

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ  
Государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

---

В. А. Силяков, В. Н. Красюк

# СИСТЕМЫ АВИАЦИОННОЙ РАДИОСВЯЗИ

Учебное пособие

*Рекомендовано УМО вузов РФ  
по образованию в области эксплуатации  
авиационной и космической техники  
для межвузовского использования*

Санкт-Петербург  
2004

УДК 621.396.7  
ББК 39.57-5  
С36

**Сиялков В. А., Красюк В. Н.**

С36 Системы авиационной радиосвязи: Учеб. пособие / Под ред. В. А. Сиялкова; СПбГУАП. СПб., 2004. 160 с. ISBN 5-8088-0136-2

Рассматриваются принципы организации авиационной электро-связи в гражданской авиации Российской Федерации. Приводятся типовые схемы организации авиационной связи в центрах управления воздушным движением. Формулируются требования к средствам авиационной радиосвязи, анализируются условия работы средств связи ГА и критерии оценки их характеристик. Приводятся основы теории систем передачи речевых сообщений и принципы построения авиационных радиостанций, рассматриваются системы передачи данных (теле-кодовая связь) и авиационно-космические системы радиосвязи.

Учебное пособие предназначено для студентов, проходящих подготовку по специальности "Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования", изучающих дисциплины "Системы и устройства связи", "Системы и устройства связи летательных аппаратов", "Техническая эксплуатация средств связи аэропортов".

Рецензенты:

кафедра радиоэлектронных систем Академии гражданской авиации;  
доктор технических наук профессор *В. А. Курзев*

ISBN 5-8088-0136-2

© ГОУ ВПО «Санкт-Петербургский  
государственный университет  
аэрокосмического приборостроения», 2004

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Решение многих функциональных задач, повышающих эффективность авиационной транспортной системы в целом, осуществляется с помощью сетей электросвязи гражданской авиации (ГА). Системы радиосвязи гражданской авиации являются составной частью автоматизированных систем управления воздушным движением (АС УВД), используются в производственной, технологической и коммерческой деятельности авиапредприятий и их служб. Авиационная воздушная (подвижная) радиосвязь является единственным средством связи диспетчеров центров УВД с экипажами воздушных судов (ВС) и между экипажами ВС, находящихся в полете. Технические средства радиосвязи предназначены для передачи и приема телефонных сообщений и данных по каналам авиационной подвижной и фиксированной служб связи ГА. Достижение высокой безопасности, регулярности и экономичности полетов во многом обеспечивается наличием непрерывной и надежной радиосвязи экипажей воздушных судов с наземными центрами УВД на всех этапах полетов и связи центров УВД с радиотехническими системами обеспечения полетов.

Современные системы и средства авиационной радиосвязи непрерывно совершенствуются. Для их правильного использования инженерно-технический состав должен знать принципы организации авиационной радиосвязи, специфику функционирования аналоговых систем радиосвязи (систем передачи речевых сообщений), систем передачи данных (телекодовая связь), особенности авиационно-космических систем радиосвязи. Возрастающие требования к повышению помехоустойчивости, надежности, пропускной способности и дальности действия систем передачи информации требуют от специалистов знания основ теории и техники систем радиосвязи, без которых затрудняются эксплуатация существующих и освоение новых технических средств персоналом авиапредприятий. Поэтому возникает потребность в подготовке учебно-методической литературы,

отражающей современное состояние и перспективы развития техники связи.

Учебное пособие разработано в соответствии с требованиями Государственного стандарта и действующего учебного плана для студентов, проходящих подготовку по специальности 201.300 "Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования".

Структура пособия и включенный в него учебный материал базируются на полученных студентами знаниях по теории распространения радиоволн, основам теории обработки сигналов и теории кодирования, принципах построения радиоприемных и радиопередающих устройств. Учебное пособие состоит из пяти разделов и двух Приложений.

В первом разделе рассмотрены принципы организации авиационной электросвязи в Российской Федерации, регламентируемые введенным в действие "Руководством по авиационной электросвязи РС ГА-99" [1] вместо утратившего силу "Наставления по связи гражданской авиации НС ГА-80". Формулируются назначение и требования к авиационной электросвязи, рассматривается структура авиационной электросвязи, показана роль связи в системах управления воздушным движением.

Во втором разделе приводятся общие сведения о системах авиационной радиосвязи. Рассматривается структурная схема системы связи, вводятся основные понятия и определения. Проводится классификация сообщений и сигналов и классификация излучений, используемых в системах авиационной радиосвязи [2]. Излагаются сведения о радиолиниях систем связи различных диапазонов волн, приводятся критерии оценки качества работы систем радиосвязи.

В третьем разделе рассматриваются радиосистемы передачи речевых сообщений, играющие важнейшую роль среди всех технических средств наземной связи и особенную в подвижной авиационной связи. В разделе последовательно анализируются свойства речевых сообщений, осуществляется их описание с помощью марковских моделей, приводится формулировка и рассматривается общий путь решения задачи фильтрации сообщений. Выполнен вывод асимптотически оптимальных алгоритмов нелинейной фильтрации, имеющих большую прикладную значимость, на основе которых рассмотрены алгоритмы фильтрации и структуры квазиоптимальных приемников для законов модуляции, используемых в системах авиа-

ционной радиосвязи. Приведены результаты сравнительного анализа ошибок фильтрации, рассмотрена помехоустойчивость систем авиационной радиосвязи. Анализируются практические методы оценки качества передачи речевых сообщений по каналам радиосвязи и влияние характеристик каналов связи на качество передачи речевых сообщений. Поясняются принципы построения авиационных радиостанций, реализуемых по трансиверной схеме. Необходимые сведения из теории марковских процессов и вывод асимптотически оптимальных алгоритмов нелинейной фильтрации из методических соображений отнесены в Приложения.

В четвертом разделе приводятся сведения о системах передачи данных (системы телекодовой связи). Рассматриваются назначение и основные характеристики систем передачи данных без обратной связи и с обратной связью, в том числе с решающей, информационной и комбинированной обратной связью. Анализируются способы защиты от ошибок при передаче данных. Приводится структурная схема дуплексной системы передачи данных. Рассмотрена система автоматического обмена данными между ВС и пунктами УВД "Цифра-ГА".

Пятый раздел посвящен авиационно-космическим системам радиосвязи (АКСР). Излагаются принципы построения авиационно-космических систем радиосвязи, приводятся основные диапазоны частот спутниковых систем связи (ССС), анализируются энергетические соотношения в спутниковых линиях связи с пассивной и активной ретрансляцией. Обсуждаются особенности работы АКСР, приводятся схемы спутниковых линий радиосвязи и структурные схемы спутниковых ретрансляторов и земных станций. Рассматриваются методы многостанционного доступа с частотным и с временным разделением, особенности построения частотного плана, приводится структура кадра, соответствующего циклу работы ССС с временным разделением.

Ограниченный объем учебного пособия не позволил рассмотреть ряд практически важных направлений радиосвязи, таких как импульсные и цифровые системы связи [21], привести сведения из теории кодирования. Эти вопросы в определенном объеме изложены в ряде учебников, например [3–9]. Поэтому главное внимание уделено системам передачи речевых сообщений и системам передачи данных, широко используемым в авиационной радиосвязи. Пособие пред-

назначено для студентов, изучающих дисциплины "Системы и устройства связи", "Техническая эксплуатация средств связи аэропортов", "Системы и устройства связи летательных аппаратов".

Основу учебного пособия составляют лекции, прочитанные студентам Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения в течение последних пяти лет.

## СПИСОК УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АВС	– авиационная воздушная (подвижная) связь.
АКСР	– авиационно-космические системы радиосвязи.
АМ	– амплитудная модуляция.
АП	– абонентский пункт (телеграфной связи).
АПВ	– апостериорная плотность распределения вероятностей.
АПД	– аппаратура передачи данных.
АПП ГГС	– аппаратура громкоговорящей связи.
АРГМ	– автоматическая регулировка глубины модуляции.
АРМ	– автоматической регулировки мощности.
АСК	– автоматическая система контроля
АСУ	– автоматизированная система управления.
АС УВД	– автоматизированная система УВД.
АФЭ	– авиационная фиксированная электросвязь ГА.
БГШ	– белый гауссов шум.
ВПП	– взлетно-посадочная полоса.
ВС	– воздушное судно.
ВЧ	– высокие радиочастоты.
ВЧ ФРС	– федеральная радиосеть взаимодействия РЦ в диапазоне ВЧ.
ГА	– гражданская авиация.
ГМВ	– гектометровые волны (средние волны).
ГЦ ЕС УВД	– Главный центр единой системы УВД.
ДКМВ	– декаметровые волны (короткие волны).
ДПК	– диспетчерский пункт круга.
ДКПД	– дуплексный канал ПД.
ДМ	– двухполосная модуляция с подавленной несущей.
ДПП	– диспетчерский пункт подхода.
ДПР	– диспетчерский пункт руления.
ДПСП	– диспетчерский пункт системы посадки.
ЗС	– земная станция.
ЗЦ УВД	– зональный центр УВД.
ИКАО	– международная организация гражданской авиации.
ИОС	– информационная обратная связь.
ИСЗ	– искусственный спутник Земли.
КДП	– командно-диспетчерский пункт.

КОС	– комбинированная обратная связь.
МДВР	– многостанционный доступ с временным разделением.
МДЧР	– многостанционный доступ с частотным разделением.
МВ	– метровые волны.
МВЛ	– местные воздушные линии.
МПЧ	– максимально применимая частота.
НПИ	– наименьшая применимая частота.
НЧ	– низкие радиочастоты.
ОВЧ	– очень высокие частоты.
ОМ	– однополосная модуляция.
ОРЧ	– оптимальная рабочая частота.
ПДСП	– производственно-диспетчерская служба предприятия.
РЛП	– радиолокационная позиция.
РМК	– рабочее место контроля исправности аппаратуры.
РОС	– решающая обратная связь.
РЦ УВД	– районный центр УВД.
САОД	– система автоматизированного обмена данными с ВС.
СВЧ РС РЦ-АП	– СВЧ радиосеть взаимодействия РЦ и аэропортов.
СДН	– система дистанционной настройки.
СДП	– стартовый диспетчерский пункт.
СПД	– система передачи данных.
ССС	– спутниковые системы связи.
СЧ	– синтезатор частот.
ТЛГ ССТ	– аппарат телеграфный старт-стопный.
ТЛФ АПП	– аппарат телефонный общего назначения.
ТЧ	– тональная частота.
УВД	– управление воздушным движением.
УВК	– управляющий вычислительный комплекс.
УВПС	– устройство восстановления первичных сообщений.
УЗО	– устройство защиты от ошибок.
УКВ	– ультракороткие волны.
УФПС	– устройство формирования первичных сигналов.
ФАП	– фазовая автоподстройка частоты.
ФМ	– фазовая модуляция.
ЦКС	– центр коммутации сообщений.
ЧМ	– частотная модуляция.
ЭРТОС	– эксплуатация радиотехнического оборудования и связи.



# **1. ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ АВИАЦИОННОЙ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ**

## **1.1. Назначение авиационной электросвязи**

Авиационная электросвязь гражданской авиации является составной частью автоматизированных систем управления воздушным движением (АС УВД), обеспечивает взаимодействие органов УВД, используется в производственной, технологической и коммерческой деятельности авиапредприятий и их служб.

Решение многих функциональных задач, повышающих эффективность авиационной транспортной системы в целом, осуществляется с помощью сетей электросвязи гражданской авиации (ГА).

Достижение высокой безопасности, регулярности и экономичности полетов в различных метеорологических условиях во многом обеспечивается наличием непрерывной и надежной радиосвязи экипажей воздушных судов (ВС) с наземными центрами УВД на всех этапах полетов и связи центров УВД с радиотехническими системами обеспечения полетов.

Принципы по организации и структура электросвязи, правила установления и ведения связи, а также порядок использования средств электросвязи в ГА Российской Федерации регламентируются руководством по авиационной электросвязи РС ГА-99 [1].

## **1.2. Требования к авиационной электросвязи**

Авиационная электросвязь ГА представляет собой совокупность центров, станций связи, оконечных устройств, различных средств электросвязи, соединенных между собой в сети электросвязи [1,2].

Авиационная электросвязь ГА обеспечивает решение следующих задач:

- передачу центрами УВД экипажам ВС указаний, распоряжений и сообщений по обеспечению безопасности и регулярности воздушного движения и получения от них донесений и сообщений на всех этапах полета;

- взаимодействие центров УВД в процессе управления воздушным движением, планирования и организации полетов;
- оперативное взаимодействие служб авиапредприятий;
- передачу административно-управленческой и производственной информации;
- передачу данных различных АСУ гражданской авиации.

Авиационная электросвязь ГА должна удовлетворять следующим предъявляемым к ней основным требованиям:

- своевременность установления связи;
- надежность и бесперебойность связи;
- обеспечение требуемой скорости передачи информации;
- обеспечение необходимой скрытности при передаче информации;
- эффективность и экономичность функционирования электросвязи.

Используемые в настоящее время и поступающие в эксплуатацию новые средства электросвязи ГА соответствуют перечисленным требованиям и нормам ИКАО.

### **1.3. Структура авиационной электросвязи**

Авиационная электросвязь ГА Российской Федерации делится на следующие виды [1]:

- 1) фиксированная (наземная);
- 2) подвижная (воздушная);
- 3) радиовещание.

Для передачи и приема сообщений в гражданской авиации применяются различные системы электросвязи, в том числе системы радиосвязи. Наземной называется радиосвязь, в которой используются радиостанции, расположенные на поверхности Земли. Воздушной называется радиосвязь наземных пунктов управления воздушным движением и средств радиотехнического обеспечения с экипажами воздушных судов, а также экипажей воздушных судов между собой.

#### ***1.3.1. Авиационная фиксированная электросвязь***

Авиационная фиксированная электросвязь организуется для выполнения следующих задач: обеспечения взаимодействия центров управления воздушным движением; взаимодействия служб авиапредприятий ГА в процессе осуществления производственной деятельности; деятельности производственно-диспетчерских служб и административно-управленческого персонала ГА; передачи метеорологической и полетной

информации; обеспечения международных полетов воздушных судов ГА; взаимодействия с органами ВВС; передачи данных.

Принципы построения, структура и технические средства авиационной фиксированной связи регламентируются [1] и реализуются в сетях электросвязи, в зависимости от их функционального назначения, следующим образом.

1. Электросвязь для обеспечения взаимодействия центров (пунктов) УВД организуется по следующей схеме. Каналы речевой (телефонной) связи реализуются по принципу прямых или коммутируемых соединений с установкой на рабочих местах диспетчеров центров УВД аппаратуры оперативной связи. В качестве каналов речевой связи используются каналы связи тональной частоты, а при необходимости организуются радиорелейные каналы, каналы ВЧ радиосвязи, каналы спутниковой связи, линии передачи данных. Каналы речевой связи организуются в соответствии со схемой организации связи центров единой системы УВД (ЕС УВД) или схемой организации наземной связи и передачи данных в АС УВД. Типовые схемы организации авиационной наземной электросвязи районных центров (РЦ УВД), зональных (ЗЦ УВД) и местных диспетчерских пунктов (МДП УВД) регламентированы [1]. Укрупненная схема организации фиксированной электросвязи РЦ приведена на рис. 1.1. Здесь не отражены системы связи с пунктами управления (ПУ) эпизодически взаимодействующих РЦ и аэропортов и системы связи с пунктами управления Ведомств, а также радиорелейная связь. При необходимости организуются дополнительные каналы связи.

Все виды связи между РЦ и взаимодействующими ПУ организуются по прямым каналам (на рис. 1.1 не отражено).

2. Внутриаэропортовая электросвязь. Предназначена для обеспечения производственной деятельности органов УВД, всех служб аэропортов и авиакомпаний и их взаимодействия.

Сети внутриаэропортовой электросвязи организуются с использованием сертифицированных средств связи и передачи данных, включая сети радиосвязи с подвижными объектами аэропорта, по схемам службы ЭРТОС с соблюдением требований электромагнитной совместимости.

Внутриаэропортовая связь обеспечивает возможность оперативного руководства деятельностью органов УВД, служб аэропорта и авиакомпаний в процессе планирования, подготовки и обслуживания рейсов

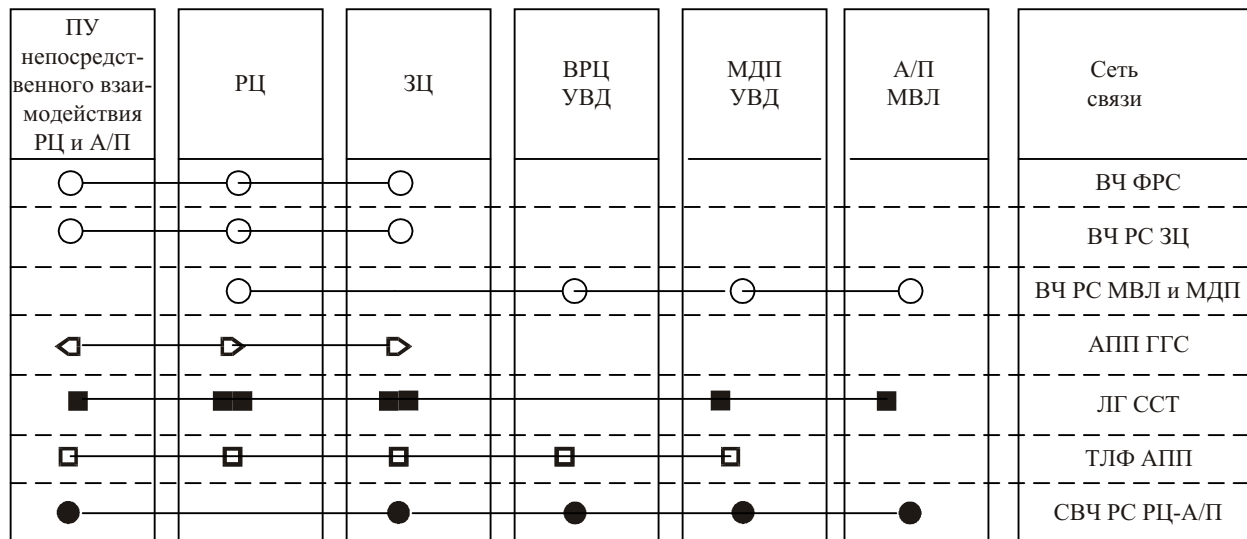


Рис. 1.1: *ВЧ ФРС* – федеральная радиосеть взаимодействия РЦ в диапазоне ВЧ; *ВЧ РС ЗЦ* – ВЧ радиосеть зонального центра взаимодействия РЦ; *АПП ГГС* – аппаратура громкоговорящей связи; *ЛГ ССТ* – аппарат телеграфный старт-стопный; *ТЛФ АПП* – аппарат телефонный общего назначения; *СВЧ РС РЦ-А/П* – СВЧ радиосеть взаимодействия РЦ и аэропортов; *ВЧ РС МВЛ и МДП* – радиосеть взаимодействия аэропортов местных воздушных линий (МВЛ) и местных диспетчерских пунктов (МДП)

ВС, оповещение расчетов аварийно-спасательной команды при авиационных происшествиях и инцидентах, получение необходимой информации предприятиями и пассажирами, использующими воздушный транспорт.

3. Электросвязь для обеспечения международных полетов ВС предназначена для речевой связи между взаимодействующими центрами УВД РФ и зарубежных стран, передачи информации по планированию полетов и аэронавигационной информации ВС, находящимся в полете, передачи данных, передачи метеоинформации.

Взаимодействие центров УВД РФ и центров УВД зарубежных стран организуется по каналам прямой речевой связи с использованием телефонных каналов АО «Ростелеком» и телефонных каналов соответствующего ведомства связи зарубежной страны. Для обмена информацией используются каналы международных сетей и систем электросвязи СИДИН/АФТН, ТЕЛЕКС, ТЕЛЕФАКС. Аэронавигационная информация и информация по планированию полетов и движению ВС передается по каналам СИДИН/АФТН.

4. Сети передачи данных ГА используются для передачи дискретной информации в автоматизированных системах управления (АСУ): АС УВД, АСУ производственно-хозяйственной деятельностью, АСУ планирования воздушного движения, АСУ продажи билетов и бронирования мест и других функциональных АСУ. Для передачи данных используются сеть авиационной наземной связи передачи данных и телеграфной связи ГА (АНС ПД и ТС ГА).

5. Сеть авиационной фиксированной телеграфной связи обеспечивает передачу телеграфной информации между авиапредприятиями. Сеть ТС ГА построена в соответствии с требованиями и правилами работы международной сети авиационной фиксированной электросвязи – АФТН и СИДИН [1, 2]. Сеть авиационной фиксированной электросвязи ГА организуется по радиально-узловой схеме [3] и включает [1]:

- центры коммутации сообщений федерального уровня (ЦКС-Ф);
- центры коммутации сообщений регионального уровня (ЦКС-Р);
- оконечные центры коммутации сообщений (ЦКС-О);
- оконечные станции (ОС).

Взаимодействие между ЦКС осуществляется по каналам передачи данных и телеграфным каналам, количество которых зависит от потоков информации и пропускной способности каналов.

6. Сети (каналы) авиационной фиксированной радиосвязи организуются для обеспечения взаимодействия центров (пунктов) УВД при отсутствии возможности организации наземных сетей (каналов) электросвязи. При этом организуются единые сети ВЧ радиосвязи центров УВД и региональные радиосети взаимодействия центров (пунктов) УВД.

### *1.3.2. Авиационная подвижная электросвязь*

Авиационная воздушная связь (АВС) организуется в соответствии с принципами управления воздушным движением Российской Федерации [1, 8, 9].

Авиационная воздушная (подвижная) электросвязь (радиосвязь) является единственным средством связи диспетчеров УВД с экипажами ВС и между экипажами ВС, находящихся в полете; авиационная воздушная (подвижная) связь используется: для непосредственного ведения диспетчерами центров УВД радиотелефонной связи с экипажами воздушных судов и передачи данных на протяжении всех этапов полета: от начала руления до посадки и окончания руления; ведения центрами УВД радиотелефонной и радиотелеграфной связи с экипажами воздушных судов, находящихся в полете, в том числе с помощью радиооператоров; ведения центрами УВД, аварийно-спасательными службами связи с экипажами воздушных судов, терпящих, или потерпевших бедствие.

Авиационная воздушная радиосвязь, в соответствии с предъявляемым к ней требованиям, должна обеспечивать:

- бесперебойное ведение радиотелефонной связи диспетчеров службы УВД с экипажами воздушных судов на протяжении всех этапов полета;

- ведение радиотелеграфной слуховой связи между диспетчерами службы движения и экипажами воздушных судов, находящихся в полете;

- постоянную готовность обмена сообщениями между диспетчерскими пунктами службы движения и экипажами ВС;

- высокое качество связи;

- связь без поиска и без подстройки;

- возможность циркулярной передачи сообщений экипажам воздушных судов.

Принципы построения и технические средства авиационной подвижной связи регламентированы [1] и реализуются следующим образом.

1. Для организации АВС используются средства радиосвязи диапазонов ОВЧ, ВЧ, НЧ-СЧ и спутниковые системы связи [1,3–7, 16, 17]. Средства ВЧ используются для дальней связи с экипажами ВС на участках, где отсутствует связь на ОВЧ. Средства НЧ-СЧ используются в районах, где отсутствует надежная радиосвязь в диапазоне ВЧ (северные районы страны). Авиационная воздушная связь должна обладать высокой надежностью, поэтому каждая радиостанция сети резервируется. Потеря связи с ВС рассматривается как особый случай в полете. При потере связи срочно используются все меры по ее восстановлению. Для повышения надежности используются вынесенные на трассы полетов ретрансляторы диапазона ОВЧ; проводится размещение средств радиосвязи на высотных сооружениях и высотах на местности, применяются средства повышенной мощности и различные типы антенных систем; используется спутниковая радиосвязь [3–9, 16].

2. Авиационная воздушная связь для УВД в районе аэродрома регламентирована [1] и организуется в соответствии с принятой для данного аэродрома схемой управления воздушным движением. В районе аэродрома создаются радиосети диспетчерских пунктов: подхода (по количеству секторов) (ДПП); круга (ДПК); взлета и системы посадки (ДПСП); стартового диспетчерского пункта (СДП), командно-диспетчерского пункта (КДП); руления (ДПР); аварийно-спасательная (ДПП) – общая для всех пунктов УВД.

Авиационное радиовещание организуется для: информирования экипажей воздушных судов, находящихся в полете, при оперативном полетно-информационном обслуживании (АФИС); автоматической передачи информации в районе аэродрома (АТИС); автоматической передачи метеоинформации авиационной метеорологической станцией (АМСГ) для экипажей ВС, находящихся на маршруте (ВОЛМЕТ). Организуются сети спецсвязи с ВС других ведомств. Типовая схема организации АВС в районе аэродрома с радиостанцией воздушного судна (РС ВС) приведена на рис. 1.2.

Объединение радиосетей руления, взлета и посадки, круга осуществляется службой движения в зависимости от принятой схемы управления воздушным движением и интенсивности движения воздушных судов и указывается в Сборниках аэронавигационной информации. При этом назначается единая частота радиосвязи.

3. Авиационная воздушная (подвижная) связь на воздушных трассах и местных воздушных линиях (МВЛ) организуется в соответствии с

	Диапазон частот	Условное обозначение	Принадлежность радиосети	Наименование радиосети
	ОВЧ	F-7/I-III	ДПП-1,2,3	Подход
	ОВЧ	F-5/I-I	ДПК	Круг
	ОВЧ	F-5/I-II	СДП, КДП, МВЛ	Взлет
	ОВЧ	F-5/I-II	ПДП	Посадка
	ОВЧ	F-4	ДПР, СДП	Руление
	ОВЧ	F-9/I	ДПП, ДПР	Спецсвязь
	ОВЧ	F-8	ДПП	Аварийно-спасательные
	ОВЧ	F-20	АМСГ	Метеовещание

**Рис. 1.2**

используемой схемой УВД для каждой воздушной трассы и МВЛ. Основными средствами обеспечения УВД на воздушных трассах и МВЛ являются средства радиосвязи того диапазона, которые обеспечивают управление на всю глубину полета ВС в данных конкретных условиях. Для этого организуются следующие радиосети:

- для управления в зоне РЦ (по числу секторов) и вспомогательных (ВРЦ) центров – в диапазоне ОВЧ;
- воздушная связь в зоне РЦ в диапазоне ВЧ;
- дальняя связь в диапазоне ВЧ;
- аварийно-спасательная связь в диапазоне ОВЧ;
- радиосеть производственно-диспетчерской службы авиапредприятия в диапазоне ОВЧ.

Радиосети дальней связи диапазона ВЧ организуются для связи с экипажами ВС, выполняющими дальние и международные полеты.

Авиационная воздушная связь для УВД и радиосвязь на воздушных трассах и в районах местных диспетчерских пунктов (МДП) реализуется на основе типовой схемы ее организации (рис. 1.3) [1].

Для связи на МВЛ и на аэродромах МВЛ используются радиосети: УВД и связи на МВЛ; УВД в районе аэродрома МВЛ; связи с аэропортами МВЛ.



	Диапазон частот	Условное обозначение	Принадлежность радиосети	Наименование радиосети
PC BC	ОВЧ	F-15/I-IXI	РЦ , ВРЦ	Зона РДС
	ВЧ	F-16/I-XI	РЦ	—"
	ВЧ	F-17/I-III	ЦРОС ГА	Дальняя РС
	ОВЧ	F-25	РЦ , ВРЦ	Спецсвязь ВДМ
	ОВЧ	F-8	РЦ , ВРЦ	Аварийно-спасательная
	ВЧ	F-8/I	РЦ , ВРЦ	Аварийно-спасательная
	ВЧ	F-21/I-III	РЦ , АМСГ	Метевещание
	ОВЧ	F-28	ПДСП	Информационное ПДСП
	ОВЧ	F-30	РЦ	Резервная зона РДС

Рис. 1.3

Радиосети УВД в зоне МВЛ в диапазоне ВЧ используются и для авиационной фиксированной (наземной) радиосвязи между диспетчерскими пунктами службы движения.

4. АВС для обеспечения полетов по международным воздушным трассам за пределами СНГ организуется с использованием каналов дальней радиосвязи в ВЧ диапазоне и каналов подвижной спутниковой службы.

5. Аварийные радиосети организуются для обеспечения связью экипажей воздушных судов с диспетчерскими пунктами УВД и океанскими судами при возникновении особых случаев в полете. В этих случаях радиосвязь осуществляется на частотах международной аварийно-спасательной службы 121,5 и 2,182 МГц. В качестве международных аварийных частот используются частоты 121,5 и 243 МГц, а также частоты 500, 2182, 8364 кГц [2]. Частоты 500 и 2182 кГц предназначены для запроса помощи у морской аварийно-спасательной службы. Для своевременного оказания помощи ВС, терпящим бедствие, в аэропортах организуется круглосуточное прослушивание диспетчерами УВД радиоканала на частоте 121,5 МГц. Для связи между ВС и наземными службами, занятыми поисково-спасательными работами, организуется радиосеть на частоте 123,1 МГц, переход на которую производится после установ-

ления связи на частоте международной спасательной службы 121,5 МГц [3,16].

6. Авиационная воздушная связь используется в системе автоматизированного обмена данными с воздушными судами (САОД "земля–воздух"), предназначенной для скоростного обмена информацией с пунктами УВД, ПДСП и другими о местонахождении ВС, условиях полета, состоянии материальной части и др., передаваемых автоматически и воспроизводимых на дисплейных и печатающих устройствах. Система автоматизированного обмена данными является вспомогательной системой связи, предназначенной для сокращения объема и времени речевого обмена между экипажами ВС и диспетчерскими службами аэропортов, РЦ, ПДСП, АТБ. Для работы системы САОД выделяются отдельные частотные каналы [1].

### *1.3.3. Авиационное радиовещание*

Авиационное радиовещание используется для: информирования экипажей воздушных судов, находящихся в полете, при оперативном полетно-информационном обслуживании (АФИС); автоматической передачи информации в районе аэродрома (АТИС); автоматической передачи метеоинформации для экипажей ВС, находящихся на маршруте (ВОЛМЕТ) [1,3–5].

Радиовещательные передачи метеорологической и полетной информации являются важным фактором, обеспечивающим безопасность и регулярность воздушного движения. Различные разновидности программ автоматического вещания метеоинформации согласно Приложению к Конвенции ИКАО [2] получили названия АТИС, ВОЛМЕТ, СИГМЕТ.

Для оперативного обеспечения находящихся в районе аэродрома ВС полетной и метеорологической информацией используются радиовещательные сети АТИС диапазона МВ [3]. Автоматическое аэродромное метеовещание АТИС осуществляется циклично и непрерывно открытым текстом без сокращений со скоростью не более 90 слов в минуту с обновлением метеоинформации не реже чем через 30 мин. При возникновении опасных метеоявлений и при изменении рабочего направления ВПП, состояния ее поверхности и коэффициента сцепления осуществляется внеочередная смена транслируемых сообщений. Программа передач АТИС обеспечивает трансляцию сведений, необходимых экипажу ВС для выполнения посадки или взлета: название аэродрома; время наблюдения; вид предлагаемого захода на посадку; используемые

системы посадки; используемые ВПП; особые условия на поверхности ВПП и коэффициент сцепления; задержку в зоне ожидания; эшелон перехода; скорость и направление ветра; данные о сдвиге ветра; дальность видимости на ВПП; погоду на аэродроме; высоту нижней границы облаков; температуру воздуха; точку росы; данные для установки высотомера; информацию об особых метеоявлениях в зонах взлета и посадки (гроза, град, обледенение, шквал, осадки, бури, смерч, турбулентность).

Автоматическое метеовещание для экипажей ВС, находящихся в полете – ВОЛМЕТ, осуществляет передачу метеоинформации, относящейся к определенным аэродромам, на русском и английском языках открытым текстом: позывной канала; время наблюдения; позывной аэропорта; ветер у земли; видимость; видимость огней высокой и малой интенсивности; явления погоды; количество облаков нижнего яруса; форма облаков; высота нижней границы облачности; температура воздуха; давление на аэродроме; обледенение; грозовые очаги и их координаты, определяемые с помощью наземных метеорадиолокаторов; закрытие облаками гор и высотных сооружений; прогноз захода на посадку.

Вещание информации об опасных для полетов метеоявлениях СИГМЕТ представляет краткое описание фактических или прогнозируемых данных подобных явлений на маршруте полета и их эволюцию [3].

#### **1.4. Роль связи в системах управления воздушным движением**

Управление воздушным движением включает целый комплекс мероприятий по разработке планов полетов ВС и их реализации с использованием современных радиотехнических средств обеспечения полетов, применяемых в автоматизированных системах УВД. Средства воздушной и наземной связи являются составными частями автоматизированных систем УВД.

Основными функциями средств связи являются: обеспечение постоянно действующей радиосвязью "диспетчер-борт" экипажей всех ВС в зоне управления; трансляция с радиолокационных позиций (РЛП) в центр УВД радиолокационной и пеленгационной информации по стандартным каналам тональной частоты (ТЧ); громкоговорящая связь между диспетчерами и техническим персоналом РЛП и служб аэропорта; служебная телефонная связь внутри РЛП и между РЛП и центром УВД. Для объективного контроля и расследования летных происшествий во всех аэропортах ГА и в автоматизированных системах управления воз-

душным движением ведется регистрация речевых переговоров в воздушной и наземной связи.

Под автоматизированной системой управления воздушным движением понимают совокупность технических объектов, объединенных в единое целое и целенаправленно используемых для безопасного, экономичного и регулярного управления потоками ВС. Автоматизированные системы управления воздушным движением обеспечивают управление движением воздушных судов в любое время суток в разных метеоусловиях при высокой интенсивности полетов, когда в ограниченном пространстве одновременно находится большое число ВС с различными летно-техническими характеристиками, непрерывно изменяющими свое положение по различным траекториям.

Существующие системы УВД используют радиолокационные комплексы, аппаратуру обработки и отображения информации, распределяемую по пультам диспетчерских пунктов, ЭВМ и системы связи и передачи цифровых данных. Для любых систем УВД типичным является обработка больших потоков информации с передачей ее в аналоговом или цифровом виде по сетям связи на значительные расстояния. В настоящее время в системах УВД применяется метод так называемого процедурного управления воздушным движением, при этом приоритет отдан человеку – диспетчеру. Поэтому, несмотря на автоматический прием и передачу сопровождаемых ВС из зоны ответственности одного диспетчера в зону ответственности другого, такие системы называют автоматизированными.

Структурное построение АС УВД зависит от их назначения. С учетом принципов организации воздушного пространства, которое делится на зоны и секторы [3, 8, 9], они подразделяются на аэродромные и трассовые (районные). Трассовая АС УВД охватывает воздушное пространство нескольких территориальных районных центров управления (РЦ УВД) и занимает площадь 400...500 тыс. км<sup>2</sup>. В такой воздушной зоне одновременно осуществляется управление сотнями ВС на значительных удалениях от центра управления. Для повышения безопасности полетов и обеспечения нормальной работы диспетчеров воздушное пространство разделено на секторы, которые являются наименьшими структурными элементами системы управления воздушным движением [9]. В секторах оборудованы разнесенные радиолокационные позиции (РЛП), которые создают радиолокационные поля, перекрывающие воздушное пространство на всю глубину полетов и задействованы системы радиосвязи "земля-борт" с большим радиусом действия.

Схема построения трассовых (районных) АС УВД [9] приведена на рис. 1.4. Здесь показаны несколько РЛП (обозначены треугольниками с соответствующими номерами) с их зонами действия (окружности), воздушные трассы (сплошные линии), кабельные линии связи (штрих-пунктир) и *граница зоны УВД* (пунктир).

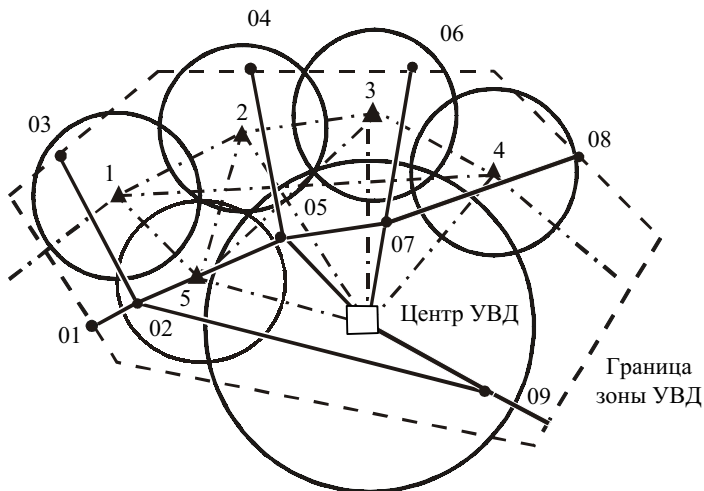


Рис. 1.4

Каждая РЛП состоит из нескольких объектов (площадок), на которых размещается радиотехническое оборудование (РТО) и системы энергоснабжения. На площадках РЛП находится радиотехнический комплекс, в состав которого входят:

- первичный радиолокатор типа "Скала-М";
- вторичный радиолокатор "Корень-АС";
- многоканальный автоматический радиопеленгатор АРП-АС или АРП-75;
- аппаратура первичной обработки информации (АПОИ) – два комплекта;
- аппаратура для передачи данных радиолокаторов и радиопеленгаторов по телефонным каналам связи в *центр УВД*;
- приемный радиоцентр;
- передающий радиоцентр.

На радиолокационной площадке в отдельном зале расположен узел связи. В нем размещены: АТС, аппаратура уплотнения кабельных ли-

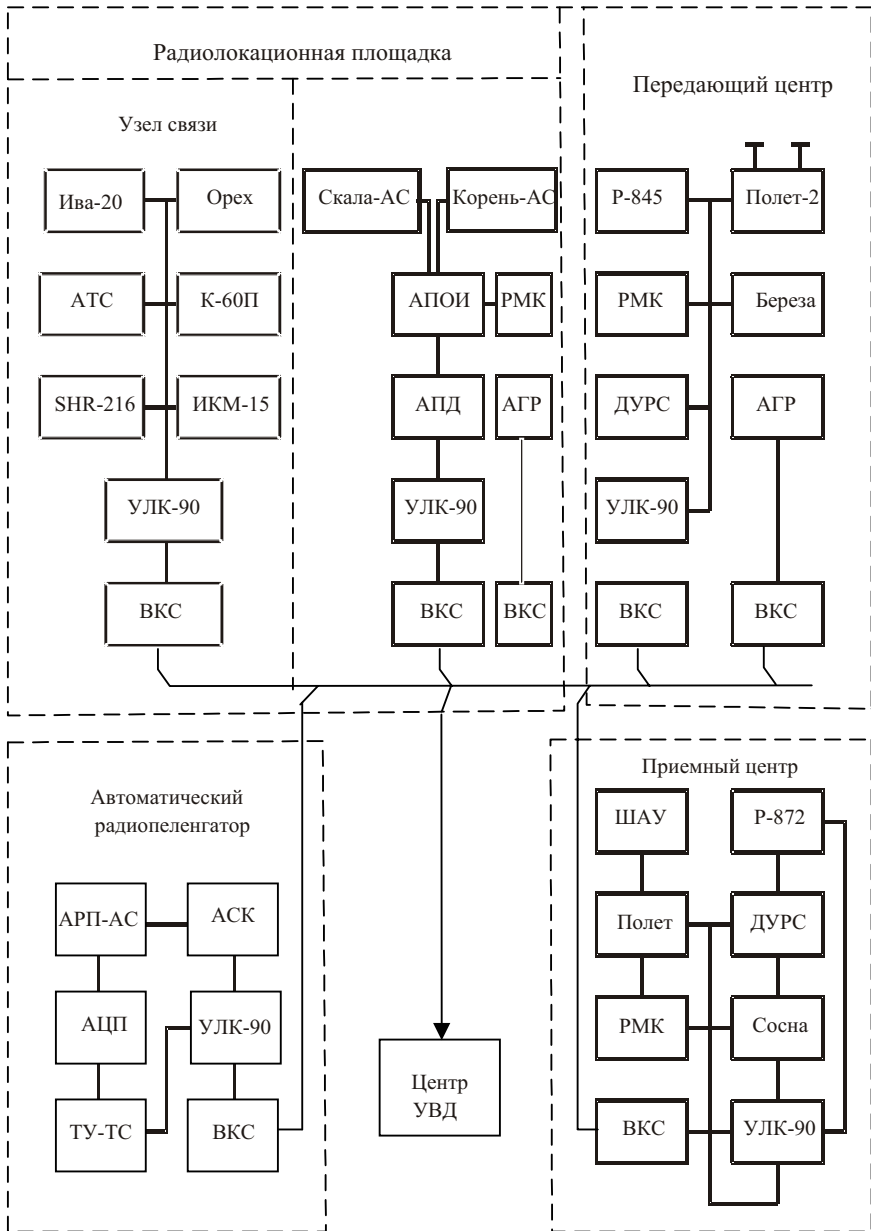


Рис. 1.5

ний связи (К-60П или ИКМ-15) и универсальные линейные коммутаторы УЛК-90. В отдельном зале смонтированы радиолокационные станции, аппаратура передачи данных (АПД) и рабочее место для контроля исправности радиолокаторов (РМК). Антенны первичного и вторичного радиолокаторов совмещены, размещены на сборных металлических вышках и закрыты радиопрозрачным куполом.

Разнесенные объекты РЛП соединены между собой многопарным телефонным кабелем типа ТЗСАШп, подключение к кабельной сети осуществляется через входные кабельные стойки (ВКС) объектов РЛП.

Укрупненная структурная схема РЛП показана на рис. 1.5 [9]. *Центр УВД* координирует и объединяет работу всех РЛП, метеородиолокаторов, автономных трассовых пеленгаторов, отдельных абонентских пунктов, расположенных на удалении от ЦУВД. Приемные и передающие центры радиосвязи являются обязательными составными частями РЛП. Они удалены от радиолокационных станций, разнесены между собой и управляются дистанционно из ЦУВД; радиолокационные позиции соединены с центром УВД и друг с другом кабельными линиями связи с аппаратурой уплотнения. По этим линиям в центр УВД передается непрерывная и дискретная радиолокационная информация, осуществляется дистанционное управление средствами радиосвязи и трансляция радиотелефонных переговоров по линии "диспетчер-борт", осуществляется телефонная и громкоговорящая служебная связь по линии "Центр УВД – РЛП" и "РЛП – РЛП".

