

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЕВА
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

Б. А. НИКОЛЬСКИЙ

ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Рекомендовано редакционно-издательским советом федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королева (национальный исследовательский университет)» в качестве учебника для студентов, обучающихся по программе высшего профессионального образования по направлению подготовки бакалавров «Конструирование и технология электронных средств».

САМАРА
Издательство СГАУ
2013

УДК 621.396.6(075)
ББК 32.84я7
Н 641

Рецензенты: доктор технических наук, доцент А. И. Д а н и л и н;
вед. спец. ФГУП «НИИ Эжран» В. Г. Б е л о з ё р о в

Никольский, Б. А.

Н 641 **Основы радиотехнических систем:** учеб. / *Б. А. Никольский.* – Самара:
Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2013. – 315 с.: ил.

ISBN 978-5-7883-0927-9

В учебнике рассмотрены общие сведения о радиотехнических системах, основные методы радионавигационных измерений, методы формирования, передачи и приёма радиосигналов, несущих информацию, приведены примеры технической реализации различных систем. В тексте использован относительно простой математический аппарат и главное внимание обращено на физическую сторону рассматриваемых явлений и процессов. Для облегчения понимания излагаемого материала учебник иллюстрирован большим количеством рисунков.

Учебник предназначен для студентов, обучающихся по направлению подготовки бакалавров 211000.62 «Конструирование и технология электронных средств» по дисциплине «Основы радиотехнических систем».

Разработан на кафедре радиотехнических устройств СГАУ.

УДК 621.396.6(075)
ББК 32.84я7

ISBN 978-5-7883-0927-9

© Самарский государственный
аэрокосмический университет, 2013

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ	4
ПРЕДИСЛОВИЕ	6
ВВЕДЕНИЕ	8
Глава 1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ	10
1.1 Определения, основные задачи, решаемые радиотехническими системами. .	10
1.2 Радиосигнал как носитель информации в РТС.	13
1.3 Классификация РТС.	15
1.4 Обобщенная структурная схема РТС.	18
1.5 Эксплуатационно- тактические характеристики РТС.	36
1.6 Технические характеристики РТС.	42
1.7 Энергетические характеристики РТС.	45
Глава 2 МЕТОДЫ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ	52
2.1 Методы измерения расстояний.	52
2.2 Методы измерения угловых координат.	74
2.3 Методы измерения скорости движения объектов.	105
2.4 Методы измерения углов ориентации летательных аппаратов.	128
2.5 Методы радиолокационного обзора пространства.	139
2.6 Методы определения местоположения объектов.	156
2.7 Метод измерения угловой скорости движения объектов.	167
2.8 Методы построения измерителей навигационных параметров следающего типа.	169
Глава 3 РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ	184
3.1 Общие сведения	184
3.2 Одноканальные РТС передачи информации.	192
3.3 Многоканальные РТС передачи информации	204
3.4 Цифровые методы передачи информации	215
3.5 Методы защиты информации	226
3.6 Асинхронные адресные системы передачи информации	231
3.7 Ретрансляционные линии связи.	236
Глава 4 МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ	252
4.1 Общие принципы построения систем радиоуправления	252
4.2 Методы наведения летательных аппаратов	257
4.3 Системы радиотеленаведения	267
4.4 Системы командного радиотелеуправления	278
4.5 Системы самонаведения	283
4.6 Корреляционно-экстремальные системы радиоуправления.	299
Глава 5 КОНТРОЛЬ РАБОТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ	305
5.1 Общие сведения.	305
5.2 Построение КПА внешнего контроля	307
5.3 Системы встроенного контроля.	308
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	310
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	311