Для объективного контроля и расследования летных происшествий осуществляется регистрация речевых переговоров в каналах воздушной и наземной связи в АС УВД и аэропортах [9]. Для документирования речевых переговоров используются многоканальные магнитофоны SHR-216 или П-500.

Наземная сеть связи базируется на использовании магистральных кабельных линий "РЛП – центр УВД" и "РЛП – РЛП" с применением различной каналобразующей аппаратуры.

Оперативная ГГС "диспетчер-диспетчер" и "диспетчер-технический состав" осуществляется по прямым абонентским линиям с помощью аппаратуры ГГС типа "Орех" и аппаратуры с избирательным вызовом "Ива-20".

Служебная телефонная связь на каждой РЛП осуществляется с помощью малоемкостной квазиэлектронной АТС типа П-439 или "Квант".

Для телефонной связи с соседними РЛП и ЦУВД применяют аппаратуру уплотнения кабельных линий типа К-60П или цифровые системы типа ИКМ-15.

Выходные сигналы АРП-АС преобразуются в цифровую форму в устройстве аналого-цифрового преобразования (АЦП) и через аппаратуру уплотнения по каналам тональной связи (ТУ-ТС) передаются в АПОИ.

Агрегатные (АГР) вынесены в отдельное помещение. Обязательным условием является подвод электропитания от двух независимых трансформаторных подстанций.

Основой системы воздушной связи являются бортовые и наземные радиостанции (РС), которые обеспечивают бесперерывной и бесподстроечной постоянно действующей радиотелефонной связью "диспетчер-борт" все ВС в зоне управления и прием/передачу цифровых данных. Наземные РС размещены на передающих автоматизированных центрах и дистанционно управляются из ЦУВД. Передающий центр отнесен от РЛП на 1,5–2 км. На нем устанавливаются несколько радиостанций метрового (МВ) диапазона волн, одна–две универсальные РС, например, Р-845 и несколько передатчиков ДКМВ типа "Береза". Все радиостанции управляются из ЦУВД с помощью системы дистанционного управления (ДУРС) типа ТУКВ-2. Приемный центр отнесен как от передающего центра, так и от радиолокаторов. На нем устанавливаются несколько радиоприемников МВ-диапазона "Полет", несколько универсальных радиоприемников ДКМВ типа "Сосна" или типа Р-872. Радиоприемники подключены к одной антенне через широкополосные антенные усилители (ШАУ), приемники ДКМВ работают с отдельными антеннами.

Информационные сигналы поступают в центр УВД через универсальные линейные коммутаторы (УЛК) и соответствующие ВКС.

Связь является основой процедурного УВД, при котором информация о динамической воздушной обстановке формируется по докладам экипажей с помощью каналов воздушной связи [8, 9].

Качество связи и охват ею всех элементов системы воздушного транспорта оказывают непосредственное влияние на эффективность транспортных процессов, безопасность и регулярность полетов.



## 2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СИСТЕМАХ АВИАЦИОННОЙ РАДИОСВЯЗИ

### 2.1. Структурная схема системы радиосвязи

Системы радиосвязи предназначены для передачи и приема информации с помощью радиосигналов по линии связи при пространственно разнесенных передающем и приемном устройствах. Информация, выраженная в определенной форме, представляет собой сообщение [3,6], которое подлежит передаче на расстояние. Отправителем и получателем сообщений могут выступать как человек, так и различные технические устройства, обеспечивающие формирование, регистрацию, хранение и использование сообщений. Системы связи могут быть разомкнутыми и замкнутыми (с обратными связями). Структурная схема разомкнутой системы связи показана на рис. 2.1.

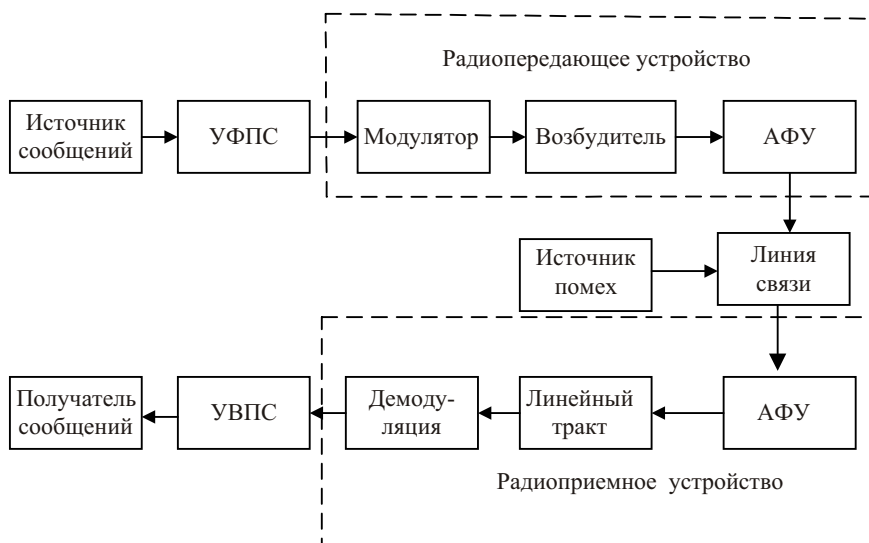


Рис. 2.1

Для передачи сообщений осуществляют их преобразование в электрические сигналы с помощью устройств формирования первичных сигналов (*УФПС*). Первичные сигналы подаются на вход *радиопередающего устройства*, включающего *модулятор*, *возбудитель* и антенно-фидерное устройство (*АФУ*), которое осуществляет передачу сообщений с помощью радиосигналов по линии связи.

В *радиоприемном устройстве* принятый антенной радиосигнал усиливается и фильтруется в *линейном тракте*, осуществляется его демодуляция для выделения первичного электрического сигнала, который используется для восстановления сообщения с помощью устройства восстановления сообщения (*УВПС*).

Часто приемные и передающие устройства объединяют. Их комбинация образует радиостанцию (РС). Такое построение характерно для авиационных радиостанций.

В теории связи используют понятия "канал связи" и "система радиосвязи", которые определяются следующим образом [6].

**Канал связи** – это совокупность передающего устройства, линии связи и приемного устройства. Канал связи имеет один вход и один выход и входит в состав системы связи.

**Система радиосвязи** – это упорядоченная совокупность канала связи, отправителя и получателя информации (которыми могут быть как человек, так и технические устройства), характеризующаяся заданными правилами преобразования сообщения в радиосигнал и восстановления сообщения по принятому сигналу, называется системой радиосвязи.

Если в состав системы входит несколько каналов, источников и потребителей информации, а также устройства уплотнения каналов, которые обеспечивают независимую передачу сообщений от нескольких источников по одной общей радиолинии, то такие системы связи называются многоканальными.

По направлению обмена сообщениями системы радиосвязи делятся на односторонние и двухсторонние. В системе односторонней радиосвязи одна из РС осуществляет только передачу, а другая (или другие) только прием. В системе двухсторонней радиосвязи радиостанции осуществляют передачу и прием. По порядку обмена сообщениями различают симплексные, дуплексные и полудуплексные системы радиосвязи [3,6]. Симплексной называется двухсторонняя радиосвязь, при которой передача и прием на каждой станции осуществляют поочередно. В сис-

темах дуплексной радиосвязи передача осуществляется одновременно с приемом. Дуплексная связь более оперативна и обеспечивается работой передатчиков и приемников на разных частотах. Системы полудуплексной радиосвязи относятся к симплексным системам, в которых осуществляется автоматический переход с передачи на прием и возможен переспрос корреспондента.

Из-за наличия помех в линии связи и в самой аппаратуре сообщение на выходе радиоприемного устройства отличается от переданного. Способность системы связи противостоять мешающему действию радиопомех и искажений характеризуется помехоустойчивостью. Помехи, под действием которых в передаваемых сообщениях возникают искажения, можно подразделить на аддитивные и мультипликативные. Аддитивные помехи включают внутриприемные шумы, промышленные помехи и помехи, создаваемые сигналами, излучаемыми многочисленными радиотехническими системами. Мультипликативные помехи, обусловленные особенностями распространения сигналов различных диапазонов, приводят к замиранию радиосигналов и случайным изменениям их уровня вследствие многолучевого распространения. Искажение сообщений помехами в каналах радиосвязи в значительной степени зависит от используемого вида модуляции. Выбирая малочувствительные к наиболее вероятным типам помех законы модуляции, можно повысить помехоустойчивость связи.

## **2.2. Классификация сообщений и сигналов**

По своему характеру сообщения могут быть дискретно-значными (или дискретными) и непрерывнозначными (или непрерывными).

Дискретно-значными называются сообщения, принимающие конечное или счетное число значений [6, 10]. Типичным примером таких сообщений является буквенно-цифровой текст, состоящий из букв, цифр и знаков препинания.

Если множество сообщений является континуальным, то такие сообщения называются непрерывными. К подобным сообщениям относятся речь, подвижное изображение и т. д.

Для передачи различных по физической природе сообщений (речь, изображение, цифровые данные) по радиоканалам необходимо их преобразовать в электрические колебания, называемые первичными сигналами. Между сообщением и сигналом должно быть однозначное соответствие, что обеспечивает возможность получить в пункте приема

переданное сообщение. Например, звуковое давление при передаче речевых сообщений преобразуется микрофоном в электрическое напряжение.

Электрические сигналы, являющиеся аналогами непрерывнозначных сообщений называются аналоговыми. Первичные электрические сигналы, соответствующие дискретно-значным сообщениям, называют цифровыми. Процесс преобразования дискретно-значных сообщений в цифровые сигналы называется кодированием. При кодировании каждому сообщению из ансамбля ставится в однозначное соответствие кодовая комбинация единичных элементов цифрового сигнала, которую называют первичным кодом [6, 10]. В качестве единичных элементов кодовых комбинаций обычно используются электрические импульсы, которые имеют вполне определенные значения амплитуды – представляющего (информационного) параметра цифрового сигнала. Число различных значений представляющего параметра, используемого для построения кодовых комбинаций, определяет основание кода. В зависимости от значения основания кода  $m$  различают двоичные  $m = 2$ , троичные  $m = 3$  и, в общем случае,  $m$ -ичные коды [6]. В системах передачи цифровых сообщений обычно используют двоичные коды, в которых значения амплитуды единичных импульсов принято отождествлять с символами 1 и 0. Символы элементов кодовых комбинаций 1 и 0 называют битами. Применение двоичных кодов позволяет использовать в аппаратуре связи стандартные элементы цифровой техники.

Аналоговые сигналы можно преобразовать в импульсные и цифровые сигналы. Преобразование аналогового сигнала в импульсный достигается его дискретизацией по времени в соответствии с теоремой отсчетов. Преобразование аналогового сигнала в цифровой достигается его дискретизацией по времени и квантованием по уровню. Уровни квантованных отсчетов могут быть преобразованы в кодовые комбинации цифрового сигнала.

Для передачи сообщения в тракте передачи первичный сигнал с помощью модуляции или манипуляции преобразуется в радиосигнал.

**Модуляцией** называется процесс изменения параметров радиочастотного колебания в соответствии с изменением информационного параметра первичного сигнала (сообщения).

Немодулированный гармонический сигнал называется несущей. Энергия первичных сигналов сосредоточена, в основном, в низкочастотной области, поэтому спектры первичных сигналов переносятся в область

высоких частот путем модуляции в передатчике высокочастотной несущей (переносчика) первичным сигналом. Средняя частота несущей значительно превышает ширину спектра сообщения.

В системах радиосвязи передаваемым сообщением модулируется один или совокупность параметров высокочастотного переносчика. Изменяемые при модуляции параметры несущей называют информативными параметрами. Информативный параметр высокочастотной несущей определяет название вида модуляции. Число возможных видов модуляции при заданном виде переносчика определяется числом его параметров.

В качестве переносчика используются гармонические колебания высокой частоты, последовательности импульсов, сложные составные последовательности и т. д.

В одноканальных системах радиосвязи чаще всего осуществляется непосредственная модуляция гармонической несущей передаваемым сообщением [10]. Сигнал в таких системах имеет одну ступень модуляции. При этом возможны три основных вида модуляции гармонической несущей: амплитудная (АМ), частотная (ЧМ) и фазовая (ФМ). Разновидностями амплитудной модуляции являются двухполосная модуляция с подавленной несущей (ДМ) и однополосная модуляция (ОМ). Частотную и фазовую модуляции обычно рассматривают как две разновидности угловой модуляции.

Модуляцию радиочастотного сигнала первичным импульсным сигналом (последовательностью импульсов) называют **импульсной модуляцией**. При использовании в качестве переносчика периодической последовательности импульсов определенной формы выделяют четыре основных вида импульсной модуляции: амплитудно-импульсную, широтно-импульсную, фазоимпульсную и частотно-импульсную. При импульсной модуляции в передатчиках систем радиосвязи необходима вторая ступень, в которой осуществляется модуляция высокочастотного колебания последовательностью импульсов. В результате получается целый ряд двухступенчатых видов модуляции: амплитудно-импульсная-амплитудная модуляция, фазоимпульсная-амплитудная модуляция и т. д.

В многоканальных системах передаваемым сообщением модулируется промежуточный переносчик – поднесущая, которой в свою очередь модулируется несущая. В этом случае сигнал формируется с использованием двух ступеней модуляции: первая определяется способом модуляции поднесущей, а вторая – способом модуляции несущей. В

системах с частотным и фазовым разделением каналов в качестве поднесущей используется гармоническое колебание, в системах с временным разделением – последовательность импульсов, в системах с кодовым разделением каналов – кодированная последовательность импульсов.

Если первичные сигналы непрерывных сообщений представлены в аналоговом виде, то они непосредственно подаются на модулятор. При цифровом представлении непрерывных сообщений совокупность операций кодирования и модуляции, аналогичных таким же операциям при передаче дискретных сообщений, называется **импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ)**.

В процессе модуляции спектр первичного сигнала переносится в заданную частотную область, что позволяет в каждом диапазоне частот, выделенных для радиосвязи, упорядоченно разместить спектры сигналов различных систем радиосвязи.

Модуляцию радиочастотного колебания первичным цифровым сигналом называют **манипуляцией**.

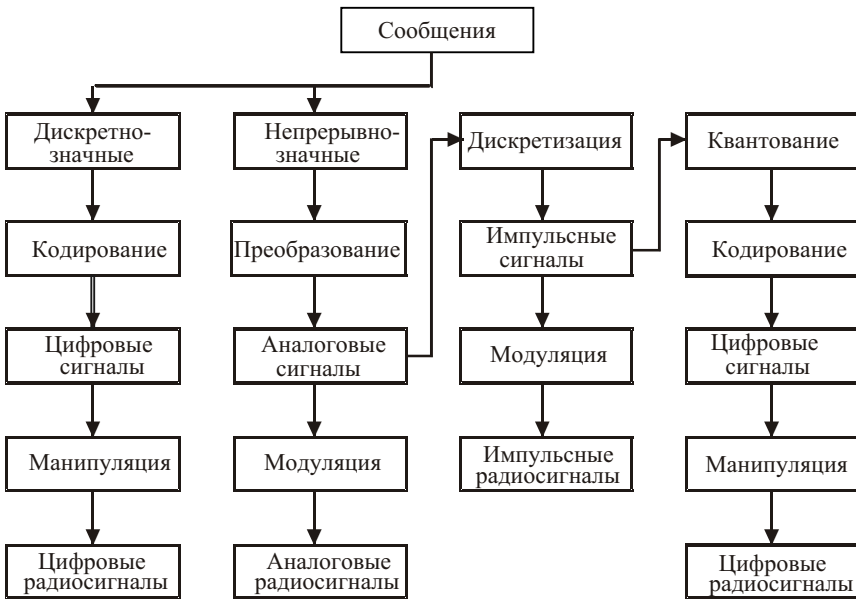


Рис. 2.2

Таким образом, на вход канала связи передаваемое сообщение может поступать в виде аналогового, импульсного или цифрового первичного сигнала. В передающем устройстве с помощью модуляции или манипуляции первичный сигнал преобразуется в радиосигнал, используемый для передачи сообщения по линии связи. Классификация сообщений и сигналов [6] приведена на рис. 2.2.

По виду радиосигналов все системы радиосвязи делятся на три группы: системы передачи аналоговых сигналов (аналоговые системы радиосвязи); системы передачи цифровых сигналов (цифровые системы радиосвязи); системы передачи импульсных сигналов (импульсные системы радиосвязи). Авиационные радиостанции обеспечивают возможность передачи и приема нескольких видов сообщений: речевых, телеграфных и различных данных.

### 2.3. Классификация излучений

Для сигналов с различными видами модуляции и манипуляции, используемыми в системах авиационной радиосвязи, Международным Союзом Электросвязи предусматривается классификация излучений [2, 3].

Класс излучения – это совокупность характеристик излучения, обозначаемая установленными условными обозначениями. Нормируемыми характеристиками излучений являются тип модуляции несущей, обозначаемой буквами латинского алфавита (первый знак условного обозначения класса излучения), характер модулирующего сигнала, отображаемый арабскими цифрами (второй знак) и тип передаваемой информации, указываемый латинскими буквами (третий знак). Обозначения классов излучения приведены в табл. 2.1.

Так, например, амплитудно-модулированный сигнал обозначается буквой А, однополосно-модулированное излучение с подавленной несущей – буквой J, частотно- и фазомодулированные сигналы обозначаются, соответственно, буквами F и G.

Одноканальная передача цифровой информации без поднесущей обозначается цифрой 1, с поднесущей – цифрой 2, одноканальная передача аналоговой информации – цифрой 3 и т. д.

Таблица 2.1

Обозначение класса излучения	Вид модуляции, соответствующий классу излучения
A0	Немодулированная несущая
A1	Амплитудная манипуляция
A2	Амплитудная тональная манипуляция
A3	Амплитудная модуляция
A3A	Однополосная модуляция с ослабленной несущей
A3H	Однополосная модуляция с полной несущей
A3J	Однополосная модуляция с полной несущей
F1	Частотная манипуляция
F2	Частотная тональная манипуляция
F3	Частотная модуляция
F6(2F1)	Двойная частотная манипуляция
F9	Относительная фазовая манипуляция
P0	Импульсы с ВЧ заполнением
P3D	Амплитудно-импульсная модуляция
P3E	Широтно-импульсная модуляция
P3F	Фазоимпульсная модуляция
P3G	Импульсно-кодовая модуляция

Третий знак условного обозначения класса излучения указывает на тип передаваемой информации: телефония обозначается буквой E, телеграфия для приема на слух – буквой A, передача данных – буквой D. Например, излучение однополосных телефонных сигналов относится к классу J3E, излучение амплитудно-модулированных речевых сигналов к классу A3E.

#### 2.4. Радиолинии систем связи

В зависимости от вида используемых радиолиний различают системы радиосвязи прямой видимости, тропосферные, ионосферные, космические, а также системы радиорелейной связи. Линии связи классифицируют по протяженности, по диапазону частот, по используемому механизму распространения радиоволн [6, 10, 12].

По протяженности радиолинии делятся на линии глобальной, дальней, средней дальности и ближней связи. Линии глобальной связи по-



звоняют обеспечить связь с объектами в пределах земного шара. Линии, протяженностью от 3000 до 10000 км называются линиями дальней связи. Линии средней дальности обеспечивают связь в пределах от 400...500 км до 3000 км. Линии ближней связи имеют протяженность до 400...500 км.

По используемому механизму распространения радиоволн линии связи можно разделить на линии, использующие: процесс огибания поверхности Земли электромагнитными волнами; распространение волн в пределах прямой видимости; отражение от ионосферы; ионосферное рассеяние; отражение от метеорных следов; тропосферное рассеяние; ретрансляцию с помощью искусственных спутников Земли (ИСЗ).

Классификация электромагнитных колебаний в зависимости от диапазона радиоволн приведена в табл. 2.2, которая охватывает участок частот от 3 кГц до 3000 ГГц (радиочастоты).

Глобальные линии создаются на сверхдлинных волнах (табл. 2.2) или на коротких волнах при помощи ИСЗ. Линии дальней связи реализуются на КВ, отражающихся неоднократно от ионосферы или при помощи ИСЗ.

Линии средней протяженности создаются на коротких волнах за счет их отражения от ионосферы. Линии ближней связи реализуются, как правило, в УКВ диапазоне.

В коротковолновых, средневолновых и длинноволновых радиополосах используются поверхностные земные и пространственные волны [10]. Поверхностные волны распространяются параллельно земной поверхности по дуге большого радиуса, постепенно затухая. Скорость затухания зависит от длины волны и мала на длинных и сверхдлинных волнах [12].

Пространственные волны падают на ионосферу и отражаются от нее. Они наблюдаются на коротких волнах и ночью на средних волнах.

В настоящее время системы ближней и дальней авиационной радиосвязи используют, как правило, гектометровый, метровый, дециметровый и сантиметровый диапазоны волн [8, 10]. Средства радиосвязи в указанных диапазонах волн обеспечивают необходимую дальность связи, высокую пропускную способность и работают в условиях сравнительно малого уровня помех [8]. Наибольшую практическую роль в системах связи гражданской авиации играют КВ и УКВ диапазоны, использование которых обеспечивает необходимую дальность и надежность радиосвязи.

Номер диапа- зона	Наименование диапазона		Границы диапазона		Способ распространения		
	радиоволн	радиочастот	радиоволн	радиочастот	на близкие расстояния	на большие расстояния	
						днем	ночью
4	Мериаметровые сверхдлинные (СДВ)	Очень низкие (ОНЧ)	100...10 км	3...10 кГц	Земные и ионос- ферные волны	Ионосферные волны	Ионосферные волны
5	Километровые длинные (ДВ)	Низкие (НЧ)	10...1 км	30...300 кГц	То же	То же	То же
6	Гектометровые средние (СВ)	Средние (СЧ)	1км...100 м	0,3...3 МГц	Земные волны	Земные волны	—"
7	Декаметровые короткие (КВ)	Высокие (ВЧ)	100...10 м	3...30 МГц	То же	Ионосферные волны	—"
8	Ультракороткие метровые (МВ)	Очень высокие (ОВЧ)	10...1 м	30...300 МГц	—"	Тропосферные и ионосферные	Тропосферные и ионосферные
9	Дециметровые (ДЦВ)	Ультравысокие (УВЧ)	1 м...1 дм	300...3000 МГц	—"	Прямые и тропос- ферные волны	Прямые и тропос- ферные волны
10	Сантиметровые (СМВ)	Сверхвысокие (СВЧ)	10...1 см	3...30 ГГц	—"	То же	То же
11	Миллиметровые (ММВ)	Крайне высокие	10...1 мм	30...300 ГГц	Прямые волны	Прямые волны	Прямые волны
12	Децимиллимет- ровые (ДЦМВ)	Гипервысокие (ГВЧ)	1...0,1 мм	$(0,3...3) \cdot 10^3$ ГГц	То же	То же	—"

Под дальностью связи понимают наибольшее расстояние между оконечными радиостанциями линии связи, на котором осуществляется устойчивая двухсторонняя связь. Основным средством в гражданской авиации являются радиостанции УКВ диапазона, которые работают в симплексном режиме и используют вертикальную поляризацию. Связь в этом диапазоне устойчива во времени, уровень помех мал и не зависит от времени года и суток, атмосферные осадки и промышленные помехи оказывают незначительное влияние на их работу. Основным недостатком связи на УКВ является малая дальность связи, которая определяется по формуле [12]

$$R = (3,57 \div 4,1) \times (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \text{ км}, \quad (2.1)$$

где  $h_1$ , и  $h_2$  – и высоты подъема антенн, м.

Дальняя связь с воздушными судами осуществляется на КВ с длинами волн от 10 до 200 м (30...1,5 МГц). В КВ диапазоне существуют поверхностные земные и пространственные волны.

При распространении вдоль поверхности Земли поверхностные земные волны в КВ диапазоне быстро затухают. Так например, напряженность поля, создаваемая передатчиком мощностью 1 кВт падает до 1 мкВ/м над сушей на расстоянии около 100 км, а над морем – на расстоянии около 300...500 км [8]. Поэтому радиосвязь с помощью земных волн можно осуществить только на близких расстояниях (десятки километров).

Дальняя связь осуществляется посредством пространственных волн, которые приходят к воздушному судну либо путем однократного отражения от верхних слоев ионосферы, либо путем многократного отражения от ионосферы и от поверхности Земли. Дальность связи определяется средой распространения КВ. Околосреднее пространство, в котором распространяются эти волны, подразделяется по высоте на четыре слоя: тропосфера (8...12 км), стратосфера (12...40 км), мезосфера (40...60 км) и ионосфера (60...1000 км).

На распространение КВ главным образом влияет ионосфера, имеющая слои  $D$  (60...80 км),  $E$  (100...120 км),  $F_1$  (180...200 км) и  $F_2$  (250...400 км). Слои  $D$  и  $E$  существуют в дневное время и поглощают радиоволны при их распространении к более высоким слоям. Изменение характеристик слоев  $D$ ,  $E$  и  $F_1$  связано с ионизацией, возникающей из-за поглощения ультрафиолетового излучения Солнца и скорос-

тью рекомбинации ионов. Слой  $F_2$  играет важную роль для связи на КВ. Плотность электронов в этом слое достигает максимума днем и минимума ночью и зависит от магнитного поля Земли. Поэтому ионосфера обладает преломляющими и отражающими свойствами, зависящими от частоты.

Максимальная частота радиоволны, выше которой при вертикальном излучении она не отражается, падая на слой, а проходит сквозь него, называется критической и определяется по формуле [10, 12]

$$f_{кр} = \sqrt{80,8 \times N}, \text{ кГц}, \quad (2.2)$$

где  $N$ , эл/см<sup>3</sup> – концентрация электронов в единице объема ионосферы. При всех частотах, меньших критической, волна отражается от слоя.

Максимально применимой частотой (МПЧ) сигналов, используемых для связи на КВ, называют наибольшую частоту волны, при которой она способна отразиться от ионосферного слоя и быть принята в точке, соответствующей заданной дальности связи. Максимально применимая частота определяется соотношением [10, 12]

$$f_{кр} = f_{МПЧ} \times \sqrt{\left(\frac{R}{2H}\right)^2 + 1}, \text{ кГц}, \quad (2.3)$$

где  $R$  – расстояние между передатчиком и приемником (км);  $H$  – высота ионосферного слоя (км). Данная дальность связи носит название "дальности скачка" и является минимальным расстоянием, на котором сигнал может быть принят за счет преломления.

Поскольку условия распространения КВ не остаются неизменными, то для обеспечения устойчивой связи в качестве рабочей частоты выбирается частота, меньшая МПЧ, так называемая оптимальная рабочая частота (ОРЧ). На основании экспериментальных данных считают, что ОРЧ = 0,85 МПЧ [10], при которой обеспечивается по условиям отражения связь в течении 90% времени за месяц. Наименьшая частота, при которой надежность работы радиолинии соответствует минимально допустимой, называется наименьшей применимой частотой (НПЧ). В течение суток при изменении свойств ионосферы изменяется МПЧ, поэтому международные правила предусматривают использование для каждой радиолинии нескольких рабочих частот данного диапазона волн. Для каждой линии составляется волновое расписание на частоты, которые следует использовать для круглосуточной связи. Системы связи дан-

ного диапазона меняют рабочие частоты при работе днем и ночью [10]. Связь днем осуществляется на более коротких "дневных" волнах в диапазоне 12...30 МГц (10...25 м), а ночью используют так называемые "ночные" волны от 35 до 100 м (8,6...3 МГц).

## **2.5. Критерии оценки качества работы систем радиосвязи**

В приемном устройстве системы радиосвязи формируется оценка переданного сообщения по принятой смеси сигналов и помех. При этом выполняются операции, обратные операциям, выполняемым в передающем тракте: усиление и фильтрация, демодуляция и декодирование. В результате фильтрации максимизируется отношение сигнал/шум на входе демодулятора.

В системах передачи непрерывных сообщений на выходе демодулятора выделяется первичный сигнал, искаженный вследствие действия помех, который затем преобразуется в оценку переданного сообщения.

При передаче дискретных сообщений сигнал с выхода демодулятора подается на декодер, в котором производится обнаружение, исправление ошибок и формирование оценки первичного дискретного сигнала. Последняя преобразуется в оценку переданного сообщения. Операции демодуляции и декодирования при приеме дискретных сообщений можно реализовать в одном устройстве, которое принимаемую последовательность элементов радиосигнала сразу преобразует в оценку последовательности передаваемого первичного дискретного сигнала, или в оценку передаваемого сообщения. Данный метод приема называется "приемом в целом". При приеме в целом анализируется целый отрезок сигнала, соответствующий кодовой комбинации и на основании используемого правила решения осуществляется оценка передаваемого сообщения. Вторым распространенным методом является метод "поэлементного приема", при котором анализируются отдельные элементы сигнала, соответствующие кодовым символам и последовательно строится оценка кодовой комбинации, которая декодируется в оценку переданного сообщения.

Степень соответствия принятого сообщения переданному характеризуется показателем верности. В силу существенных отличий в последствиях воздействия помех в системах передачи непрерывных и дискретных сообщений используются различные показатели верности принятых сообщений. При анализе систем передачи непрерывных сообщений в качестве критерия верности используются показатели вер-

ности в точке и показатели верности на интервале как для отдельных реализаций, так и осредненные по ансамблю [10]. В технике связи для оценки верности воспроизводимых сообщений используются и другие критерии, например, критерий выигрыша системы, разборчивость речи при приеме телефонных сообщений и т.д.

При приеме дискретных сообщений элементы дискретного сообщения резко различимы и не имеют промежуточных значений, поэтому ошибки, возникающие из-за действия помех в канале связи, являются аномальными. В качестве показателя верности воспроизведения дискретных сообщений служит вероятность ошибочного приема (вероятность ошибки) [10]. Используют вероятность  $P_0(a_i)$  ошибочного приема отдельного символа

$$P_0(a_i) = P\{\hat{a}_j / a_i\} \quad j \neq i, \quad (i, j = 1, \dots, M) \quad (2.4)$$

и среднюю вероятность  $P_0(A)$  ошибочного приема одного символа ансамбля  $A = \{a_i, i = 1, \dots, M\}$

$$P_0(A) = \sum_{i=1}^M P_A(a_i) P_0(a_i), \quad (2.5)$$

где  $P_A(a_i)$  – условная вероятность ошибочного приема символа  $a_i$  из ансамбля  $A$ ;  $P_0(a_i)$  – априорная вероятность передачи символа  $a_i$ ;  $\hat{a}_i$  – оценка  $a_i$ .

Передачу на интервале времени  $(0, T)$  последовательности из  $N$  независимых символов, выбираемых случайным образом из  $M$  возможных символов алфавита источника, можно рассматривать как однократную передачу одного сообщения, выбираемого из множества  $M^N$  возможных сообщений. Тогда в качестве показателя верности оценки дискретной последовательности можно использовать вероятность  $P_0(A_r)$  ( $r = 1, \dots, M^N$ ) ошибочного приема отдельной реализации  $A_r$  дискретной случайной последовательности  $A = \{A_r, r = 1, \dots, N\}$

$$P_0(A_r) = P(\hat{A} \neq A_r / A = A_r), \quad (2.6)$$

среднюю вероятность  $P_0(A)$  ошибочного приема последовательности  $A$

$$P_0(A) = \sum_{i=1}^{M^N} P_A(A_r) \times P_0(A_r), \quad (2.7)$$

или среднюю вероятность  $P_{0N}(A)$  ошибочного приема элемента дискретной последовательности

$$P_{0N}(A) = P_0(A) / N.$$

Качество приема зависит от помехоустойчивости системы связи. Для количественной оценки качества приема можно использовать критерий среднего риска

$$R = \int_A \int_{\hat{A}} G(a, \hat{a}) W(a, \hat{a}) da d\hat{a}, \quad (2.8)$$

где  $G(a, \hat{a})$  – функция потерь;  $W(a, \hat{a})$  – совместное распределение случайного сообщения  $a$  и его оценки  $\hat{a}$ .

Для систем передачи дискретных сообщений выражение для среднего риска имеет вид

$$R = \sum_i \sum_j G(\hat{a}_j, a_i) P(\hat{a}_j / a_i) P(a_i), \quad (2.9)$$

где  $a_j$  и  $\hat{a}_j$  – переданное случайное дискретное сообщение и оценка принятого сообщения;  $P(a_i)$  – априорная вероятность передачи  $a_i$ ;  $P(\hat{a}_j / a_i)$  – условная вероятность формирования оценки  $\hat{a}_j$  при передаче сообщения  $a_i$ .

При анализе помехоустойчивости системы связи часто используется критерий "выигрыша системы", который определяется в виде

$$B = \frac{g_{\text{ВЫХ}}}{g_{\text{ВХ}}}, \quad (2.10)$$

где  $g_{\text{ВЫХ}} = P_{\text{с.ВЫХ}} / P_{\text{ш.ВЫХ}}$  и  $g_{\text{ВХ}} = P_{\text{с.ВХ}} / P_{\text{ш.ВХ}}$  – отношение сигнал/шум на выходе и входе приемника соответственно;  $P_{\text{с.ВЫХ}}$ ,  $P_{\text{с.ВХ}}$ ,  $P_{\text{ш.ВЫХ}}$  и  $P_{\text{ш.ВХ}}$  – мощности сигнала и шума соответственно на выходе и входе приемника.

"Выигрыш системы" показывает, насколько изменяется отношение сигнал/шум на выходе по отношению ко входу приемника. Для исключения влияния различий в полосах пропускания тракта приемника при сравнении помехоустойчивости систем связи используют критерий "обобщенного выигрыша", который показывает степень изменения приемным устройством отношения мощности сигнала к спектральной плотности мощности помехи

$$B^1 = \frac{g'_{\text{ВЫХ}}}{g'_{\text{ВХ}}}, \quad (2.11)$$

где  $g'_{\text{ВЫХ}} = \frac{P_{\text{с.ВЫХ}}}{N_{\text{0ВЫХ}}}$ ,  $g'_{\text{ВХ}} = \frac{P_{\text{с.ВХ}}}{N_{\text{0ВХ}}}$ .

Здесь  $N_{\text{0ВХ}}$  и  $N_{\text{0ВЫХ}}$  – спектральная плотность мощности помехи на входе и выходе приемника.

Качество работы системы радиосвязи характеризуется целым рядом других показателей, в том числе скоростью передачи информации  $R$  и пропускной способностью  $C$  [3–5,10].

Скорость передачи информации  $R$  определяется средним количеством информации, передаваемым по каналу за единицу времени.

Пропускная способность канала  $C$  – это максимально возможная для данного канала скорость передачи информации  $R$ .

Из теории информации известно, что пропускная способность непрерывного канала с шириной полосы частот  $\Delta f_3$  с белым гауссовым шумом со спектральной плотностью  $N_0$  и ограниченной средней мощностью сигнала  $P_c$  определяется выражением

$$\max R = C = \Delta f_3 \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{\Delta f_3 \times N_0} \right) = \Delta f_3 \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right), \quad (2.12)$$

где  $P_{\text{ш}}$  – мощность шума в полосе  $\Delta f_3$ .

Пропускная способность системы связи всегда меньше или равна пропускной способности канала связи. Для реальных систем связи  $R < C$  и при передаче происходит искажение информации. Пропускная способность канала передачи дискретной информации не превышает пропускную способность непрерывного канала.



### 3. АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

Системы передачи речевых сообщений играют важнейшую роль среди всех технических средств наземной и особенно в подвижной авиационной электросвязи – радиосвязи, так как позволяют осуществлять оперативный обмен информацией в АС УВД.

Структурная схема системы связи, рассмотренная нами, охватывает и системы передачи речевых сообщений. Особенности систем передачи и приема речевой информации заключаются в наличии следующих звеньев:

- источник звукового сообщения – голосовой аппарат человека;
- преобразователь "звук – первичный электрический сигнал" (микрофон, ларингофон);
- устройство передачи речевых сообщений;
- линия связи;
- устройство приема речевых сообщений;
- преобразователь "первичный электрический сигнал – звук" (телефон, громкоговоритель);
- получатель сообщений – слуховой аппарат человека.

Методологической основой для решения задач оптимального (в смысле выбранных критериев) приема сообщений, в том числе и для систем авиационной радиосвязи с различными классами излучений, является теория фильтрации сообщений. В данном разделе рассматриваются статистические характеристики речевых сообщений, приводятся упрощенная формулировка и решение задач фильтрации применительно к законам модуляции, используемым в авиационной радиосвязи, проводится анализ их помехоустойчивости и специфики использования в каналах радиосвязи.

#### 3.1. Речевое сообщение и его статистические характеристики

Рассмотрим статистические характеристики речевых сообщений. Речь можно рассматривать как непрерывный случайный процесс  $\lambda(t)$ , обра-

зованный следующими друг за другом звуками, которые, в свою очередь, представляют реализации случайных процессов с различными вероятностными характеристиками. Выделяют группы похожих звуков, типичный эталонный звук каждой группы называют фонемой [6, 19, 20].

В русском языке насчитывают 41 фонему [6, 19], в том числе 7 гласных (*а, о, у, э, и, й, ы*) и 34 согласных. Согласные звуки подразделяются на звонкие согласные (*з, зь, ж, м, мь, н, нь, л, ль, р, рь, в, вь*), глухие согласные (*ф, фь, с, сь, ш, х, хь, ц, чь*) и взрывные согласные (*б, бь, п, нь, д, дь, т, ть, г, гь, к, кь*).

Гласные звуки произносятся с открытым ртом и обладают большой дисперсией  $D_{\text{гл}}$ . Звонкие согласные как и гласные, образуются благодаря колебаниям голосовых связок, но произносятся с полуоткрытым ртом и обладают меньшей дисперсией  $D_{\text{з.с}}$ , чем гласные.

При произнесении глухих согласных выключаются колебания голосовых связок, звуки формируются шумом выдыхаемого воздуха и обладают небольшой дисперсией  $D_{\text{г.с}}$ .

Взрывной звук формируется речевым аппаратом человека в виде паузы длительностью порядка 100 мс с последующим быстрым, характерным для данного взрывного звука нарастанием последующего гласного звука. Большую часть взрывного согласного звука составляет пауза, поэтому его дисперсия  $D_{\text{в.с}}$  весьма мала.

Пусть  $D_\lambda$  означает среднее значение дисперсии речевого сообщения  $\lambda(t)$ . Дисперсии звуков, выраженные через значение  $D_\lambda$ , приведены в табл. 3.1 [6].

Таблица 3.1

Гласные звуки	Звонкие согласные	Глухие согласные	Взрывные согласные
$D_{\text{гл}} = 2D_\lambda$	$D_{\text{з.с}} = D_\lambda$	$D_{\text{г.с}} = 0,01D_\lambda$	$D_{\text{в.с}} < D_\lambda$

Колебания голосовых связок при образовании гласных и звонких согласных звуков происходят с частотой, называемой частотой основного тона. Среднее значение частоты основного тона в речи мужчин составляет примерно 120 Гц, у женщин – около 250 Гц. Длительность звуков речи изменяется в пределах от 25 до 250 мс. В симплексных системах воздушной телефонной радиосвязи передаются речевые сообщения длительностью 10...15 с. В этих условиях вероятности передачи в данный момент соответствующих звуков равны [6]:  $P_{\text{гл}} = 0,5$ ;  $P_{\text{з.с}} = 0,13$ ;  $P_{\text{г.с}} = 0,15$ ;  $P_{\text{в.с}} = 0,22$ .

В реальных условиях связи на речь накладывается акустический шум, ширина спектра которого составляет около 10 кГц, а его дисперсия может быть соизмерима с дисперсией речи. Поэтому в подвижной авиационной связи существует проблема борьбы с мешающим действием акустических шумов [6, 8, 18].

При статистическом описании речевого процесса полагают, что ввиду чередования звуков речь представляет собой нестационарный случайный процесс с изменяющейся дисперсией, плотность вероятности отдельных звуков близка к нормальной и поэтому речевое сообщение  $\lambda(t)$  в фиксированный момент времени определяется нормальной нестационарной плотностью вероятности

$$f(\lambda, t) = (2\pi D_\lambda(t))^{-1/2} \exp\left[-\lambda^2 / 2 D_\lambda(t)\right]. \quad (3.1)$$

Осредненная по времени нормированная спектральная плотность  $S_\lambda(f)$  речевого процесса, полученная экспериментальным путем, приведена на рис. 3.1 (кривая 1), частота по оси абсцисс отложена в логарифмическом масштабе.

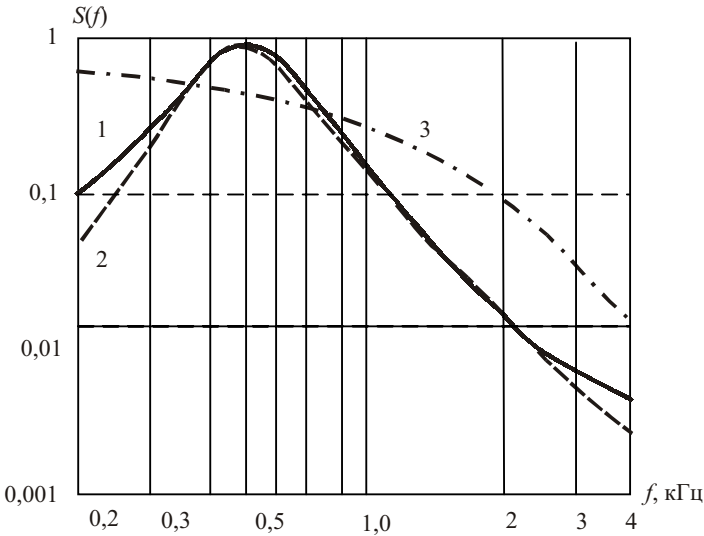


Рис. 3.1

Максимум  $S_\lambda(f)$  соответствует частоте, близкой к  $f = 500$  Гц. Ширина спектра по уровню 0,5 составляет около 300 Гц [6]. Положение максимума в реальных условиях может лежать в пределах от 400 до 600 Гц в зависимости от дисперсии речевого процесса  $D_\lambda(t)$ . С увеличением частоты спектральная плотность уменьшается. Однако несмотря на малую интенсивность высокочастотных составляющих  $S_\lambda(f)$ , они оказывают значительное влияние на разборчивость речи и их необходимо учитывать при формировании первичного речевого сигнала. Факторы, влияющие на разборчивость речи в телефонном канале связи, проанализируем позднее.

Для многих задач рассмотренные статистические характеристики не являются исчерпывающими. Известно, что теория нелинейной фильтрации является методологической основой для синтеза алгоритмов и структур устройств обработки сигналов в системах связи [14, 15], использующих различные виды модуляции при передачи речевых сообщений. Для решения задач нелинейной фильтрации радиотелефонных сообщений желательно располагать марковской моделью речевого процесса  $\lambda(t)$ . Сведения об основных свойствах марковских последовательностей и процессов [13] приведены в Прил. 1.

Наиболее простой, но и наименее точной является модель скалярного марковского нестационарного процесса, задаваемого стохастическим дифференциальным уравнением [6, 14]

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = -\alpha \lambda(t) + n_\lambda(t) , \quad (3.2)$$

где  $\alpha = 4000 \text{ с}^{-1}$ ;  $n_\lambda(t)$  – формирующий белый гауссовский шум сообщений. В соответствии с (3.2) моделью речи является процесс, образуемый на выходе интегрирующей RC-цепи с постоянной времени  $\tau = \alpha^{-1}$ , на вход которой подается белый шум  $n_\lambda(t)$ .

Из известных марковских моделей приемлемыми свойствами обладает процесс  $\lambda(t)$ , задаваемый уравнениями [6]

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = -2\alpha \lambda(t) - \beta x(t) + G(t) n_\lambda(t) , \quad (3.3)$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = \lambda(t),$$

где  $\alpha = 1000 \text{ с}^{-1}$ ;  $\beta = 3140 \text{ с}^{-1}$ ;  $G(t)$  – функция времени, определяющая закон изменения дисперсии речевого процесса. Уравнения (3.3) описывают процесс на выходе  $RLC$  колебательного контура с параметрами  $\alpha = R/2L$ ,  $\beta^2 = 1/LC$ . Спектральная плотность, соответствующая процессу (3.3), имеет вид

$$S_\lambda(f) = \alpha^2 f^2 \left[ \alpha^2 f^2 + \pi^2 (f^2 - f_0^2)^2 \right]^{-1}, \quad (3.4)$$

где  $f_0 = \beta/2\pi = 500$  Гц.

График спектральной плотности, определяемой выражением (3.4), нормированной к максимальному значению, представлен на рис. 3.1 (кривая 2). Практически он совпадает с экспериментальной кривой 1. График спектральной плотности, соответствующей модели (3.2) приведен здесь же (кривая 3).

Используя обратное преобразование Фурье легко убедиться, что спектральной плотности (3.4) соответствует следующее выражение для корреляционной функции речевого процесса [6]:

$$R_\lambda(\tau) = D_\lambda \exp(-\alpha|\tau|) \left[ \cos 2\pi f_0 \tau + \frac{\alpha}{2\pi f_0} (\sin 2\pi f_0 \tau) \right]. \quad (3.5)$$

Численный анализ показывает [6], что интервал корреляции речевого процесса составляет до 3...4 мс. Марковские модели сообщений позволяют отыскать алгоритмы фильтрации и структуры квазиоптимальных приемников для законов модуляции, используемых в системах авиационной радиосвязи и выполнить сравнительный анализ ошибок фильтрации.

### 3.2. Формулировка задачи фильтрации

Предположим, что по каналу связи передается сигнал  $s(t, \boldsymbol{\lambda}(t))$ , который является функцией времени  $t$  и в общем случае многокомпонентного сообщения  $\boldsymbol{\lambda}(t) = \{\lambda_1(t), \lambda_2(t), \dots, \lambda_p(t)\}^T$ , представляющего собой  $P$ -мерный векторный случайный процесс. Способ модуляции первичным сигналом параметров радиосигнала известен. При распространении сигнала по линии связи он искажается (амплитудные и фазо-

вые замирания, эффект Доплера и др.) и на вход приемного устройства поступает вместе с помехой  $n(t)$ . Под помехой можно понимать собственный шум приемного устройства и сигналы от мешающих источников.

В достаточно общем виде задачу фильтрации можно сформулировать следующим образом [14]. Пусть наблюдению доступен случайный процесс  $\xi(t)$ , являющийся детерминированной функцией от полезного сигнала  $s(t, \lambda(t))$  и помехи  $n(t)$

$$\xi(t) = F[s(t, \lambda(t)); n(t)]. \quad (3.6)$$

Наблюдаемый случайный процесс  $\xi(t)$  трактуется как принимаемое колебание, случайный процесс  $\lambda(t)$  (изменяющиеся во времени "параметры") – как полезное (информационное) сообщение и сопутствующие параметры.

Предполагается, что известны следующие априорные сведения относительно  $\xi(t)$ : вид функции  $F(\cdot)$ ; вероятностные характеристики случайного процесса  $\lambda(t)$  и помехи  $n(t)$ . Используя априорные сведения и располагая доступной непосредственному наблюдению реализацией случайного процесса  $\xi(t)$ , необходимо для каждого значения  $\lambda(t)$  сформировать оценку  $\lambda^*(t)$ , наилучшую в смысле выбранного критерия, например, оценку по максимуму апостериорной плотности вероятности (АПВ), оценку, оптимальную по минимуму среднего квадрата ошибки и др.

Предположим сначала, что  $\lambda(t)$  – одномерный случай процесс. Введем обозначение  $\xi_0^t$  для реализации  $\xi(t)$ , заданной на интервале  $[0, t]$ . Пусть  $\lambda^*(t)$  некоторая оценка сообщения  $\lambda(t)$ , построенная для момента времени  $t$ .

Оценка является случайной величиной в силу случайного характера самого сообщения и наличия в принимаемой смеси  $\xi(t)$  помехи  $n(t)$ . При рассмотрении в качестве критерия точности используем критерий минимума средней квадратической ошибки

$$\varepsilon^2(t) = \left\{ \min_{\lambda^*(t)} M_1 \left[ \left[ \lambda(t) - \lambda^*(t) \right]^2 \right] \right\}, \quad (3.7)$$

где  $M_1(\cdot)$  – оператор математического ожидания.

Вероятностное осреднение здесь нужно производить по совместному распределению  $\lambda_0^t$  и  $\xi_0^t$ , Выражение (3.7) можно переписать в виде

$$\varepsilon^2(t) = \int_{\xi} \int_{\lambda} (\lambda - \lambda^*)^2 p(\lambda, \xi) d\lambda d\xi, \quad (3.8)$$

где  $p(\lambda, \xi)$  – совместная плотность вероятности  $\lambda(t)$  и  $\xi_0^t$ . Поскольку  $p(\lambda, \xi) = p(\lambda, / \xi) \cdot p(\xi)$ , то можно записать

$$\varepsilon^2(t) = \int_{\xi} \left[ \int_{\lambda} (\lambda - \lambda^*)^2 p(\lambda / \xi) d\lambda \right] p(\xi) d\xi. \quad (3.9)$$

Для обеспечения минимального значения среднего квадрата ошибки при каждом наблюдении необходимо минимизировать внутренний интеграл

$$J = \int_{\lambda} (\lambda - \lambda^*)^2 p(\lambda / \xi) d\lambda.$$

Из условия минимума  $dJ/d\lambda^* = 0$  имеем

$$\lambda^*(t) = \int_{\lambda} \lambda p(\lambda / \xi) d\lambda = M_1(\lambda / \xi). \quad (3.10)$$

Таким образом, оценкой, оптимальной по критерию минимума среднего квадрата ошибки, является условное (апостериорное) математическое ожидание  $M_1(\lambda / \xi)$ . В дальнейшем эту оценку будем обозначать  $\hat{\lambda}(t)$ .

Значение минимума среднего квадрата ошибки равно

$$\varepsilon^2(t) = \int_{\xi} R p(\xi) d\xi, \quad (3.11)$$

где

$$R = \int_{\lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 p(\lambda / \xi) d\lambda, \quad (3.12)$$

– дисперсия апостериорной плотности вероятности, характеризующая ошибку оценивания сообщения  $\lambda(t)$ .

Априорные сведения о вероятностных характеристиках сообщения  $\lambda(t)$  и помехи  $n(t)$  могут задаваться в разной форме (Прил. 1): в виде многомерных плотностей вероятностей или в виде стохастических дифференциальных уравнений с заданными начальными условиями, например, уравнениями вида [6, 14, 15]

$$\frac{d \lambda(t)}{dt} = g(t, \lambda) + n_\lambda(t), \quad \lambda(t=0) = \lambda_0, \quad (3.13)$$

где  $g(t, \lambda)$  – детерминированная функция аргументов,  $n_\lambda(t)$  – белый гауссовский шум (БГШ), из которого формируется сообщение (формирующий шум сообщения) с характеристиками

$$M_1[n_\lambda(t)] = 0, \quad M_1[n_\lambda(t_1) n_\lambda(t_2)] = \frac{N_\lambda}{2} \delta(t_1 - t_2), \quad (3.14)$$

где  $N_\lambda$  – односторонняя спектральная плотность белого шума;  $\delta(x)$  – дельта-функция Дирака.

Случайные процессы, описываемые стохастическими уравнениями такого вида, являются марковскими (Прил. 1). Априорные плотности вероятности  $p(t, \lambda)$  этих процессов определяются известными уравнениями в частных производных [13–15]

$$\frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial t} = L[p(t, \lambda)], \quad p(0, \lambda) = p(\lambda_0), \quad (3.15)$$

где  $L[\cdot]$  – оператор Фоккера–Планка–Колмогорова, который для скалярного уравнения сообщения (3.13) имеет вид

$$L[p(t, \lambda)] = -\frac{\partial [g(t, \lambda) p(t, \lambda)]}{\partial \lambda} + \frac{1}{4N_\lambda} \frac{\partial^2 [p(t, \lambda)]}{\partial \lambda^2}. \quad (3.16)$$

Уравнения (3.13) и (3.15) по существу являются эквивалентными способами описания априорных вероятностных сведений о непрерывных информационных параметрах  $\lambda(t)$ . Априорные сведения о сопутствующих параметрах могут быть заданы в виде аналогичных уравнений.



В общем случае априорные сведения о наблюдениях и сообщениях задаются векторными уравнениями. Пусть внутриприемные шумы и полезные сигналы образуют аддитивную смесь. Тогда уравнение наблюдения и априорные сведения о вероятностных характеристиках сообщения можно задать в следующем виде:

$$\xi(t) = \mathbf{s}(t, \lambda(t)) + \mathbf{n}(t), \quad (3.17)$$

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = \mathbf{g}(t, \lambda) + \mathbf{n}_\lambda(t). \quad (3.18)$$

Здесь  $\xi(t)$  – вектор-столбец наблюдений размерности  $(M \times 1)$ ;  $\mathbf{s}(t, \lambda(t))$  – сигнал, являющийся векторной функцией – столбцом размерности  $(M \times 1)$ , непрерывный по всем аргументам;  $\mathbf{n}(t)$  – вектор-столбец гауссовых белых шумов размерности  $(M \times 1)$  с нулевым вектором математических ожиданий и матрицей ковариационных функций

$$M_1 \{ \mathbf{n}(t_1) \cdot \mathbf{n}(t_2)^T \} = \mathbf{N} \delta(t_1 - t_2). \quad (3.19)$$

Матрица  $\mathbf{N} = \{N_{mn}/2\}$ ,  $(m, n = 1 \dots M)$ , является симметрической, ее элементами являются деленные на два односторонние спектральные интенсивности компонент, включая и взаимные спектральные интенсивности;  $\mathbf{g}(t, \lambda(t))$  – векторная функция-столбец размерности  $(P \times 1)$ , непрерывная по своим аргументам;  $\mathbf{n}_\lambda(t)$  – вектор-столбец белых гауссовых шумов с нулевыми средними и матрицей корреляционных функций

$$M_1 \{ \mathbf{n}_\lambda(t_1) \cdot \mathbf{n}_\lambda(t_2)^T \} = \mathbf{N}_\lambda \delta(t_1 - t_2). \quad (3.20)$$

Вектор-столбец гауссовых белых шумов  $\mathbf{n}_\lambda(t)$ , из которых формируется вектор-столбец сообщений  $\lambda(t)$ , как и в случае (3.13) принято называть формирующим шумом, а устройства, описываемые уравнениями (3.13) и (3.18), – формирующими фильтрами сообщения.

При  $P$ -компонентном сообщении  $\lambda(t)$  оптимальная оценка  $\hat{\lambda}(t)$  (апостериорное математическое ожидание) доставляет минимум сред-

нему квадрату ошибки каждой из компонент, т. е. обеспечивает минимум выражения

$$\varepsilon^2(t) = \min_{\hat{\lambda}} M_1 \left\{ \left[ (\lambda(t) - \hat{\lambda}(t))^T \mathbf{C} (\lambda(t) - \hat{\lambda}(t)) \right] \right\}, \quad (3.21)$$

где  $\mathbf{C} = \text{diag}[c_1, c_2, \dots, c_p, \dots, c_p]$  – диагональная матрица коэффициентов, причем  $c_p = \text{const} > 0$ , ( $p = 1, 2, \dots, P$ ). Выражение (3.21) принято называть обобщенной дисперсией. В данном случае вместо (3.9) можно записать

$$\varepsilon^2(t) = \min_{\hat{\lambda}} \int_{\xi} \left( \int_{\lambda_1} \dots \int_{\lambda_p} \left( (\lambda - \hat{\lambda})^T \mathbf{C} (\lambda - \hat{\lambda}) \right) p(\lambda/\xi) d\lambda \right) p(\xi) d\xi. \quad (3.22)$$

где  $p(\lambda/\xi) = p(\lambda, \xi)/p(\xi)$ ,  $d\lambda = d\lambda_1 d\lambda_2 \dots d\lambda_p$ ,  $d\xi = d\xi_1 d\xi_2 \dots d\xi_M$ . Из условия минимума (3.22) отыскиваются оптимальные оценки, которые выражаются формулой

$$\hat{\lambda} = \int_{\lambda_1} \dots \int_{\lambda_p} \lambda p(\lambda/\xi) d\lambda = M_1(\lambda/\xi), \quad (3.23)$$

где  $\lambda$  и  $\hat{\lambda}$  имеют размерность  $(P \times 1)$ .

Корреляционная матрица апостериорных ошибок определяется соотношением

$$\mathbf{R}_{\lambda\lambda} = \int_{\lambda} \left[ (\lambda - \hat{\lambda})(\lambda - \hat{\lambda})^T \right] p(\lambda/\xi) d\lambda, \quad (3.24)$$

частным случаем из нее следует (3.12).

Таким образом, располагая априорными сведениями и доступной непосредственному наблюдению реализацией принятого случайного колебания  $\xi(t)$  на интервале  $[0, T]$  нужно для любого значения  $t$  из этого интервала получить оптимальную (в смысле выбранного критерия) текущую оценку сообщения  $\hat{\lambda}(t)$ .

Исчерпывающее вероятностное описание информационного параметра  $\lambda(t)$  для любого фиксированного  $t \in [0, T]$  дается его апостериор-

ной плотностью распределения вероятностей (АПВ)  $p(t, \lambda) = p(\lambda(t)/\xi_0^t)$ . Аналитическое выражение для  $p(t, \lambda)$  позволяет получить оценку по любому критерию оптимальности, например, по минимуму среднего квадрата ошибки, по максимуму апостериорной плотности вероятности. Отыскание АПВ удобно провести сначала для случая, когда принятое колебание  $\xi(t)$  и сообщение  $\lambda(t)$  заданы в дискретном времени и далее применить полученные результаты к наблюдению в непрерывном времени.

### 3.3. Апостериорная плотность распределения вероятностей сообщения при наблюдении в дискретном времени

Процесс  $\xi(t)$  поступает на вход приемного устройства непрерывно, поэтому при замене  $\xi(t)$  на значения отчетов  $\xi_v = \xi(t_v)$  необходимо учитывать интегральный эффект за время дискретизации  $\Delta$ . Корректное в физическом и математическом смыслах рассмотрение [14] требует оперировать не с мгновенными отсчетами входящих в уравнение (3.17) процессов, а с их интегральными преобразованиями за время  $\Delta = (t_v - t_{v-1})$ :

$$\xi_v = \frac{1}{\Delta} \int_{t_{v-1}}^{t_v} \xi(t) dt; \quad \mathbf{s}(t_v, \lambda_v) = \frac{1}{\Delta} \int_{t_{v-1}}^{t_v} \mathbf{s}(t, \lambda) dt; \quad \mathbf{n}_v = \frac{1}{\Delta} \int_{t_{v-1}}^{t_v} \mathbf{n}(t) dt. \quad (3.25)$$

Переход от уравнения (3.18) к разностному уравнению наиболее просто осуществляется в случае линейного стохастического уравнения [14].

При дискретном наблюдении аналогами уравнений (3.17) и (3.18) будут разностные уравнения (размерности соответствующих векторных величин будем считать такими же, как и в соотношениях (3.17) и (3.18)):

$$\xi_v = \mathbf{s}(t_v, \lambda_v) + \mathbf{n}_v, \quad (3.26)$$

$$\lambda_v = \mathbf{g}(t_v, \lambda_{v-1}) + \mathbf{n}_{\lambda v}. \quad (3.27)$$

Здесь  $\xi_v = \xi(t_v)$ ,  $\lambda_v = \lambda(t_v)$ ,  $\mathbf{n}_v = \mathbf{n}(t_v)$ ,  $\mathbf{n}_{\lambda v} = \mathbf{n}_{\lambda}(t_v)$ ;  $\mathbf{n}_v$  и  $\mathbf{n}_{\lambda v}$  – дискретные БГШ, представляющие собой последовательность незави-

симых гауссовых векторных случайных величин (СВ), имеющих нулевые математические ожидания и матрицы корреляционных моментов  $N_v = M_1[\mathbf{n}_v \mathbf{n}_v^T]$  (размерности  $(M \times M)$ ) и  $N_{\lambda_v} = M_1[\mathbf{n}_{\lambda_v} \cdot \mathbf{n}_{\lambda_v}^T]$ , (размерности  $(P \times P)$ ), соответственно.

Вначале рассмотрим случай, когда принятое колебание и сообщение являются скалярными (при значениях  $M = 1, P = 1$ ).

Для вывода АПВ воспользуемся формулой Байеса, учитывая, что известны априорные сведения о сообщении, заданные разностным уравнением (3.27) и значения  $\xi_0, \xi_1, \dots$  полученного колебания. Обозначим последовательность наблюдений  $\xi_0, \xi_1 \dots \xi_v = \xi_1^v$ .

Допустим, что АПВ  $p(\lambda_{v-1} / \xi_1^{v-1})$  для момента времени  $t_{v-1}$  найдена (в соответствии с принятым обозначением  $\xi_1^{v-1} = \xi_0, \xi_1, \dots, \xi_{v-1}$ ). Найдем апостериорную плотность вероятности  $p(\lambda_v / \xi_1^v)$  для следующего момента времени  $t_v$ .

На основании правил умножения вероятностей для условной плотности вероятности  $p(\lambda_v, \xi_v / \xi_1^{v-1})$  можем записать выражение

$$\begin{aligned} p(\lambda_v, \xi_v / \xi_1^{v-1}) &= p(\lambda_v / \xi_1^{v-1}) p(\xi_v / \xi_1^{v-1}, \lambda_v) = \\ &= p(\xi_v / \xi_1^{v-1}) p(\lambda_v / \xi_1^{v-1}, \xi_v). \end{aligned} \quad (3.28)$$

В выражении (3.26) сигнал  $s(t_v, \lambda_v)$ , как предполагалось ранее, является детерминированной функцией своих аргументов, а  $n_v$  ( $v = 0, 1, 2, \dots$ ) – последовательность независимых случайных величин. Величина  $\xi_v$  при фиксированном  $\lambda_v$  зависит только от  $n_v$  и не зависит от предыдущих значений дискретного шума. Поэтому справедливо соотношение

$$p(\xi_v / \xi_1^{v-1}, \lambda_v) = p(\xi_v / \lambda_v). \quad (3.29)$$

Поскольку последовательность СВ  $\{\xi_1^{v-1}, \xi_v\} = \xi_1^v$ , то можно записать

$$p(\lambda_v / \xi_1^{v-1}, \xi_v) = p(\lambda_v / \xi_1^v). \quad (3.30)$$

Исходя из (3.28) и учитывая (3.29) и (3.30) получим следующее, интересное нас выражение для формулы Байеса

$$p(\lambda_v / \xi_1^v) = \frac{p(\lambda_v / \xi_1^{v-1})p(\xi_v / \lambda_v)}{p(\xi_v / \xi_1^{v-1})}. \quad (3.31)$$

Плотность вероятности  $p(\xi_v / \xi_1^{v-1})$  не зависит от сообщения  $\lambda_v$ , поэтому ее можно учесть в нормировочной постоянной и обозначив

$c = \left[ p(\xi_v / \xi_1^{v-1}) \right]^{-1}$ , представить АПВ в виде

$$p(\lambda_v / \xi_1^v) = c p(\lambda_v / \xi_1^{v-1})p(\xi_v / \lambda_v). \quad (3.32)$$

Условную плотность вероятности  $p(\xi_v / \lambda_v)$ , входящую в (3.32), можно найти из уравнения наблюдения (3.26), а условная плотность вероятности  $p(\lambda_v / \xi_1^{v-1})$  определяется формулой

$$p(\lambda_v / \xi_1^{v-1}) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\lambda_{v-1} / \xi_1^{v-1})p(\lambda_v / \lambda_{v-1})d\lambda_{v-1}. \quad (3.33)$$

Действительно, на основании условия согласованности плотностей вероятностей и правила умножения вероятностей имеем

$$\begin{aligned} p(\lambda_v / \xi_1^{v-1}) &= \int_{-\infty}^{\infty} p(\lambda_{v-1}, \lambda_v / \xi_1^{v-1})d\lambda_{v-1} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} p(\lambda_{v-1} / \xi_1^{v-1})p(\lambda_v / \lambda_{v-1}, \xi_1^{v-1})d\lambda_{v-1}. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Учитывая, что при известном  $\lambda_{v-1}$  значение  $\xi_1^{v-1}$  не изменяет сведений о  $\lambda_v$ , получим, что

$$p(\lambda_v / \lambda_{v-1}, \xi_1^{v-1}) = p(\lambda_v / \lambda_{v-1}). \quad (3.35)$$

Входящая в правую часть равенства (3.33) апостериорная плотность вероятности  $p(\lambda_{v-1} / \xi_1^{v-1})$  по предположению считалась известной, а

условная плотность  $p(\lambda_v/\lambda_{v-1})$  может быть найдена из уравнения со-общения (3.27). При известном априорном распределении  $p(\lambda_0)$  фор-мулы (3.32) и (3.33) обеспечивают рекуррентное вычисление апостери-орной плотности вероятности фильтруемого сообщения  $\lambda$ .

Вычисленное с использованием АПВ по формуле (3.10) условное математическое ожидание определяет алгоритм формирования оценки  $\hat{\lambda}(t)$ , оптимальной по критерию минимума среднеквадратической ошиб-ки фильтрации сообщения, а апостериорная дисперсия (3.12) определя-ет точность фильтрации в дискретном времени.

Рассмотренный подход позволяет легко обобщить результаты на слу-чай векторных уравнений наблюдений и сообщений, описываемых со-отношениями (3.26) и (3.27). При этом аналогами формул (3.32) и (3.33) являются

$$p(\lambda_v/\xi_1^v) = c \cdot p(\lambda_v/\xi_1^{v-1})p(\xi_v/\lambda_v), \quad (3.36)$$

$$p(\lambda_v/\xi_1^{v-1}) = \int p(\lambda_{v-1}/\xi_1^{v-1})p(\lambda_v/\lambda_{v-1}) \mathbf{d} \lambda_{v-1}, \quad (3.37)$$

которые используются совместно с (3.23) и (3.24) для вычисления век-тора оценок  $\hat{\lambda}$  и корреляционной матрицы  $\mathbf{R}_{\lambda\lambda}$  апостериорных ошибок оценивания. Здесь обозначено  $\mathbf{d} \lambda = d \lambda_1 d \lambda_2, \dots, d \lambda_p$ .

Приведенные соотношения в принципе полностью решают задачу как линейной, так и нелинейной фильтрации в дискретном времени [14].

### **3.4. Апостериорная плотность распределения вероятностей сообщения при наблюдении в непрерывном времени**

Рассмотрим общий алгоритм решения задачи фильтрации при на-блюдении в непрерывном времени. Полагаем, что уравнение наблюде-ния и уравнение сообщения определяются выражениями (3.17) и (3.18).

Случайный процесс  $\lambda(t)$  размерности  $(P \times 1)$ , описываемый урав-нением (3.18), является диффузионным марковским процессом. Плот-ность вероятности такого процесса определяется уравнением Фоккера–Планка–Колмогорова [14,15], которое можно записать следующим образом:

$$\frac{\partial p(t, \boldsymbol{\lambda})}{\partial t} = L[p(t, \boldsymbol{\lambda})], \quad (3.38)$$

где  $L[\cdot]$  – означает оператор Фоккера–Планка–Колмогорова, соответствующий уравнению сообщения (3.18), который при условии, что

$N_{\lambda}(t, \boldsymbol{\lambda}) = N_{\lambda}(t)$ , имеет вид

$$\begin{aligned} L[p(t, \boldsymbol{\lambda})] = & - \sum_{p=1}^P \frac{\partial}{\partial \lambda_p} [g_p(t, \boldsymbol{\lambda}) p(t, \boldsymbol{\lambda})] + \\ & + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^P \frac{\partial^2}{\partial \lambda_p \partial \lambda_q} [N_{\lambda_{pq}} p(t, \boldsymbol{\lambda})]. \end{aligned} \quad (3.39)$$

Отметим, что если матрица  $N_{\lambda}(t) = N_{\lambda}(t, \boldsymbol{\lambda})$  зависит от  $\boldsymbol{\lambda}$ , то в общем случае в операторе Фоккера–Планка–Колмогорова  $L[p(t, \boldsymbol{\lambda})]$  вместо вектора  $\mathbf{g}(t, \boldsymbol{\lambda})$  из уравнения (3.18) используется коэффициент сноса  $\mathbf{a}(t, \boldsymbol{\lambda})$  [Прил. 1].

Уравнение для АПВ можно получить, используя результаты, приведенные для фильтрации в дискретном времени, исходя из уравнений (3.36) и (3.37). Перепишем формулу (3.36), вводя в явном виде зависимость от времени [14]

$$p(t_{v-1} + \Delta, \boldsymbol{\lambda} / \xi_v^y) = c \cdot p(t_{v-1} + \Delta, \boldsymbol{\lambda} / \xi_v^{y-1}) p(\xi_v / \boldsymbol{\lambda}). \quad (3.40)$$

Рассмотрим сомножители в правой части (3.40). Преобразуем выражение для распределения  $p(\xi_v / \boldsymbol{\lambda})$ . Поскольку  $\mathbf{n}_v$  в (3.26) – нормально распределенная  $M$ -мерная векторная случайная величина с нулевым вектором средних и матрицей корреляционных моментов  $\mathbf{N}/\Delta$ , то с учетом (3.26) и выражения для многомерной нормальной плотности имеем:

$$\begin{aligned} p(\xi_v / \boldsymbol{\lambda}) = & \frac{1}{(2\pi)^{M/2} |\mathbf{N}/\Delta|^{1/2}} \cdot \\ & \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2} [\xi_v - \mathbf{s}(t_v, \boldsymbol{\lambda})]^T \mathbf{N}^{-1} [\xi_v - \mathbf{s}(t_v, \boldsymbol{\lambda})] \Delta \right\} = \\ & = c_1 \cdot \exp \{ F(t_v, \boldsymbol{\lambda}) \Delta \}, \end{aligned} \quad (3.41)$$

где для сокращения дальнейшей записи через « $c_1$ » обозначен нормирующий множитель, а для квадратичной формы в показателе экспоненты введено обозначение

$$F(t_v, \lambda) = -\frac{1}{2} [\xi_v - s(t_v, \lambda)]^T \mathbf{N}^{-1} [\xi_v - s(t_v, \lambda)]. \quad (3.42)$$

Считая интервал временной дискретизации  $\Delta$  малой величиной и используя приближенное равенство  $\exp(x) \approx (1+x)$ , справедливое для малых « $x$ », представим выражение для  $p(\xi_v / \lambda)$  в виде

$$p(\xi_v / \lambda) = c_1 [1 + F(t_v, \lambda)\Delta + \dots]. \quad (3.43)$$

Сомножитель  $p(t_{v-1} + \Delta, \lambda / \xi_1^{v-1})$  в правой части (3.40) можно рассматривать как экстраполированную плотность вероятности сообщения  $\lambda(t_{v-1} + \Delta)$  при условии наблюдения  $\xi_1^{v-1}$  до момента времени  $t_{v-1}$ . Поскольку наблюдения на интервале  $[t_{v-1}, t_v]$  отсутствуют, то все доступные сведения о характере изменения плотности вероятности на данном интервале заключены в априорном дифференциальном уравнении сообщения (3.27). Следовательно,  $p(t, \lambda / \xi_1^{v-1})$  на интервале  $[t_{v-1}, t_v]$  удовлетворяет априорному уравнению (3.38) с начальным условием  $p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1})$  для начала этого интервала. Для малых значений  $\Delta$  можно, следовательно, записать

$$\frac{1}{\Delta} \left( p(t_{v-1} + \Delta, \lambda / \xi_1^{v-1}) - p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) \right) \approx L \left[ p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) \right],$$

откуда

$$p(t_{v-1} + \Delta, \lambda / \xi_1^{v-1}) \approx p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) + L \left[ p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) \right] \cdot \Delta. \quad (3.44)$$

Подстановка выражений (3.43) и (3.44) в (3.40) и учет только членов порядка  $\Delta$  позволяет записать выражение вида

$$p(t_{v-1} + \Delta, \lambda / \xi_1^v) = c_2 \left\{ p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) + \right. \\ \left. + L \left[ p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) \right] \Delta + p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) F(t_v, \lambda) \cdot \Delta \right\}. \quad (3.45)$$



Для отыскания  $c_2$  проинтегрируем обе части (3.45) по всем возможным значениям  $\lambda \in \Lambda$ . При интегрировании учтем условие нормировки для плотностей вероятностей, а также тождество, следующее из дифференцирования по времени условия нормировки

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_{\Lambda} p(t, \lambda) \mathbf{d}\lambda = \int_{\Lambda} L[p(t, \lambda)] \mathbf{d}\lambda \equiv 0.$$

В результате с точностью до членов порядка малости  $\Delta$  можно записать

$$c_2 = \left( 1 + \Delta \int_{\Lambda} F(t_v, \lambda) p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) d\lambda \right)^{-1} \approx 1 - \Delta \int_{\Lambda} F(t_v, \lambda) p(t_v, \lambda / \xi_1^{v-1}) \mathbf{d}\lambda. \quad (3.46)$$

Подставим (3.46) в (3.45) и перегруппируем члены. Тогда получим

$$p(t_{v-1} + \Delta, \lambda / \xi_1^v) - p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) = L[p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1})] \Delta + \left[ F(t_v, \lambda) - \int_{\Lambda} F(t_v, \lambda) p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) \mathbf{d}\lambda \right] p(t_{v-1}, \lambda / \xi_1^{v-1}) \Delta. \quad (3.47)$$

Разделим обе части выражения на  $\Delta$  и перейдем к пределу при  $\Delta \rightarrow 0$ , тогда

$$\frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial t} = L[p(t, \lambda)] + [F(t, \lambda) - F(t)] p(t, \lambda), \quad (3.48)$$

где  $p(t, \lambda) = p(t, \lambda / \xi_0^t)$ ;  $L[p(t, \lambda)]$  – оператор Фоккера–Планка–Колмогорова, а функции  $F(t, \lambda)$  и  $F(t)$  даются выражениями

$$F(t, \lambda) = -\frac{1}{2} [\xi(t) - \mathbf{s}(t, \lambda)]^T \mathbf{N}^{-1} [\xi(t) - \mathbf{s}(t, \lambda)],$$

$$F(t) = \int_{\Lambda} F(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda. \quad (3.49)$$

Начальное и граничные условия для уравнения (3.48) рассмотрены в Прил. 1.

Интегродифференциальное уравнение (3.48) является частным случаем уравнения Р. Л. Стратоновича [14]. Из уравнения (3.48) для АПВ

видно, что первое слагаемое в правой части учитывает априорные сведения об информационном сообщении, а второе слагаемое – результат наблюдения реализации  $\xi_0^t$ . При этом первое слагаемое приводит к расширению АПВ вследствие увеличения неопределенности из-за априорно возможных изменений сообщения, а второе – к сужению АПВ, т. е. к уменьшению неопределенности благодаря содержащейся в  $\xi_0^t$  информации. Апостериорная плотность вероятностей учитывает всю информацию о  $\lambda(t)$ , содержащуюся в наблюдении  $\xi(t)$  на интервале  $(0, t)$  и априорных сведениях и позволяет найти оптимальную (в смысле выбранного критерия) оценку сообщения  $\hat{\lambda}(t)$ .

### 3.5. Уравнения нелинейной фильтрации

Уравнение (3.48) для многих задач решить аналитически не удается. Исключением является случай линейной фильтрации, когда сообщение представляет собой гауссовский марковский процесс и полезный сигнал  $s(t, \lambda)$  линейно зависит от  $\lambda(t)$ .

В большинстве случаев задача фильтрации является нелинейной, так как дифференциальное уравнение, которым описывается сообщение, может быть нелинейным, либо в уравнении наблюдения полезный сигнал нелинейно зависит от сообщения  $\lambda(t)$ . Поэтому применяют различные приближенные способы решения уравнения (3.48) с целью построения алгоритмов фильтрации (Прил. 2).

Наиболее распространенный способ построения квазиоптимальных (квазилинейных) алгоритмов фильтрации основан на аппроксимации АПВ нормальной плотностью вероятности

$$p(t, \lambda) = \frac{1}{(2\pi)^{P/2} |\mathbf{R}_\lambda(t)|^{1/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2} [\lambda(t) - \hat{\lambda}(t)]^T \mathbf{R}_\lambda^{-1}(t) [\lambda(t) - \hat{\lambda}(t)]\right\}. \quad (3.50)$$

При гауссовском приближении оценка по минимуму СКО совпадает с оценкой по максимуму апостериорной плотности вероятности  $p(t, \lambda)$ . При данной аппроксимации необходимо оценить вектор средних значений  $\hat{\lambda}(t)$  и матрицу  $\mathbf{R}_\lambda(t)$ , которые полностью определяют АПВ. Ал-

горитмы, основанные на гауссовском приближении, являются асимптотически оптимальными [14].

Получим уравнения для оценки  $\hat{\lambda}(t)$  и корреляционной матрицы ошибок оценивания  $\mathbf{R}(t)$ , полагая, что сообщение описывается стохастическим дифференциальным уравнением (3.18). Этого достаточно, чтобы конкретизировать результаты для систем авиационной радиосвязи с различными классами излучений и определить ошибки фильтрации аналогового сообщения.

### 3.5.1. Одномерные уравнения наблюдения и сообщения

Оценка  $\hat{\lambda}(t)$  процесса  $\lambda(t)$  по критерию минимума среднего квадрата ошибки определяется с использованием  $p(t, \lambda)$  согласно (3.10) из выражения

$$\hat{\lambda}(t) = \int_{\lambda} \lambda p(\lambda / \xi) d\lambda.$$

Рассмотрим случай, когда уравнения наблюдения и сообщения (3.17) и (3.18) являются скалярными ( $M = 1, P = 1$ )

$$\frac{d\lambda}{dt} = g(t, \lambda) + n_{\lambda}(t),$$

$$\xi(t) = s(t, \lambda) + n(t).$$

Уравнение для апостериорной плотности вероятности  $p(t, \lambda) = p(t, \lambda / \xi_0^t)$ , следующее как частный случай из (3.48), имеет вид [14]

$$\begin{aligned} \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial t} = & \left\{ -\frac{\partial}{\partial \lambda} [g(t, \lambda) p(t, \lambda)] + \frac{1}{4} N_{\lambda}(t) \frac{\partial^2 p(t, \lambda)}{\partial \lambda^2} \right\} + \\ & + [F(t, \lambda) - F(t)] p(t, \lambda), \end{aligned} \quad (3.51)$$

где  $\lambda \in \Lambda$ , функции  $F(t, \lambda)$  и  $F(t)$  определяются исходя из (3.49) выражениями

$$F(t, \lambda) = -\frac{1}{2} [\xi(t) - s(t, \lambda)]^T \mathbf{N}^{-1} [\xi(t) - s(t, \lambda)],$$

$$F(t) = \int_{\Lambda} F(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda.$$

При построении уравнений фильтрации за исходную  $p(t, \lambda)$  принимаем следующую из (3.50) одномерную нормальную плотность вероятности

$$p(t, \lambda) = \frac{1}{(2\pi R(t))^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{[\lambda - \hat{\lambda}(t)]^2}{2R(t)} \right\}.$$

где  $\hat{\lambda}(t)$  и  $R(t) = R_{\lambda}(t)$  – математическое ожидание и дисперсия ошибки оценивания, которые полностью определяют  $p(t, \lambda)$ .

**Уравнение оценивания.** Умножим обе части уравнения (3.51) на  $\lambda$ , используя в нем в качестве  $p(t, \lambda)$  нормальную плотность вероятности и проинтегрируем по интервалу возможных значений  $\lambda \in \Lambda$ . Выполнив вычисления (Прил. 2), получим следующее выражение:

$$\frac{d\hat{\lambda}(t)}{dt} = \int_{\Lambda} g(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda + R \int_{\Lambda} \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda} p(t, \lambda) d\lambda, \quad (3.52)$$

где  $F(t, \lambda)$  определяется из (3.49) для скалярного наблюдения  $\xi(t)$ .

**Уравнение для апостериорной дисперсии  $R$ .** Уравнение для апостериорной дисперсии  $R$  можно получить исходя из тождества

$$\frac{\partial R(t, \lambda)}{\partial \lambda} = \frac{\partial}{\partial t} \left[ \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 p(t, \lambda) d\lambda \right] = \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial t} d\lambda.$$

Используя данное выражение и выполнив необходимые преобразования (Прил. 2) при принятой аппроксимации АПВ получим

$$\frac{dR}{dt} = \frac{N}{2} + 2R \int_{\Lambda} \frac{\partial g(t, \lambda)}{\partial \lambda} p(t, \lambda) d\lambda + R^2 \int_{\Lambda} \frac{\partial^2 F(t, \hat{\lambda})}{\partial \lambda^2} p(t, \lambda) d\lambda. \quad (3.53)$$

Уравнения (3.52) и (3.53) описывают квазиоптимальный алгоритм фильтрации сообщения и определяют структурную схему устройства

фильтрации, так как  $\hat{\lambda}(t)$  и  $R_\lambda(t)$  исчерпывающе задают одномерную нормальную АПВ.

Асимптотические свойства рассмотренного алгоритма фильтрации отмечены в Прил. 2.

**Упрощенные алгоритмы фильтрации.** Алгоритмы (3.52) и (3.53) можно упростить, если учесть, что гауссовская аппроксимация АПВ справедлива при большом отношении сигнал/шум в канале [14], которое обеспечивает малое значение дисперсии  $R_\lambda(t)$  оценки  $\hat{\lambda}(t)$ . Разложим функцию  $F(t, \lambda)$  в малой окрестности точки  $\hat{\lambda}(t)$  в ряд Тейлора и ограничимся учетом первых трех членов разложения:

$$F(t, \lambda) = F(t, \hat{\lambda}) + \frac{\partial F(t, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}} [\lambda(t) - \hat{\lambda}(t)] + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F(t, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}^2} [\lambda(t) - \hat{\lambda}(t)]^2. \quad (3.54)$$

Подставим данное разложение в (3.52) и (3.53). Тогда

$$\frac{d \hat{\lambda}}{dt} = \int_{\Lambda} g(t, \lambda) p(t, \lambda) d \lambda + R_\lambda \frac{\partial F(t, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}}; \quad (3.55)$$

$$\frac{d R_\lambda}{dt} = \frac{N_\lambda}{2} + 2R_\lambda \int_{\Lambda} \frac{\partial g(t, \lambda)}{\partial \lambda} p(t, \lambda) d \lambda + R_\lambda^2 \frac{\partial F^2(t, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}^2}. \quad (3.56)$$

При рассмотрении стационарного режима работы приемного устройства в дифференциальных уравнениях (3.55) и (3.56) следует положить значение  $d R_\lambda / dt = 0$ . Тогда выражение для дисперсии фильтрации определяется алгебраическим уравнением. Если уравнение сообщения является линейным

$$\frac{d \lambda}{dt} = -\alpha \lambda + n_\lambda(t), \quad (3.57)$$

то выражения (3.55) и (3.56) приводятся к виду

$$\frac{d \hat{\lambda}}{dt} = -\alpha \hat{\lambda} + R_\lambda \frac{\partial F(t, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}}; \quad (3.58)$$

$$\frac{N_{\lambda}}{2} - 2\lambda R_{\lambda} + R_{\lambda}^2 \frac{\partial^2 F(t, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}^2} = 0. \quad (3.59)$$

Для отыскания алгоритмов фильтрации при некоторых законах модуляции сигналов, используемых в авиационных системах передачи речевых сообщений, рассмотренные результаты необходимо обобщить на случай многомерных уравнений наблюдений и сообщений.