СПИСОК УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- А – антенна приёмно-передающая.
АБ – абонент.
АД – амплитудный детектор.
АМ – амплитудная модуляция.
А_п – антенна передающая.
АП – антенный переключатель.
А_{пр} – антенна приёмная.
АПЧ – автоматическая подстройка частоты.
АРУ – автоматическая регулировка усиления.
АСД – автоматическое сопровождение целей по дальности.
АСН – автоматическое сопровождение целей по направлению.
АСС – автоматическое сопровождение целей по скорости.
АУС – анализатор уровня сигнала.
АЦП – аналого-цифровой преобразователь.
АЧ – анализатор частоты.
АЧРТС – аппаратурная часть РТС
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика.
В – вентиль.
ВЗ – вентиль запрета.
ВКС – выделение командных сигналов.
ВПл – вертикальная плоскость.
ВПП – взлётно-посадочная полоса.
ВР – временной различитель.
ВУ – видеоусилитель.
ВУМ – выходной усилитель мощности.
ВЦ – входная цепь.
Г – генератор (гетеродин).
ГВЧ – генератор высоких частот.
ГНЧ – генератор низких частот.
ГОН – генератор опорного напряжения.
ГОЧ – генератор опорной частоты.
ГПл – горизонтальная плоскость.
ГПН – генератор пилообразного напряжения.
ГРМ – глассадный радиомаяк.
ГС – генератор строба.
ГСП – генератор селекторных импульсов.
ГСН – головка самонаведения.
Д – детектор.
ДДП – датчик дополнительных параметров.
ДИП – датчик измеренных параметров.
ДИСС – доплеровский измеритель скорости и угла сноса.
ДК – декодер.
ДМ – демодулятор.
ДС – дискриминатор.
ДТ – динамическая траектория.
ДТП – датчик текущего изображения.
ДТП – датчик требуемых параметров.
ДСО – детектор сигнала ошибки.
ДЧ – делитель частоты
ЗГ – задающий генератор.
Зм – Земля.
И – индикатор (измеритель).
ИАП – источник активных помех.
ИВП – источник внутренних помех.
ИИ – источник информации.
ИКО – индикатор кругового обзора.
ИПП – источник пассивных помех.
ИУ – исполнительное устройство.
К – коммутатор.
КА – космический аппарат.
КВ – квантователь.
КГ – кварцевый генератор.
КД – калибратор длительности.
ККС – кодирование командных сигналов.
КМ – кольцевой мост.
КМП – компенсатор.
КОМ – коммутатор.
КОР – коррелятор.
КОС – канал опорного сигнала.
КП – командный пункт.
КПл – картинная плоскость.
КРЛ – командная радиолиния.
КРМ – курсовой радиомаяк.
КСО – канал сигнала ошибки.
КТ – кинематическая траектория.
КУ – кодирующее устройство.
ЛА – летательный аппарат.
ЛВ – линия визирования.
ЛЗ – линия задержки.
ЛС – линия связи.
ЛЧМ – линейная частотная модуляция.

М – модулятор.
НИ – накопитель импульсов.
ОВ – объект взаимодействия.
ОГ – ограничитель.
ОКГ – опорный кварцевый генератор.
ОП – опорный пункт.
ОПИ – обратный преобразователь информации.
ОУ – оконечное устройство (оконечный усилитель).
П – передатчик.
ПНК – пилотажно-навигационный комплекс.
Пр – приёмник.
ПтИ – потребитель информации.
ПУ – предварительный усилитель.
ПФ – полосовой фильтр.
ПЧ – преобразователь частоты.
Р – ракета.
РЛС – радиолокационная станция.
РМ – радиомаяк.
РСН – равносигнальное направление.
РСП – равносигнальная плоскость.
РТВ – расчётная точка встречи.
РТС – радиотехническая система.
С – синхронизатор.
СВ – схема вычитания.
СВЧ – сверхвысокие частоты.
СД – строб дальности.
СДЦ – селектор движущихся целей.
СЗ – схема захвата.
СИ – счётчик импульсов.
СМ – смеситель.
СП – система поиска.
СПЦ – станция подсвета цели.
СРС – среда распространения сигналов.
СС – схема совпадений.
СУА – система управления антенной.
СУЗ – система управляемой задержки.
СФ – согласованный фильтр.
СЧ – синтезатор частоты.
УВ – устройство восстановления.
УВЧ – усилитель высокой частоты.
УГ – управляемый генератор.
УДЧ – усилитель доплеровских частот.
УК – уплотнение каналов.
УКВ – ультракороткие волны.
УМ – умножитель.
УНЧ – усилитель низкой частоты.

УПЧ – усилитель промежуточной частоты.
УСД – устройство сканирования диаграммы направленности антенны.
УУ – устройство управления.
УЧ – умножитель частоты.
Ф – фильтр.
ФАР – фазированная антенная решётка.
ФВ – фазовращатель.
ФВЧ – фильтр высоких частот.
ФД – фазовый детектор.
ФМС – формирователь модулирующих сигналов.
ФНЧ – фильтр низких частот.
Ц – цель.
Ц.М. – центр масс.
ЧД – частотный детектор.
ЧМ – частотная модуляция.
ЭД – электродвигатель.
ЭМВ – электромагнитная волна.
ЭПР – эффективная поверхность рассеяния.
ЭЦ – энергетический центр.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиоинженеры в процессе своей деятельности имеют дело с радиосистемами различного назначения и различного уровня сложности, на всех этапах жизненного цикла системы: проектирования, изготовления, эксплуатации и утилизации аппаратуры.

Проектирование сложных радиосистем включает в себя определение принципа действия системы, обоснование и выбор вида сигналов, методов их формирования и обработки, конструирование отдельных составляющих системы (узлов, блоков и т.п.), разработку технологии производства, контроля параметров и размещения аппаратуры на объектах, разработку методов эксплуатации, испытаний и т.д. Это приводит к разделению труда проектировщиков и к соответствующей специализации инженерной деятельности.