### 3.5.2. Многомерные уравнения наблюдения и сообщения

Обобщение уравнений (3.52), (3.53) и (3.55), (3.56) на случай многомерных наблюдений и сообщений, описываемых соотношениями (3.17) и (3.18), можно выполнить по методике, аналогичной использованной в Прил. 2. Применение такого подхода при аппроксимации АПВ выражением (3.50) приводит к алгоритму фильтрации, определяемому системой уравнений [14]

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_p}{dt} &= M_1 \{a_p(t, \lambda)\} + \sum_{q=1}^P R_{pq} M_1 \left\{ \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda_q} \right\}, \\ \frac{dR_{pq}}{dt} &= M_1 \left\{ \frac{N_{pq}(t, \lambda)}{2} \right\} + \sum_{\mu=1}^P \left\{ M_1 \left\{ \frac{\partial a_p(t, \lambda)}{\partial \lambda_{\mu}} \right\} R_{\mu p} + M_1 \left\{ \frac{\partial a_q(t, \lambda)}{\partial \lambda_{\mu}} \right\} R_{\mu q} \right\} + \\ &+ \sum_{\mu=1}^P \sum_{v=1}^P R_{p\mu} R_{qv} M_1 \left\{ \frac{\partial^2 F(t, \lambda)}{\partial \lambda_{\mu} \partial \lambda_v} \right\}, \quad p, q = 1 \dots P, \end{aligned}$$

где  $M_1 \{\bullet\}$  – оператор осреднения с апостериорной плотностью вероятностей (3.50).

Для дальнейшего рассмотрения нам потребуется вытекающий из приведенных соотношений частный случай, а именно, когда принимаемая смесь  $\xi(t)$  описывается скалярным уравнением, а сообщение  $\lambda(t)$  является векторным многокомпонентным  $\underline{\lambda}(t) = [\lambda_1(t), \lambda_2(t), \dots, \lambda_P(t)]^T$  и задано системой линейных стохастических дифференциальных уравнений. В матричных обозначениях такую систему можно представить в виде

$$\frac{d \boldsymbol{\lambda}(t)}{dt} = \mathbf{A}(t) \boldsymbol{\lambda}(t) + \mathbf{n}_\lambda(t),$$

где  $\mathbf{n}_\lambda(t) = [n_{\lambda_1}(t), \dots, n_{\lambda_p}(t)]^T$  – вектор-столбец независимых БГШ, характеризующих матрицей односторонних спектральных плотностей  $M_1 \{ \mathbf{n}_\lambda(t_1) \mathbf{n}_\lambda^T(t_2) \} = \frac{N_\lambda}{2} \delta(t_1 - t_2)$ ;  $\mathbf{A}(t)$  – матрица размерности  $(p \times p)$ , имеющая вид

$$\mathbf{A}(t) = \begin{pmatrix} \alpha_{11} & \cdots & \alpha_{1p} \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \alpha_{p1} & \cdots & \alpha_{pp} \end{pmatrix}.$$

В рассматриваемом случае квазиоптимальный алгоритм фильтрации определяется системой уравнений (частным случаем которой является уравнение (3.55) для оценок компонент  $(p = 1, \dots, P)$

$$\frac{d \hat{\lambda}_p}{dt} = \sum_{q=1}^P \alpha_{pq}(t) \hat{\lambda}_q + \sum_{q=1}^P R_{pq_i}(t) \frac{\partial F(t, \hat{\lambda}_i)}{\partial \hat{\lambda}_q}, \quad (3.60)$$

и системой уравнений (частным случаем которой является уравнение (3.56)) для корреляций ошибок оценок

$$\begin{aligned} \frac{\partial R_{pq}(t)}{\partial t} = & \frac{N_p}{2} \delta_{pq} + \sum_{\mu=1}^P \alpha_{p\mu}(t) R_{\mu q}(t) + \sum_{v=1}^P \alpha_{qv}(t) R_{vp}(t) + \\ & + \sum_{\mu=1}^P \sum_{v=1}^P R_{p\mu}(t) R_{qv}(t) \frac{\partial^2 F(t, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}_\mu \partial \hat{\lambda}_v}. \end{aligned} \quad (3.61)$$

Здесь  $R_{\lambda\lambda}(t) = \{ R_{pq} \}$ ,  $(p, q = 1, \dots, P)$  – матрица взаимных корреляций ошибок оценок компонент  $\hat{\lambda}_p$  и  $\hat{\lambda}_q$ ;  $\delta_{pp} = 1$ ,  $\delta_{pq} = 0$ , при  $p \neq q$ .

**Упрощенные алгоритмы фильтрации.** Моделирование уравнения (3.61) для большинства используемых в системах связи типов радиосигналов оказывается затруднительным и схема устройства, реализующего уравнения (3.60) и (3.61), оказывается весьма сложной. Поэтому

для построения подоптимальных алгоритмов используют ряд упрощений [14]. Рассматривают стационарный режим работы, полагая  $\partial R_{pq}/\partial t = 0$ . Вместо вторых производных  $\partial^2 F(t, \hat{\lambda}) / \partial \hat{\lambda}_i \partial \hat{\lambda}_j$ , входящих в (3.61), используют их значения, осредненные по времени. Отбрасывают члены с удвоенными частотами, так как последние сильно ослабляются сглаживающими цепями. При указанных упрощениях получим систему уравнений фильтрации [6,14]

$$\frac{d \hat{\lambda}_p}{dt} = \sum_{q=1}^P \alpha_{pq}(t) \hat{\lambda}_q + \sum_{q=1}^P R_{pq}(t) \frac{\partial F(t, \hat{\lambda}_i)}{\partial \hat{\lambda}_q}, \quad (3.62)$$

$$\begin{aligned} \frac{N_{wp}}{2} \delta_{pq} + \sum_{i=1}^P \alpha_{pi}(t) R_{iq}(t) + \sum_{v=1}^P \alpha_{pv}(t) R_{vp}(t) + \\ + \sum_{\mu=1}^P \sum_{v=1}^P R_{p\mu}(t) R_{qv}(t) \overline{\frac{\partial^2 F(t, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}_\mu \partial \hat{\lambda}_v}} = 0, \end{aligned} \quad (3.63)$$

где  $\overline{\frac{\partial^2 F(t, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}_\mu \partial \hat{\lambda}_v}}$  – означает осреднение по времени.

Приведенные соотношения (3.62) и (3.63) являются исходными для рассмотрения квазиоптимальных алгоритмов приема сигналов с используемыми на практике законами модуляции и сравнения помехоустойчивости различных видов модуляции между собой. В качестве модели речевого сообщения далее используем модель аналогового процесса, определяемую стохастическим дифференциальным уравнением вида (3.57).

### 3.6. Фазовая модуляция

При использовании в канале связи сигналов с фазовой модуляцией уравнения наблюдения и сообщения можно записать в следующем виде:

$$\xi(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + M_\phi \lambda) + n(t), \quad (3.64)$$

$$\frac{d \lambda(t)}{dt} = -\alpha \lambda(t) + n_\lambda(t), \quad (3.65)$$



где  $A_0$ ,  $\omega_0$  – значения амплитуды и частоты радиосигнала, которые считаются известными;  $\lambda(t)$  – передаваемое аналоговое сообщение;  $M_\phi = \sigma_\phi / \sigma_\lambda$  – известная крутизна характеристики фазового модулятора;  $\sigma_\phi = (D_\phi)^{0,5}$  – среднее квадратическое отклонение фазы, обусловленное модуляцией;  $\sigma_\lambda = (D_\lambda)^{0,5}$  – среднее квадратическое значение сообщения  $\lambda(t)$ .

Уравнения нелинейной фильтрации (3.62) и (3.63) с учетом принятых в них обозначений для модели полезного радиосигнала, входящего в (3.64), преобразуются к виду [6]

$$\frac{d \hat{\lambda}(t)}{dt} = -\alpha \hat{\lambda} + R_{\lambda\lambda} F_\lambda, \quad (3.66)$$

$$N_\lambda - 4\alpha R_{\lambda\lambda} + 2R_{\lambda\lambda}^2 \overline{F_{\lambda\lambda}} = 0, \quad (3.67)$$

где для упрощения записи обозначено:  $\alpha_{11} = -\alpha$ ,  $\hat{\lambda}_{11}(t) = \hat{\lambda}(t) = \hat{\lambda}$ .

Учитывая, что информационный параметр незнергетический, имеем

$$F_\lambda = \frac{\partial F(t, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}} = -2N^{-1} A_0 M_\phi \xi(t) \sin(\omega_0 t + M_\phi \hat{\lambda}) \quad (3.68)$$

$$\overline{F_{\lambda\lambda}} = \frac{\overline{\partial^2 F(t, \hat{\lambda})}}{\partial \hat{\lambda}^2} = N^{-1} A_0^2 M_\phi^2. \quad (3.69)$$

Подставив выражение для  $F_\lambda$  из (3.68) в (3.66), получим

$$\frac{d \hat{\lambda}}{dt} = -\alpha \hat{\lambda} - 2R_{\lambda\lambda} M_\phi N^{-1} \xi(t) A_0 \sin(\omega_0 t + M_\phi \hat{\lambda}), \quad (3.70)$$

или в операторной форме

$$\hat{\lambda} = -\frac{K}{T_\lambda D + 1} \xi(t) A_0 \sin(\omega_0 t + M_\phi \hat{\lambda}), \quad (3.71)$$

где  $D = \partial / \partial t$  – оператор дифференцирования;  $T_\lambda = 1/\alpha$ ; произведение  $\alpha N$  определяет мощность аддитивного белого шума  $n(t)$  в полосе  $\Delta f = \alpha$  частот сообщения  $\lambda(t)$  [6,14]. Величину

$$K = 2R_{\lambda\lambda}M_{\phi}/(\alpha N) \quad (3.72)$$

можно интерпретировать как коэффициент усиления устройства фильтрации.

Алгоритму (3.71) соответствует структурная схема квазиоптимального приемного устройства ФМ радиосигналов, приведенная на рис. (3.2). Приемник ФМ-радиосигналов использует схему фазовой автоподстройки частоты (ФАП) и состоит из *перемножителя*, *подстраиваемого генератора* (ПГ), *фазового модулятора* с крутизной характеристики  $M_{\phi}$  и усилителя с интегрирующей  $RC$ -цепочкой, постоянная времени которой равна  $T_{\lambda} = 1/\alpha = RC$ .

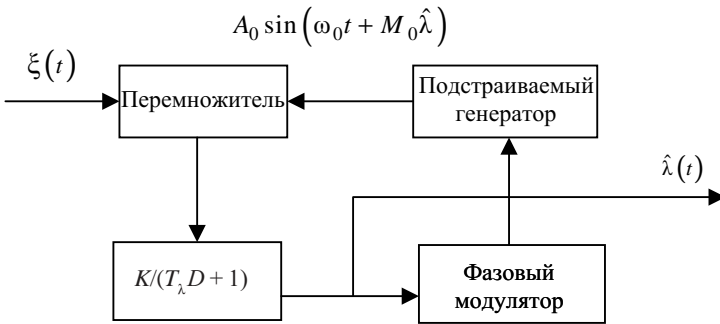


Рис. 3.2

Формируемый на выходе перемножителя сигнал имеет составляющую  $\left(A_0^2/2\right)\sin(M_{\phi}(\lambda - \hat{\lambda}))$ , которая через усилитель подается на вход фазового модулятора и управляет подстраиваемым генератором так, что уменьшает фазовое рассогласование между принимаемым сигналом и сигналом, формируемым ПГ. Высокочастотная составляющая сигналов на выходе перемножителя, как отмечено выше, подавляется фильтром усилителя и при анализе не учитывается.

Значение апостериорной дисперсии  $R_{\lambda\lambda}$  оценки  $\hat{\lambda}(t)$  (как и в (3.61), (3.63) в ее обозначении использован двойной индекс) найдем из уравнения (3.67), подставляя выражение (3.69) и учитывая, что  $N_{\lambda} = 4\alpha D_{\lambda} = 4\alpha\sigma_{\lambda}^2$ . В результате получим

$$R_{\lambda\lambda} = \frac{\alpha N}{A_0^2 M_\Phi^2} \left( \left( 1 + \frac{2A_0^2 M_\Phi^2}{\alpha N} \right)^{1/2} - 1 \right). \quad (3.73)$$

Средняя мощность ФМ-сигнала равна

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T A_0^2 \cos^2(\omega_0 t + M_\Phi \lambda) dt = \frac{A_0^2}{2}.$$

Тогда отношение сигнал/шум можно записать в виде  $q = P_c / (\alpha \cdot N) = A_0^2 / (2\alpha \cdot N)$  и формулу (3.73) представить следующим образом:

$$R_{\lambda\lambda} = \frac{1}{qM_\Phi^2} \left( \left( 1 + 4qm_\Phi^2 \right)^{1/2} - 1 \right), \quad (3.74)$$

где  $m_\Phi = \sigma_\Phi$  – индекс ФМ.

Отметим, что канал выделения сообщения квазиоптимального приемника, как видно из (3.66) и (3.70), включает линейный фильтр, подобный формирующему фильтру, с помощью которого на передающей стороне формируется сообщение  $\lambda(t)$ . Поскольку  $R_{\lambda\lambda}$  входит в выражение для коэффициента усиления устройства фильтрации, видно, что он зависит от отношения сигнал/шум  $q$  и от индекса фазовой модуляции. При реализации приемника с системой ФАП, от этих же параметров зависит и полоса удержания ФАП.

Помехоустойчивость приема сигналов с ФМ и другими видами модуляции принято характеризовать величиной относительной ошибки фильтрации

$$\delta_{\text{ФМ}}^2 = \frac{R_{\lambda\lambda}}{D_\lambda} = \frac{R_{\lambda\lambda}}{\sigma_\lambda^2} = \frac{1}{qm_\Phi^2} \left( \left( 1 + 4qm_\Phi^2 \right)^{1/2} - 1 \right). \quad (3.75)$$

Отсюда видно, что помехоустойчивость приема ФМ радиосигналов определяется отношением сигнал/шум  $q$  и индексом фазовой модуляции  $m_\Phi$ . Если дисперсия ошибки слежения за фазой  $D_\Phi > 1$  рад<sup>2</sup>, то возникает пороговый эффект, приводящий к перескоку фазы подстраиваемой

мого генератора на  $2\pi$  и резкому снижению помехоустойчивости приема ФМ-радиосигналов.

### 3.7. Частотная модуляция

В системах связи с частотной модуляцией (ЧМ) частота колебаний изменяется пропорционально мгновенным значениям модулирующего сообщения  $\lambda(t)$ . Для аддитивной смеси ЧМ-радиосигнала и внутриприемного шума  $n(t)$  уравнение наблюдения имеет вид

$$\xi(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \Psi(t)) + n(t),$$

$$\Psi(t) = M_{\Psi} \int_0^t \lambda(\tau) d\tau, \quad (3.76)$$

где  $A_0$ ,  $\omega_0$  – априорно известные значения амплитуды и частоты несущей;  $M_{\Psi} = \sigma_{\omega} / \sigma_{\lambda}$  – крутизна характеристики частотного модулятора;  $\sigma_{\lambda} = D_{\lambda}^{1/2}$  – среднее квадратическое значение сообщения  $\lambda(t)$ ;  $\sigma_{\omega} = D_{\omega}^{1/2}$  – среднее квадратическое отклонение частоты радиосигнала от средней частоты  $\omega_0$ .

Полная фаза полезного радиосигнала складывается из регулярной  $\omega_0 t$  и обусловленной частотной модуляцией  $\psi(t)$  составляющих. Априорные сведения относительно  $\psi(t)$  и  $\lambda(t)$  задаются в этом случае двумя стохастическими дифференциальными уравнениями первого порядка [6]

$$\frac{\partial \Psi(t)}{\partial t} = M_{\Psi} \lambda, \quad \frac{\partial \lambda(t)}{\partial t} = -\alpha \lambda + n_{\lambda}(t). \quad (3.77)$$

Для ЧМ-сигналов с учетом (3.62) и (3.63) имеем:  $\lambda_1 = \psi$ ,  $\lambda_2 = \lambda$ ,  $\alpha_{11} = 0$ ,  $\alpha_{12} = M_{\Psi}$ ,  $\alpha_{21} = 0$ ,  $\alpha_{22} = -\alpha$ , или в матричных обозначениях

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi \\ \lambda \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & M_{\Psi} \\ 0 & -\alpha \end{bmatrix}.$$

Тогда уравнения нелинейной фильтрации исходя из (3.62) можно представить следующим образом:

$$\frac{\partial \hat{\Psi}(t)}{\partial t} = M_{\Psi} \hat{\lambda} + R_{\Psi \Psi} F_{\Psi}, \quad \frac{\partial \hat{\lambda}(t)}{\partial t} = -\alpha \hat{\lambda} + R_{\Psi \lambda} F_{\Psi}, \quad (3.78)$$

а уравнения для ошибок фильтрации исходя из (3.63) преобразуются к виду

$$\begin{aligned} 2M_{\text{ч}}R_{\Psi\lambda} + R_{\Psi\Psi}^2\bar{F}_{\Psi\Psi} &= 0, \\ 4\alpha R_{\lambda\lambda} - N_{\lambda} - 2R_{\Psi\lambda}^2\bar{F}_{\Psi\Psi} &= 0, \\ M_{\text{ч}}R_{\lambda\lambda} - \alpha R_{\Psi\lambda} + R_{\Psi\lambda}R_{\Psi\Psi}\bar{F}_{\Psi\Psi} &= 0. \end{aligned} \quad (3.79)$$

Учитывая, что значение

$$F_{\Psi} = \frac{\partial F(t, \hat{\Psi}, \hat{\lambda})}{\partial \hat{\Psi}} = -\frac{2}{N}\xi(t)A_0 \sin(\omega_0 t + \hat{\Psi}),$$

подставим его в (3.78) и после преобразований получим в операторной форме следующие уравнения, определяющие структуру квазиоптимального приемника ЧМ-сигналов [6]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{\Psi}(t)}{\partial t} &= -M_{\text{ч}} \left( \frac{K}{T_{\lambda} D + 1} + K_{\Psi} \right) \xi(t) A_0 \sin(\omega_0 t + \hat{\Psi}), \\ \hat{\lambda} &= -\frac{K}{T_{\lambda} D + 1} \xi(t) A_0 \sin(\omega_0 t + \hat{\Psi}), \end{aligned} \quad (3.80)$$

где  $K = \frac{2R_{\Psi\lambda}}{\alpha} N$ ,  $K_{\Psi} = \frac{2R_{\Psi\Psi}}{M_{\text{ч}}} N$ ,  $T_{\lambda} = \frac{1}{\alpha}$ .

Структурная схема квазиоптимального радиоприемника ЧМ-сигналов, отвечающая алгоритмам (3.80), приведена на рис. 3.3. Основой приемника является ФАП, в которой управление частотой *подстраиваемого генератора* осуществляется с использованием двух параллельных каналов.

Если использовать известное правило преобразования параллельных фильтров в последовательные, оба канала можно объединить в один, включающий пропорционально-интегрирующий фильтр [6].

Рассмотрим уравнения для ошибок фильтрации (3.79). Введем в рассмотрение отношение сигнал/шум  $q = A_0^2 / (2\alpha N)$  и индекс ЧМ частотной модуляции  $m_{\text{ч}} = \sigma_{\omega} / \alpha$ . В результате решения получим

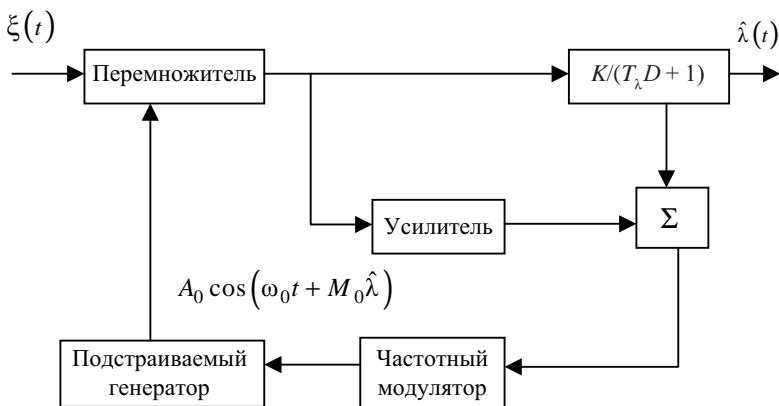


Рис. 3.3

$$R_{\lambda\lambda} = \frac{D_\lambda}{2qm_q} \left( 1 + 2m_q\sqrt{q} - \sqrt{1 + 4m_q\sqrt{q}} \right) \sqrt{1 + 4m_q\sqrt{q}},$$

$$R_{\Psi\Psi} = \frac{1}{2q} \left( \sqrt{1 + 4m_q\sqrt{q}} - 1 \right), \quad (3.81)$$

$$R_{\Psi\lambda} = \frac{\sqrt{D_\lambda}}{2qm_q} \left( 1 + 2m_q\sqrt{q} - \sqrt{1 + 4m_q\sqrt{q}} \right).$$

Используя первое из приведенных уравнений, можно записать выражение для квадрата относительной ошибки фильтрации

$$\delta_{\text{ЧМ}}^2 = \frac{R_{\lambda\lambda}}{D_\lambda} = \frac{1}{2qm_q} \left[ 1 + 2m_q\sqrt{q} - \sqrt{1 + 4m_q\sqrt{q}} \right] \sqrt{1 + 4m_q\sqrt{q}}. \quad (3.82)$$

Анализ данного соотношения показывает, что при фиксированном отношении сигнал/шум ошибка фильтрации уменьшается с увеличением индекса частотной модуляции, что, однако, приводит к расширению спектра ЧМ-радиосигнала.

При несинхронном приеме ЧМ-радиосигналов их детектирование осуществляется с помощью частотного дискриминатора, однако, как и при ФМ-радиосигналах, наблюдается пороговый эффект, который воз-

никает при больших отношениях сигнал/шум, чем при синхронном приеме, рассмотренном нами.

Приравняем между собой выражения для квадратов относительных ошибок фильтрации для ФМ- и ЧМ-сигналов. Тогда для  $q > 1$  соотношение между индексами фазовой и частотной модуляции, при которых помехоустойчивость приема сигналов с ФМ и с ЧМ будет одинаковой, определяется выражением [6]

$$m^2_{\text{Ф}} = \frac{m^2_{\text{Ч}}}{1 + 4m_{\text{Ч}}\sqrt{q}}. \quad (3.83)$$

При выполнении этого равенства спектр ЧМ-радиосигнала будет значительно шире спектра ФМ-радиосигнала [18].

### 3.8. Амплитудная модуляция

В системах связи с амплитудной модуляцией (АМ) амплитуда излучаемого радиочастотного сигнала изменяется в соответствии с передаваемым сообщением  $\lambda(t)$ . Частота и фаза колебаний несущей частоты от сообщения не зависят, но под воздействием дестабилизирующих факторов случайным образом изменяются во времени. Уравнение наблюдения можно записать следующим образом:

$$\xi(t) = (A_0 + M_{\text{АМ}}\lambda) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) + n(t), \quad (3.84)$$

где  $M_{\text{АМ}} = \sigma_{\text{АМ}}/\sigma_{\lambda}$  – крутизна характеристики амплитудного модулятора;  $\sigma_{\text{АМ}} = D_{\text{АМ}}^{1/2} = M_{\text{АМ}}\sigma_{\lambda}$  – среднее квадратическое отклонение огибающей от уровня несущей;  $\varphi(t)$  – случайная фаза, являющаяся сопутствующим параметром.

Введем в рассмотрение коэффициент амплитудной модуляции  $m_{\text{АМ}} = \sigma_{\text{АМ}}/A_0$  и будем рассматривать нормированное сообщение  $\lambda(t)/\sigma_{\lambda}$ . Тогда АМ-радиосигнал, входящий в выражение (3.84), может быть записан в виде [6]

$$s(t, \lambda) = A_0 (1 + m_{\text{АМ}}\lambda) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)).$$

Предполагаем, что  $A_0 > 3\sigma_{\text{АМ}}$  и перемодуляция практически отсутствует. АМ-радиосигнал содержит два случайных параметра: информа-

тивный  $\lambda(t)$  и сопутствующий  $\varphi(t)$ . Можно считать, что случайная фаза радиосигнала описывается дифференциальным уравнением вида  $\partial\varphi/\partial t = n_\varphi(t)$ , где  $n_\varphi(t)$  – БГШ с нулевым средним и корреляционной функцией  $M[n_\varphi(t)n_\varphi(t+\tau)] = (N_\varphi/2)\delta(\tau)$ . В этом случае априорные сведения задаются двумя стохастическими дифференциальными уравнениями первого порядка

$$\frac{\partial\lambda}{\partial t} = -\alpha\lambda + n_\lambda(t), \quad \frac{\partial\varphi}{\partial t} = n_\varphi(t). \quad (3.85)$$

Применительно к такой модели радиосигнала имеем:  $\lambda_1 = \lambda$ ,  $\lambda_2 = \varphi$ ,  $\alpha_{11} = -\alpha$ ,  $\alpha_{12} = 0$ ,  $\alpha_{21} = 0$ ,  $\alpha_{22} = 0$ , или в матричной записи

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda \\ \varphi \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Для рассматриваемого случая уравнения нелинейной фильтрации, следующие из (3.62), принимают вид [6,14]

$$\begin{aligned} \frac{\partial\hat{\lambda}}{\partial t} &= -\alpha\hat{\lambda} + R_{\lambda\lambda}F_\lambda + R_{\lambda\varphi}F_\varphi, \\ \frac{\partial\hat{\varphi}}{\partial t} &= R_{\varphi\varphi}F_\varphi + R_{\lambda\varphi}F_\lambda, \end{aligned} \quad (3.86)$$

а уравнения ошибок фильтрации (3.63) преобразуются к виду

$$\begin{aligned} N_\lambda - 4\alpha R_{\lambda\lambda} + 2R_{\lambda\lambda}\bar{F}_{\lambda\lambda} + 4R_{\lambda\lambda}R_{\lambda\varphi}\bar{F}_{\lambda\varphi} + R_{\lambda\varphi}^2\bar{F}_{\varphi\varphi} &= 0, \\ -\alpha R_{\lambda\varphi} + R_{\lambda\lambda}R_{\lambda\varphi}\bar{F}_{\lambda\lambda} + R_{\lambda\varphi}R_{\varphi\varphi}\bar{F}_{\varphi\varphi} + R_{\lambda\varphi}^2\bar{F}_{\lambda\varphi} + R_{\lambda\lambda}R_{\varphi\varphi}\bar{F}_{\lambda\varphi} &= 0 \quad (3.87) \\ N_\varphi + 2R_{\varphi\varphi}^2\bar{F}_{\varphi\varphi} + 2R_{\varphi\varphi}R_{\lambda\varphi}\bar{F}_{\lambda\varphi} + R_{\lambda\varphi}^2\bar{F}_{\lambda\lambda} &= 0. \end{aligned}$$

В данном случае информативный параметр радиосигнала энергетический, поэтому имеем

$$F_\lambda = \frac{M_{AM}}{N} \left[ 2\xi(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}) - (A_0 + M_{AM}\hat{\lambda}) \right],$$



$$F_{\Phi} = -\frac{1}{N} 2\xi(t) \left( A_0 + M_{AM} \hat{\lambda} \right) \sin(\omega_0 t + \hat{\Phi}), \quad (3.88)$$

$$\bar{F}_{\lambda\lambda} = -\frac{M_{AM}^2}{N}, \quad \bar{F}_{\Phi-\Phi} = -\frac{A_0^2 + D_A \hat{\lambda}}{N}, \quad \bar{F}_{\lambda\Phi} = 0.$$

Подстановка значений  $\bar{F}_{\lambda\lambda}$ ,  $\bar{F}_{\Phi-\Phi}$ ,  $\bar{F}_{\lambda\Phi}$  в уравнения для ошибок оценивания и их решение приводит к следующим результатам:

$$R_{\lambda\lambda} = \frac{\alpha N}{M_A^2} \left[ \sqrt{1 + \frac{M_{AM}^2 N_{\lambda}}{2\alpha^2 N}} - 1 \right], \quad (3.89)$$

$$R_{\Phi-\Phi} = \sqrt{\frac{N N_{\Phi}}{2(A_0^2 + D_A)}}, \quad R_{\lambda\Phi} = 0.$$

Для отыскания алгоритма обработки и структуры приемника АМ-радиосигналов подставим в уравнения (3.86) соответствующие выражения из (3.88) и (3.89). В результате подстановки и преобразований придем к двум уравнениям, которые имеют вид [6]

$$\begin{aligned} \hat{\lambda} &= \frac{K}{TD+1} [2\xi(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\Phi}) - A_0], \\ \frac{\partial \hat{\Phi}}{\partial t} &= -2K_{\Phi} \xi(t) \left( A_0 + M_{AM} \hat{\lambda} \right) \sin(\omega_0 t + \hat{\Phi}), \end{aligned} \quad (3.90)$$

где обозначено:

$$\begin{aligned} T &= \frac{T_{\lambda}}{1 + K_{\lambda}}, \quad T_{\lambda} = \frac{1}{\alpha}, \quad K = \frac{K_{\lambda}}{(1 + K_{\lambda}) M_{AM}}, \\ K_{\lambda} &= \frac{R_{\lambda\lambda} M_{AM}^2}{\alpha N} = \sqrt{1 + \frac{4q m_{AM}^2}{1 + m_{AM}^2}} - 1, \quad K_{\Phi} = \frac{R_{\Phi-\Phi}}{N}. \end{aligned}$$

Здесь, как и ранее,  $q = P_c/P_{ш}$  означает отношение сигнал/шум, причем мощность АМ-радиосигнала  $P_c$  равна

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t, \lambda) dt = \frac{D_A}{2} \frac{1 + m_{AM}^2}{m_{AM}^2},$$

а мощность шума в полосе частот  $P_{ш} = \alpha N$ . Таким образом,

$$q = \frac{D_A}{2\alpha N} \left( \frac{1 + m_{AM}^2}{m_{AM}^2} \right). \quad (3.91)$$

Структурная схема квазиоптимального приемника АМ-радиосигналов приведена на рис. 3.4. Приемник АМ-радиосигналов содержит основной (информационный) канал, описываемый первым уравнением системы (3.90), и схему ФАП, которая моделирует второе уравнение.

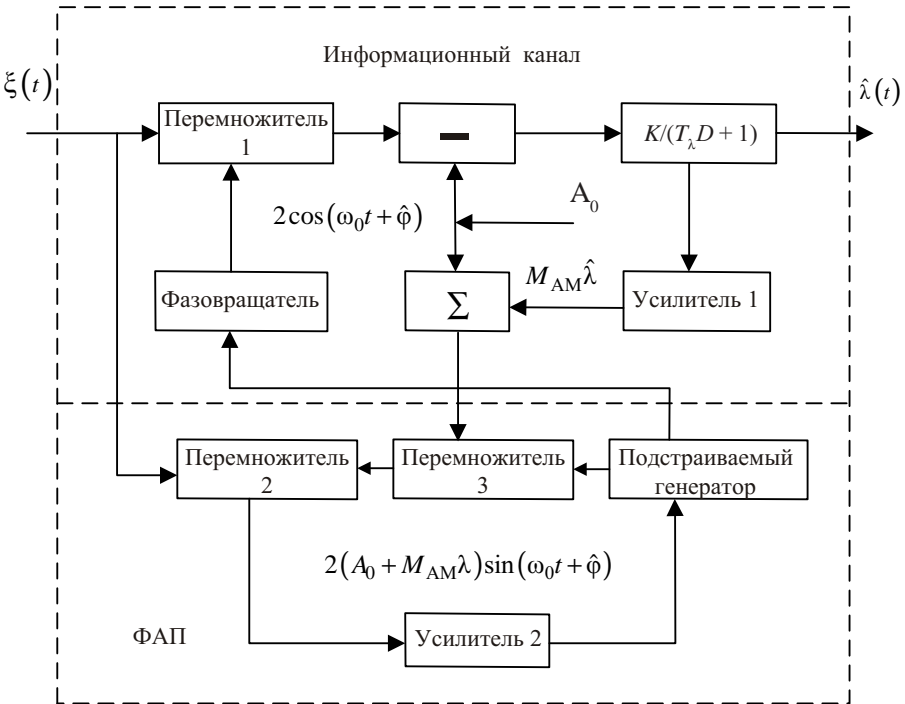


Рис. 3.4

На выходе приемника формируется оценочное значение сообщения  $\hat{\lambda}(t)$ . Схема ФАП вырабатывает опорное напряжение  $2\cos(\omega_0 t + \hat{\phi})$  для

синхронного детектирования АМ радиосигналов [6]. В состав *информационного канала* входят синхронный детектор (*перемножитель 1*), схема вычитания, с помощью которой учитывается слагаемое  $A_0$  и оптимальный линейный фильтр. На выходе синхронного детектора в результате перемножения поступающих на его входы колебания  $\xi(t)$  и опорного напряжения  $2 \cos(\omega_0 t + \hat{\phi})$  образуется напряжение

$$A_0 + M_{AM} \hat{\lambda} + (A_0 + M_{AM} \hat{\lambda}) \cos(2\omega_0 t + 2\hat{\phi}) + 2n(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\phi}).$$

Оптимальный линейный фильтр, представляющий собой цепь типа RC, фильтрует сообщение  $\lambda(t)$ , принятое на фоне белого шума и с учетом, что  $2\omega_0 > \alpha$ , эффективно подавляет колебание удвоенной частоты

$$(A_0 + M_{AM} \hat{\lambda}) \cos(2\omega_0 t + 2\hat{\phi}).$$

Схема ФАП радиоприемника включает фазовый детектор (*перемножитель 2*), который обеспечивает перемножение поступающего на его первый вход колебания  $\xi(t)$  с поступающим на второй вход сформированным в приемнике с помощью усилителя  $1$ , сумматора  $\Sigma$  и перемножителя  $3$  сигналом  $(A_0 + M_{AM} \hat{\lambda}) \sin(\omega_0 t + \hat{\phi})$ , усилитель  $2$  с размерным коэффициентом усиления и *подстраиваемый генератор*. В результате на выходе фазового детектора образуется управляющее напряжение, зависящее от полезного сигнала и внутриприемного шума. Схема ФАП с учетом действия шума будет следить за фазой АМ-радиосигнала с некоторой ошибкой, дисперсия которой равна  $R_{\phi-\phi}$ .

С учетом выражения для отношения сигнал/шум относительная ошибка фильтрации определяется выражением

$$\delta_A^2 = \frac{1}{2q \frac{m_{AM}^2}{1 + m_{AM}^2}} \left( \sqrt{1 + 4q \frac{m_{AM}^2}{1 + m_{AM}^2}} - 1 \right). \quad (3.92)$$

Из приведенной формулы видно, что с ростом отношения сигнал/шум и коэффициента амплитудной модуляции  $m_{AM}$  ошибка фильтрации уменьшается. Для рассмотренного радиоприемника она состоит из двух составляющих, а именно, из динамической, обусловленной искажениями  $\lambda(t)$  при прохождении сообщения через оптимальный линей-

ный фильтр, вторая составляющая – шумовая, обусловлена прохождением через фильтр шума. Помехоустойчивость приема реальных речевых сообщений, в основном, определяется соотношением спектральных плотностей речевого сигнала и шума. Поэтому при приеме речевых сообщений полоса пропускания усилителей низкой частоты выбирается фиксированной и равной ширине спектра рабочих частот. Особенность синхронного метода детектирования состоит в том, что обеспечивается равенство отношений сигнал/шум на входе и выходе синхронного детектора [6,14]. Это позволяет осуществлять фильтрацию сигнала на фоне шума после синхронного детектирования.

В большинстве существующих радиоприемных устройств для детектирования АМ-радиосигналов используются детекторы огибающей. Это приводит к двукратному проигрышу в помехоустойчивости по сравнению с приемником с синхронным детектированием, но упрощает схему приемника.

### 3.9. Двухполосная модуляция с подавленной несущей

При подавлении в спектре АМ-радиосигнала колебаний несущей частоты получается радиосигнал с двухполосной модуляцией и подавленной несущей (ДМ). Спектр ДМ сигнала состоит из двух боковых полос. Полагаем, что априорные сведения как и в предыдущем случае определяются соотношениями (3.85), а уравнение наблюдения записывается следующим образом:

$$\xi(t) = M_{AM} \lambda \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) + n(t). \quad (3.93)$$

Из приведенных соотношений для АМ-сигналов при условии, что значение  $A_0 = 0$ , непосредственно следуют соответствующие выражения для ДМ-сигналов. При этом уравнения, определяющие структуру квазиоптимального приемника ДМ-радиосигналов, имеют вид [6]

$$\begin{aligned} \hat{\lambda} &= \frac{K}{TD+1} 2\xi(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}), \\ \frac{\partial \hat{\varphi}}{\partial t} &= -2K_{\varphi} \xi(t) M_{AM} \hat{\lambda} \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi}), \end{aligned} \quad (3.94)$$

причем:  $T = \frac{T_\lambda}{1 + K_\lambda}$ ,  $T_\lambda = \frac{1}{\alpha}$ ,  $K = \frac{K_\lambda}{(1 + K_\lambda)M_{AM}}$ ,  $K_\lambda = \sqrt{1 + 4q} - 1$ ,

$$K_\Phi = \frac{1}{N} \sqrt{\frac{NN_\Phi}{2D_A}} .$$

При приеме ДМ-сигналов относительная ошибка фильтрации сообщения определяется соотношением

$$\delta_{DM}^2 = \frac{\sqrt{1 + 4q} - 1}{2q} . \quad (3.95)$$

Сравнение приведенного выражения с формулой (3.92) позволяет сделать вывод, что ДМ обладает более высокой помехоустойчивостью, чем АМ, так как при использовании ДМ-радиосигналов вся мощность передатчика используется на передачу информационных боковых полос спектра [8].

### 3.10. Однополосная модуляция

При подавлении в спектре АМ-радиосигнала одной из боковых полос формируется однополосный радиосигнал с полной несущей (класс излучения *A3H*). Наряду с рассмотренными законами модуляции сигналов в системах авиационной дальней связи широко используются однополосные радиосигналы с ослабленной (класс *A3A*) или подавленной несущей (класс *A3J*).

Уравнение наблюдения при использовании радиосигнала с однополосной модуляцией (ОМ) можно записать в виде

$$\begin{aligned} \xi(t) = & \frac{M_{AM}}{2} \lambda \cos(\omega_0 t + \varphi) + \frac{M_{AM}}{2} \lambda^H \sin(\omega_0 t + \varphi) + \\ & + B_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) + n(t), \end{aligned} \quad (3.96)$$

где  $B_0$  – значение амплитуды несущей (считаем его известным и постоянным);  $\lambda^H(t) = H[\lambda(t)]$  – преобразование Гильберта от информационного сообщения  $\lambda(t)$ . Здесь  $H[.]$  – оператор преобразования Гильберта. Отметим, что при симметричном спектре процессы  $\lambda(t)$  и  $\lambda^H(t)$  взаимно некоррелированы, а при гауссовых процессах они независимы.

Как видно из (3.96), ОМ-радиосигнал образован суммой двух двухполосных сигналов, у которых составляющие верхних боковых полос

взаимно компенсируются. В этом нетрудно убедиться, если принять, что  $\lambda(t) = A \cos \Omega t$  и, соответственно,  $\lambda^H(t) = A \sin \Omega t$ .

В выражение для ОМ-радиосигнала, входящего в (3.96), включено колебание несущей частоты. Оно необходимо для работы ФАП, формирующей гармоническое колебание для синхронного приема. В системах, использующих класс излучения АЗН, для обеспечения лучшей работы ФАП целесообразно отфильтровать несущую от боковой полосы, включив на входе ФАП узкополосный фильтр, настроенный на известную несущую частоту сигнала (ФПС).

При работе с излучением класса АЗЖ восстановление колебаний несущей частоты осуществляется в приемнике автономным методом с помощью высокостабильного генератора. Требования к точности восстановления несущей частоты колебаний в приемниках ОМ-сигналов в системах воздушной связи рассмотрим далее.

Уравнение сообщения и случайные параметры ОМ-радиосигнала описываются априорными стохастическими дифференциальными уравнениями [6]

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda}{dt} &= -\alpha\lambda + n_\lambda(t), & \frac{d\lambda^H}{dt} &= -\alpha\lambda^H + n_\lambda^H(t), \\ \frac{d\phi}{dt} &= n_\phi(t). \end{aligned} \quad (3.97)$$

Уравнения нелинейной фильтрации, определяющие структуру квазиоптимального приемника ОМ-радиосигналов, в результате преобразований приводятся к виду [6]

$$\begin{aligned} \hat{\lambda} &= \frac{K}{TD+1} \left\{ \sqrt{2}\xi(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\phi}) - H \left[ \sqrt{2}\xi(t) \sin(\omega_0 t + \hat{\phi}) \right] - \frac{B_0}{\sqrt{2}} \right\}, \\ \frac{\partial \hat{\phi}}{\partial t} &= -K_\phi \xi(t) B_0 \sin(\omega_0 t + \hat{\phi}). \end{aligned} \quad (3.98)$$

Входящие в уравнения параметры определяются формулами

$$\begin{aligned} T &= \frac{T_\lambda}{1+T_\lambda}, & K &= \frac{K_\lambda}{(1+K_\lambda)M_{AM}}, & K_\lambda &= \sqrt{1 + \frac{4qm_0^2}{1+m_0^2}} - 1, & K_\phi &= \frac{2}{N} \sqrt{\frac{NN_\phi}{2B_0^2}}, \\ q &= \frac{D_B}{\alpha N} \left( \frac{1+m_0^2}{2m_0^2} \right), \end{aligned}$$

где  $m_0^2 = P_B/P_H = D_B/B_0^2$  – коэффициент деления мощности передатчика между боковой полосой  $P_B = D_B$  и несущей  $P_H = B_0^2$ .

Структурная схема радиоприемника ОМ-сигналов в соответствии с уравнениями (3.98) приведена на рис 3.5. Радиоприемник имеет два информационных канала и канал синхронизации с ФАП, на вход которого подаются отфильтрованная от боковой полосы с помощью уз-

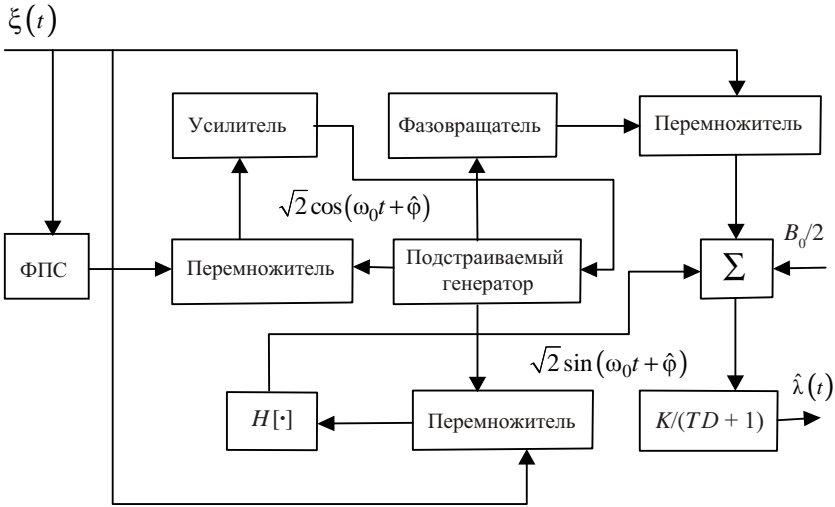


Рис. 3.5

кополосного фильтра (ФПС) аддитивная смесь колебания несущей частоты и шума. Принятое колебание  $\xi(t)$  в первом канале (верхний) умножается на опорное напряжение  $\sqrt{2} \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi})$ , а во втором (нижний) на  $\sqrt{2} \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi})$ . На выходе перемножителя первого канала (члены с удвоенной частотой отброшены) выделяется напряжение  $U_1(t) = (M_A \lambda / 2) - B_0 / 2 + \sqrt{2} n(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi})$ . На выходе перемножителя второго канала имеем  $U_2(t) = (M_A \lambda^H / 2) + \sqrt{2} n(t) \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi})$ . Над сигналом  $U_2(t)$  осуществляется преобразование Гильберта (приближенно его можно реализовать с помощью широкополосного фазовращателя на  $\pi/2$ ). В результате выполнения преобразования

Гильберта во втором канале формируется напряжение  $U_3(t) = H[U_2(t)] = M_A \lambda / 2 + H[\sqrt{2}n(t) \sin(\omega_0 t + \hat{\phi})]$ .

С учетом центрирующей составляющей  $B_0/2$  на выходе сумматора имеем напряжение  $U_\Sigma = M_A \lambda + \sqrt{2}n(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\phi}) - H[\sqrt{2}n(t) \sin(\omega_0 t + \hat{\phi})]$ . В результате фильтрации принятой смеси на выходе оптимального линейного фильтра формируется оценка полезного сообщения  $\hat{\lambda}(t)$ .

Используя приведенные соотношения, можно показать, что относительная ошибка фильтрации сообщения определяется формулой

$$\delta_{\text{ОМ}}^2 = \frac{1}{2q} \frac{m_0^2}{1+m_0^2} \left( \sqrt{1 + 4q \frac{m_0^2}{1+m_0^2}} - 1 \right). \quad (3.99)$$

Из приведенного выражения видно, что помехоустойчивость приема ОМ-радиосигналов зависит от отношения сигнал/шум и коэффициента деления мощности  $m_0^2$ . Для КВ каналов воздушной радиосвязи связи [6]  $m_0^2 = 1 \dots 5$ . При  $m_0^2 = \infty$  (несущая отсутствует) помехоустойчивость ОМ и ДМ практически совпадают, что видно из выражений для относительных ошибок фильтрации.

При приеме речевых сообщений требования к точности восстановления несущей определяются особенностями человеческого слуха и зависят от необходимого качества воспроизведения речи. Наибольшая неточность восстановления частоты несущей при приёме на фоне шума составляет порядка 100 Гц при хорошем качестве связи. При ведении связи с быстро перемещающимися объектами требования к стабильности частоты передатчика и приемника повышаются, так как заметное влияние на допустимую суммарную нестабильность частоты оказывает эффект Доплера.

Вторая особенность приема ОМ-радиосигналов связана с построением схем автоматической регулировкой усиления (АРУ). Если в системе связи осуществляется передача несущей, то ее уровень зависит от условий распространения сигналов и не зависит от громкости речи, поэтому несущая может быть использована в контуре АРУ. В системах



связи с подавленной несущей АРУ реализуется с использованием выделенных речевых сигналов. Уровень речевого сигнала зависит как от условий распространения, так и от громкости речи. Влияние громкости можно снизить увеличением постоянной времени АРУ, но при этом не будут обрабатываться быстрые замирания, что может привести к снижению качества приема передаваемых сообщений.

### 3.11. Помехоустойчивость систем авиационной радиосвязи

Использование в системах авиационной радиосвязи различных законов модуляции сигналов обусловлено необходимостью учитывать большое число факторов. К основным из них относятся: помехоустойчивость, диапазон рабочих частот, ширина спектра радиосигналов, стабильность частоты канала связи, наличие замираний сигналов в каналах, эксплуатационные характеристики средств связи и другие. Проведем сравнение рассмотренных видов модуляции по помехоустойчивости и целесообразности их использования в каналах связи.

Сравнение помехоустойчивости различных видов модуляции целесообразно выполнить исходя из помехоустойчивости двухполосной модуляции с подавленной несущей (ДМ), так как последняя определяется, как показано ранее, только отношением сигнал/шум. Естественно, что модуляция является более помехоустойчивой по сравнению с ДМ, если она обеспечивает меньшую ошибку фильтрации при одинаковом отношении сигнал/шум.

При использовании двухполосной модуляции с подавленной несущей вся мощность передатчика расходуется на излучение информационных боковых полос спектра радиосигнала, что обеспечивает ее высокую помехоустойчивость. При больших отношениях сигнал/шум относительная ошибка фильтрации  $\delta_{\text{ДМ}}^2 = 1/\sqrt{q}$ . Двухполосная модуляция предъявляет более высокие требования к стабильности частоты радиоканала, чем, например, АМ при несинхронном приеме.

В системах с фазовой модуляцией при больших значениях отношения сигнал/шум относительная ошибка фильтрации  $\delta_{\text{ФМ}}^2 = 1/m_{\text{ф}}\sqrt{q}$ . При равенстве ошибок фильтрации и значении  $q \gg 1$  возможный выигрыш по помехоустойчивости  $c = q_{\text{ДМ}}/q_{\text{ФМ}} = m_{\text{ф}}$ . Отсюда видно, что ФМ имеет возможный выигрыш по помехоустойчивости перед ДМ при  $m_{\text{ф}}^2 > 1 \text{ рад}^2$ . При ФМ ширина спектра ФМ радиосигнала зависит как от

ширины спектра сообщения, так и от индекса фазовой модуляции. Недостатком ФМ является сильная зависимость помехоустойчивости от стабильности частоты радиоканала, что делает целесообразным ее использование, главным образом, в каналах фиксированной (наземной) авиационной радиосвязи.

При частотной модуляции при больших отношениях сигнал/шум относительная ошибка фильтрации  $\delta_{\text{ЧМ}}^2 = 2/(\sqrt{m_{\text{ч}}} \sqrt[4]{q_{\text{ЧМ}}})$ . Выигрыш

$c = q_{\text{ДМ}} / q_{\text{ЧМ}} = m_{\text{ч}} / 4\sqrt{q_{\text{ЧМ}}}$  зависит от  $m_{\text{ч}}$  и  $q_{\text{ЧМ}}$ . Повышение помехоустойчивости благодаря использованию ЧМ достигается с увеличением индекса частотной модуляции, однако это связано с расширением спектра радиосигнала и снижением уровня порогового эффекта [6]. Системы связи с ЧМ наиболее целесообразно применять в диапазоне УКВ из-за большой загруженности диапазона КВ и наличия в нем селективных замираний.

Наиболее широкое применение в авиационных системах радиосвязи в диапазонах КВ, МВ и ДМВ в настоящее время находит амплитудная модуляция, в основном, из-за сравнительной простоты построения передатчиков и приемников АМ сигналов и относительно невысоких требований к стабильности частоты радиоканалов. При больших отношениях сигнал/шум относительная ошибка фильтрации равна

$$\delta_{\text{АМ}}^2 = 1/\left[ q_{\text{АМ}} m_{\text{АМ}}^2 / 1 + m_{\text{АМ}}^2 \right]^{1/2}.$$

Амплитудная модуляция менее помехоустойчива, чем ДМ и при  $q \gg 1$  имеем  $c = m_{\text{АМ}}^2 / 1 + m_{\text{АМ}}^2$ . При коэффициенте амплитудной модуляции  $m_{\text{АМ}} = 1$ ,  $c = 0,5$ . Естественно, что ширина спектра АМ и ДМ одинаковы.

В системах дальней авиационной связи широко используется однополосная модуляция. При малом уровне несущей (т. е. при значении коэффициента деления мощности между боковой полосой и несущей  $m_0 \gg 1$ ) помехоустойчивость ОМ практически совпадает с помехоустойчивостью ДМ, причем  $c = m_0^2 / (1 + m_0^2) \rightarrow 1$ . Достоинство ОМ состоит в том, что спектр радиосигнала примерно в два раза уже чем спектры АМ и ДМ радиосигналов. Последнее позволяет в каждом диапазоне частот разместить большее количество каналов радиосвязи, выполнить

полосу пропускания приемников при ОМ в два раза уже, чем при АМ, тем самым снизив вероятность попадания в радиотракт приемника помех от радиопередатчиков других радиосредств.

Наиболее полно преимущества ОМ реализованы в диапазоне КВ. На УКВ ее применение нецелесообразно из-за значительной нестабильности частоты радиосигналов.

### 3.12. Качество передачи речевых сообщений по каналам радиосвязи

Для передачи речевых сообщений используются способы непосредственной передачи речевого сообщения, параметрические и фонемные способы [6, 10, 18].

Непосредственная передача речевого процесса может осуществляться по аналоговым, импульсным или цифровым каналам связи. При этом в аналоговых каналах сигналом является гармоническое колебание, один из параметров которого (амплитуда, частота или фаза) изменяется в соответствии с законом изменения речевого процесса. В импульсных каналах связи по тому же закону изменяются параметры импульсных сигналов (амплитуда, длительность или время появления). В цифровых каналах связи непрерывное речевое сообщение передается с помощью цифровых сигналов, принцип формирования которых был отмечен ранее. Требования, предъявляемые к качеству передачи речевых сообщений, рассмотрим вне зависимости от вида канала связи и способа передачи сообщений.

Качество передачи речевой информации оценивается разборчивостью речи и ее понятностью. Различают разборчивость звуков ( $W$ ), слогов ( $S$ ), слов ( $D$ ) и фраз ( $\Phi$ ) [10, 19, 20]. Количественной характеристикой разборчивости речи является отношение

$$P = n/N, \quad (3.100)$$

где  $n$  – количество правильно принятых элементов речи;  $N$  – общее количество переданных элементов.

Наиболее распространенным методом измерения разборчивости при испытании тракта приема является метод артикуляции. Различают звуковую, слоговую, словесную и фразовую артикуляции, при определении которых пользуются специальным стандартным набором речевых материалов. Звуковая и слоговая артикуляции называются **разборчи-**

**востью речи**, словесная и фразовая – **понятностью**. Чаще определяют слоговую разборчивость, т. е. разборчивость звукосочетаний, не имеющих смыслового значения, формируемых по определенным правилам. Для получения достоверных результатов объем выборки определяется в соответствии с положениями теории вероятностей. Процент правильно принятых слогов называется коэффициентом слоговой разборчивости  $S$  и используется в качестве критерия качества передачи по телефонному каналу.

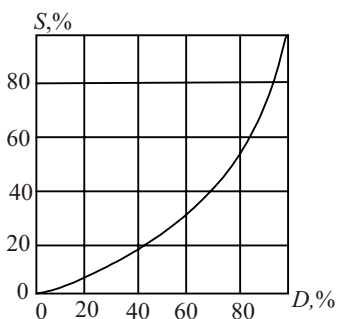


Рис. 3.6

Между разборчивостью звуков  $W$ , слогов  $S$ , слов  $D$  и фраз  $\Phi$  существует однозначная функциональная зависимость, что позволяет зная один из коэффициентов разборчивости, например  $S$ , найти любой другой, используя табулированные зависимости. Зависимость разборчивости слогов  $S$  от разборчивости слов  $D$  показана на рис. 3.6 [10].

Нормированные показатели допустимых значений артикуляционных искажений, в соответствии со шкалой оценки качества восприятия речевых сообщений, предусмотренной в [2] и принятой в качестве нормативной в электросвязи ГА (ГОСТ 16600), приведены в табл. 3.2 [4].

Таблица 3.2

Артикуляция	Разборчивость речи, %			
	слабая	удовлетворительная	хорошая	отличная
Слоговая, $S$	25...40	40...55	55...80	более 80
Словесная, $D$	75...87	87...93	93...98	более 98
Фразовая, $\Phi$	90...95	95...97	97...99	более 99

Разборчивость речи можно рассчитать аналитическим путем [19, 20].

### 3.13. Влияние характеристик канала связи на качество передачи речевых сообщений

Искажение речевых сообщений в каналах связи возникает под воздействием факторов, способных вызвать искажение их спектрального состава. Такими факторами могут быть частотные и нелинейные иска-

жения и помехи, в системах с однополосной модуляцией – погрешность восстановления несущей. При нелинейных искажениях в спектре речевого сигнала появляются высшие гармоники. При частотных искажениях могут быть ослаблены спектральные составляющие, типичные для данного звука, и усилены составляющие, характерные для другого звука. Действие шумов и помех проявляется в искажении спектров речи в принятой смеси полезных и мешающих сигналов.

Основными характеристиками канала связи являются амплитудная, амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики. Рассмотрим их влияние на качество передачи речевых сообщений.

Органы слуха человека не реагируют на фазу колебаний, поэтому ограничения на ФЧХ телефонного канала связи не накладываются.

От амплитудно-частотной характеристики канала связи зависит разборчивость речи. Зависимость слоговой разборчивости от частоты срезов

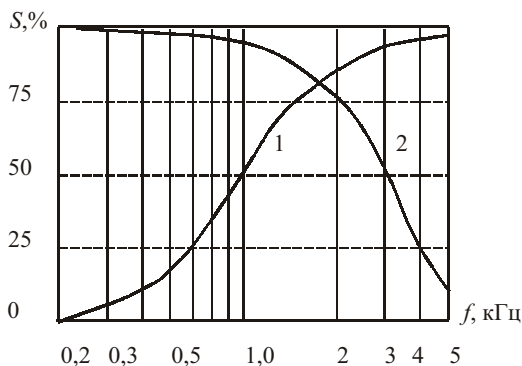


Рис. 3.7

фильтров, определяющих полосу частот пропускания канала связи [6, 10], показана на рис. 3.7.

Кривая 1 иллюстрирует зависимость слоговой разборчивости от значения частоты среза фильтра нижних частот (ФНЧ), пропускающего все частоты спектра сигнала ниже частоты среза. Кривая 2 характеризует аналогичную зависимость от значения частоты среза фильтра верхних частот (ФВЧ), пропускающего частоты спектра сигнала выше частоты среза. Из графика видно, что наибольший вклад в разборчивость речи обеспечивает полоса частот спектра сигнала от 300 до 3000 Гц. При расширении полосы пропускания ниже 300 Гц и выше 3000 Гц разборчивость увеличивается незначительно. Для обеспечения качественной телефонной связи принят стандарт на телефонный канал связи, согласно которому рекомендуется передавать составляющие спектра сигнала, расположенные в полосе частот 300...3400 Гц.

Разборчивость речи зависит от вида амплитудной характеристики канала связи [19]. Зависимость разборчивости звуков  $W$  от порога огра-

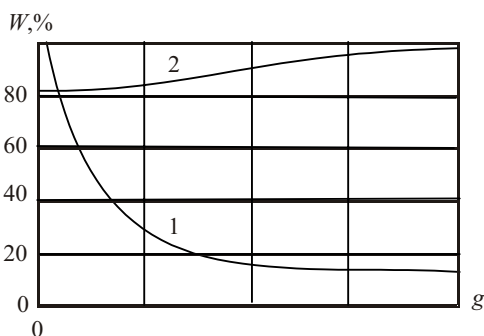


Рис. 3.8

ничения "g" снизу (кривая 1) и сверху (кривая 2) показана на рис. 3.8. Из кривой 1 видно, что даже небольшое ограничение в системе связи речевого процесса снизу вызывает резкое падение разборчивости, так как при таком ограничении теряются слабые звуки.

Поэтому ограничение снизу недопустимо и амплитудная характеристика телефонного ка-

нала связи в области значений сигналов, близких к нулю, должна быть линейной. Из анализа кривой 2 следует, что ограничение речевого процесса сверху мало сказывается на его разборчивости. Даже при предельном ограничении сверху ( $g = 0$ ), когда речевой процесс преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов, разборчивость речи составляет  $W = 80\%$ .

### 3.14. Преобразование речевых сигналов

Речевые сигналы обладают значительной избыточностью, что позволяет осуществить их компрессию без сокращения информации, содержащейся в них. Это достигается с помощью преобразований речевого сигнала с использованием методов непосредственной компрессии и методов функциональных преобразований [10].

Сжатие (непосредственная компрессия) осуществляется уменьшением динамического диапазона (амплитудная компрессия), ширины частотного спектра (частотная компрессия), длительности сигнала (временная компрессия).

Амплитудная компрессия (сжатие) речевого сигнала предназначена для сжатия динамического диапазона радиосигнала в устройстве передачи. На приемной стороне производится обратная операция над принятым сигналом – экспандирование (расширение) т. е. восстановление сжатого динамического диапазона до его первоначального значения [10]. Осуществляющие указанные операции устройства – компрессор и экспандер – называют компандером. Коэффициент передачи компрессора изменяется в зависимости от уровня поступающего на его вход сигнала, при этом чем больше уровень сигнала, тем меньше коэффициент передачи. Поэтому максималь-

ный и минимальный уровни сигнала на выходе компрессора сближаются. В результате повышения уровня слабых сигналов на выходе передатчика увеличивается отношение сигнал/шум в канале связи, что улучшает разборчивость речи. Снижение максимального уровня полезных сигналов уменьшает вероятность перехода усилительных устройств, используемых в канале связи, в режим ограничения. Это также способствует повышению качества передачи речевых сообщений.

В передающих устройствах одноканальных радиостанций максимальное значение передаваемого радиосигнала автоматически поддерживают неизменным. В результате уменьшения динамического диапазона уменьшается пикфактор сигнала  $k_{\text{п}}$ , что приводит к повышению средней мощности сигнала  $P_{\text{ср}}$  на выходе передатчика

$$P_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{max}}}{k_{\text{п}}^2}, \quad (3.101)$$

где  $P_{\text{max}}$  – максимальная мощность сигнала.

По принципу действия компандерные устройства подразделяются на инерционные (слововые) и безынерционные. В радиостанциях "Ландыш-5", "Ландыш-20", "Щегол" и других используются слововые компрессоры [10]. В многоканальной аппаратуре с частотным разделением сигналов ("К-12", "Кама" и др.) – компандеры; в аппаратуре с временным разделением каналов и импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ-24, ИКМ-30) применяются компандеры мгновенного действия [10]. Компрессор устанавливается перед устройством квантования уровня сигнала, что обеспечивает уменьшение числа уровней квантования. Структурная схема компрессора (рис. 3.9) включает последовательно соединенные регулируемый аттенуатор, усилитель, фильтр (ФНЧ), выходной сигнал которого используется в тракте передачи и в цепи обратной

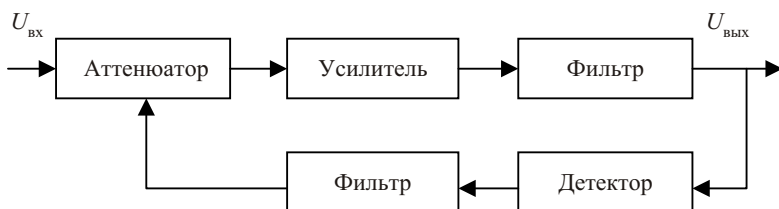


Рис. 3.9

связи компрессора, включающей детектор и фильтр цепи обратной связи, сигнал с выхода которого используется для управления аттенуатором.

Коэффициент сжатия динамического диапазона компрессора  $K_{\text{ком}}$  определяется соотношением

$$K_{\text{ком}} = D_{\text{вых}} / D_{\text{вх}} < 1, \quad (3.102)$$

где  $D_{\text{вх}}$ ,  $D_{\text{вых}}$  – динамические диапазоны сигналов на входе и выходе компрессора соответственно.

В приемных устройствах каналов связи используются экспандеры, которые характеризуются коэффициентом  $K_{\text{э}}$  расширения динамического диапазона

$$K_{\text{э}} = D_{\text{пр}} / D_{\text{вых}}, \quad (3.103)$$

где  $D_{\text{пр}}$  – динамический диапазон экспандера (приемника). Уровни сигналов на входе и выходе канала связи должны быть одинаковы, поэтому должно выполняться соотношение  $D_{\text{пр}} = D_{\text{вх}}$ , и получаем, что коэффициент компандирования  $K = K_{\text{ком}} \cdot K_{\text{э}} = 1$ .

Структурная схема экспандера показана на рис. 3.10. Устройство включает последовательно соединенные усилитель, регулируемый аттенуатор и фильтр, причем управляющий сигнал на аттенуатор подается с выхода усилителя через детектор и фильтр цепи управления, т. е. реализуется прямое управление.



**Рис. 3.10**

Наиболее простым способом компрессии динамического диапазона является амплитудное ограничение, которое широко используется в системах с частотной модуляцией сигналов.

Один из способов частотной компрессии основан на записи сигнала и последующем его воспроизведении при передаче со скоростью, меньшей скорости записи. Объем сигнала при этом не меняется, так как сужение полосы спектра сигнала приводит к увеличению времени пе-



редачи. На приемной стороне скорость воспроизведения соответственно увеличивается.

Временная компрессия основана на исключении из речевого процесса на передающей стороне определенных временных интервалов, вследствие чего появляются паузы, которые можно использовать для передачи другого речевого процесса. Канал передается абоненту только на время передачи речи, а во время пауз он передается другой паре абонентов. При этом количество пар абонентов превышает число телефонных каналов. Понижение разборчивости речи при данном методе оказывается приемлемым при использовании нерегулярных вырезаний (прерываний) речи [10].

### 3.15. Принципы построения авиационных радиостанций

Авиационные радиостанции выполняются, как правило, по трансиверной схеме, при которой ряд блоков РС используется как в режиме приема, так и в режиме передачи [3, 6]. Типовая структурная схема РС приведена на рис. 3.11.

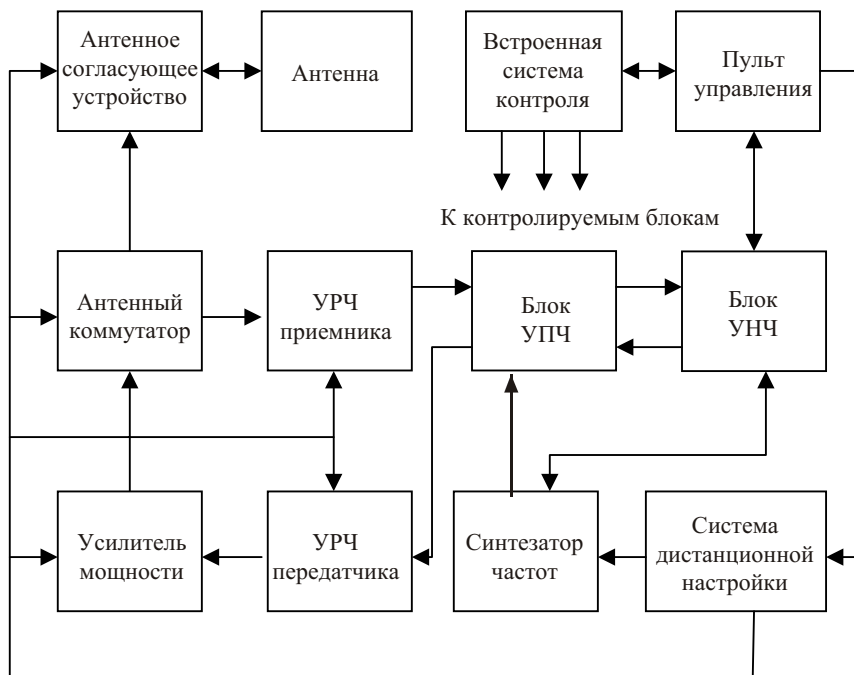


Рис. 3.11

К общим элементам относятся блок усилителей промежуточной частоты (УПЧ), блок усилителей низкой (звуковой) частоты (УНЧ), синтезатор частот (СЧ), антенна и антенное согласующее устройство, система дистанционной настройки (СДН). Трансиверная схема построения позволяет уменьшить аппаратную избыточность, однако не обеспечивает работу радиостанции в дуплексном режиме.

Тракт передачи включает в себя блоки УНЧ и УПЧ, усилитель радиочастоты (УРЧ) передатчика, усилитель мощности, антенное согласующее устройство, СЧ и СДН. Он обеспечивает формирование сигналов и усиление их по мощности в диапазоне частот радиостанции.

Тракт приема включает в себя антенное согласующее устройство, УРЧ приемника, УПЧ и УНЧ, СЧ, СДН. Переключение из режима "прием" в режим "передачи" осуществляется с помощью тангенты авиационной гарнитуры.

Синтезатор частот обеспечивает формирование опорных сигналов, необходимых для работы РС. Частоты колебаний образуют сетку высокостабильных частот в пределах рабочего диапазона. Сигналы формируемых синтезатором частот используются в качестве гетеродинных в режиме приема и опорных – в генераторе возбудителя в режиме передачи. Перестройка РС по частоте обеспечивается изменением опорных частот в СЧ.

Система дистанционной настройки предназначена для беспойсковой и бесподстроечной настройки РС на требуемую рабочую частоту. С ее помощью осуществляется выбор опорных частот в СЧ и управление перестройкой на данную частоту приемопередатчика (УРЧ приемника и передатчика, УМ передатчика, УПЧ и др.). Задающим элементом в СДН является наборное устройство пульта управления, а исполнительными – электронные коммутаторы в СЧ и элементы настройки в перестраиваемых каскадах, например, варикапы.

Пульт управления (ПУ) предназначен для дистанционного управления РС и позволяет осуществить выбор режима работы (прием или передача) и класс излучения, установку рабочей частоты с помощью СДН, подключение оконечной аппаратуры и регулировку громкости.

Встроенная система контроля предназначена для автоматической проверки работоспособности РС и отыскания неисправности с точностью до блока, заменяемого в условиях эксплуатации.

### *3.15.1. Особенности построения передатчиков радиостанций*

Передающий тракт РС содержит высокочастотную и низкочастотные части передатчика. Входными сигналами низкочастотного тракта являются первичные сигналы, поступающие на вход блока УНЧ с оконечной аппаратуры. Этими сигналами осуществляется модуляция формируемого с помощью СЧ поднесущего колебания в соответствии с предусмотренными для данной радиостанции классами излучения.

Модулированный сигнал поступает на УПЧ, в котором производится усиление и благодаря фильтрации – снижение уровня внеполосных колебаний, являющихся продуктом модуляции. Поступающий с выхода УПЧ сигнал преобразуется в возбuditеле на выбранную рабочую частоту, усиливается в УРЧ и поступает на УМ передатчика. В качестве задающего генератора возбuditеля используются колебания, формируемые синтезатором частот.

В передатчиках с АМ модуляцией применяются схемы автоматической регулировки глубины модуляции (АРГМ), а в передатчиках с ОМ – схемы автоматической регулировки мощности (АРМ). Эти схемы обеспечивают стабилизацию глубины модуляции излучаемых АМ сигналов и стабилизацию мощности боковой полосы сигналов с ОМ при изменениях громкости передаваемого телефонного сообщения в широких пределах. Принцип действия схем АРГМ и АРМ аналогичен принципу действия АРУ в приемниках.

В передатчиках с АМ используются схемы задержки, осуществляющие автоматическую регулировку уровня несущих колебаний и снижающие его при отсутствии модулирующих колебаний в тракте низкой частоты. Это приводит к возрастанию КПД передатчика.

В трактах передачи ОМ сигналов используется многократное преобразование частоты, что в сочетании с фильтрацией обеспечивает высокий уровень подавления составляющих спектра второй боковой полосы.

Усилитель мощности передатчика подключается к антенне с помощью высокочастотного кабеля через автоматическое согласующее устройство (АСУ). Входное сопротивление антенны является комплексным и изменяется в диапазоне рабочих частот радиостанции. При этом активная и реактивная составляющие входного сопротивления коротковолновых антенн могут меняться в пределах от единиц до тысяч Ом. Для согласования волнового сопротивления фидера с входным сопро-

тивлением антенны используются АСУ, которые позволяют обеспечить эффективную передачу энергии сигнала от передатчика в антенну и от антенны к приемнику.

### *3.15.2. Особенности построения приемников радиостанций*

Радиоприемник обеспечивает прием и обработку модулированных сигналов в диапазоне рабочих частот радиостанции. Используются приемники супергетеродинного типа с однократным, двухкратным или трехкратным преобразованием частоты. Этим достигается сужение полосы пропускания до 3,2 кГц при ОМ и до 140 Гц при амплитудном телеграфировании [8]. В УПЧ применяются фильтры с частотной характеристикой, близкой к прямоугольной (П-образной) форме, что обеспечивает хорошую избирательность по соседнему каналу. Использование преселекторов и соответствующий выбор первой промежуточной частоты обеспечивает хорошую избирательность по зеркальному каналу.

Усилитель радиочастоты, как правило, выполняется по схеме резонансного усилителя с электронной перестройкой в пределах диапазона. Усилитель промежуточной частоты обеспечивает необходимое преобразование, избирательность, усиление принимаемого сигнала. Процесс преобразования сигналов в приемном тракте является обратным процессу их формирования в режиме передачи.

В УНЧ осуществляется детектирование принимаемых сигналов и усиление на звуковых частотах до величины, необходимой для работы оконечной аппаратуры. Выходное напряжение приемников бортовых радиостанций при входном сигнале, соответствующем уровню номинальной чувствительности для различных классов излучения, находится в пределах 0,5...10 В, неравномерность частотной характеристики тракта звуковой частоты не превосходит 6 дБ.

В приемном тракте используется АРУ, поддерживающая установленный уровень выходного сигнала при изменении амплитуды входного сигнала.

В приемниках бортовых радиостанций используются схемы подавления шумов (ПШ), представляющие собой пороговые устройства, обеспечивающие запирающие УНЧ при отсутствии на входе полезного сигнала с уровнем, превышающим порог подавителя шума. Данное устройство исключает постоянное прослушивание шумов в телефонах членов экипажа.

Принцип работы ПШ можно рассмотреть на примере реализации подавителя шума в РС "Ядро" [3, 4], функциональная схема которого показана на рис. 3.12.

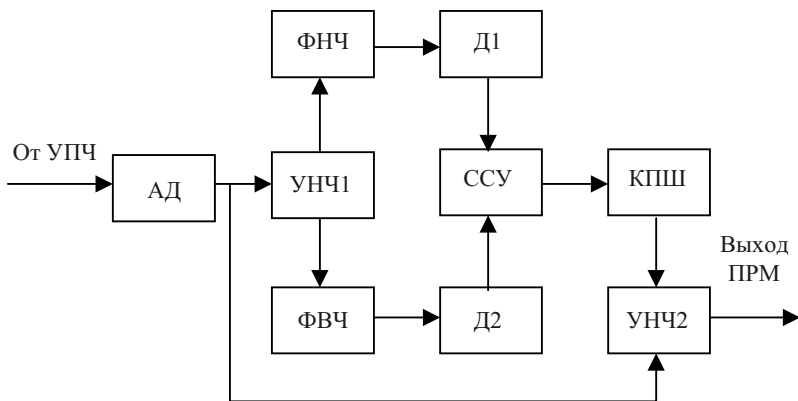


Рис. 3.12

Сигнал с выхода УПЧ детектируется амплитудным детектором (АД) и поступает на вход усилителя низкой частоты подавителя шума (УНЧ1) и на усилитель низкой частоты основного тракта (УНЧ2). С выхода УНЧ1 сигналы через фильтры низкой (ФНЧ) и высокой (ФВЧ) частот поступают на детекторы Д1 и Д2. В полосе ФНЧ содержится основная энергия телефонного сообщения, в полосе ФВЧ попадают, в основном, составляющие спектра шумов.

Сигналы с выходов детекторов, амплитуды которых пропорциональны средним значениям амплитуд смеси сигнала и шума и только шума соответственно, поступают на входы схемы сравнения их уровней (ССУ), на выходе которой формируется напряжение, управляющее ключом подавителя шума (КПШ).

Если полезный сигнал превышает уровень шума более чем в три раза, подавитель шума никакого влияния на работу УНЧ2 не оказывает. В противном случае КПШ формирует сигнал, запирающий вход УНЧ2, что исключает прослушивание шума, утомляющего оператора.

### 3.15.3. Синтезаторы частот

При разработке синтезаторов частот [6,8] часто используют метод косвенного когерентного синтеза с применением генератора управляемого напряжением (ГУН) и петли частотной автоматической подстрой-

ки частоты. В бортовых РС широкое применение нашли синтезаторы, называемые цифровыми синтезаторами частот. Структурная схема такого синтезатора показана на рис. 3.13. Принцип его работы состоит в следующем.

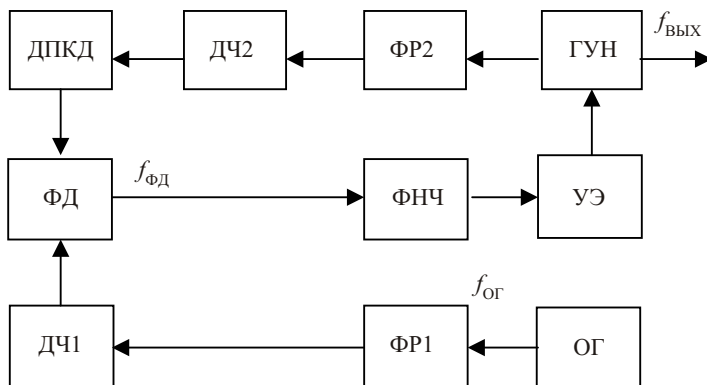


Рис. 3.13

Высокостабильный опорный генератор (ОГ) и генератор управляемый напряжением (ГУН) вырабатывают гармонические колебания с частотами  $f_{\text{ОГ}}$  и  $f_{\text{ВЫХ}}$ , которые преобразуются формирователями ФР1 и ФР2 в импульсные последовательности, частоты которых соответствуют частотам исходных колебаний. Данное преобразование обеспечивает возможность использовать в схеме синтезатора элементы цифровой техники. Поэтому такие синтезаторы получили название цифровых синтезаторов.

Импульсные последовательности поступают на цифровые делители частоты с постоянным коэффициентом деления: ДЧ1 в ветви ОГ (с коэффициентом деления  $k_1$ ) и ДЧ2 – в ветви ГУН (с коэффициентом деления  $k_2$ ) соответственно. Частота ГУН, кроме того, транспонируется в область более низких частот с помощью делителя с переменным коэффициентом деления  $k_{\sim}$  (ДПКД), включенным последовательно с ДЧ2. Деление частоты производится с целью снизить ее до значения  $f_{\phi}$ , необходимого для нормальной работы фазового детектора (ФД). Частота  $f_{\phi}$  выбирается соизмеримой со значением шага сетки рабочих частот  $F_{\text{ш.с}}$ , который для РС составляет от сотен герц до десятков кГц, и с учетом, что лучшие качественные характеристики кварцевых резонаторов достигаются в диапазоне от 1...10 МГц.

В результате на один вход ФД поступает опорное напряжение с частотой  $f_{\phi} = f_{OG}/k_1$ , а на другой вход – стабилизируемое напряжение с частотой  $f_{\text{вых}}/k_2k_{\sim}$ . Коэффициент деления сигналов ГУН определяется рабочим диапазоном частот (от единиц мегагерц для КВ и до сотен мегагерц для УКВ линий связи) и частотой ФД. Сигнал с выхода ФД через ФНЧ поступает на управляемый элемент (УЭ), осуществляющий стабилизацию ГУН.

Захват частоты в схеме ФАП происходит при выполнении условия

$$f_{OG}/k_1 = f_{\text{вых}}/k_2k_{\sim}$$

при котором частота на выходе синтезатора будет равна

$$f_{\text{вых}} = k_2k_{\sim}f_{OG}/k_1 = k_{\sim}F_{\text{ш.с}},$$

где  $F_{\text{ш.с}} = k_2f_{OG}/k_1$  – шаг сетки рабочих частот СЧ. Путем выбора переменного коэффициента деления можно настраивать частоту колебаний, формируемых ГУН, на любую дискретную частоту РС.

Стабильность частоты на выходе ГУН определяется исключительно стабильностью ОГ, так как система ФАП является системой авторегулирования с астатизмом первого порядка и не имеет ошибок по частоте. При отклонении частоты ГУН от номинальных значений на выходе ФД формируется напряжение ошибки, которое подается на УЭ для стабилизации ГУН.

В качестве УЭ для подстройки частоты ГУН обычно применяют варикапы. Фильтр низкой частоты обеспечивает устойчивость работы петли ФАП. В качестве ДПКД используют цифровые делители частоты, которые выполняются на базе интегральных схем с высоким быстродействием.

## 4. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

### 4.1. Назначение и основные характеристики систем передачи данных

Радиосвязь по каналам передачи данных (телекодовая радиосвязь) применяется в автоматизированных системах управления для передачи данных, являющихся объектом обработки и использования в информационных человеко-машинных системах. Системами передачи данных (СПД) осуществляется передача информации справочного характера, относящейся к УВД, метеорологических, технических и коммерческих данных с борта и на борт ВС и др. Использование СПД позволяет сократить объем речевой информации, циркулирующей в каналах воздушной связи, высвобождая рабочее время диспетчера для операций по УВД [3, 4]. Важнейшей функцией, выполняемой СПД, является автоматическая передача с борта ВС на Землю информации о параметрах движения ВС и качестве функционирования бортовых систем. Для этого на борту осуществляется автоматический ввод информации с выхода бортовой системы регистрации параметров на вход радиостанции, работающей в канале ПД. Данные об отклонениях от нормативных значений параметров движения и бортовых систем автоматически передаются на Землю и транслируются в АТБ порта посадки, что сокращает время технического обслуживания ВС. Информация передается в планово-диспетчерские службы, что позволяет рационально использовать парк воздушных судов [4]. Большинство типов бортовых радиостанций предназначены для радиотелефонной связи и передачи данных [3...5].

Важной особенностью СПД являются повышенные требования к достоверности, надежности и времени передачи сообщений по каналу ПД, что обусловлено большой важностью передаваемой информации и трудностью логического контроля ее в процессе передачи и приема [6]. Системы ПД по используемым в них методам повышения достоверности делятся на две группы: системы без обратной связи и с обратной связью.



В системах без обратной связи информация передается по симплексным каналам связи, характеристики которых известны только по априорным сведениям, как правило, ориентировочным. Поэтому методы повышения достоверности оказываются достаточно сложными и включают повторную передачу и передачу по параллельным каналам.

Для СПД с обратной связью необходимы дуплексные или полудуплексные каналы связи. Однако за счет обратной связи удается существенно повысить достоверность ПД. Наиболее распространенным путем повышения достоверности является применение в прямом канале кода, исправляющего ошибки. Сведения об обнаруженных ошибках передаются на источник сообщения, которым организуется их повторная передача. В результате отпадает необходимость использовать сложные коды и устраняются потери информации, которые могут возникать в СПД без обратной связи.

Основными характеристиками СПД являются достоверность, скорость передачи и время задержки сообщений [4, 6]. Под достоверностью понимают степень соответствия принятых сообщений переданным. Ошибки в принятой информации, как правило, обусловлены каналами связи.

Наряду с рассмотренными ранее критериями достоверности (разд. 2) количественно достоверность удобно оценивать коэффициентом обнаружения ошибки на знак сообщения, каждому из которых соответствует кодовая комбинация первичного кода. Пусть  $M_{н.о}$  – число знаков, принятых с необнаруженной ошибкой;  $M_{общ}$  – общее количество переданных знаков на заданном интервале времени. Тогда коэффициент обнаружения ошибок равен  $K_{н.о} = M_{н.о}/M_{общ}$ . С увеличением объема принятых знаков в соответствии с положениями теории вероятностей рассмотренный коэффициент стремится к значению вероятности обнаружения ошибки  $P_{н.о}$ . Для систем ПД, использующих незащищенные каналы связи, в зависимости от их характеристик введены градации достоверности передачи информации [6], представленные в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Максимальное значение коэффициента ошибок на бит информации	Коэффициент необнаруженной ошибки для градаций достоверности		
	1	2	3
$10^{-2}$	$10^{-4}$	$10^{-6} \dots 10^{-7}$	$10^{-8} \dots 10^{-9}$
$10^{-3}$	$10^{-5}$	$10^{-7} \dots 10^{-8}$	$10^{-9} \dots 10^{-10}$

Для характеристики СПД используются следующие виды скорости передачи:

- скорость передачи битов данных – скорость передачи символов данных, выраженная числом битов данных, переданных в единицу времени (бит/с);
- скорость передачи слов (знаков) данных – число слов данных, переданных в единицу времени;
- скорость передачи единичных элементов цифрового сигнала данных – число единичных элементов цифрового сигнала данных, переданных в единицу времени (1/с).

В общем случае, чем выше достоверность, тем меньше скорость ПД и наоборот. В системах ПД обеспечивается максимальная скорость передачи при заданной достоверности.

Время задержки сообщений определяется как время от момента ввода сообщения до момента его выдачи на оконечное устройство. Время задержки  $t$  является случайной величиной, поэтому для оценки СПД с точки зрения задержки информации используют вероятность  $P[(t/L) < t_3]$  задержки сообщения из  $L$  знаков на время  $t$ , меньше заданного  $t_3$ .

#### 4.2. Системы передачи данных без обратной связи

Рассмотрим принципы построения СПД без обратной связи.

Структурные схемы передающей и приемной части СПД без обратной связи [6] приведены на рис. 4.1 и 4.2.