Специалистам разных направлений, участвующим в проектировании, в интересах общего дела приходится общаться между собой. Разумеется, для такого общения им нужно найти общий язык, который может быть основан только на понимании каждым общих задач, решаемых системой, а также роли и выполняемых функций отдельных звеньев и влияния их характеристик на показатели системы в целом. Для этого радиоинженеры различных специальностей должны иметь представление о работе типовых радиосистем и о методах, определяющих алгоритм их функционирования в зависимости от назначения системы. Кроме того, специалисту не нужно забывать то, что легко можно найти в монографиях, в обзорных и оригинальных статьях. Но он должен научиться читать эти источники, должен изучить язык, на котором они написаны, должен знать общие теоретические принципы, на которых основан изучаемый предмет. Получение таких знаний является основной целью данного учебника.

В настоящее время существует большое количество учебной литературы, посвящённой теоретическим основам РТС [1-10]. Она предназначена в основном для специалистов в области системного и схемотехнического проектирования РТС, поэтому в ней не учтены специфика и особенности подготовки инженеров по конструированию, технологии изготовления и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры. Кроме того, в этой литературе, как правило, недостаточно внимания

уделяется физической стороне излагаемых явлений и процессов, выяснению физического смысла получаемых результатов.

В данном учебнике достаточно подробно рассмотрены общие сведения о радиотехнических системах, основные методы радионавигационных измерений, используемых в радиолокации и радионавигации, принципы построения и работы радиотехнических систем передачи информации и радиоуправления, приведены примеры технической реализации различных систем. В настоящее время весьма актуальной является проблема защиты летательных аппаратов от поражения радиоуправляемым оружием. Поэтому в учебнике уделено достаточно большое внимание методам и средствам радиоэлектронного противодействия.

В учебнике использован относительно простой математический аппарат и главное внимание обращено на физическую сторону рассматриваемых явлений и процессов. Однако приведённые математические выражения позволяют при необходимости произвести количественную оценку многих параметров аппаратуры, в которой используются рассматриваемые методы измерений.

В учебнике использованы материалы только открытых публикаций в отечественной и зарубежной печати.

Автор выражает искреннюю благодарность доктору технических наук, доценту А.И.Данилину и ведущему специалисту ФГУП «НИИ «Экран» В.Г.Белозёрову за рецензирование учебника и за полезные советы, способствовавшие его улучшению.

ВВЕДЕНИЕ

В пяти главах учебника рассмотрены общие сведения о бортовых радиоэлектронных системах, основные методы радионавигационных измерений, методы формирования, передачи и приёма радиосигналов, несущих информацию, методы радиоуправления, методы радиопротиводействия, общие принципы контроля работы радиоэлектронных средств.

Приведены обобщённые основные эксплуатационно-тактические, технические и энергетические характеристики радиосистем. Рассмотрено построение типовых радиопередающих и радиоприёмных каналов бортовых систем, построение и принцип действия элементов антенно-фидерного тракта, показаны примеры технической реализации различных систем.

Многообразие задач, решаемых с помощью РТС, определяется назначением систем. Это управление технологическими процессами и подвижными объектами, осуществление различных видов радиосвязи, обзор и исследование атмосферного и космического пространства и многое другое. Наиболее широко РТС используются в авиации и космонавтике, поэтому в учебнике в большинстве примеров рассмотрены задачи, решаемые бортовыми системами летательных аппаратов (ЛА).

Развитие элементной базы позволяет непрерывно совершенствовать аппаратуру, однако методы формирования, передачи и приёма радиосигналов, несущих информацию, методы преобразования их к виду, удобному для использования потребителем, остаются практически неизменными длительное время. Это классика радиотехники. Изучение этих методов поможет радиоспециалистам различных направлений гораздо быстрее понять и усвоить принципы работы и возможности любой сложной радиоэлектронной системы (РЭС), независимо от её технической реализации и используемой элементной базы.

Содержательный материал учебника базируется на знаниях, которые студенты приобрели в предыдущие годы учёбы, в том числе и в школе, при изучении физики, математики, теоретических основ электротехники, основ радиотехники и ряда других дисциплин.

Знания, приобретённые при изучении дисциплины «Основы радиотехнических систем», необходимы студентам при выполнении лабора-

торных работ и практических занятий, а также выпускной квалификационной работы.

Для облегчения понимания излагаемого материала учебник иллюстрирован большим количеством рисунков. Многолетний педагогический опыт автора показывает, что при такой форме изложения студенты значительно глубже и прочнее усваивают теоретический материал. С этой же целью в конце каждой главы приведены вопросы для самоконтроля.

Глава 1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

1.1 Определения, основные задачи, решаемые радиотехническими системами

Радиотехнической системой (РТС) называется совокупность средств и приборов, соединённых между собой и предназначенных для целенаправленного выполнения единой задачи или ряда задач, связанных с передачей, извлечением и преобразованием информации.

Основным отличием радиотехнических систем от других систем, связанных с передачей, приёмом и преобразованием информации, является то, что носителем информации в РТС являются радиосигналы. В аппаратной части РТС эти сигналы проявляются в виде токов и напряжений, а в атмосфере, космическом пространстве, в направляющих искусственных линиях – в виде электромагнитных волн.