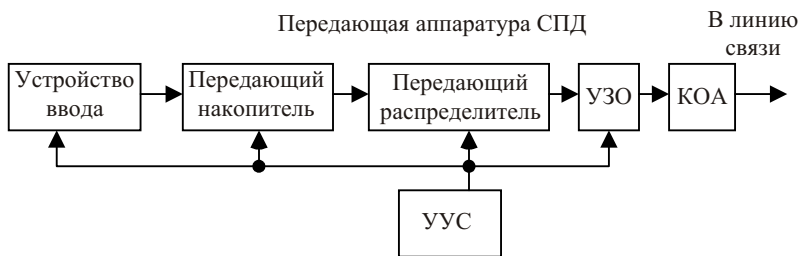


Рис. 4.1

Рассмотрим сеансный режим работы СПД, характерный для систем воздушной связи, в котором время ожидания значительно превышает длительность сеанса. Сообщения в СПД передаются в виде кодограмм. Знаки передаваемого сообщения с помощью устройства ввода (рис. 4.1) преобразуются в кодовые комбинации первичного кода, единичные эле-

менты которых записываются в памяти *передающего накопителя*. Из передающего накопителя кодовые комбинации поступают на *передающий распределитель*, который в последовательном коде пересылает их в устройство защиты от ошибок (*УЗО*) тракта передачи. Передающий распределитель и накопитель трансформируют временной масштаб сообщений. Это необходимо для согласования скорости ввода информации и скорости ее передачи по каналу связи. Кроме того, в *УЗО* к кодовым комбинациям первичного кода можно добавить комбинации проверочных элементов и служебных символов. В соответствии с используемым алгоритмом *УЗО* осуществляет помехоустойчивое кодирование и дублирует кодовые комбинации для повторных передач. Далее сигналы поступают на каналообразующую аппаратуру (*КОА*), роль которой выполняют модулятор и передатчик РС, формирующие высокочастотный сигнал. Управление работой передающего канала *СПД* осуществляется устройством управления и синхронизации (*УВС*). Этот блок вводит в передаваемые последовательности единичных элементов кодовых комбинаций дополнительную информацию, которая используется на приемной стороне для определения границ единичных элементов и кодовых комбинаций.

В приемном тракте *СПД* выполняются преобразования, обратные рассмотренным. Принятые сигналы после демодуляции в *КОА* – каналообразующей аппаратуре (приемник РС), подаются в *решающее устройство* (рис. 4.2).

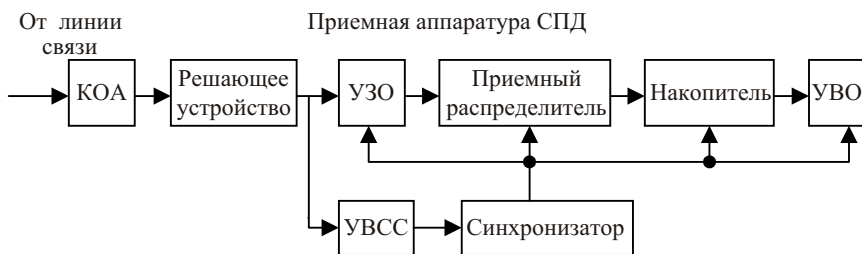


Рис. 4.2

В решающем устройстве принимается решение о том, какой двоичный символ был передан (0 или 1). Сформированные решающим устройством двоичные последовательности поступают в *УЗО* приемника, в котором осуществляется исправление ошибок в соответствии с используемым алгоритмом. Далее двоичные последовательности (из ко-

торых исключаются введенные на передающей стороне дополнительные элементы) в виде комбинаций первичного кода через *приемный распределитель* поступают в память накопителя и на устройство вывода и отображения данных (*УВО*).

Приемные распределитель и накопитель осуществляют согласование скоростей приема и вывода данных. Работой приемной части *СПД* управляет устройство синхронизации, на вход которого поступают сигналы, выделенные устройством выделения сигналов синхронизации (*УВСС*).

Длительность кодограмм, используемых в сеансных СПД, определяется объемом памяти передающего и приемного накопителей. Кодограмма состоит из служебных частей в начале и конце и информационной части, содержащей передаваемые данные в формализованном виде. Это обеспечивает возможность обработки поступающей информации на ЭВМ [6]. Структура кодограмм в сеансных СПД без обратной связи приведена на рис. 4.3.

КТС	КГС	Служебная часть	Информационная часть	Конец кодограммы
-----	-----	-----------------	----------------------	------------------

Рис. 4.3

В кодограмму входят комбинации тактовой синхронизации (*КТС*) и комбинации групповой синхронизации (*КГС*), необходимые для синхронизации аппаратуры по единичным элементам (тактам) и кодовым комбинациям (группам единичных элементов). *Служебная часть* содержит сведения об адресе получателя, времени передачи и т. п. При постоянной длительности кодограмм служебная часть в конце *кодограммы* может не передаваться.

Для повышения помехоустойчивости в СПД без обратной связи используется многократное повторение передачи сообщения или передача данных по параллельным каналам.

### 4.3. Системы передачи данных с обратной связью

Использование обратной связи обеспечивает значительное повышение достоверности передачи информации в прямом направлении, так как существует возможность оперативного контроля состояния прямого канала. В системах ПД с обратной связью удается резко снизить потери

информации за счет отбраковки кодовых комбинаций, принятых с ошибкой. В зависимости от характера обратной связи различают СПД с решающей, информационной и комбинированной обратной связью [6].

В системах ПД с решающей обратной связью (РОС) по обратному каналу передается сигнал об информации, поступающей по прямому каналу. На приемной стороне принимается решение о повторной передаче искаженной информации.

В системах ПД с информационной обратной связью (ИОС) по обратному каналу передаются сигналы об информации, переданной по прямому каналу. Решение о повторной передаче искаженной информации принимается на передающей стороне.

В системах ПД с комбинированной обратной связью (КОС) решение о правильности принятой информации принимается одновременно на приемной и передающей сторонах. Это приводит к значительному повышению качественных характеристик систем ПД.

#### *4.3.1. Системы передачи данных с решающей обратной связью*

По способу функционирования различают СПД с ожиданием сигнала переспроса и системы с непрерывной передачей без ожидания сигнала переспроса [6]. По способу переспроса при непрерывной передаче различают системы с временным и адресным переспросом.

Классификация систем ПД с РОС приведена на рис. 4.4.



**Рис. 4.4**

В системах ПД с ожиданием сигнала переспроса передача очередной комбинации не производится до того момента, пока с приемной стороны не поступит сигнал, подтверждающий, что предыдущая комбинация принята правильно. В случае обнаружения ошибки при декодировании вместо сигнала подтверждения правильности приема по обратному каналу посылается сигнал запроса и организуется повторная передача искаженной кодовой комбинации. При этом используется ин-

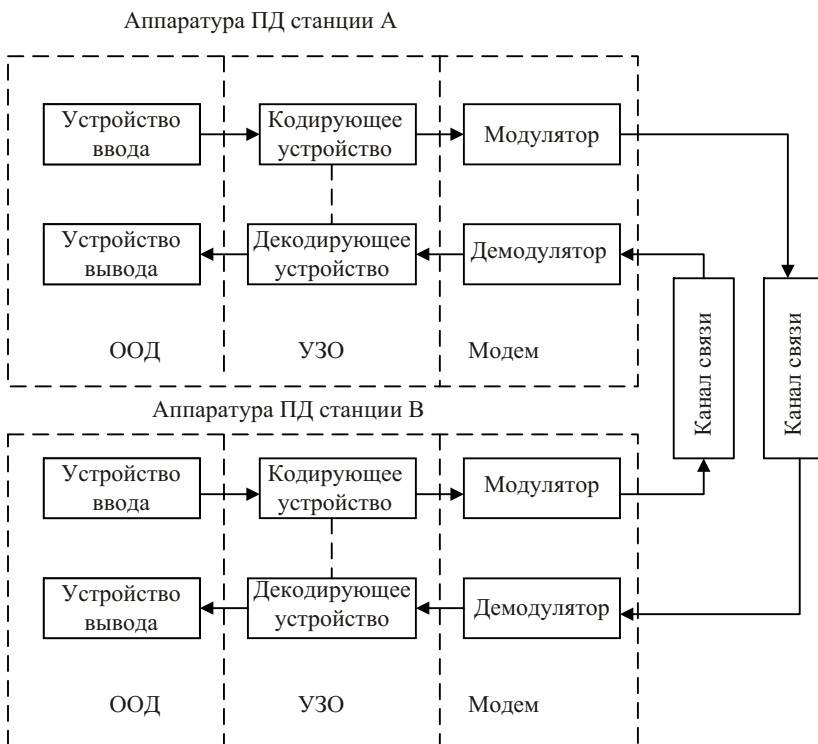
формация, хранящаяся в течение необходимого времени в устройстве буферной памяти канала передачи. На приемной стороне выдача информации в оконечное устройство прекращается до момента получения кодовой комбинации без ошибок.

Работа СПД сопровождается потерей некоторых кодовых комбинаций и повторными вставками. Потеря информации произойдет, если сигнал переспроса в обратном канале будет воспринят как сигнал подтверждения. Если сигнал подтверждения будет принят за сигнал переспроса, то произойдет вставка. Поэтому в СПД с РОС на передачу каждой кодовой комбинации требуется временной интервал  $\Delta t$ , равный [6]:

$$\Delta t = \tau_k + t_p + \tau_n, \quad (4.1)$$

где  $\tau_k$  – длительность кодовой комбинации;  $t_p$  – время распространения сигналов от передатчика к приемнику и обратно;  $\tau_n$  – длительность сигнала переспроса или подтверждения. Отсюда видно, что на линиях большой протяженности, на которых время распространения значительно превосходит длительность кодовой комбинации, существенно снижается скорость передачи знаков данных по сравнению с ее значением  $V_{зн} = 1/\tau_k$  в СПД без обратной связи. СПД с РОС и ожиданием сигнала переспроса целесообразно использовать в системах полудуплексной радиосвязи.

Системы передачи данных с решающей обратной связью, в которых осуществляется непрерывная передача информации и используются сигналы переспроса, реализуются с помощью дуплексных систем связи. Структурная схема дуплексной системы ПД, осуществляющей одновременную передачу в двух направлениях [6], приведена на рис. 4.5. В состав СПД входят *аппаратура ПД станций А и Б и каналы связи*. Аппаратура ПД станций состоит из оконечного оборудования данных (ООД), устройств защиты от ошибок (УЗО) и модема. Оконечное оборудование данных включает *устройства ввода и вывода* данных и обеспечивает передачу сообщений в *кодирующее устройство* в виде последовательности кодовых комбинаций первичного кода. В кодирующем устройстве, входящем в УЗО, в передаваемое сообщение вводятся данные, позволяющие на приемной стороне обнаруживать ошибки, возникающие в канале связи. С выхода кодирующего устройства цифровой сигнал поступает в *моду-*



**Рис. 4.5**

лятор модема, в котором он преобразуется в вид, используемый для передачи по каналу связи.

С выхода канала связи сигнал данных поступает на *демодулятор* модема второй станции, в котором осуществляется преобразование смесей сигналов и помех в цифровую последовательность элементов. Уровень искажения отдельных символов зависит от помехоустойчивости используемых законов манипуляции. В декодирующем устройстве УЗО станции происходит обнаружение ошибок и их исправление при повторных приемах искаженной информации и формирование достоверного цифрового сообщения, поступающего на устройство вывода данных ООД. Передача данных в обратном направлении осуществляется аналогичным образом.

Объединение модулятора и демодулятора в модем и кодирующего и декодирующего устройств в УЗО обусловлено тесной функциональной

взаимосвязью данных устройств. Канал связи и используемые на его концах модемы образуют дуплексный цифровой канал связи. Дуплексный цифровой канал связи и УЗО образуют дуплексный канал ПД (ДКПД).

В дуплексной системе ПД передача данных ведется непрерывно до момента, пока на передающей стороне не будет получен сигнал переспроса кодовой комбинации, в которой декодирующее устройство приемника обнаружило ошибку. Вероятность возникновения ошибок в обычных условиях невелика, поэтому заметного снижения скорости передачи информации в СПД не происходит. При большом количестве каналов связи, используемых для управления объектом, используют групповое оборудование, выполняющее часть функций для всех каналов связи.

#### *4.3.2. Системы передачи данных с информационной и комбинированной обратной связью*

В системах с информационной обратной связью решение о наличии или отсутствии ошибок в переданных по прямому каналу сообщениях принимается на передающей стороне [6]. Для этого передающая сторона получает по обратному каналу связи либо непосредственно принятую комбинацию, либо некоторую контрольную комбинацию. Различают два типа систем ПД с ИОС: системы, в которых по обратному каналу передаются все принятые сообщения и системы, в которых по обратному каналу передаются только проверочные элементы (квитанции) кодовых комбинаций.

При сравнении на передающей стороне посланных по прямому и принятых по обратному каналу сообщений в случае принятия решения об отсутствии ошибок передача продолжается. В противном случае осуществляется повторение передачи. Различают СПД с ИОС с ожиданием, с непрерывной передачей и с адресным повторением.

В системах с ожиданием очередная кодовая комбинация не передается до момента окончания проверки предыдущей кодовой комбинации. При обнаружении ошибок автоматически осуществляется повторение.

В системах с непрерывной передачей информация передается по прямому каналу до момента выявления ошибки. При этом передача прерывается и происходит повторение кодовой комбинации, в которой обнаружена ошибка.



Системы с адресным повторением работают аналогично системам с непрерывной передачей. Особенность заключается в том, что замещение искаженной кодовой комбинации осуществляется по адресному признаку в отличие от систем с непрерывной комбинацией, в которых искаженная кодовая комбинация отыскивается по ее временному признаку.

На помехоустойчивость систем ПД с ИОС значительное влияние оказывают характеристики обратного канала связи. Если этот канал обладает высокой помехоустойчивостью, то обнаруживаются почти все ошибки, возникающие в прямом канале. При низкой помехоустойчивости обратного канала система даже при хороших характеристиках прямого канала будет часто находиться в режиме повторения. Поэтому обратный канал может как улучшить, так и ухудшить достоверность передачи и влияет на пропускную способность СПД.

В отличие от СПД без обратной связи в системах с решающей и информационной обратной связью контролируется качество прямого канала. Системы ПД с комбинированной обратной связью позволяют контролировать качество как прямого, так и обратного каналов связи. Для этого в системах с ПД с КОС в прямом канале используется код, обнаруживающий ошибки, а результат анализа ошибок приемной стороной отправляется источнику сообщения по обратному каналу в форме, позволяющей проанализировать качество обратного канала. Наличие информации о состоянии каналов позволяет реализовать систему ПД, адаптивно реагирующую на помеховую обстановку.

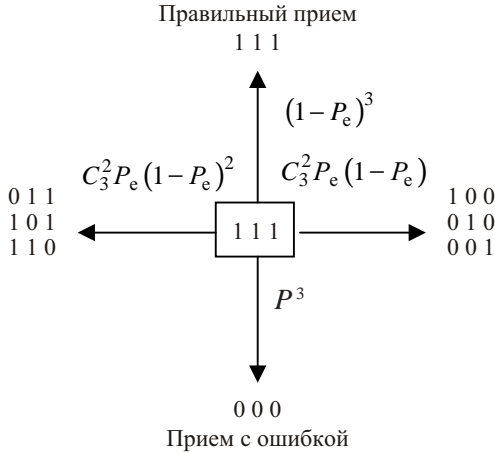
#### **4.4. Способы защиты от ошибок при передаче данных**

Способ повышения помехоустойчивости СПД без обратной связи, основанный на многократном повторении передачи сообщений, можно реализовать, используя следующие три алгоритма[6]:

- алгоритм поэлементного сравнения принятых кодовых комбинаций;
- алгоритм покомбинационного сравнения принятых кодовых комбинаций;
- алгоритм последовательного анализа кодовых комбинаций.

Рассмотрим СПД без ОС, в которой используется  $n$ -кратное повторение передачи. В первых двух алгоритмах повышения достоверности на приемной стороне для решения о истинности элемента используется критерий большинства. За истинный принимается элемент,

имеющий при  $n$ -кратном приеме наибольшее число совпадений. Для исключения неопределенности  $n$  берется нечетным. Рассмотрим схему вероятностных переходов в алгоритме поэлементного сравнения принятых кодовых комбинаций полагая  $n = 3$ , показанную на рис. 4.6 [6].



**Рис. 4.6**

Здесь  $P_e$  означает вероятность искажения одного единичного элемента кодовых комбинаций. Если полагать, что искажения элементов являются независимыми событиями, то вероятность ошибочного приема для произвольного нечетного  $n$  будет равна

$$P_e(n) = \sum_{i=1}^n C_n^i \times P_e^i \times (1 - P_e)^{n-i} . \quad (4.2)$$

Анализ выражения (4.2) показывает, что при повторении передачи происходит существенное снижение вероятности ошибочного приема. Способ поэлементного сравнения сигналов применим при любом коде.

Способ покомбинационного сравнения сложно реализуется на практике и дает худшие результаты по помехоустойчивости, чем рассмотренный.

При использовании алгоритма последовательного анализа кодовых комбинаций необходимо применять обнаруживающие коды. Используя схему вероятностных переходов, можно показать, что вероятности пра-

вильного приема  $P_{\text{пр}}(n)$  и необнаружения ошибки приема  $n$ -й кодовой комбинации  $P_{\text{н.о}}(n)$  определяются соответственно выражениями [6]

$$P_{\text{пр}}(n) = P_{\text{пр}} \times \frac{1 - P_{\text{о.о}}^n}{1 - P_{\text{о.о}}}, \quad (4.3)$$

$$P_{\text{н.о}}(n) = P_{\text{н.о}} \times \frac{1 - P_{\text{о.о}}^n}{1 - P_{\text{о.о}}}, \quad (4.4)$$

где  $P_{\text{пр}}$  – вероятность правильного приема первой кодовой комбинации при начале анализа;  $P_{\text{н.о}}$  – вероятность приема той же комбинации с ошибкой, не обнаруженной используемым кодом;  $P_{\text{о.о}}$  – вероятность того, что первая кодовая комбинация будет принята с обнаружением ошибки.

С увеличением числа повторений передачи вероятности  $P_{\text{пр}}$  и  $P_{\text{н.о}}$  слабо зависят от числа повторений и определяются, в основном, свойствами используемого кода. Общий недостаток СПД, использующих многократное повторение, состоит в снижении скорости передачи данных. Поэтому в ряде случаев ПД организуют с использованием параллельных каналов.

В системах ПД с параллельными каналами также можно использовать алгоритмы обработки данных с поэлементным сравнением кодовых комбинаций, с покомбинационным сравнением и алгоритмы, использующие обнаруживающие коды.

В табл. 4.2 приведены достоинства и недостатки методов повышения достоверности передачи данных в СПД без обратной связи [6].

Таблица 4.2

Метод повышения достоверности ПД	Достоинства	Недостатки
Повторение передачи	Простота реализации	Неэффективное использование канала связи
Передача по параллельным каналам	Живучесть системы ПД и простота реализации	Расход средств связи
Помехоустойчивое кодирование	Универсальность	Сложность аппаратуры

Помехоустойчивое кодирование является наиболее эффективным методом повышения достоверности не только в СПД без обратной связи, но и для других типов систем.

Системы ПД с обратной связью позволяют оперативно контролировать состояние каналов связи и реагировать на изменение условий распространения и помеховую обстановку, зависящую от многочисленных используемых радиосредств. Системы ПД с ИОС по сравнению с системами ПД с РОС более эффективно исправляют ошибки, которые не обнаруживаются корректирующими кодами. Их недостаток состоит в сильном снижении скорости передачи данных и их принято относить к малоскоростным системам. В табл. 4.3 приведены достоинства и недостатки систем ПД с обратной связью [6].

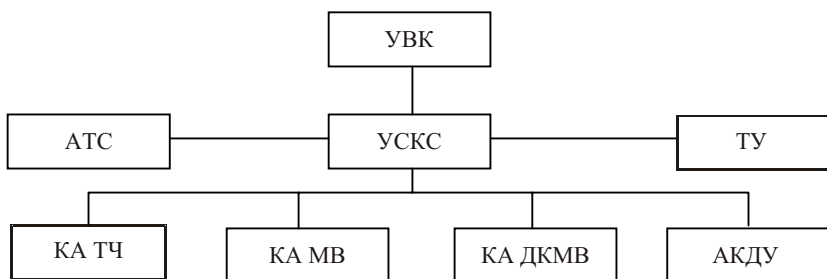
*Таблица 4.3*

Тип системы ПД	Достоинства	Недостатки	Область применения
СПД с РОС	Эффективное использование канала по скорости ПД	Высокие требования к качеству прямого канала	Системы с высокой скоростью ПД
СПД с ИОС	Высокая достоверность	Малая скорость ПД	При высоком качестве обратного канала
СПД с КОС	Высокая достоверность, возможность адаптации к помеховой обстановке	Повышенная сложность	В сложной помеховой обстановке

Системы с ожиданием при любом виде обратной связи просты, но они неэффективно используют канал связи по пропускной способности. С этих позиций наиболее эффективными являются системы с адресным повторением. Системы с непрерывной передачей данных занимают промежуточное положение [6].

#### **4.5. Система автоматического обмена данными между ВС и пунктами УВД**

В гражданской авиации широко используется система автоматического обмена данными "Цифра-ГА" [4]. Функциональная схема наземного комплекса системы автоматического обмена данными между ВС и Землей приведена на рис. 4.7.



**Рис. 4.7**

В состав системы входят: управляющий вычислительный комплекс (УВК); устройство сопряжения с каналами связи (УСКС); аппаратура коммутации и дистанционного управления (АКДУ); терминальные устройства (ТУ); каналообразующая аппаратура (КА) для сопряжения УВК с тремя удаленными терминалами в службах авиапредприятия – радиостанциями МВ и ДКМВ и с помощью каналов тональной частоты (ТЧ) и телеграфа (ТГ) – с Главным центром автоматической коммутации сообщений (ЦАКС) единой системы связи гражданской авиации (ЕСС ГА).

Управляющий вычислительный комплекс осуществляет формирование списков обслуживания, автоматическую реализацию обслуживания с учетом моментов появления ВС в секторе управления и приоритета сообщений, производит обработку сообщений с различными форматами. Ввод и вывод информации в УВК от служб авиапредприятия, ВС и центра коммутации сообщений единой системы связи (ЦАКС ЕСС ГА) производятся устройством сопряжения с каналами связи (УСКС). Речевая связь с ВС осуществляется с помощью каналообразующей аппаратуры КА радиостанций МВ и ДКМВ. Управление работой радиосредств, их режимами и отображение данных осуществляется аппаратурой коммутации и дистанционного управления (АКДУ).

Регистрация и отображение данных в службах авиапредприятия производится различными терминальными устройствами – дисплеями, принтерами или телеграфными аппаратами.

Скорость передачи данных по каналам ТЧ равна 2400 бит/с, по телеграфным каналам – 50, 100 или 250 бод. Для передачи используется семиэлементный код МТК-5. Передача данных по каналам МВ осуществляется со скоростью 2400 бит/с, по каналам ДКМВ – 75 и 150 бит/с.

В аппаратуре "Цифра-ГА" в каналах МВ реализуется частотная манипуляция с индексом манипуляции  $m = 0,5$ . В каналах ДКМВ используется частотно-временная манипуляция. В наземных каналах связи реализована относительная фазовая манипуляция. Дистанционное управление РС и передача сигналов отображения состояния РС диспетчеру осуществляется с помощью аппаратуры АКДУ "Сигнал", расположенной в передающем радиоцентре и связанной с УВК линией связи. На входе и выходе линии связи установлены модемы. Сигналы управления кодируются семиэлементным двоичным кодом [4, 6].

## **5. АВИАЦИОННО-КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ**

### **5.1. Принципы построения авиационно-космических систем радиосвязи**

Спутниковыми системами связи (ССС) называются системы радиосвязи, включающие радиостанции (РС) пунктов, между которыми устанавливается связь, и ретрансляторы, расположенные на искусственных спутниках Земли (ИСЗ). Линия связи между корреспондентами образуется из двух радиолиний, соединяемых ретранслятором: линии вверх и линии вниз. Главными элементами ССС являются ИСЗ с ретранслятором на борту, сеть земных станций (ЗС) и аппаратура многостанционного доступа, с помощью которой обеспечивается работа большого числа земных станций через один спутник [3, 6, 16, 17]. Земной называется радиостанция космической службы радиосвязи, расположенная на поверхности Земли, либо в основной части земной атмосферы, в том числе на борту ЛА.

С увеличением высоты полета ИСЗ возрастает зона обслуживания ретранслятором. Принципиально возможно создавать системы радиосвязи с пассивным и активным ИСЗ. При пассивной ретрансляции на орбиту выводится какой-либо пассивный отражатель электромагнитной энергии. При активной ретрансляции сигналы от наземного радиопередатчика принимаются аппаратурой ИСЗ, усиливаются и ретранслируются к приемнику корреспондента. Возможна либо непосредственная, если оба пункта связи находятся в зоне одновременной видимости с ИСЗ, либо задержанная ретрансляция, при которой принятая бортовой аппаратурой при полете ИСЗ над одним из корреспондентов информация передается второму во время нахождения его в зоне видимости спутника. Бортовая аппаратура авиационно-космических систем радиосвязи (АКСР) с немедленной ретрансляцией представляет собой ретранслятор с усилением на высокой или промежуточной частоте. Задержанная

ретрансляция позволяет осуществить дальнюю симплексную связь через ИСЗ, если пункты связи не находятся в зоне одновременной видимости с ИСЗ. Оборудование ИСЗ в этом случае должно иметь устройство памяти.

Возможности АКСПР в значительной мере определяются выбором орбит, которые характеризуются следующими параметрами:

1) наклоном плоскости орбиты к плоскости экватора Земли, при этом различают экваториальные орбиты (угол наклона равен нулю), полярные орбиты (угол наклона равен девяносто градусов), наклонные орбиты (любой другой угол наклона);

2) формой орбиты (круговая или эллиптическая);

3) высотой орбиты над поверхностью Земли.

Движение ИСЗ вокруг Земли происходит в соответствии с законами Кеплера [6]. В соответствии с первым законом один из фокусов эллиптической орбиты спутника или центр круговой орбиты должен находиться в центре масс Земли. Поэтому ИСЗ может двигаться лишь по такой орбите, плоскость которой обязательно проходит через центр масс Земли, в частности, ИСЗ не может двигаться вдоль какой-либо параллели земного шара, за исключением экватора (экваториальная орбита).

Скорость  $V$  невозмущенного движения ИСЗ, обращающегося по круговой орбите с радиусом  $r$ , отсчитываемым от центра Земли, находится из известной формулы равновесия силы тяготения  $F = kMm/r^2$  и центробежной силы  $F = mV^2/r$  и определяется выражением

$$V = (kM/r)^{1/2}, \quad (5.1)$$

где  $k = 6,67 \times 10^{-8}$  – постоянная тяготения ( $\text{см}^3/\text{г} \cdot \text{с}^2$ );  $M = 5,974 \times 10^{27}$  – масса Земли (г);  $m$  – масса ИСЗ (г);  $V$  – круговая скорость движения ИСЗ ( $\text{см}/\text{с}$ ).

Выражение для круговой скорости можно записать, используя значение круговой скорости  $V_0$  гипотетического спутника, движущегося по круговой орбите с радиусом, равным экваториальному радиусу Земли  $R = 6,4 \times 10^8$ . Тогда имеем

$$V_0 = (kM/R)^{1/2} = 7,9 \times 10^5 \times (R/r)^{1/2}, \quad \text{см}/\text{с}. \quad (5.2)$$



Учитывая (5.2) при измерении расстояния в километрах, выражение (5.1) можно представить в виде

$$V = 630/(r)^{1/2}, \text{ км/с} . \quad (5.3)$$

Величину  $V$  называют первой космической скоростью, которая с увеличением  $r$  уменьшается.

Искусственный спутник, движущийся по круговой орбите с радиусом  $r$ , имеет период обращения, равный  $T_{кр} = 2\pi r/V$ . Для значения  $V$ , определяемого формулой (5.2), имеем  $T_{кр} = 10^{-2}\sqrt{r^3}$ . Период обращения гипотетического спутника, имеющего круговую орбиту с радиусом, равным экваториальному радиусу Земли, равен  $T_0 = 84,48$  мин.

По второму закону Кеплера радиус-вектор спутника в равные промежутки времени описывает одинаковые площади. Этот закон позволяет определить скорость движения ИСЗ по эллиптической орбите  $V_э$ . Параметрами такой орбиты являются апогей – наибольшее расстояние ИСЗ от Земли и перигей – наименьшее расстояние ИСЗ от поверхности Земли (рис. 5.1). Скорость  $V_э$  определяется по формуле

$$V_э = V_A \left[ \frac{1 + 2e \cos \theta + e^2}{1 - e^2} \right]^{1/2} . \quad (5.4)$$

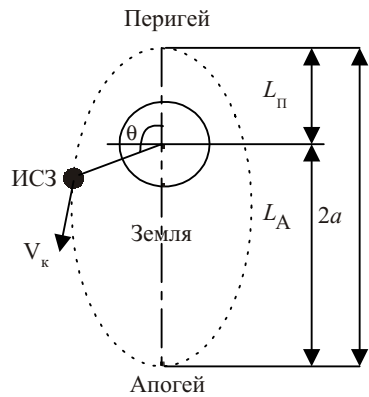


Рис. 5.1

Здесь:  $V_к = 630 \times (a)^{1/2}$  – скорость движения спутника по круговой орбите с радиусом, равным большой полуоси эллиптической орбиты (рис. 5.3);  $e = (L_A - L_{\Pi})/2a$  – эксцентриситет эллиптической орбиты;  $\theta$  – угол между направлениями из центра Земли на перигей и точку положения ИСЗ;  $L_A$  и  $L_{\Pi}$  – расстояния от центра Земли до апогея и перигея орбиты.

Для апогея орбиты значение  $\cos \theta = -1$ , для перигея, соответственно,  $\cos \theta = 1$ . Тогда скорости ИСЗ в апогее и перигее определяются соотношениями

$$V_A = V_k \left[ (1-e)/(1+e) \right]^{1/2},$$

$$V_{\Pi} = V_k \left[ (1+e)/(1-e) \right]^{1/2}, \quad (5.5)$$

из которых видно, что спутник имеет наименьшую скорость в апогее и наибольшую в перигее. Таким образом, скорость движения антенны земной радиостанции, следящей за ИСЗ с ретранслятором, будет минимальной на участке орбиты вблизи апогея.

В соответствии с третьим законом Кеплера, квадраты времени обращения спутника пропорциональны кубам больших полуосей орбит. Поэтому периоды обращения ИСЗ по эллиптическим орбитам с большой полуосью, равной  $a$ , определяются из формулы

$$T_{эл} = T_0 (a/R)^{3/2}. \quad (5.6)$$

Рассмотренные периоды обращения ИСЗ называются звездными, или сидерическими. Период обращения спутника, отсчитываемый наблюдателем, находящимся на Земле, зависит от орбиты и направления его движения относительно Земли и не совпадает с сидерическим периодом. Эти различия максимальны для спутников, движущихся по экваториальным орбитам. Период обращения синхронного спутника Земли равен одним сидерическим суткам, содержащим 24 сидерических часа. Сидерические (звездные) сутки определяются как время одного оборота Земли вокруг своей оси относительно звезд. Этот интервал времени несколько меньше, чем средние солнечные сутки (обычное время), так как за одни солнечные сутки Земля совершает один оборот вокруг своей оси плюс дополнительную часть оборота, поскольку она также проходит за это же время еще 1/365 часть своего пути по орбите вокруг Солнца. Сидерические сутки, таким образом, меньше, чем 24 часа солнечных суток, и равны 23 ч 56 мин 04,09054 с, среднего солнечного времени.

Зависимость сидерического и наблюдаемых периодов от высоты орбиты спутника, синхронно движущегося по круговой экваториальной орбите в направлении запад-восток (в сторону движения Земли), приведена в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Высота орбиты (км)	Период (часов)	
	сидерический	наблюдаемый
1600	2,0	2,2
10000	6,0	8,0
14000	8,0	12,0
16000	9,3	16,3
36000	24,0	Бесконечность

Спутник, движущийся по экваториальной орбите с высотой около 36000 км в сторону вращения Земли, для наблюдателя кажется неподвижным. Такая орбита называется геостационарной.

Радиус круговой геостационарной орбиты, отсчитываемый от центра Земли, равен 42164 км, т. е. равен сумме высоты орбиты над земной поверхностью (35786 км) и радиуса Земли  $R = 6378$  км. Три спутника, движущиеся синхронно по геостационарной орбите и расположенные в углах равностороннего треугольника (рис. 5.2), могут обеспечить радиосвязью подавляющую часть территории земного шара [6,16]. Спутниковые антенны для покрытия всей поверхности Земли с геостационарной орбиты имеют ширину диаграммы направленности  $17,3^\circ$ . Спутник находится в поле зрения земных станций, расположенных на экваторе, смещенных до  $\pm 81^\circ$  по долготе относительно подспутниковой точки и земных станций, смещенных до  $\pm 81^\circ$  по широте точно на север или юг от подспутниковой точки.



Рис. 5.2

Большие высоты орбит позволяют охватить связью большие площади поверхности Земли при достаточно малом числе спутников, однако их использование приводит к усложнению наземного и бортового оборудования. При выборе типа орбит учитывается, что эллиптические орбиты оказываются удобнее с точки зрения запуска спутника. Кроме того, отношение времени видимости спутника к периоду его обращения вокруг Земли при движении по эллиптической орбите оказывается большим по сравнению с ИСЗ, движущимся по круговой орбите с радиусом, равным апогею эллиптической орбиты. В результате длительность сеанса связи будет большей при использовании эллиптических орбит. Однако при этом уровень сигнала в радиолинии будет изменяться в больших пределах, что приводит к усложнению антенных и приемных устройств. В настоящее время геостационарная орбита используется большей частью спутников связи. Недостаток спутников связи, движущихся по геостационарной орбите, заключается в невозможности охватить связью приполярные районы земного шара, расположенные выше  $81^\circ$  северной или южной широты.

Для обслуживания севера территории Российской Федерации спутниковой связью используется орбита, получившая название ИСЗ "МОЛНИЯ" [6]. Первый спутник связи серии МОЛНИЯ-1, предназначенный для телевидения и многоканальной двухсторонней телефонной, телеграфной и фототелеграфной связи был запущен на эту орбиту в Советском Союзе 23 апреля 1965 г. Параметры орбиты ИСЗ МОЛНИЯ: перигей – 500 км, апогей – 39000 км, наклонение орбиты  $63^\circ$ . Апогей орбиты находится над северным полушарием, перигей – над южным. Период обращения ИСЗ равен 12 часов. В течение суток ИСЗ совершает ровно два оборота вокруг Земли. При первом витке спутник пролетает над территорией РФ, на втором – над территорией Северной Америки. Пролетая над территорией РФ, спутник находится в зоне одновременной видимости его со всей территории РФ, что позволяет осуществлять двухстороннюю связь с длительностью связи через один спутник около 9 часов. Три ИСЗ, сменяющие друг друга в апогее примерно через 8 часов, обеспечивают круглосуточную спутниковую связь на территории Российской Федерации.

## 5.2. Основные диапазоны частот АКСР

Международным союзом электросвязи регламентированы нормы и даны рекомендации по использованию радиочастот для спутниковой связи [16]. Выбор рабочих частот для АКСР обусловлен следующими факторами:

- уровнем внешних источников шумов, принимаемых антенной системой;
- условиями распространения и поглощения радиоволн (влияние на линию связи атмосферных осадков, затухания в атмосфере и ионосферных явлений);
- взаимными помехами между АКСР и радиосредствами других служб, работающих в смежных или одних и тех же диапазонах частот;
- наличием и сложностью технических средств.

Основные полосы частот, выделенные ССС в соответствии с Международными нормами и Регламентом связи [2, 16], приведены в табл. 5.2. Диапазон частот между 1 и 10 ГГц наиболее полно удовлетворяет требованию обеспечения работы АКСР на фоне минимального уровня вне-

Таблица 5.2

Диапазон частот	Ширина полосы	Передача (линия вверх)	Прием (линия вниз)
4 и 6 ГГц	500 МГц	3,7...4,2 ГГц	5,925...6,426 ГГц
12 и 14 ГГц	250...500 МГц	Международные системы 10,95...11,2 ГГц 11,45...11,7 ГГц	14,0...14,5 ГГц
19 и 29 ГГц	2,5...3,5 ГГц	17,7...21,2 ГГц	27,5...31,0 ГГц
2,5 ГГц, вещание	35 МГц	2500...2535 МГц	2655...3690 МГц
1,5 ГГц, воздушная подвижная служба	15 МГц	1543,5...1558,5 МГц	1645...1660 МГц
7 и 8 ГГц, военные системы	500 МГц	7,250...7,750 ГГц	7,900...8,400 ГГц
1,5 ГГц, морская и подвижная службы	7,5 МГц	1535...1542 МГц	1635...1644 МГц

шних шумов, принимаемых антенной системой. На более высоких частотах резко увеличиваются шумы поглощения в кислороде и водяных парах атмосферы, на более низких значительным оказывается влияние космических шумов.

Зависимость шумовой температуры антенны  $T_a$ , вызванной космическим шумом и атмосферным поглощением, от частоты для различных значений угла места на рис. 5.3 приведена [16]. Атмосфера Земли обладает частотной избирательностью и "прозрачна" в диапазоне частот от 50 МГц до 10 ГГц.

Зависимость затухания  $L$  в атмосфере из-за кислорода и водяных паров от частоты " $f$ " при различных углах места  $\beta$  показана на рис. 5.4. На более низких частотах возможно появление отражений в ионосфере, а на более высоких – поглощение атмосферными осадками и газами.

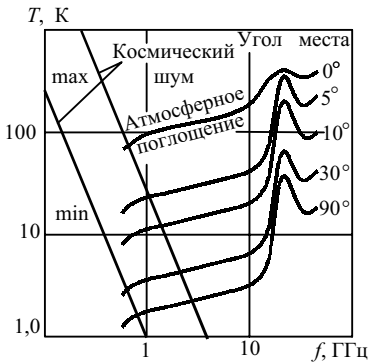


Рис. 5.3

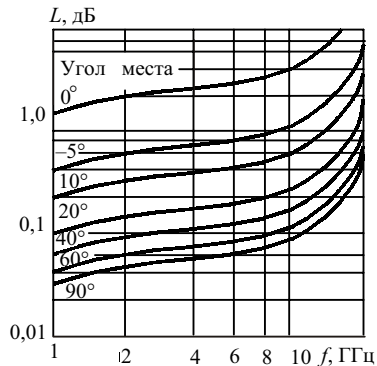


Рис. 5.4

Диапазон частот 1...10 ГГц интенсивно используется другими службами, возникшими до появления систем спутниковой связи. При создании ССС с мощными передатчиками и чувствительными приемниками понадобилась регламентация данного диапазона частот с целью уменьшения вероятности возникновения взаимных помех.

Развитие ССС потребовало освоения диапазонов частот выше 10 ГГц, несмотря на худшие условия распространения радиосигналов, так как жесткая регламентация и относительно небольшие полосы в диапазоне до 10 ГГц, его использование другими службами, не в состоянии обеспечить растущие потребности в системах спутниковой связи.

Регламентом радиосвязи, принятым Международным союзом электросвязи, для воздушной подвижной спутниковой службы выделены диапазоны 1,6465...1,6605 ГГц для линии вверх и 1, 545...1,559 ГГц для линии вниз [4, 16]. Ширина каждой отводимой для этой службы полосы частот равна 14 МГц. Кроме того, для данной службы выделены полосы частот 1,610...1,6265; 5,000...5,250; 15,4...15,7 ГГц.

Для морской подвижной спутниковой службы отводятся диапазоны 1,626...1,6455 ГГц (вверх) и 1,535...1,544 ГГц (вниз).

Для фиксированной спутниковой службы, каналы которой могут использоваться для передачи сообщений между земными стационарными станциями, через которые осуществляется выход на авиационные и морские органы управления, полосы частот распределены следующим образом:

"Космос – Земля": 3,4...4,2; 4,5...4,8; 7,25...7,75; 10,7...11,7; 17,7...21,2; 37,5...40,5; 80...84; 102...105; 149...164; 231...241 ГГц; "Земля – Космос": 5,85...7,075; 7,9...8,4; 12,75...13,25; 14,0...14,5; 27,5...31,0; 42,5...43,5; 49,2...50,2; 50,4...51,4; 71,0...75,5; 92...95; 202...217; 265...275 ГГц.

Регламент радиосвязи разрешает РС ВС использовать частоты в полосах, распределенных морской подвижной спутниковой службе. В литературе вместо точных обозначений полос частот используется сокращенная запись номиналов диапазонов, например 1,6/1,5 для подвижных и 6/4 для неподвижных объектов.

В АКСП, предназначенных для связи с ЛА, применяется также диапазон 150...400 МГц. Это дает возможность использовать в АКСП разработанную стандартную аппаратуру для традиционных систем связи. Недостатком является сильная занятость диапазона. Потери при распространении и уровни шумов для самолетных антенн с диаграммой направленности в виде полусферы в диапазоне 150...400 МГц являются допустимыми [6].

### **5.3. Энергетические соотношения в спутниковых линиях связи**

Энергетический потенциал радиолиний и уровень помех в каналах связи в значительной мере определяет эксплуатационные возможности и качественные показатели ССС. Основным типом помех в радиолиниях АКСП являются шумы радиоприемников и шумы внешних источников, в том числе космический шум. Проведем расчет энергетических соотношений для АКСП с пассивной и активной ретрансляцией.

### 5.3.1. АКСП с пассивной ретрансляцией

В системах связи с пассивной ретрансляцией сигналов энергия передатчика, излучаемая в сторону ИСЗ, отражается от поверхности пассивного ретранслятора и часть этой энергии попадает на поверхность антенной системы ЗС. Чаще всего используются пассивные ретрансляторы сферической конфигурации. Разработано также большое количество пассивных ретрансляторов, характеризующихся направленным рассеянием [6, 16]. Направленное отражение осуществляется с помощью фигур, расположенных на поверхности сферы, таких как совокупность уголкового отражателя, системы конусов, решетки Ван-Атта и др. [6]. Принцип их действия обеспечивает концентрацию энергии отраженного сигнала в одном пучке в направлении Земли.

К достоинствам АКСП с пассивной ретрансляцией относятся: простота и надежность системы в целом благодаря отсутствию на ретрансляторе радиоэлектронной аппаратуры; практически неограниченный динамический диапазон и большая полоса рабочих частот; возможность одновременной ретрансляции сигналов от многих земных станций.