Устройство, преобразующее информационное сообщение в радиосигнал, называют передающим, а устройство, преобразующее принятый радиосигнал в информационное сообщение, – приёмным.

Совокупность аппаратных средств и физической среды, в которой распространяются электромагнитные волны от передатчика к приёмнику, называется линией связи.

Наиболее широко РТС используются в авиации и космонавтике, поэтому в качестве примера рассмотрим задачи, решаемые бортовыми системами летательных аппаратов (ЛА).

Управление движением современных летательных аппаратов осуществляется с помощью пилотажно-навигационных комплексов (ПНК). Основу информационного обеспечения ПНК составляет набор бортовых радиотехнических систем различного назначения, которые решают следующие основные задачи:

1. Определение с высокой точностью текущих навигационных параметров полёта ЛА, к которым относятся: пространственное местоположение ЛА, высота полёта, курс, скорость, время полёта и др.
2. Осуществление управлением полёта.
3. Осуществление радиосвязи экипажа с диспетчерскими службами управления воздушным движением (УВД) и экипажами других ЛА,

между членами своего экипажа и пассажирами, радиосвязи в аварийных ситуациях.

4. Своевременное обнаружение различных препятствий и опасных зон на пути полёта: возвышенностей, высотных сооружений, других ЛА, метеообразований, предупреждение об опасном сближении с подстилающей поверхностью и т.п.

5. Обеспечение автоматической передачи в контрольные диспетчерские службы телеметрической информации о состоянии ЛА. В эту информацию, как правило, входят бортовой номер ЛА, координаты его местоположения, высота полёта, остаток топлива, сведения об аварийной ситуации на борту ЛА.

6. Обеспечение взлёта и посадки ЛА.

7. Для ЛА военного назначения дополнительно осуществление наведения управляемого оружия на цели, обеспечение радиоэлектронной защиты ЛА от систем наведения различных видов управляемого оружия и решение многих других задач.

Разнообразие решаемых задач приводит к достаточно большому разнообразию видов и количеству РТС, размещаемых на ЛА, а также радиоаппаратуры взаимодействия, находящейся вне ЛА, на диспетчерских пунктах, радиомаяках, искусственных спутниках Земли и др. Так на современных пассажирских самолётах размещают следующую радиоаппаратуру: радиотехнические средства дальней навигации, в том числе спутниковые системы радионавигации; радиотехнические средства ближней навигации; метеонавигационные радиолокационные станции обзорного типа; доплеровские измерители скорости и угла сноса ЛА; автоматические радиоконпасы; радиовысотомеры; самолётные дальномеры; радиотехнические системы посадки; радиотехнические системы опасной скорости сближения с землёй и противостолкновения в воздухе; самолётные ответчики; связанные радиостанции метрового и декаметрового диапазонов волн; аварийно-спасательные радиостанции, включая аварийные радиомаяки; самолётные системы внутренней связи; системы телевизионного вещания; системы спутниковой радиотелефонной связи. Угроза совершения террористических актов вынуждает размещать на пассажирских самолётах аппаратуру электронной защиты против средств наведения радиоуправляемого оружия.

Нужно подчеркнуть, что универсальность методов передачи, извлечения, измерения и преобразования информации, реализованных в этих системах, позволяет применять их во многих областях науки и техники, не связанных с авиацией и космонавтикой. Это управление технологическими процессами и подвижными объектами, осуществление различных видов радиосвязи, обзор и исследование атмосферного и космического пространства и многое другое.

Эти методы базируются на основных постулатах радиотехники, которые можно сформулировать в следующем виде:

- Радиосигналы в однородной среде распространяются прямолинейно.
- Скорость распространения радиосигналов в свободном пространстве постоянна и известна с достаточной на сегодняшний день точностью.
- Радиосигналы способны отражаться от физических объектов и неоднородностей среды, встречающихся на пути их распространения.
- Частота радиосигналов, принимаемых измерителем, изменяется в зависимости от скорости перемещения источника сигналов и измерителя друг относительно друга.

В наибольшей степени эти постулаты проявляются при реализации методов измерения навигационных параметров: измерения расстояний, угловых координат, скорости движения объектов и др.

Развитие элементной базы позволяет непрерывно совершенствовать аппаратуру, однако методы измерения навигационных параметров остаются практически неизменными длительное время. Изучение этих методов поможет специалистам гораздо быстрее понять и усвоить принципы работы и возможности любой сложной РТС независимо от её технической реализации и используемой элементной базы.

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение радиотехнической системы.
2. Назовите основное отличие РТС от других систем передачи информации.
3. Что представляет собой линия радиосвязи?
4. Какие основные задачи решают бортовые РТС?
5. Назовите основные постулаты радиотехники.