Структурная схема АКСП с пассивной ретрансляцией показана на рис. 5.5. Используя принятые здесь обозначения выведем выражение

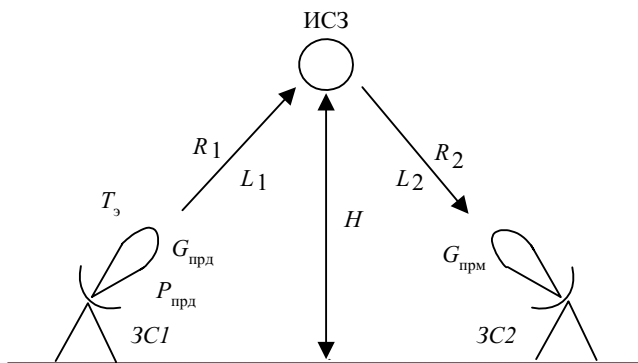


Рис. 5.5

для отношения сигнал/шум на входе приемного устройства земной станции ЗС2 (рис. 5.5). Плотность потока мощности, падающей на отражающую поверхность ретранслятора ИСЗ, находящегося на расстоянии  $R_1$  от антенны передающей ЗС1, равна



$$W_{\text{прд}} = P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} / (4\pi R_1 L_1 k_{\phi}), \quad (5.7)$$

где  $P_{\text{прд}}$  – мощность передатчика ЗС1;  $G_{\text{прд}}$  – коэффициент усиления антенны;  $R_1$  – протяженность участка линии связи вверх;  $L_1$  – коэффициент, учитывающий потери распространения электромагнитной энергии в реальной среде;  $k_{\phi 1}$  – коэффициент потерь в антенно-фидерном тракте.

Плотность потока мощности, отраженной от эффективной отражающей поверхности (ЭПР) ретранслятора  $\sigma$ , падающей на приемную антенну ЗС2, равна

$$W_{\text{прм}} = W_{\text{прд}} \sigma / (4\pi R_2 L_2), \quad (5.8)$$

где  $R_2$  и  $L_2$  соответственно протяженность участка линии связи вниз и коэффициент потерь при распространении электромагнитной энергии в среде на этом участке. Найдем мощность сигнала на входе приемника ЗС2 с эффективной поверхностью приемной антенны  $S_{\text{прм}}$  и коэффициентом потерь в антенно-фидерном тракте  $k_{\phi 2}$ . Известно, что эффективная площадь антенны  $S_{\text{прм}}$  связана с коэффициентом усиления антенны и длиной волны соотношением  $S_{\text{прм}} = G_{\text{прм}} \lambda^2 / 4\pi$ . Мощность шума на входе приемника с эффективной полосой  $\Delta f$  определяется выражением

$$P_{\text{ш}} = k T_{\text{э}} \Delta f,$$

где  $k = 1,32 \cdot 10^{-23}$  Дж/Гц – постоянная Больцмана;  $T_{\text{э}}$  – эквивалентная шумовая температура приемной системы с учетом внешних и внутренних шумов. Тогда выражение для отношения сигнал/шум можно представить в виде

$$q(P_{\text{прд}}, \sigma) = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \sigma \lambda^2}{(4\pi)^2 k T_{\text{э}} \Delta f (R_1)^2 (R_2)^2 L_1 L_2 k_{\phi 1} k_{\phi 2}}. \quad (5.9)$$

На рис. 5.6 приведены результаты расчета зависимости  $q(P_{\text{прд}}, \sigma)$  от отношения  $P_{\text{прм}} / \Delta f$  при передаче радиосигналов по АКСР с пассивной ретрансляцией. Считалось, что ретранслятор выполнен в виде идеально проводящей сферы с радиусом  $R_{\text{сф}}$ , эффективная площадь рассеяния которой изотропна и не зависит от угла облучения. В высокочастотной области ( $2\pi R_{\text{сф}} / \lambda > 10$ ), называемой оптической об-

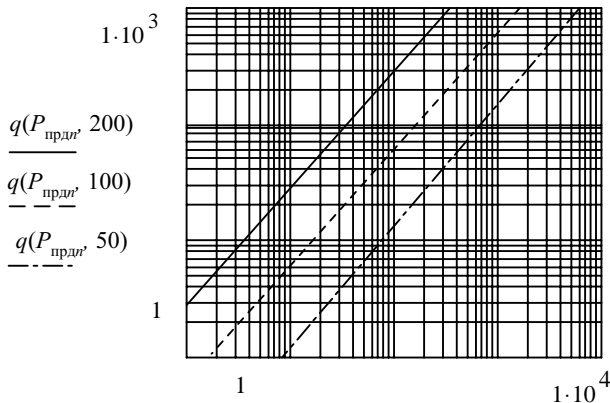


Рис. 5.6

ластью, ЭПР сферы определяется выражением  $\sigma = \pi (R_{сф})^2$ , т. е. равна площади ее проекции. Графики построены в предположении, что длина волны  $\lambda = 7\text{ см}$ ,  $T_э = 200^\circ\text{ К}$ ,  $G_{прд} = 1200$ ,  $S_{прм} = 4\text{ м}^2$ , коэффициенты потерь в антенно-фидерных трактах приняты равными  $k_{\phi 1} = 1,5\text{ дБ}$ ,  $k_{\phi 2} = 1,5\text{ дБ}$ , коэффициенты, учитывающие затухание радиоволн в атмосфере, полагались равными  $L_1 = 2,5\text{ дБ}$ ,  $L_2 = 2,5\text{ дБ}$  [16]. Высота ретранслятора (рис. 5.5) равна  $H = 2000\text{ км}$ , протяженности участков линий  $R_1 = 2230\text{ км}$ ,  $R_2 = 2230\text{ км}$ . На рис. 5.6 приведены результаты расчетов для трех сферических ретрансляторов, имеющих диаметры  $D_{сф} = 2R_{сф}$ , равные соответственно: 200 м (сплошная), 100 м (пунктир) и 50 м. Расчеты выполнены в математическом пакете MatCAD-2000 и на рисунке использовано обозначение:  $P_{прд} = P_{прд}/\Delta f$ .

Анализ приведенных на рис. 5.6 результатов показывает, что для обеспечения требуемых отношений сигнал/шум в системе связи с пассивной ретрансляцией мощность передатчика должна быть очень большой.

Например, при передаче по каналу связи с пассивной ретрансляцией сообщения в полосе 10 кГц для обеспечения отношения сигнал/шум  $q = 100$  мощность самолетного передатчика должна составлять более 200 кВт даже в случае, когда в качестве ретранслятора используется шар диаметром 200 м на высоте 2000 км. Реализовать подобную потребную мощность на борту ВС в настоящее время не представляется возможным.

### 5.3.2. АКСП с активной ретрансляцией

При построении систем фиксированной и воздушной авиационной связи важнейшее требование состоит в полнодоступности сетей, создаваемых на их основе. Этому требованию удовлетворяют ССС. Полнодоступной сетью называется сеть связи, с помощью которой возможно непосредственное установление связи между всеми абонентами сети. В состав полнодоступной сети входят каналы, связывающие всех абонентов друг с другом непосредственно, без транзита через промежуточные узлы. Для построения полнодоступной сети через ИСЗ для  $N$  абонентов требуется лишь  $N$  радиолиний [3, 4, 6]. В сетях авиационной связи ССС нашли широкое применение и являются важным элементом единой государственной системы связи.

Авиационно-космические системы радиосвязи с активной ретрансляцией включают две радиолинии: вверх и вниз. В состав аппаратуры ИСЗ входят усилители, которые обеспечивают усиление принимаемых слабых сигналов от ЗС до высокого уровня, при котором возможен их прием на других ЗС. Для устранения влияния излучаемых со спутника сильных сигналов на прием слабых сигналов от ЗС осуществляется развязка приемных и передающих трактов ИСЗ. Развязка достигается разделением каналов приема и передачи по частоте. Поэтому наряду с усилением принятых сигналов на ИСЗ проводится их преобразование по частоте. Большой разнос частот излучаемого и принимаемого сигналов исключает влияние передатчика на работу приемника ретранслятора. Так, например, в международной ССС "ИНМАРСАТ" прием сигналов на борту ИСЗ производится на частотах 1,6 и 6 ГГц, а передача на частотах 4 и 1,5 ГГц. Для достижения высокой развязки приемника и передатчика и устранения взаимных помех необходимо обеспечить линейность амплитудных характеристик усилителей.

Ширина полосы ретранслятора определяет его пропускную способность. Для удовлетворения требований линейности и широкополосности в пределах отводимой для данной ССС полосы частот на борту ИСЗ формируется не один, а несколько независимых приемопередающих трактов, каждый из которых обеспечивает прием, преобразование по частоте и усиление сигналов в определенной части общей полосы частот. Часть общей полосы частот, выделяемая отдельному приемопередатчику ретранслятора, называется стволом. В ССС путем поляризационной и пространственной селекции реализуется принцип многократного ис-

пользования полосы частот. Поэтому в пределах ствола может независимо функционировать несколько приемопередающих устройств. В частности, в пределах полосы частот ствола могут формироваться каналы с право- и левосторонней круговой поляризацией и каналы, закрепляемые за отдельными остронаправленными лучами антенных систем [16].

Пропускная способность спутниковой линии связи, в которой используется один ствол многоствольного ретранслятора, ограничивается мощностью передаваемого спутником сигнала по линии вниз, мощностью сигнала, передаваемого земной станцией по линии вверх, уровнями шумов, приведенных к входам приемников спутника и земной станции, и шириной полосы канала связи [16]. Обычно основным ограничением является отношение сигнал/шум на линии вниз или ширина полосы канала. В линейном стволе спутникового ретранслятора излучаемая спутником мощность  $P_{с.п}$  делится пропорционально отношению мощности принимаемых от земной станции сигналов к суммарной мощности принимаемых от ЗС сигналов и шума. Структурная схема спутниковой линии связи [6] приведена на рис. 5.7.

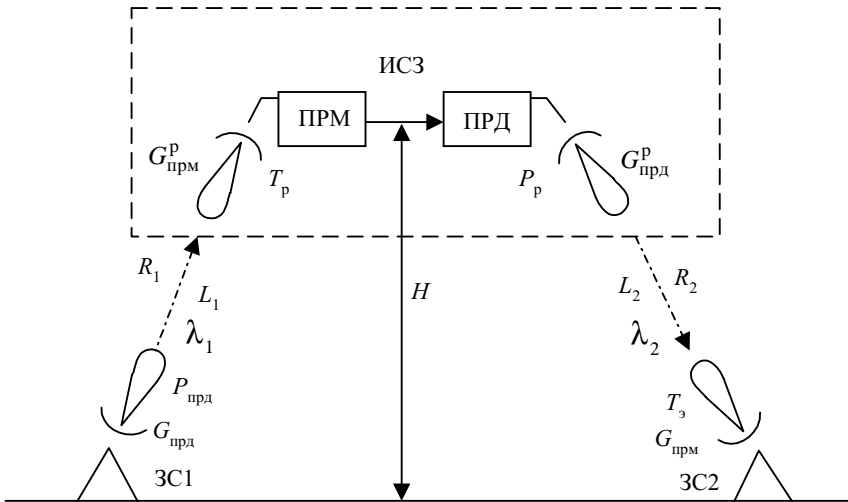


Рис. 5.7

На рис. 5.7 показана передающая земная станция ( $ZC_1$ ), земная станция  $ZC_2$ , осуществляющая прием, а также ствол спутникового ретранслятора. Здесь обозначено:  $P_{прд}$  – мощность передатчика  $ZC_1$ ,  $G_{прд}$  – ко-

эффицент усиления антенны;  $R_1$  и  $R_2$  – протяженность участков линии вверх и линии вниз соответственно;  $L_1$  и  $L_2$  – коэффициенты потерь при распространении электромагнитной энергии в атмосфере на линиях вверх и вниз;  $k_{\phi 1}$  и  $k_{\phi 2}$  коэффициенты потерь в антенно-фидерных трактах станций;  $G_{\text{прм}}^{(P)}$  и  $G_{\text{прд}}^{(P)}$  – коэффициенты усиления антенн приемника и передатчика ретранслятора,  $P_p$  – мощность сигнала, излучаемого ретранслятором;  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  – длина волны несущей сигналов на линиях вниз и вверх;  $T_{\text{э,р}}$  и  $T_{\text{э}}$  – соответственно эквивалентная шумовая температура приемных систем ретранслятора и ЗСЗ.

Мощность сигнала  $P_{\text{с,р}}$  и мощность шума  $P_{\text{ш,р}}$  на входе ретранслятора (рис. 5.7) определяются соотношениями

$$P_{\text{с,р}} = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}}^{(P)} \lambda^2}{(4\pi)^2 (R_1)^2 L_1 k_{\phi 1}}, \quad (5.10)$$

$$P_{\text{ш,р}} = kT_{\text{э,р}} \Delta f. \quad (5.11)$$

С учетом принятых на рис. 5.7 обозначений мощность сигнала на входе приемника земной станции ЗСЗ определяется выражением

$$P_{\text{с,з}} = \frac{P_p G_{\text{прд}}^{(P)} G_{\text{прм}} \lambda_2^2}{(4\pi)^2 (R_2)^2 L_2 k_{\phi 2}}. \quad (5.12)$$

В линейном ретрансляторе с шириной полосы канала  $\Delta f_k$  мощность излучаемых спутником сигналов  $P_p$  зависит от коэффициента усиления ретранслятора  $K_p = P_p / (P_{\text{с,р}} + kT_{\text{э,р}} \Delta f_k)$  и общей мощности сигналов  $P_{\text{с,р}}$  и шума  $P_{\text{ш,р}} = kT_{\text{э,р}} \Delta f_k$  на его входе [16].

Мощность шума на входе приемника земной станции складывается из мощности собственных шумов  $P_{\text{ш,з,с}} = kT_{\text{э}} \Delta f$  и мощности шумов, излучаемых ретранслятором, пересчитанной к входу приемника ЗСЗ. Мощность шума ретранслятора в полосе  $\Delta f$ , пересчитанная к входу приемника земной станции, определяется выражением

$$P_{\text{ш.р.з}} = \frac{P_{\text{ш.р}} K_p G_{\text{прд}}^{(P)} G_{\text{прм}} \lambda_2^2}{(4\pi)^2 (R_2)^2 L_2 k_{\phi 2}} . \quad (5.13)$$

Тогда результирующая мощность шума на входе ЗС2 равна

$$P_{\text{ш.з.о}} = kT_3 \Delta f + \frac{P_{\text{ш.р}} K_p G_{\text{прд}}^{(P)} G_{\text{прм}} \lambda_2^2}{(4\pi)^2 (R_2)^2 L_2 k_{\phi 2}} . \quad (5.14)$$

Выражение для отношения сигнал/шум  $q(P_{\text{прд}}, P_p) = P_{\text{с.з}}/P_{\text{ш.з.о}}$  на входе приемника земной станции с учетом (5.10–5.14) можно представить в виде

$$q(P_{\text{прд}}, P_p) = \frac{P_{\text{прд}} P_p G_{\text{прд}} G_{\text{прм}}^{(P)} G_{\text{прд}}^{(P)} G_{\text{прм}} \lambda_1^2 \lambda_2^2}{(4\pi)^2 k \Delta f \left[ P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}}^{(P)} T_3 R_2^2 L_2 k_{\phi 2} \lambda_1^2 + \right.} \rightarrow$$

$$\left. \rightarrow \frac{\phantom{P_{\text{прд}} P_p G_{\text{прд}} G_{\text{прм}}^{(P)} G_{\text{прд}}^{(P)} G_{\text{прм}} \lambda_1^2 \lambda_2^2}}{+ P_p G_{\text{прд}}^{(P)} G_{\text{прм}} T_{3,\text{р}} R_1^2 L_1 k_{\phi 1} \lambda_2^2} \right] . \quad (5.15)$$

Результаты расчетов по формуле (5.15), выполненных в математическом пакете MatCAD-2000, приведены на рис. 5.8. На рисунке показана зависимость отношения сигнал/шум  $q(P_{\text{прд}}, P_p)$  от мощности передатчика ЗС1 на единицу полосы частот сигнала  $P_{\text{прд}}/\Delta f$ , причем использовано обозначение  $P_{\text{прдл}} = P_{\text{прд}}/\Delta f$ . Кривые построены для значений нормированных мощностей излучаемых ретранслятором сигналов  $P_p/\Delta f = 10^{-3}$ ,  $P_p/\Delta f = 10^{-4}$  и  $P_p/\Delta f = 10^{-5}$  соответственно. При расчетах полагалось, что полоса канала  $\Delta f_{\text{к}} = 45$  кГц, полоса речевого сигнала  $\Delta f = 10$  кГц [16].

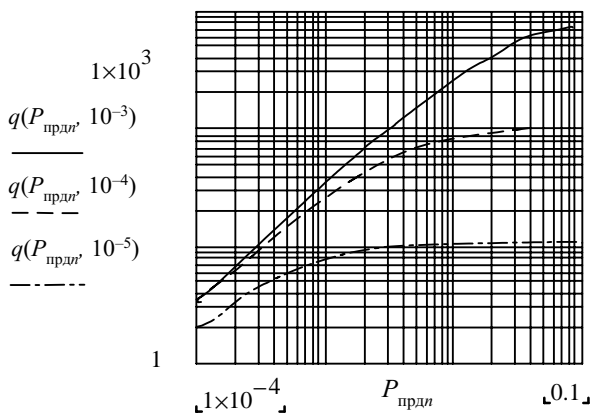


Рис. 5.8

Считалось, что  $\lambda_1 = \lambda_2 = 7$  см,  $T_{э,р} = 700^\circ$  К,  $T_э = 200^\circ$  К,  $G_{прд} = 1200$ ,  $S_{прм} = 4$  м<sup>2</sup>,  $G_{прм}^{(P)} = 1000$ ,  $G_{прд}^{(P)} = 1000$ . Остальные параметры ССС аналогичны принятым при расчетах зависимостей, представленных на рис. 5.6.

Из графиков видно, что в АКСП с активной ретрансляцией требуются мощности передатчиков, реализация которых на борту ВС не вызывает сложностей.

#### 5.4. Особенности работы АКСП

Вследствие движения спутника относительно земной станции частоты принимаемых сигналов отличаются от частот передаваемых из-за эффекта Доплера. В результате при передаче сообщения длительностью  $T$  на удаляющийся (приближающийся) со скоростью  $V$  спутник данное сообщение будет приниматься на нем за время  $(T + T \times V/c)$ , где  $c$  – скорость света. При удалении ИСЗ от ЗС последняя посылка сообщения проходит большее расстояние, чем первая на величину, равную пути, пройденному ИС за время приема сообщения. Все сообщение, принятое на ИСЗ, оказывается растянутым по времени в  $(1 \pm V/c)$  раз, а частота каждой спектральной составляющей сообщения смещенной во столько же раз. Изменение частоты каждой спектральной составляющей в  $(1 \pm V/c)$  раз приводит к тому, что более высокочастотные составляющие спектра получают большее абсолютное приращение частоты

по сравнению низкочастотными. В результате происходит общее смещение спектра частот сообщения на величину доплеровского сдвига  $\Delta f_d$  и изменение частот спектральных составляющих сообщения, которым модулируется несущая частота [6]. Последний эффект вызывает деформацию спектра сообщения.

Доплеровский сдвиг частоты учитывается при выборе полос пропускания приемников бортовых и земных станций. Величина доплеровского сдвига, определяемая скоростью ИСЗ, зависит от элементов орбиты (эфемерид) а также от несущей частоты передачи. При отношениях  $V/c = 10^{-4} \dots 10^{-6}$  и передаче на частотах  $1 \dots 10$  ГГц значение  $\Delta f_d$  может достигать  $0,1$  МГц. Для устранения влияния доплеровского сдвига в приемных устройствах используется автоматическая подстройка частоты, а в передающих устройствах при известных параметрах орбиты и координатах ЗС можно вводить поправку на сдвиг в несущую частоту передатчика.

Для уменьшения деформации спектра сообщения используют регулирование скорости передачи или скорости воспроизведения принятого сообщения. Для этого необходимо предварительное "запоминание" сообщения и его последующее считывание со скоростью, изменяющейся в  $1/(1 \pm V/c)$  раз.

Значительная протяженность линий связи между ЗС и ИСЗ приводит к временной задержке сигналов. Например, для АКСП через ИСЗ с высотой орбиты  $5000$  км максимальное запаздывание сигналов между ЗС составляет почти  $60$  мс, а через спутник, находящийся на геостационарной орбите,  $270$  мс. При дуплексной связи это приводит к появлению вынужденных пауз, что затрудняет обмен сообщениями. При переключении ЗС с одного спутника на другой происходит нарушение непрерывности запаздывания и доплеровского сдвига в момент переключения. Отмеченная специфика АКСП особенно существенна при передаче цифровой информации и влияет на структуру аппаратуры связи.

## **5.5. Оборудование спутниковых систем связи**

### ***5.5.1. Спутниковые ретрансляторы***

Главную часть связной подсистемы спутника связи образуют спутниковый ретранслятор и связанные с ним антенны. Ретранслятор обеспечивает непосредственный доступ к спутнику связи в каждый момент времени для многих независимых ЗС, расположенных в различных точ-



ках земной поверхности в пределах зоны обслуживания ССС. На спутник поступает множество сигналов, которые должны быть им ретранслированы. Большинство спутников связи содержит несколько (четыре и более) параллельных ретрансляторов [16], в том числе с узконаправленными антеннами, что облегчает решение проблемы многостанционного доступа при сильном различии уровней сигналов, принимаемых от ЗС.

Спутниковые ретрансляторы, используемые для многостанционного доступа, выполняются многоствольными. Формирование стволов осуществляется с помощью частотно-избирательных фильтров, обеспечивающих возможность раздельного усиления сигналов различных полос частот и их дальнейшую обработку.

Упрощенная структурная схема одного ствола типичного ретранслятора [16] показана на рис. 5.9. Принципиальными элементами аппаратуры являются: ствольный полосовой фильтр (ПФС), малошумящий усилитель (МШУ), преобразователь частоты (ПЧ), полосовой усилитель (УС), усилитель мощности (УМ), выполняемый обычно на лампе бегущей волны (ЛБВ), приемная АН1 и передающая АН2 антенны.

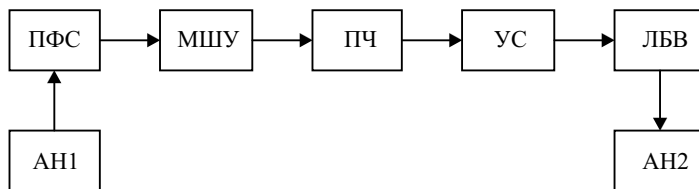


Рис. 5.9

Сигналы, поступающие на ретранслятор в полосе частот ствола с центральной частотой  $f_{\text{в}}$ , через ПФС и малошумящий усилитель подаются на вход преобразователя частоты. Сигналы с выхода ПЧ в полосе частот с центральной частотой  $f_{\text{н}}$  усиливаются в усилителе на ЛБВ и передаются по линии вниз. Входная и выходная полосы частот ретранслятора разносятся достаточно далеко друг от друга, что исключает возможность самовозбуждения ретранслятора [16]. В других типах ретрансляторов принимаемые радиосигналы преобразуются сначала в сигналы промежуточной частоты, усиливаются, а затем производится повышающее преобразование в сигналы частоты передачи.

На рис. 5.10 в качестве примера представлена упрощенная структурная схема 12-ствольного спутникового ретранслятора "Интелсат -IV" [16]. Сигналы, принимаемые глобальными приемными антеннами *ГА1* и *ГА2*, подключаются коммутаторами (*КОМ*) ко входам приемников (*ПР1*–*ПР4*),

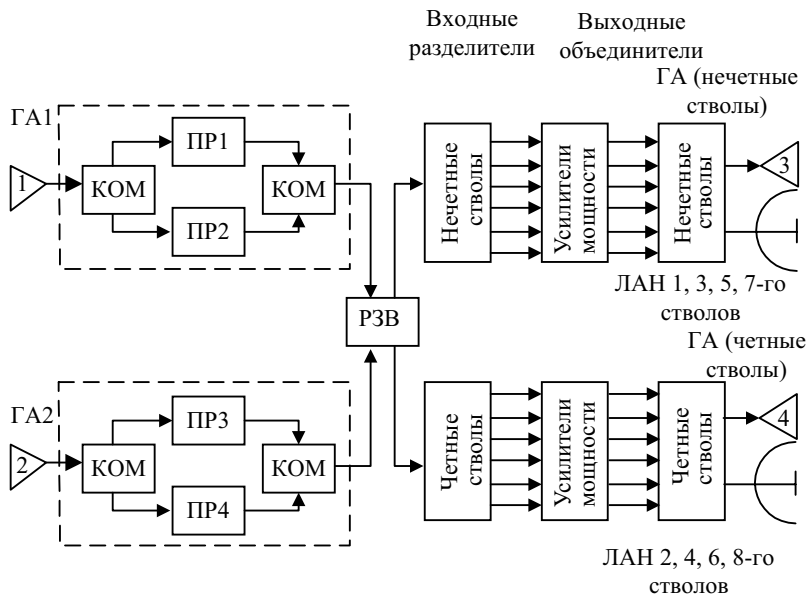


Рис. 5.10

причем *ПР2* и *ПР4* являются резервными. Каждый из четырех приемников состоит из усилителя на туннельном диоде (диапазон линии вверх – 6 ГГц), малошумящего предварительного усилителя, полосового заграждающего фильтра диапазона 4 ГГц (линия вниз), который обеспечивает затухание вне рабочей полосы частот. Через выходные коммутаторы приемных модулей и трехдецибильный разветвитель (*РЗВ*) сигналы поступают на входные разделители нечетных (1, 3, 5, 7, 9, 11) и четных (2, 4, 6, 8, 10, 12) ствол

Принятые в полосе частот шириной 500 МГц сигналы транспонируются в ретрансляторе из диапазона приема 6 ГГц в диапазон передачи 4 ГГц.

Четные и нечетные входные устройства частотного разделения (*входные разделители*) содержат по 6 полосовых фильтров с шириной полосы 36 МГц, как показано на частотном плане (рис. 5.11).



Рис. 5.11

Смежные частотные стволы ретранслятора разнесены по частоте на 40 МГц и между ними имеется защитный частотный интервал в 4 МГц. Характеристики каждого из 12 разделительных фильтров *четных* и *нечетных ствол*ов корректируются независимо друг от друга.

Последовательно с этими фильтрами включены основные и резервные усилители на *ЛБВ*, фильтры гармоник и переключатели (*выходные объединители*) для передачи сигналов на соответствующие передающие антенны. На рис. 5.10 показаны глобальные передающие антенны ГА-3 (9-й и 11-й стволы) и ГА-4 (10-й и 12-й стволы) и локальные передающие антенны (*ЛАН*) нечетных (1, 3, 5, 7) и четных (2, 4, 6, 8) стволов ретранслятора. Для повышения надежности ретрансляторов большая часть их блоков резервируется.

### 5.5.2. Земные станции спутниковых систем связи

Рассмотрим принцип работы земной станции спутниковой системы [16]. Укрупненная структурная схема типичной земной станции спутниковой системы связи показана на рис. 5.12. Несущие колебания, модулированные аналоговыми или цифровыми сигналами, поступают от абонентских модемов на земную станцию на промежуточной частоте (*ПЧ*). Панель коммутаций обеспечивает подключение абонентского сигнала к одному (любому) из нескольких преобразователей частоты (*Прч*).

При неисправности преобразователя панель коммутаций автоматически подключает абонентский сигнал к резервному *Прч*. Каждый из преобразователей транспонирует сигнал промежуточной частоты путем однократного или двукратного преобразования в диапазон радиочастот для последующего усиления и передачи. Перестраиваемые синтезаторы частоты (*СЧ*), используемые в *Прч*, синхронизируются с

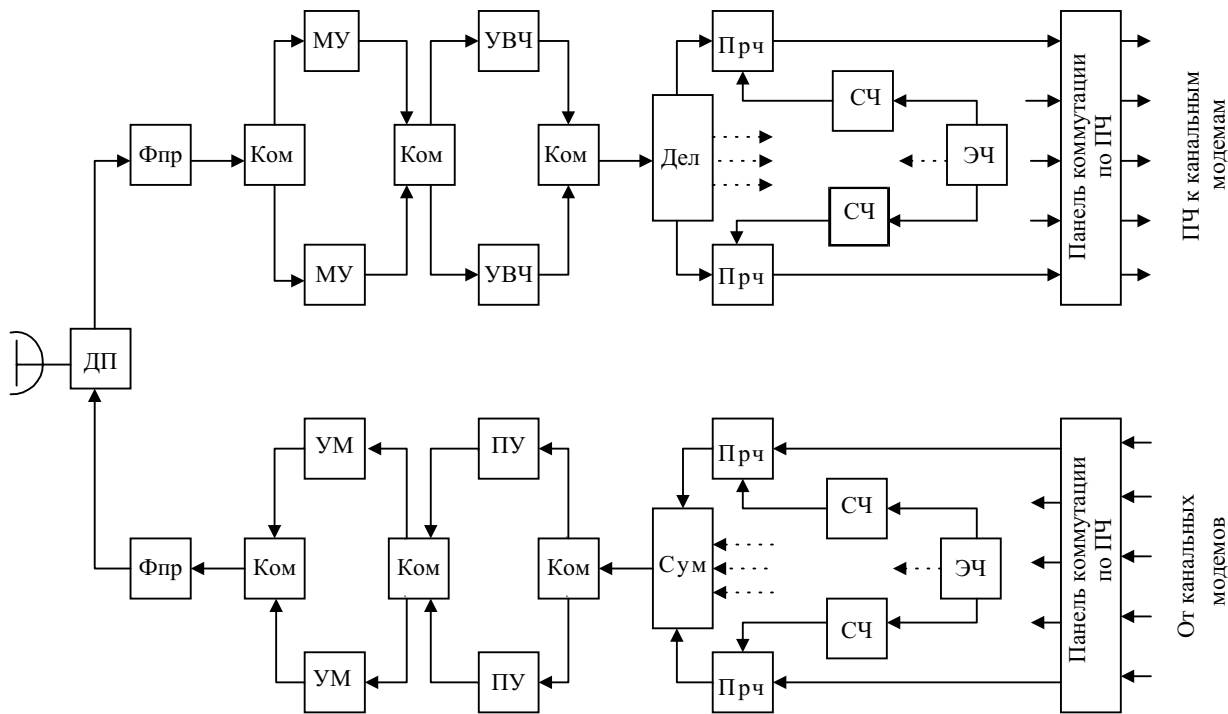


Рис. 5.12

помощью ФАПЧ с эталоном частоты (обычно цезиевым) ( $\mathcal{ЭЧ}$ ), а требуемый номинал частоты сигнала достигается применением синхронизируемого умножителя частоты [16]. Вместо рассмотренных сложных синтезаторов частоты часто используют местный генератор сигналов фиксированной частоты, а необходимую перестройку реализуют на ПЧ. Фильтры промежуточной частоты в Прч включают корректоры амплитудно-частотной характеристики и характеристики группового времени запаздывания.

Усиление СВЧ-сигналов осуществляется в предварительном усилителе мощности (ПУ) и выходном усилителе мощности (УМ), которые обычно реализуются на ЛБВ и имеют широкую полосу пропускания.

Выходная мощность УМ должна устанавливаться с высокой точностью (0,5 дБ и менее) в широком интервале мощностей (100 Вт...1кВт и более) с тем, чтобы только выделенная данной станции доля выходной мощности спутникового ретранслятора была фактически использована для передачи ее сигналов [16]. Далее выходной сигнал в полосе частот передачи подвергается фильтрации, чтобы уменьшить уровень паразитных компонент преобразования на выходе смесителя в полосе частот для исключения перегрузки усилителей приемного тракта ЗС. Затем передаваемый сигнал подводится к развязывающему дуплексеру (ДП) и излучается (с соответствующей поляризацией) антенной.

На входе приемника ЗС мощность сигнала определяется эффективной излучаемой мощностью спутникового ретранслятора, которая ослабляется потерями в пространстве примерно на 200 дБ [16]. Поэтому должна обеспечиваться очень большая развязка между трактом передачи и трактом приема ЗС дуплексером (ДП) и фильтрами трактов приема ( $\Phi_{np}$ ) и передачи ( $\Phi_{nd}$ ).

Принимаемые антенной сигналы проходят через дуплексер, фильтр тракта приема ( $\Phi_{np}$ ), усиливаются широкополосным малошумящим усилителем (параметрическим или усилителем на туннельном диоде) (МУ) и предварительным усилителем (Увч). Выходные СВЧ-сигналы усилителей поступают на делитель мощности (Дел), который распределяет сигналы на ряд преобразователей. Преобразователи частоты преобразуют СВЧ-сигналы в сигналы промежуточной частоты. Использование одинаковых промежуточных частот в трактах передачи и приема позволяет использовать одинаковые частоты в модемах потребителей. Синтезатор опорных частот в понижающем преобразователе

имеет шаг перестройки частоты 1 кГц. Синтезатор синхронизируют с помощью ФАПЧ с тем же генератором сигналов стандартной частоты, который имеется в повышающем преобразователе и используется только в данной станции.

## **5. 6. Многостанционный доступ в системах спутниковой связи**

Спутниковые ретрансляторы и аппаратура наземных абонентов реализуют возможность совместной работы большого числа корреспондентов с заданным качеством связи за счет использования частотно-временных и энергетических ресурсов ССС и многостанционного доступа. Задачей многостанционного доступа является организация эффективного использования ресурсов ретранслятора и их распределения между потребителями с учетом объемов информационных потоков. На практике получили применение следующие методы многостанционного доступа: постоянное закрепление каналов за абонентом, свободный (произвольный) доступ, предоставление каналов по требованию.

Постоянное закрепление каналов за абонентом целесообразно при постоянстве и стабильности информационных потоков в каналах.

Свободный доступ организуется путем посылки сообщений в произвольные моменты времени, однако при наложении посылок во времени необходимо повторять передачу.

При предоставлении каналов по требованию ресурсы ретранслятора распределяются между абонентами в соответствии с их запросами. Этот способ реализует динамическое управление ресурсами и их эффективное использование.

Многостанционный доступ осуществляется на основе частотного, временного, пространственного и поляризационного разделения сигналов каналов, предоставленных отдельным пользователям ССС [3, 4, 16]. Различают многостанционный доступ с частотным разделением (МДЧР) и с временным разделением (МДВР). Методы пространственной и поляризационной селекции реализуются в системах МДЧР и МДВР в виде их составной части.

### ***5.6.1. Многостанционный доступ с частотным разделением***

Метод частотного разделения каналов, используемый в радиорелейных линиях связи, применен в ССС без существенных изменений [3, 4]. При МДЧР полоса частот, выделяемая ИСЗ, разделяется на ряд состав-

ных частотных полос, в пределах каждой из которых назначается своя несущая. Различают МДЧР с одним каналом на несущую (ОКН) и МДЧР с множеством каналов на несущую (МКН). В последнем случае используется частотное уплотнение каналов.

В простейшем варианте многостанционного доступа каждый из сигналов от одной и той же или от нескольких ЗС передается на своей несущей частоте по отдельному, не перекрывающемуся с другими частотному каналу. Пример распределения каналов в пределах полосы частот 36 МГц ствола ретранслятора одной из ССС – "Интелсат-IV" [16] показан на рис. 5.13.

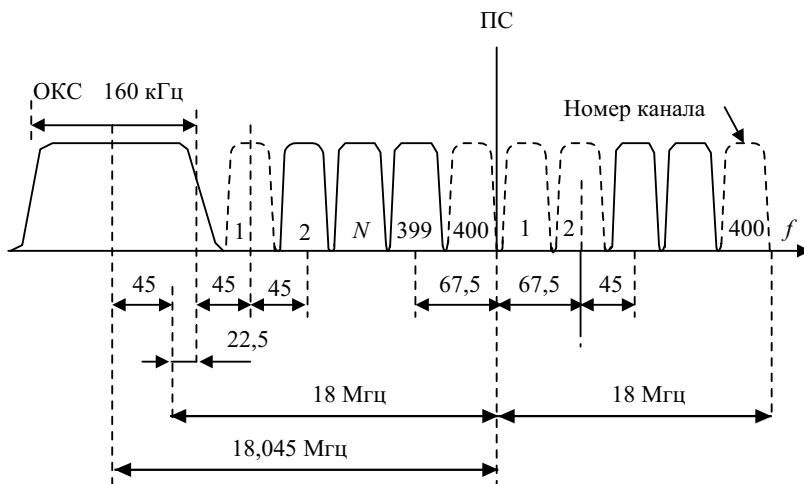


Рис. 5.13

В ССС реализован метод предоставления каналов по требованию с использованием МДЧР с распределением каналов, показанных на рисунке. Частота пилот-сигнала (ПЧ) по ПЧ составляет 70 МГц, на линии вверх – 6,320 ГГц, на линии вниз – 4,095 ГГц [12].

В стволе ИСЗ расположены 800 симплексных телефонных каналов шириной 45 кГц и общий канал сигнализации (ОКС) шириной 160 кГц, по которому передаются требования на занятие частотных каналов и подтверждение о временном закреплении этих каналов за абонентами. При каждом требовании или завершении разговора абонентом ЗС каналы присваиваются или освобождаются аппаратурой предоставления каналов по требованию, использующей общий канал сигнализации.

Каждая ЗС приводит таким образом в соответствие текущую регистрацию свободных несущих частот. Эта регистрация непрерывно обновляется каждой ЗС, использующей ОКС, чтобы определить, какие каналы заняты другими станциями.

В канале запроса, который используется всеми земными станциями данной ССС, применяется МДВР с закрепленными каналами, сигналы с двухфазной ФМ при скорости передачи 128 кбит/с. Цикл передачи составляет 50 мс при величине канального интервала 1 мс. В сети, состоящей из 50 земных станций, каждая из них имеет возможность требовать канал связи один раз за 50 мс. Устанавливая доступ ЗС ждет время прохождения сигнала, равное 0,24 с, необходимое для принятия вызова требуемой станцией. Вызывающая станция автоматически выбирает случайную пару частот из совокупности неиспользуемых в данный момент несущих, что обеспечивает ведение дуплексной связи.

Основным недостатком МДЧР является наличие интермодуляционных помех, вызванных проникновением модулирующих сигналов из одного канала в другой и обусловленных нелинейностью амплитудных характеристик выходных каскадов стволов.

### ***5.6.2. Многостанционный доступ с временным разделением***

Многостанционный доступ с разделением сигналов по времени (МДВР) является основной альтернативой МДЧР. Эффективность использования мощности спутника при МДВР достигает 90%, в то время как при МДЧР требуется снижение мощности относительно допустимой на 3...6 дБ для уменьшения продуктов искажения. Системы МДВР позволяют использовать практически полную мощность и всю полосу частот ствола, но аппаратура управления ССС является более сложной, чем при МДЧР, так как необходимо обеспечить строгую временную синхронизацию работы потребителей. Для осуществления синхронизации на одну из наземных РС спутниковой системы связи возлагаются обязанности ведущей станции [4, 16]. Ведущая РС генерирует опорный пакет, принимаемый всеми остальными РС данной ССС, который используется ими в качестве опорного сигнала для синхронизации своих посылок. Структура кадра, соответствующего одному циклу работы ССС, включающего  $N$  субкадров (информационных пакетов), показана на рис. 5.14 [12].

В начале кадра излучается опорный пакет (ОП), после которого с определенными временными сдвигами  $T_A, T_B, T_C, \dots, T_N$  относительно начала ОП передаются субкадры (*информационные пакеты*), генериру-



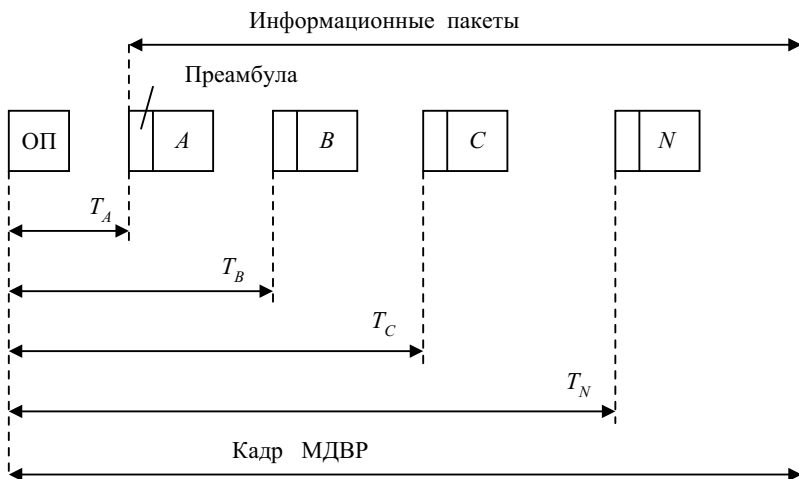


Рис. 5.14

емые пользователями. В начале каждого информационного пакета следует его *преамбула*, обеспечивающая синхронизацию приемной аппаратуры адресата и передачу служебной информации [4, 16]. Используя данные о координатах ИСЗ и абонента, рассчитывается задержка посланного потребителем на ИСЗ сигнала.

Информационный пакет каждого потребителя передается в момент времени, обеспечивающий его положение в позиции, отведенной в кадре. Пакет МДВР заканчивается сигналом, обозначающим конец пакета. Для вхождения РС в синхронизацию используется посылка абонентом укороченного пакета, содержащего только преамбулу, с помощью которого уточняется задержка и осуществляется точная установка информационного пакета в кадр (*МДВР*). Поскольку при МДВР в каждый момент действует только один пакет, то интермодуляционных помех не возникает.

**Сведения из теории марковских последовательностей  
и процессов**

**1. Марковские последовательности.** Пусть случайные величины  $\lambda_m = \lambda(t_m)$  в некоторые дискретные моменты времени  $t_1 < t_2 \dots < t_m < \dots < t_M$  принимают непрерывное многообразие возможных значений. Под  $\lambda_m$  можно понимать, например, временные отсчеты непрерывного процесса  $\lambda(t)$ , используемые в импульсных системах радиосвязи [6].