1.2 Радиосигнал как носитель информации в РТС

В основу работы любой РТС положена функциональная связь информационных параметров с одним или несколькими электрическими параметрами радиосигналов. К информационным параметрам относят текстовые сообщения (радиосвязь), навигационные элементы полёта (местоположение, скорость полёта, угловые координаты и др.), командные сигналы для управления объектами и т.п. Основные электрические параметры радиосигналов – амплитуда, частота, фаза.

Если в простейшем виде источник несущих колебаний в РТС формирует сигнал вида

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1.1)$$

где U_0 – амплитуда сигнала, ω_0 – несущая частота, φ_0 – начальная фаза, то принимаемые сигналы могут иметь следующий вид:

$$u(t) = U(x) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

или
$$u(t) = U_0 \cos[\omega(x)t + \varphi] \quad (1.2)$$

или
$$u(t) = U_0 \cos[\omega t + \varphi(x)],$$

где x – информационный параметр.

Иногда вместо параметров несущего колебания информационное сообщение может быть связано функциональной зависимостью с каким-либо параметром модулирующего сигнала, его амплитудой, частотой, фазой.

Определённую специфику имеют цифровые методы передачи информации. В системах, использующих цифровые методы, информация закладывается в параметры кодирования дискретных сигналов. Это временные параметры: длительность импульсов, их временная расстановка, частотное заполнение импульсов, фазовые соотношения в кодовой последовательности сигналов и т.п.

Извлечение информации из радиосигнала осуществляется путём преобразования его электрических параметров в вид, удобный для измерения, прослушивания, визуального наблюдения, использования в вычислительном комплексе и т.д.

Известно, что радиосигнал характеризуется некоторой эффективной длительностью τ и эффективной шириной спектра Δf . Кроме того, важной характеристикой сигнала является превышение его средней мощности над средней мощностью помех:

$$g_c = P_c / P_{ш}. \quad (1.3)$$

Произведение

$$\tau \Delta f g_c = V_c \quad (1.4)$$

называют объёмом сигнала. Чем больше объём сигнала, тем большее количество информации он может перенести. Количество сведений, которое может быть передано с помощью сигнала заданного объёма, равно

$$J = \tau \Delta f \log_2 k P_c / P_{ш}, \quad (1.5)$$

где $k = \text{const}$ – коэффициент, определяемый статистическими свойствами помех и сигнала.

Важнейшим информативным параметром сигнала является его удельная содержательность, которая показывает, насколько эффективно используется сигнал данного объёма для передачи информации

$$B = J / V_c. \quad (1.6)$$

Сигнал может быть передан, принят или запомнен информационной системой только в том случае, если её параметры согласованы с параметрами сигнала. Согласование заключается в следующем:

- Ширина полосы пропускания системы ΔF должна быть не меньше ширины спектра сигнала Δf :

$$\Delta F \geq \Delta f \quad (1.7, а)$$

- Время действия системы ΔT должно быть не меньше длительности сигнала τ :

$$\Delta T \geq \tau. \quad (1.7, б)$$

- Превышение средней мощности сигнала над средней мощностью помех g_c в системе должно быть не менее необходимого превышения G

$$g_c \geq G. \quad (1.7, в)$$

Произведение

$$\Delta T \Delta F G = V_{ис} \quad (1.8)$$

называют ёмкостью информационной системы.

Очевидно, что сигнал может быть принят, передан или запомнен без искажений только такой системой, у которой информационная ёмкость больше или равна объёму сигнала

$$V_{ис} \geq V_c. \quad (1.9)$$

Вопросы для самоконтроля

1. Какие зависимости положены в основу работы любой РТС?
2. Что представляют собой информационные параметры сообщений?
3. Какие параметры радиосигнала определяют его объём?
4. Назовите основные принципы согласования информационной системы с параметрами радиосигналов.
5. Дайте определение информационной ёмкости системы.

1.3 Классификация РТС

Основным критерием, по которому осуществляют классификацию РТС, является назначение системы. По этому признаку РТС разделяют на следующие виды:

- *Системы передачи информации.* К таким системам относят системы радиосвязи, радиовещания, телевидения, телеметрии.
- *Системы извлечения информации.* Это системы радиолокации, радионавигации, радиоастрономии, радиоразведки.
- *Системы радиуправления,* осуществляющие управление различными летательными аппаратами (самолётами, вертолётами, ракетами, космическими аппаратами); наземными механизмами (роботами для обследования взрывоопасных объектов); дистанционными взрывателями; различными технологическими процессами и т.д.
- *Системы разрушения информации,* к которым относят системы радиоэлектронной защиты объектов от радиоуправляемого оружия.

Приведённая классификация в некоторой степени имеет условный характер, так как не имеет жёстких границ между отдельными признаками. Например, во многие системы радиуправления входят системы радиолокации, радионавигации, системы телеметрии и передачи команд управления. Особенно характерно совмещение функций различных РТС при управлении беспилотными летательными аппаратами и космическими объектами.

По виду излучаемых сигналов разделяют системы с импульсным излучением, системы с непрерывным излучением и системы с цифровыми сигналами. В импульсных системах сигнал представляет собой последовательность радиоимпульсов, в которой информацию могут нести параметры отдельных импульсов (в изменениях амплитуды,

частоты, фазы, длительности), а также вся последовательность импульсного излучения (в изменениях числа импульсов, интервалов между ними). В системах с непрерывным излучением информация закладывается в изменения амплитуды, частоты или фазы непрерывных сигналов. В цифровых системах передаваемая информация содержится в определённых кодовых последовательностях используемых сигналов.

По размещению первичного источника излучения радиоволн различают активные, полуактивные, активные с активным ответом и пассивные РТС.

Активная РТС включает в себя передатчик, излучающий в пространство высокочастотную энергию $S_{изл}$, и приёмник, принимающий

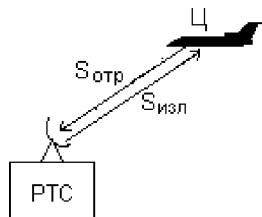


Рис.1.1. Активная РТС

отражённые от цели Ц сигналы $S_{отр}$ (рис.1.1). Это однопозиционная система, так как передатчик и приёмник расположены в одном месте пространства. Основное преимущество активных РТС заключается в их автономности. К недостаткам можно отнести ограниченную дальность действия. Увеличение дальности действия таких систем неизбежно приводит к увеличению мощности передатчика и увеличению масса-габаритных характеристик аппаратуры, что, в свою очередь, вызывает определённые сложности размещения на объектах, особенно на малоразмерных объектах.

Полуактивные РТС являются двухпозиционными системами. Приёмник и передатчик в таких системах расположены в различных местах пространства или на различных объектах. Примером полуактивной РТС является система наведения

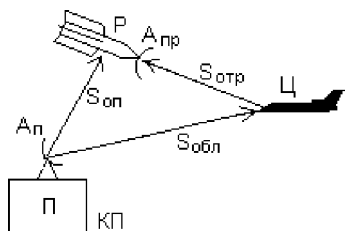


Рис.1.2. Полуактивная РТС

тактических ракет в комплексах ПВО (рис.1.2). Передатчик системы П, расположенный на командном пункте КП, производит облучение цели Ц $S_{обл}$, а приёмник, извлекающий информацию о цели из отражённых сигналов $S_{отр}$, размещён на ракете Р. Аппаратура ракеты принимает также опорный сигнал $S_{оп}$ от передатчика командного пункта.

Приёмник и передатчик в таких системах расположены в различных местах пространства или на различных объектах. Примером полуактивной РТС является система наведения тактических ракет в комплексах ПВО (рис.1.2). Передатчик системы П, расположенный на командном пункте КП, производит облучение цели Ц $S_{обл}$, а приёмник, извлекающий информацию о цели из отражённых сигналов $S_{отр}$, размещён на ракете Р. Аппаратура ракеты принимает также опорный сигнал $S_{оп}$ от передатчика командного пункта.

Определение «командный пункт» обозначает обобщённое понятие места взлёта или пуска, или старта летательного аппарата, управляемого радиотехнической системой. Командный пункт может находиться на земле или на каком-либо носителе, например, надводном судне, самолёте-ракетоносце. Передатчик такой системы часто называют станцией подсвета цели СПЦ.

Основным преимуществом полуактивных систем является то, что передатчик может иметь гораздо большую мощность, чем в системах активного типа. Это позволяет увеличить дальность действия системы. Кроме того, приёмник, размещённый на ракете, может быть выполнен с малыми масса-габаритными характеристиками. Недостатком системы является её ограниченная мобильность, неавтономность.

Активные и полуактивные системы иногда называют запросными системами с пассивным ответом.

В активных РТС с активным ответом сигналы передатчика РТС (запросчика) $S_{зпр}$ ретранслируются специальным приёмопередатчиком (ответчиком), установленным на объекте взаимодействия ОВ (рис.1.3). Ответчик принимает сигналы запроса, которые вызывают излучение ответных сигналов, генерируемых передатчиком ответчика $S_{отв}$. Ответные сигналы могут иметь мощность значительно большую, чем отражённые сигналы в активных системах, поэтому применение активного ответа позволяет существенно повысить дальность действия системы. Кроме того, ответный сигнал часто используется для передачи дополнительной информации с объекта взаимодействия. Системы такого типа используются в радиоуправлении, телеметрии, при стыковке космических аппаратов, в системах опознавания типа «свой – чужой» и т.д.