**Определение.** Последовательность случайных величин  $\lambda_m$  называется марковской, если при любом  $m$  для условных плотностей вероятности  $\pi_m(\lambda_m/\lambda_1, \dots, \lambda_{m-1})$  или условных функций распределения  $F_m(\lambda_m/\lambda_1, \dots, \lambda_{m-1})$  выполняются соотношения [13]

$$\pi_m(\lambda_m/\lambda_1, \dots, \lambda_{m-1}) = \pi_m(\lambda_m/\lambda_{m-1}), \quad (\text{П1.1})$$

$$F_m(\lambda_m/\lambda_1, \dots, \lambda_{m-1}) = F_m(\lambda_m/\lambda_{m-1}). \quad (\text{П1.2})$$

Условные вероятности  $F_m(\lambda_m/\lambda_{m-1})$  принято называть вероятностями перехода, а плотности вероятности  $\pi_m(\lambda_m/\lambda_{m-1})$  – плотностями вероятности перехода. Из формулы (1) следует, что совместная плотность вероятности рассматриваемых случайных величин выражается через плотность вероятности начального состояния  $p_1(\lambda_1)$  и плотности вероятности перехода  $\pi_m(\lambda_m/\lambda_{m-1})$ ,  $m = 2, \dots, M$ , а именно

$$p(\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_m) = p_1(\lambda_1) \prod_{\mu=2}^M \pi_{\mu}(\lambda_{\mu}/\lambda_{\mu-1}). \quad (\text{П1.3})$$

Плотность вероятности перехода удовлетворяет уравнению

$$\pi(\lambda_m/\lambda_{\mu}) = \int_{-\infty}^{\infty} \pi(\lambda_m/\lambda_n) \pi(\lambda_n/\lambda_{\mu}) d\lambda_n, \quad m > n > \mu, \quad (\text{П1.4})$$

являющемуся частным случаем уравнения Колмогорова–Чепмена [13, 15].

Марковская последовательность является однородной, если плотности вероятностей перехода  $\pi(\lambda_m / \lambda_{m-1})$  не зависят от  $m$ . Марковская последовательность является стационарной, если она однородна и все состояния  $\lambda_m$  имеют одну и ту же плотность вероятности  $p_m(\lambda_m) = p(\lambda_m)$ .

**2. Непрерывнозначный марковский процесс.** Непрерывнозначные марковские процессы часто называют диффузионными процессами [13, 15]. Непрерывные процессы характеризуются тем, что в любом малом интервале времени  $\Delta t$  имеют малое (порядка  $\sqrt{\Delta t}$ ) изменение состояния.

**Определение.** Пусть в последовательные моменты времени  $t_0 < t_1 \dots < t_{m-1} < \dots < t_m$  случайный процесс  $\lambda(t)$  принимает значения  $\lambda_0 = \lambda(t_0)$ ,  $\lambda_1 = \lambda(t_1)$ , ...,  $\lambda_{m-1} = \lambda(t_{m-1})$ ,  $\lambda_m = \lambda(t_m)$ . Процесс  $\lambda(t)$  называется марковским, если условные плотности вероятностей

$$\begin{aligned} \pi_m(\lambda_m, t_m / \lambda_{m-1}, t_{m-1}; \dots; \lambda_1, t_1; \lambda_0, t_0) &= \\ &= \frac{P_{m+1}(\lambda_0, \dots, \lambda_m, t_0, \dots, t_m)}{P_m(\lambda_0, \dots, \lambda_{m-1}, t_0, \dots, t_{m-1})} = \\ &= \pi(\lambda_m, t_m / \lambda_{m-1}, t_{m-1}), \quad m > 1, \end{aligned} \tag{П1.5}$$

зависят только от последнего значения  $\lambda_{m-1}$  в момент  $t_{m-1}$  и не зависят от других более ранних значений.

Таким образом, будущее поведение марковского процесса не зависит от прошлого, если известно его состояние в настоящий момент времени. Поэтому марковские процессы называются процессами без последдействия. Для марковских процессов можно в соответствии с (5) записать

$$\begin{aligned} P_{m+1}(\lambda_0, \dots, \lambda_m, t_0, \dots, t_m) &= \\ &= \pi(\lambda_m, t_m / \lambda_{m-1}, t_{m-1}) P_m(\lambda_0, \dots, \lambda_{m-1}, t_0, \dots, t_{m-1}). \end{aligned}$$

Интегрируя данное равенство по  $\lambda_0$  на основании условия согласованности плотностей вероятностей получим

$$P_m(\lambda_1, \dots, \lambda_m, t_1, \dots, t_m) = \\ = \pi(\lambda_m, t_m / \lambda_{m-1}, t_{m-1}) P_{m-1}(\lambda_1, \dots, \lambda_{m-1}, t_1, \dots, t_{m-1})'$$

Условную плотность вероятности, являющуюся первым множителем в правой части данного равенства, принято называть плотностью вероятности перехода. Применяя использованное соотношение последовательно для разных  $m$ , получим, что многомерные плотности вероятностей марковских процессов выражаются через плотность вероятности перехода и одномерную начальную плотность вероятности  $p(\lambda_0, t_0)$  следующим образом:

$$P_{m+1}(\lambda_0, \dots, \lambda_m, t_0, \dots, t_m) = \\ = \pi(\lambda_m, t_m / \lambda_{m-1}, t_{m-1}) \pi_m(\lambda_{m-1}, t_{m-1} / \lambda_{m-2}, t_{m-2}) \times \\ \times \pi(\lambda_1, t_1 / \lambda_0, t_0) p(\lambda_0, t_0). \quad (\text{П1.6})$$

Следовательно, начальная одномерная плотность вероятности и плотность вероятности перехода полностью определяют марковский процесс. Плотность вероятности перехода удовлетворяет нескольким условиям. Она неотрицательна и удовлетворяет условию нормировки

$$\pi(\lambda, t / \lambda_0, t_0) \geq 0; \quad \int_{\Lambda} \pi(\lambda, t / \lambda_0, t_0) d\lambda = 1, \quad \lambda \in \Lambda, \quad (\text{П1.7})$$

и переходит в дельта-функцию при совпадении рассматриваемых моментов времени:

$$\lim_{t \rightarrow t_0} \pi(\lambda, t / \lambda_0, t_0) = \delta(\lambda - \lambda_0). \quad (\text{П1.8})$$

**3. Уравнение Фоккера–Планка–Колмогорова для плотности вероятности перехода.** Плотность вероятности перехода  $\pi(\lambda, t / \lambda_0, t_0)$ ,  $t > t_0$  непрерывного марковского процесса удовлетворяет следующему уравнению в частных производных [13, 15]:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial t} \pi(\lambda, t / \lambda_0, t_0) = \\ & = -\frac{\partial}{\partial t} [a(\lambda, t) \pi(\lambda, t / \lambda_0, t_0)] + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} [b(\lambda, t) \pi(\lambda, t / \lambda_0, t_0)]. \quad (\text{П1.9}) \end{aligned}$$

где коэффициенты  $a(\lambda, t)$  и  $b(\lambda, t)$  называют коэффициентами сноса и диффузии или локальными характеристиками процесса  $\lambda(t)$ .

Коэффициент сноса  $a(\lambda, t)$  характеризует среднее значение локальной скорости, а коэффициент диффузии  $b(\lambda, t)$  – локальную скорость изменения дисперсии приращения марковского процесса. Коэффициенты сноса и диффузии определяются выражениями:

$$a(\lambda, t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} M_1 \left\{ \frac{[\lambda(t + \Delta t) - \lambda(t)]}{\Delta t} / \lambda(t) \right\}, \quad (\text{П1.10})$$

$$b(\lambda, t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} M_1 \left\{ \frac{[\lambda(t + \Delta t) - \lambda(t)]^2}{\Delta t} / \lambda(t) \right\}, \quad (\text{П1.11})$$

где  $M_1\{\bullet\}$  – оператор математического ожидания.

Уравнение (9) называется уравнением Фоккера–Планка–Колмогорова (прямым уравнением, так как в нем используется производная по конечному моменту времени  $t > t_0$ ). Вывод уравнения (9) приводится, например, в [13,15].

**Н а ч а л ь н ы е у с л о в и я.** Линейное уравнение в частных производных (9) относится к параболическому типу. Его решения должны удовлетворять условиям (7) и начальному условию

$$\pi(\lambda, t_0 / \lambda_0, t_0) = \delta(\lambda - \lambda_0). \quad (\text{П1.12})$$

Решение уравнения (9) для неограниченного пространства при начальном условии (12) называется фундаментальным решением задачи Коши.

Если значение марковского процесса  $\lambda(t)$  в начальный момент времени  $t_0$  не фиксировано, а является случайным и имеет плотность вероятности  $p_0(\lambda)$ , то в качестве начального условия указывается эта плотность вероятности

$$p(\lambda, t_0) = p_0(\lambda). \quad (\text{П1.13})$$

**4. Уравнение Фоккера–Планка–Колмогорова для плотности вероятности марковского процесса в произвольный момент времени.** Необходимую для решения задач фильтрации плотность вероятности в произвольный момент времени можно вычислить следующим образом [13]. Используя условие согласованности плотностей вероятности, имеем

$$p(t, \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\lambda_0, t_0) \pi(\lambda, t / \lambda_0, t_0) d\lambda_0. \quad (\text{П1.14})$$

Отсюда видно, что при заданном начальном распределении  $p(\lambda, t_0) = p_0(\lambda)$  для определения  $p(\lambda, t)$  нужно найти фундаментальное решение уравнения (9) при начальном условии (12). Второй путь позволяет сразу искать решение уравнения Фоккера–Планка–Колмогорова для плотности  $p(\lambda, t)$  с начальным условием (13). Для этого умножим (9) на  $p(\lambda_0, t_0)$ , проинтегрируем по  $\lambda_0$  и с учетом (14) получим

$$\frac{\partial}{\partial t} p(\lambda, t) = -\frac{\partial}{\partial t} [a(\lambda, t) p(\lambda, t)] + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} [b(\lambda, t) p(\lambda, t)]. \quad (\text{П1.15})$$

Таким образом, одномерная плотность вероятности  $p(\lambda, t)$ , представляющая для многих задач непосредственный практический интерес, удовлетворяет уравнению Фоккера–Планка–Колмогорова (15).

При решении уравнения (15) нужно использовать в качестве начального условия (13), а также указать граничные условия.

**Г р а н и ч н ы е у с л о в и я.** Граничные условия определяются сущностью задачи и могут быть весьма разнообразными. Формулировка граничных условий и их интерпретация рассмотрены в [13, 15]. Если

случайный процесс  $\lambda(t)$  может принимать значения в области  $\Lambda = (-\infty, \infty)$ , то в практических задачах выполняются условия [15]

$$p(-\infty, t) = p(\infty, t) = 0, \quad (\text{П1.16})$$

которые называют нулевыми граничными условиями. В тех случаях, когда функция  $\lambda(t)$  принимает ограниченные значения на интервале  $\Lambda = (a, b)$ , уравнение (15) следует рассматривать в данной области. При этом плотность вероятности  $p(\lambda, t)$  должна обращаться в нуль на границах

$$p(a, t) = p(b, t) = 0, \quad (\text{П1.17})$$

а граничное условие называется условием поглощающих границ [13, 15].

**5. Связь уравнения Фоккера–Планка–Колмогорова с дифференциальным уравнением случайного процесса.** Известно, что марковский процесс полностью описывается своими локальными характеристиками. Рассмотрим правила вычисления этих характеристик по исходному стохастическому дифференциальному уравнению. Пусть одномерный марковский процесс  $\lambda(t)$  формируется фильтром, описываемым стохастическим дифференциальным уравнением вида

$$\frac{d\lambda}{dt} = f(\lambda, t) + g(\lambda, t)n_\lambda(t), \quad (\text{П1.18})$$

где  $f(\lambda, t)$  и  $g(\lambda, t)$  – детерминированные дифференцируемые функции;  $n_\lambda(t)$  – белый гауссовский шум (из которого формируется сообщение  $\lambda(t)$ ) с нулевым математическим ожиданием  $M_1\{n(t)\} = 0$ , односторонней спектральной плотностью  $N_\lambda/2$  и корреляционной функцией  $M_1\{n(t_1)n(t_2)\} = (N_\lambda/2)\delta(t_1 - t_2)$ .

Формулы, определяющие выражения для локальных характеристик, зависят от того, в какой форме записано стохастическое дифференциальное уравнение типа (П1.18).

1. Если уравнение (П1.18) записано в форме Ито [13], то исходя из (П1.10) и (П1.11) коэффициенты сноса и диффузии определяются выражениями [15]

$$a(\lambda, t) = f(\lambda, t), \quad b(\lambda, t) = \frac{N_\lambda}{2} g^2(\lambda, t). \quad (\text{П1.19})$$

2. Если уравнение (П1.18) записано в симметризованной форме, то коэффициенты сноса и диффузии имеют вид [15]

$$a(\lambda, t) = f(\lambda, t) + \frac{N_\lambda}{4} g(\lambda, t) \frac{\partial g(\lambda, t)}{\partial \lambda}, \quad b(\lambda, t) = \frac{N_\lambda}{2} g^2(\lambda, t). \quad (\text{П1.20})$$

Выражения для локальных характеристик векторных марковских процессов  $\lambda(t)$ , заданных системой стохастических дифференциальных уравнений, приведены в [13, 15]. Отметим, что по заданному уравнению Фоккера–Планка–Колмогорова можно найти исходное стохастическое дифференциальное уравнение.

В третьем разделе стохастические дифференциальные уравнения вида (П1.18) при  $g(\lambda, t) = 1$  записаны в симметризованной форме.



### Вывод уравнений нелинейной фильтрации

Уравнение Р. Л. Стратоновича для апостериорной плотности вероятности (3.48) является интегродифференциальным уравнением в частных производных и в общем случае не имеет точного решения. Исключением является случай линейной фильтрации, в котором сообщение представляет собой гауссовский марковский случайный процесс и полезный сигнал линейно зависит от сообщения  $\lambda(t)$ . В этом случае АПВ описывается нормальным законом распределения.

В общем случае в практическом плане задача сводится к отысканию приближенных уравнений фильтрации, обеспечивающих удовлетворительную погрешность и простую техническую реализацию. Существуют различные способы приближенного решения уравнения Р. Л. Стратоновича (3.48), обеспечивающие построение алгоритмов нелинейной фильтрации. Наибольшее распространение получил приближенный способ решения, основанный на аппроксимации апостериорной плотности  $p(t, \lambda)$  нормальной плотностью вероятности (гауссовское приближение). Получаемые при этом алгоритмы принято называть квазиоптимальными или квазилинейными [14, 15].

При отыскании квазиоптимальных алгоритмов нелинейной фильтрации используют несколько методов, в том числе: метод построения алгоритмов, основанный на разложении коэффициентов сноса  $a(t, \lambda)$ , диффузии  $b(t, \lambda)$  и функции  $F(t, \lambda)$  в ряд Тейлора в точке  $\hat{\lambda}$ ; метод текущей линеаризации и другие [14].

Особое место занимает метод построения алгоритмов нелинейной фильтрации гауссовских сообщений, асимптотически оптимальных как при малых, так и при больших отношениях сигнал/шум [14]. Учитывая большую прикладную значимость данного способа, из методических соображений проведем подробные преобразования при построении уравнений фильтрации.

## Одномерные уравнения наблюдения и сообщения

Рассмотрим одномерные уравнение сообщения и уравнение наблюдения

$$\frac{d\lambda}{dt} = g(t, \lambda) + n_\lambda(t),$$

$$\frac{d\lambda}{dt} = g(t, \lambda) + n_\lambda(t).$$

Уравнение для апостериорной плотности вероятности  $p(t, \lambda) = p(t, \lambda / \xi_0^t)$  в данном случае имеет вид [14]

$$\begin{aligned} \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial t} = & \left\{ -\frac{\partial}{\partial \lambda} [g(t, \lambda) p(t, \lambda)] + \frac{1}{4} N_\lambda(t) \frac{\partial^2 p(t, \lambda)}{\partial \lambda^2} \right\} + \\ & + [F(t, \lambda) - F(t)] p(t, \lambda), \end{aligned} \quad (\text{П2.1})$$

где  $\lambda \in \Lambda$ , функции  $F(t, \lambda)$  и  $F(t)$  определяются исходя из (3.49) выражениями

$$F(t, \lambda) = -\frac{1}{2} [\xi(t) - s(t, \lambda)]^T N^{-1} [\xi(t) - s(t, \lambda)],$$

$$F(t) = \int_{\Lambda} F(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda.$$

При построении уравнений фильтрации за  $p(t, \lambda)$  исходную принимаем нормальную апостериорную плотность вероятности

$$p(t, \lambda) = \frac{1}{(2\pi R(t))^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{[\lambda - \hat{\lambda}(t)]^2}{2R(t)} \right\}, \quad (\text{П2.2})$$

где  $\hat{\lambda}(t)$  и  $R(t)$  – математическое ожидание и дисперсия ошибки оценивания, которые полностью определяют  $p(t, \lambda)$ . Выведем уравнения для алгоритма нелинейной фильтрации.

**Вывод уравнения оценивания.** Умножим обе части (1) на  $\lambda$  и проинтегрируем по области возможных значений  $\Lambda=(a, b)$ . В результате получим уравнение

$$\int_{\Lambda} \lambda \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial t} d\lambda = \int_{\Lambda} \lambda \left\{ -\frac{\partial}{\partial \lambda} [g(t, \lambda) p(t, \lambda)] + \frac{1}{4} N_{\lambda}(t) \frac{\partial^2 p(t, \lambda)}{\partial \lambda^2} \right\} d\lambda + \int_{\Lambda} \lambda [F(t, \lambda) - F(t)] p(t, \lambda) d\lambda. \quad (\text{П2.3})$$

В уравнении (3)  $\lambda$  является параметром (не меняется во времени). Поэтому левая часть (3) с учетом выражения (3.10) для оценки  $\hat{\lambda}$  равна

$$\int_{\Lambda} \lambda \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial t} d\lambda = \frac{\partial}{\partial t} \int_{\Lambda} \lambda p(t, \lambda) d\lambda = \frac{\partial \hat{\lambda}(t)}{\partial t}. \quad (\text{П2.4})$$

Интеграл в четвертом слагаемом правой части выражения (3) равен

$$\int_{\Lambda} \lambda F(t) p(t, \lambda) d\lambda = F(t) \int_{\Lambda} \lambda p(t, \lambda) d\lambda = \hat{\lambda} F(t) = \hat{\lambda} \int_{\Lambda} F(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda.$$

В результате (для сокращения записи воспользуемся введенным в разд. 3 обозначением для оператора Фоккера–Планка–Колмогорова) уравнение (3) преобразуется к виду

$$\frac{\partial \hat{\lambda}(t)}{\partial t} = \int_{\Lambda} \lambda L(p(t, \lambda)) d\lambda + \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda}) F(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda. \quad (\text{П2.5})$$

Для отыскания значений интегралов в уравнении (5) будем использовать формулу интегрирования по частям

$$\int_a^b u dv = u v \Big|_a^b - \int_a^b v du, \quad (\text{П2.6})$$

и учитывать граничные условия  $p(t, \lambda = a) = p(t, \lambda = b) = 0$ ,  $\lambda(t) \in [a, b]$ , рассмотренные в [13...15] и приведенные в Прил. 1.

Запишем выражение для первого слагаемого, входящего в правую часть (5), в развернутом виде

$$I_1 = \int_{\Lambda} \lambda L(p(t, \lambda)) d\lambda = \int_{\Lambda} \lambda \frac{\partial}{\partial \lambda} \left\{ -g(t, \lambda) p(t, \lambda) + \frac{1}{4} N_{\lambda} \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda} \right\} d\lambda.$$

Проинтегрируем первое слагаемое в фигурных скобках

$$I_{11} = - \int_{\Lambda} \lambda \frac{\partial}{\partial \lambda} \{ g(t, \lambda) p(t, \lambda) \} d\lambda.$$

Полагаем  $u = \lambda$ ,  $du = d\lambda$ ,  $dv = \frac{\partial}{\partial \lambda} [g(t, \lambda) p(t, \lambda)]$ , а неопределенный интеграл, определяющий  $v$ , дает (константу опустим)

$$v = \int \frac{\partial}{\partial \lambda} \{ g(t, \lambda) p(t, \lambda) \} d\lambda = \frac{d}{d\lambda} \int \{ g(t, \lambda) p(t, \lambda) \} d\lambda = g(t, \lambda) p(t, \lambda).$$

В соответствии с формулой интегрирования по частям и граничными условиями  $p(t, a) = p(t, b) = 0$ , получим

$$\begin{aligned} I_{11} &= - \int_{\Lambda} \lambda \frac{\partial}{\partial \lambda} \{ g(t, \lambda) p(t, \lambda) \} d\lambda = - \lambda g(t, \lambda) p(t, \lambda) \Big|_a^b + \\ &+ \int \frac{d}{d\lambda} \left[ \int_{\Lambda} g(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda \right] d\lambda = \int_{\Lambda} g(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda. \end{aligned}$$

Найдем выражение для второго слагаемого в фигурных скобках, причем в данном случае

$$u = \lambda, \quad dv = \frac{\partial}{\partial \lambda} \left\{ \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda} \right\}, \quad du = d\lambda, \quad v = \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda}.$$

Интегрируя по частям, легко убедиться, что интеграл

$$I_{12} = \int_A^B \lambda \frac{\partial}{\partial \lambda} \left\{ \frac{1}{4} N_{\lambda} \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda} \right\} d\lambda = 0.$$

В результате получим, что первое слагаемое в уравнении (5) равно

$$I_1 = \int_{\Lambda} \lambda L(p(t, \lambda)) d\lambda = \int_{\Lambda} g(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda. \quad (\text{П2.7})$$

Второе слагаемое в (5) имеет вид

$$I_2 = \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda}) F(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda. \quad (\text{П2.8})$$

Для отыскания значения интеграла (8) предварительно запишем производную апостериорной плотности (2). Используя правило дифференцирования сложных функций, имеем

$$\begin{aligned} \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda} &= \frac{\partial}{\partial \lambda} \left[ \frac{1}{(2\pi R(t))^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{[\lambda - \hat{\lambda}(t)]^2}{2R(t)} \right\} \right] = \\ &= - \left[ \frac{1}{(2\pi R(t))^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{[\lambda - \hat{\lambda}(t)]^2}{2R(t)} \right\} \right] \frac{(\lambda - \hat{\lambda}(t))}{R(t)} = -p(t, \lambda) \frac{(\lambda - \hat{\lambda})}{R}. \end{aligned} \quad (\text{П2.9})$$

Сравнивая (8) с (9), видим, что входящее в подынтегральную функцию в (8) произведение

$$(\lambda - \hat{\lambda}) p(t, \lambda) = -R \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda}, \quad (\text{П2.10})$$

и, следовательно, получим

$$I_2 = \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda}) F(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda = -R \int_{\Lambda} F(t, \lambda) \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda} d\lambda.$$

Для определения  $I_2$  в правой части данного соотношения используем формулу интегрирования по частям и те же граничные условия. Полагая

$$u = F(t, \lambda), \quad d v = \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda}, \quad d u = \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda}, \quad v = p(t, \lambda),$$

получим интересующий нас результат

$$\begin{aligned}
 I_2 &= -R F(t, \lambda) p(t, \lambda) \Big|_a^b + R \int_{\Lambda} \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda} p(t, \lambda) d\lambda = \\
 &= R \int_{\Lambda} \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda} p(t, \lambda) d\lambda. \quad (\text{П2.11})
 \end{aligned}$$

В итоге уравнение оценивания с учетом соотношений (4), (7) и (11) можно представить в виде

$$\frac{\partial \hat{\lambda}(t)}{\partial t} = \int_{\Lambda} g(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda + R \int_{\Lambda} \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda} p(t, \lambda) d\lambda. \quad (\text{П2.12})$$

**Вывод уравнения для апостериорной дисперсии R.** Уравнение для апостериорной дисперсии выведем исходя из тождества

$$\frac{dR}{dt} = \frac{d}{dt} \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 p(t, \lambda) d\lambda = \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial t} d\lambda. \quad (\text{П2.13})$$

Выражение для производной  $\partial p(t, \lambda)/\partial t$  в правой части тождества (13) определяется правой частью уравнения (1). В результате его подстановки имеем

$$\begin{aligned}
 \frac{dR}{dt} &= \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 \left[ -\frac{\partial}{\partial \lambda} (g(t, \lambda) p(t, \lambda)) \right] d\lambda + \\
 &+ \frac{N\lambda}{4} \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 \frac{\partial^2 p(t, \lambda)}{\partial \lambda^2} d\lambda + \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 F(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda - \\
 &- \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 F(t) p(t, \lambda) d\lambda. \quad (\text{П2.14})
 \end{aligned}$$

Найдем входящий в (14) первый интеграл

$$I_1 = - \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 \frac{\partial}{\partial \lambda} [g(t, \lambda) p(t, \lambda)] d\lambda.$$

Полагая, что  $u = (\lambda - \hat{\lambda})^2$ ,  $dv = \frac{\partial}{\partial \lambda} [g(t, \lambda) p(t, \lambda)]$ , используем формулу интегрирования по частям и граничные условия, тогда получим

$$\begin{aligned} I_1 &= -(\lambda - \hat{\lambda})^2 \left[ g(t, \lambda) p(t, \lambda) \right] \Big|_a^b + 2 \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda}) g(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda = \\ &= 2 \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda}) g(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda. \end{aligned}$$

Учитывая соотношение (10) можем записать

$$I_1 = 2 \int_{\Lambda} [(\lambda - \hat{\lambda}) p(t, \lambda)] g(t, \lambda) d\lambda = -2R \int_{\Lambda} \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda} g(t, \lambda) d\lambda.$$

Полагая в полученном интеграле  $u = g(t, \lambda)$ ,  $dv = \partial p(t, \lambda) / \partial \lambda$ ,  $du = \partial g(t, \lambda) / \partial \lambda$ ,  $v = p(t, \lambda)$  и интегрируя, окончательно имеем

$$\begin{aligned} I_1 &= -2R g(t, \lambda) p(t, \lambda) \Big|_a^b + 2R \int_{\Lambda} \frac{\partial g(t, \lambda)}{\partial \lambda} p(t, \lambda) d\lambda = \\ &= 2R \int_{\Lambda} \frac{\partial g(t, \lambda)}{\partial \lambda} p(t, \lambda) d\lambda. \end{aligned} \quad (\text{П2.15})$$

Рассмотрим второе слагаемое выражения (14). Полагая  $u = (\lambda - \hat{\lambda})^2$ ,  $dv = \partial^2 p(t, \lambda) / \partial \lambda^2$ ,  $du = 2(\lambda - \hat{\lambda})$ ,  $v = \partial p(t, \lambda) / \partial \lambda$ , получим

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{N_\lambda}{4} \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 \frac{\partial^2 p(t, \lambda)}{\partial \lambda^2} d\lambda = \\ &= \frac{N_\lambda}{4} (\lambda - \hat{\lambda})^2 \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda} \Big|_a^b - \frac{N_\lambda}{2} \int_{\Lambda} \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda} (\lambda - \hat{\lambda}) d\lambda. \end{aligned}$$

Значение первого слагаемого равно нулю в силу граничных условий. Для вычисления интеграла во втором слагаемом положим

$$u = (\lambda - \hat{\lambda}), \quad dv = \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda}, \quad du = d\lambda, \quad v = p(t, \lambda).$$

Тогда с учетом граничных условий и условия нормировки имеем

$$I_2 = -\frac{N_\lambda}{2} (\lambda - \hat{\lambda}) p(t, \lambda) \Big|_a^b + \frac{N_\lambda}{2} \int_a^b p(t, \lambda) d\lambda = \frac{N_\lambda}{2}. \quad (\text{П2.16})$$

Выражение для третьего слагаемого в (14) с учетом соотношения (10) можно представить в виде

$$I_3 = \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 F(t, \lambda) p(t, \lambda) d\lambda = -R \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda}) F(t, \lambda) \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda} d\Lambda.$$

Полагая, что  $u = (\lambda - \hat{\lambda}) F(t, \lambda)$ ,  $dv = \partial p(t, \lambda) / \partial \lambda$ ,

$du = d[(\lambda - \hat{\lambda}) F(t, \lambda)] / d\lambda$ ,  $v = p(t, \lambda)$  и интегрируя, получим

$$I_3 = -R (\lambda - \hat{\lambda}) F(t, \lambda) p(t, \lambda) \Big|_a^b + R \int_{\Lambda} p(t, \lambda) \frac{\partial}{\partial \lambda} [(\lambda - \hat{\lambda}) F(t, \lambda)] d\lambda,$$

причем первое слагаемое равно нулю в силу граничных условий. Тогда

$$I_3 = R \int_{\Lambda} p(t, \lambda) \frac{\partial}{\partial \lambda} [(\lambda - \hat{\lambda}) F(t, \lambda)] d\lambda = R \int_{\Lambda} p(t, \lambda) F(t, \lambda) d\lambda + \\ + R \int_{\Lambda} [(\lambda - \hat{\lambda}) p(t, \lambda)] \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda} d\lambda,$$

или, используя выражение для функции  $F(t)$ , можем записать

$$I_3 = R \int_{\Lambda} [(\lambda - \hat{\lambda}) p(t, \lambda)] \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda} d\lambda + RF(t).$$

Сомножитель в квадратных скобках выразим, используя (10), тогда



$$I_3 = RF(t) - R^2 \int_{\Lambda} \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda} \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda} d\lambda.$$

Обозначим  $u = \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda}$ ,  $dv = \frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial \lambda}$  и выполним интегрирова-

ние по частям. С учетом граничных условий имеем

$$I_3 = R^2 \int_{\Lambda} \frac{\partial^2 F(t, \lambda)}{\partial \lambda^2} p(t, \lambda) d\lambda + RF(t). \quad (\text{П2.17})$$

Принимая во внимание аналитическое выражение для апостериорной дисперсии оценки  $R$ , легко убедиться, что четвертое слагаемое в (14) равно

$$I_4 = -F(t) \int_{\Lambda} (\lambda - \hat{\lambda})^2 p(t, \lambda) d\lambda = -RF(t). \quad (\text{П2.18})$$

Суммируя выражения (15)...(18), получим уравнение для апостериорной дисперсии

$$\frac{dR}{dt} = 2R \int \frac{\partial g(t, \lambda)}{\partial \lambda} p(t, \lambda) d\lambda + \frac{N_{\lambda}}{2} + R^2 \int \frac{\partial^2 F(t, \lambda)}{\partial \lambda^2} p(t, \lambda) d\lambda. \quad (\text{П2.19})$$

Выражения (П2.12) и (П2.19) при принятой аппроксимации  $p(t, \lambda)$  полностью описывают алгоритм нелинейной фильтрации сообщения.

### Многомерные уравнения наблюдения и сообщения

В общем случае наблюдения и сообщения задаются векторными уравнениями [14]

$$\xi(t) = F \{ \mathbf{s}(t, \lambda(t)); \mathbf{n}(t) \} = \mathbf{s}(t, \lambda(t)) + \mathbf{n}(t), \quad (\text{П2.20})$$

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = \mathbf{g}(t, \lambda) + \mathbf{n}_{\lambda}(t). \quad (\text{П2.21})$$

где  $\xi(t)$  – вектор-столбец наблюдений размерности  $(M \times 1)$ ;  $\mathbf{s}(t, \lambda(t))$  – сигнал, являющийся векторной функцией – столбцом размерности

$(M \times 1)$ , непрерывный по всем аргументам;  $\mathbf{n}(t)$  – вектор-столбец гауссовых белых шумов размерности  $(M \times 1)$  с нулевым вектором математических ожиданий и матрицей ковариационных функций  $M_1 \{ \mathbf{n}(t_1) \cdot \mathbf{n}(t_2)^T \} = \mathbf{N} \cdot \delta(t_1 - t_2)$ . Матрица  $\mathbf{N} = \{ N_{m,n} / 2 \}$ ,  $(m, n = 1 \dots M)$ , является симметрической, ее элементами являются деленные на два односторонние спектральные интенсивности компонент, включая и взаимные спектральные интенсивности. Векторная функция-столбец  $\mathbf{g}(t, \lambda(t))$  размерности  $(P \times 1)$  непрерывна по своим аргументам;  $\mathbf{n}_\lambda(t)$  – вектор-столбец белых гауссовых шумов с нулевыми средними и матрицей корреляционных функций  $M_1 \{ \mathbf{n}_\lambda(t_1) \cdot \mathbf{n}_\lambda(t_2)^T \} = \mathbf{N}_\lambda \delta(t_1 - t_2)$ .

Примененную методику вывода алгоритма нелинейной фильтрации можно использовать для случая многомерных наблюдений и сообщений, описываемых уравнениями (П2.20). Апостериорная плотность вероятности  $p(t, \lambda) = p(t, \lambda / \xi_0^t)$  в этом случае удовлетворяет уравнению

$$\frac{\partial p(t, \lambda)}{\partial t} = L[p(t, \lambda)] + [F(t, \lambda) - F(t)]p(t, \lambda), \quad (\text{П2.22})$$

где функции  $F(t, \lambda)$  и  $F(t)$  даются выражениями

$$F(t, \lambda) = -\frac{1}{2} [\xi(t) - \mathbf{s}(t, \lambda)]^T \mathbf{N}^{-1} [\xi(t) - \mathbf{s}(t, \lambda)],$$

$$F(t) = \int_{\Lambda} F(t, \lambda) p(t, \lambda) \mathbf{d}\lambda,$$

а  $L[p(t, \lambda)]$  – оператор Фоккера–Планка–Колмогорова, соответствующий уравнению сообщения (П2.21), определяется выражением

$$\begin{aligned} L[p(t, \lambda)] = & - \sum_{p=1}^P \frac{\partial}{\partial \lambda_p} [g_p(t, \lambda) p(t, \lambda)] + \\ & + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^P \frac{\partial^2}{\partial \lambda_p \partial \lambda_q} [N_{\lambda_{pq}} p(t, \lambda)]. \end{aligned} \quad (\text{П2.22})$$

При построении уравнений фильтрации за исходную  $p(t, \lambda)$  принимаем многомерную нормальную апостериорную плотность вероятности

$$p(t, \lambda) = \frac{1}{(2\pi)^{P/2} |\mathbf{R}(t)|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} [\lambda(t) - \hat{\lambda}(t)]^T \mathbf{R}^{-1}(t) [\lambda(t) - \hat{\lambda}(t)] \right\}. \quad (\text{П2.23})$$

При данной аппроксимации по аналогии со скалярным случаем необходимо оценить вектор средних значений  $\hat{\lambda}(t)$  и корреляционную матрицу ошибок оценки  $\mathbf{R}(t)$ , которые полностью определяют АПВ. Применение такого подхода с использованием (П2.23), приводит к алгоритму фильтрации, определяемому системой уравнений [14]

$$\frac{d\lambda_p}{dt} = M_1 \{ a_p(t, \lambda) \} + \sum_{p=1}^P R_{pq} M_1 \left\{ \frac{\partial F(t, \lambda)}{\partial \lambda_p} \right\}, \quad (\text{П2.24})$$

$$\begin{aligned} \frac{dR_{pq}}{dt} = & M_1 \left\{ \frac{N_{pq}(t, \lambda)}{2} \right\} + \\ & + \sum_{\mu=1}^P \left\{ M_1 \left\{ \frac{\partial a_p(t, \lambda)}{\partial \lambda_\mu} \right\} R_{\mu p} + M_1 \left\{ \frac{\partial a_q(t, \lambda)}{\partial \lambda_\mu} \right\} R_{\mu q} \right\} + \\ & + \sum_{\mu=1}^P \sum_{\nu=1}^P R_{p\mu} R_{q\nu} M_1 \left\{ \frac{\partial^2 F(t, \lambda)}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \right\}, \quad p, q = 1 \dots P, \end{aligned} \quad (\text{П2.25})$$

где  $M_1 \{ \bullet \}$  – оператор осреднения с апостериорной плотностью вероятностей (П2.23).

## Библиографический список

1. Руководство по авиационной электросвязи (РС ГА-99). М.: Изд-во ФСВТ России, 1999. 88 с.
2. Авиационная радиосвязь. Международные стандарты и рекомендации. Прил. 10 к конвенции о международной гражданской авиации. Т. 1. Ч. 1. (Изд. 3-е). ИКАО, 1972. 305 с.
3. Авиационная радиосвязь / Справочник. *П. В. Олянюк, В. А. Русол, В. Н. Гришин и др.*; Под ред. *П. В. Олянюка*. М.: Транспорт, 1990. 208 с.
4. *Верещака А. И., Олянюк П. В.* Авиационная радиоэлектроника, средства связи и радионавигации: Учебник для вузов. М.: Транспорт, 1993. 343 с.
5. *Верещака А. И., Олянюк П. В.* Авиационное радиооборудование. Учебник для вузов. М.: Транспорт, 1996. 344 с.
6. Авиационные радиосвязные устройства /Под ред. *В. И. Тихонова*. М.: Изд-во ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1987. 442 с.
7. *Криницин В. В., Логвин А. И.* Формирование и передача сигналов в авиационных радиоустройствах: Учебник для вузов ГА. М.: Транспорт, 1998. 248 с.
8. *Качан В. К., Сокол В. В., Тесовский В. В.* Средства связи пассажирских самолетов: Учеб. пособие для вузов ГА. Киев: Вища школа, 1975. 232 с.
9. *Качан В. К., Сокол В. В., Тесовский В. В.* Средства радиосвязи управления воздушным движением: Учеб. пособие для вузов ГА. Киев: Вища школа, 1996. 206 с.
10. Системы авиационной радиосвязи / *В. А. Анисимов, В. Е. Зазнов, А. Н. Левин и др.* М.: Транспорт, 1981. 239 с.
11. *Логачев А. Ф., Ефременков Ю. В.* Средства радиосвязи управления воздушным движением. М.: Транспорт, 1987. 213 с.
12. *Долуханов М. П.* Распространение радиоволн: Учебник для вузов. М.: Связь, 1972. 336 с.
13. *Тихонов В. И., Миронов М. А.* Марковские процессы. М.: Советское радио, 1977. 488 с.
14. *Тихонов В. И.* Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
15. *Тихонов В. И., Кульман Н. К.* Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. М.: Советское радио, 1975. 704 с.
16. *Стилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь. М.: Связь, 1979. 592 с.

17. *Тепляков И. М., Калашиников И. Д., Роцин Б. В.* Радиолинии космических систем передачи информации: Учеб. пособие / Под ред. *И. М. Теплякова*. М.: Советское радио, 1975. 400 с.

18. *Сапожников М. А., Михайлов В. Г.* Вокодерная связь. М.: Радио и связь, 1983. 248 с.

19. *Быков Ю. С.* Теория разборчивости речи и повышение эффективности радиотелефонной связи. М.: Госэнергоиздат, 1959. 350 с.

20. *Покровский Н. Б.* Расчет и измерение разборчивости речи. М.: Связь, 1962. 392 с.

21. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. Изд. 2-е. М.: Издательский дом "Вильямс". 2003.1104 с.

## Оглавление

Предисловие .....	3
Список условных сокращений .....	7
<b>1. ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ АВИАЦИОННОЙ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ .....</b>	<b>9</b>
1.1. Назначение авиационной электросвязи .....	9
1.2. Требования к авиационной электросвязи .....	9
1.3. Структура авиационной электросвязи .....	10
1.4. Роль связи в системах управления воздушным движением .....	19
<b>2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СИСТЕМАХ АВИАЦИОННОЙ РАДИОСВЯЗИ .....</b>	<b>25</b>
2.1. Структурная схема системы радиосвязи .....	25
2.2. Классификация сообщений и сигналов .....	27
2.3. Классификация излучений .....	31
2.4. Радиолинии систем связи .....	32
2.5. Критерии оценки качества работы систем радиосвязи ..	37
<b>3. АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ .....</b>	<b>41</b>
3.1. Речевое сообщение и его статистические характеристики	41
3.2. Формулировка задачи фильтрации .....	45
3.3. Апостериорная плотность распределения вероятностей сообщения при наблюдении в дискретном времени .....	51
3.4. Апостериорная плотность распределения вероятностей сообщения при наблюдении в непрерывном времени .....	54
3.5. Уравнения нелинейной фильтрации .....	58
3.6. Фазовая модуляция .....	64
3.7. Частотная модуляция .....	68
3.8. Амплитудная модуляция .....	71
3.9. Двухполосная модуляция с подавленной несущей .....	76
3.10. Однополосная модуляция .....	77
3.11. Помехоустойчивость систем авиационной радиосвязи ....	81
3.12. Качество передачи речевых сообщений по каналам радиосвязи .....	83
3.13. Влияние характеристик канала связи на качество передачи речевых сообщений .....	84

3.14. Преобразование речевых сигналов .....	86
3.15. Принципы построения авиационных радиостанций .....	89
4. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ .....	96
4.1. Назначение и основные характеристики систем передачи данных .....	96
4.2. Системы передачи данных без обратной связи .....	98
4.3. Системы передачи данных с обратной связью .....	100
4.4. Способы защиты от ошибок при передаче данных .....	105
4.5. Система автоматического обмена данными между ВС и пунктами УВД.....	108
5. АВИАЦИОННО-КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ .	111
5.1. Принципы построения авиационно-космических систем радиосвязи .....	111
5.2. Основные диапазоны частот АКСП .....	117
5.3. Энергетические соотношения в спутниковых линиях связи .....	119
5.4. Особенности работы АКСП .....	127
5.5. Оборудование спутниковых систем связи .....	128
5. 6. Многостанционный доступ в системах спутниковой связи .....	134
Приложение 1 .....	138
Приложение 2 .....	145
Библиографический список .....	156

Учебное издание

**Силяков Владимир Александрович**  
**Красюк Владимир Николаевич**

**СИСТЕМЫ**  
**АВИАЦИОННОЙ РАДИОСВЯЗИ**

Учебное пособие

Редактор *В. П. Зуева*

Компьютерный набор и верстка *Н. С. Степановой*

---

Сдано в набор 06.09.04. Подписано в печать 27.12.04. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная.  
Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,3. Усл. кр.-отт. 9,43. Уч.-изд. л. 10,03. Тираж 150 экз. Заказ №

---

Редакционно-издательский отдел  
Отдел электронных публикаций и библиографии библиотеки  
Отдел оперативной полиграфии  
СПбГУАП  
190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67