Пассивные РТС используют собственное радиоизлучение самих объектов взаимодействия $S_{изл}$ или отражённые сигналы естественных облучателей $S_{отр}$ (рис.1.4). Основное достоинство пассивных систем –

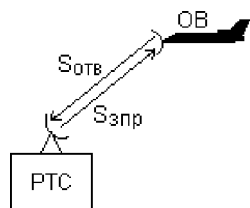


Рис.1.3. Активная РТС с активным ответом

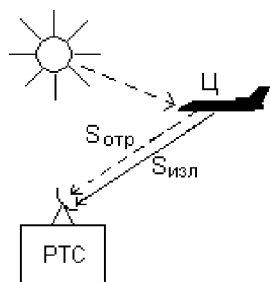


Рис.1.4. Пассивная РТС

простота технической реализации, так как используется только приёмная аппаратура, а это обеспечивает относительно малые массогабаритные характеристики системы. К недостаткам системы относят невозможность измерения дальности до объекта взаимодействия из-за отсутствия опорных сигналов. Кроме того, во многих случаях входные сигналы являются случайными и их параметры нестабильны. Наибольшее применение такие системы находят в радиомаячных системах навигации, в которых энергетика и стабильность сигналов обеспечивается передатчиками радиомаяков. Это трассовые и приводные радиомаяки, маяки радиотехнических систем посадки и др. Другим примером пассивной РТС является аппаратура для популярной игры «Охота на лис».

Иногда в качестве классификационного признака используют вид модуляции несущих колебаний. Это отражается в названиях аппаратуры, например, частотный высотомер, фазовый дальномер, амплитудно-фазовый пеленгатор и т.д.

Вопросы для самоконтроля

1. На какие виды разделяют РТС в зависимости от их назначения?
2. Назовите основные различительные признаки активных, активных с активным ответом, полуактивных и пассивных РТС.
3. По каким основным критериям классифицируют большинство РТС?

1.4 Обобщённая структурная схема РТС

Общие сведения

Основными устройствами большинства РТС являются передатчик и приёмник. Задача выделения полезной информации, которую доставляет радиосигнал, усложняется наличием на входе приёмника радиосистемы естественных или искусственно создаваемых помех. По своему происхождению помехи могут быть в виде атмосферного или космического шума, собственных (внутренних) шумов приёмника, помеховых воздействий от других работающих систем, в виде отражений от местных предметов и т.д. Такие помехи накладываются на полезный сигнал и поэтому их называют аддитивными (от addition – добавление, сложение). Другой вид помех обусловлен тем, что параметры полезно-

го сигнала могут флукутировать из-за неоднородности среды, в которой распространяются радиосигналы, из-за случайных изменений параметров преобразующих устройств аппаратурной части системы и т.д. Такие помехи называют мультипликативными (от multiplication – умножение). Помехи маскируют полезный сигнал, вызывают его искажения, могут привести к его пропуску при приёме или к образованию ложного сигнала. Эти обстоятельства необходимо учитывать при разработке и эксплуатации РТС.

Взаимодействие основных устройств радиотехнической системы, среды распространения электромагнитной энергии и источников помеховых воздействий можно представить в виде обобщённой структурной схемы, приведенной на рис. 1.5.

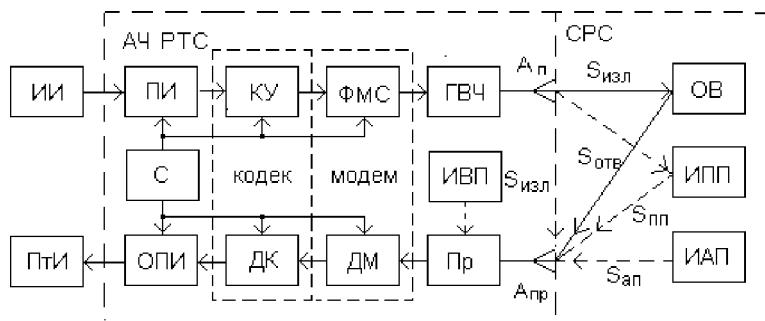


Рис. 1.5. Обобщенная структурная схема РТС

Передающий канал аппаратурной части системы АЧ РТС включает в себя преобразователь информации ПИ, поступающей от источника информации ИИ, кодирующее устройство КУ (кодер), формирователь модулирующих сигналов ФМС (модулятор), генератор высокой частоты ГВЧ и передающую антенну $A_{п}$, которая излучает радиосигналы $S_{изл}$. Приёмный канал состоит из приёмной антенны $A_{пр}$, принимающей ответные (или отражённые) сигналы $S_{отв}$, супергетеродинного приёмника Пр, в котором происходит преобразование частоты и основное усиление принятых сигналов, демодулятора ДМ, декодера ДК и обратного преобразователя информации ОПИ. Тип и построение ОПИ зависит от вида входного сигнала, а также от вида потребителя информации ПТИ. Если потребителем информации является оператор (член экипажа, диспетчер и т.п.), то в качестве ОПИ применяют акустические или оптические преобразователи с различными видами индика-

ции. При использовании полученной информации вычислительным комплексом ОПИ представляет собой преобразователь выходных сигналов приёмника в вид, удобный для использования в ЭВМ. Временную координацию работы отдельных устройств системы осуществляет синхронизатор С. Часто в системах, в которых передатчик и приёмник находятся в одном месте, кодер и декодер, а также модулятор и демодулятор объединяют в устройства, называемые кодеком и модемом.

Объектами взаимодействия ОВ могут быть активные ответчики, радиомаяки, ретрансляторы, другие абоненты, объекты, отражающие радиосигналы и т.п.

Помеховые воздействия, которым сигналы, несущие информацию, подвергаются в аппаратурной части системы, учтены обобщённым структурным элементом ИВП – источником внутренних помех. Искажения информации, обусловленные средой распространения сигналов СРС, показаны в схеме элементами ИАП – источник активных помех $S_{ап}$ и ИПП – источник пассивных помех $S_{пп}$. Кроме того, на вход приёмного канала могут также проникать сигналы собственного передатчика $S_{изл}$.

В системах радиосвязи передатчик одного абонента и приёмник другого образуют канал связи. При двухсторонней связи передатчик второго абонента и приёмник первого образуют второй канал связи. В этом случае один из каналов связи условно называют прямым каналом, а второй – обратным.

Некоторые системы могут содержать другие принципиально необходимые устройства, помимо приведённых в схеме, и наоборот, часть рассмотренных элементов может отсутствовать. Например, в системах с импульсным излучением и в системах, использующих симплексный режим радиосвязи, важным элементом является антенный переключатель, с помощью которого осуществляется временная развязка между работой передающего и приёмного каналов. Кроме того, переключатель позволяет использовать одну антенну и в режиме излучения и в режиме приёма радиосигналов. Это значительно сокращает массогабаритные характеристики аппаратуры и упрощает размещение её на объектах. Другим примером могут служить радионавигационные пеленгаторы, которые работают по сигналам радиомаяков и у них отсут-

ствуется передающий канал, а во многих системах радиолокации отсутствуют кодирующие и декодирующие устройства.

Далее рассмотрим подробнее основные характеристики и типовые построения радиопередающих и радиоприёмных устройств.

Радиопередающие устройства

Известно, что антенна эффективно излучает только в том случае, когда длина волны подводимых к ней колебаний соизмерима с геометрическими размерами антенны. Поэтому одной из основных задач передатчика является создание колебаний высокой частоты с помощью задающего автогенератора. Сформированные в передатчике радиосигналы через фидерный тракт поступают в антенну и излучаются в пространство в виде электромагнитных волн.

Основными параметрами, характеризующими передатчик, являются несущая частота (длина волны) или диапазон несущих частот (длин волн), уровень выходной мощности, коэффициент полезного действия, стабильность частоты несущих колебаний.

Во многих передатчиках возможна перестройка в пределах заданного диапазона частот (длин волн). Перестройка может быть плавной или дискретной. При плавной перестройке передатчик может работать на любой частоте (волне) заданного диапазона. При дискретной перестройке передатчик работает только на определённых фиксированных частотах (волнах). В этом случае в технических характеристиках указывают шаг частотной сетки. Например, УКВ передатчик самолётной радиосвязной аппаратуры работает в выделенном диапазоне несущих частот от 118 до 136 МГц. При шаге частотной сетки $\Delta f = 25$ кГц радиосвязь может быть осуществлена на любой из 720 фиксированных частотах.

В некоторых случаях диапазон рабочих волн (частот) разбивают на несколько поддиапазонов, каждый из которых характеризуется коэффициентом перекрытия K_f , равным отношению максимально возможной частоты (длины волны) к минимально возможной.

$$K_f = f_{\text{п. макс}} / f_{\text{п. мин}} = \lambda_{\text{п. макс}} / \lambda_{\text{п. мин}} \quad (1.10)$$

Обычно коэффициент перекрытия не превышает 3 – 4.

Выходная мощность – это мощность высокочастотных колебаний передатчика, направляемых в антенну. Она может быть от долей ватта

до десятков мегаватт. У передатчиков, работающих в импульсном режиме, различают мощность в импульсе и среднюю мощность за период повторения импульсов. Импульсная мощность, как правило, превышает среднюю мощность в сотни и тысячи раз.

Коэффициент полезного действия передатчика η равен отношению мощности, отданной в антенну $P_{\text{п}}$, к мощности, потребляемой передатчиком от источников питания $P_{\text{ип}}$.

$$\eta = P_{\text{п}} / P_{\text{ип}}. \quad (1.11)$$

Стабильность частоты несущих колебаний определяет допустимые отклонения частоты передатчика за определённое время его работы в конкретных условиях при неблагоприятном воздействии окружающей среды (изменение температуры, влажности, атмосферного давления и т.п.), изменения условий эксплуатации, при механических воздействиях (вибрации ударные нагрузки и т.п.), изменения режимов источников питания. Кроме того, в случаях, когда ГВЧ передатчика непосредственно связан с передающей антенной, влияние на частоту его колебаний оказывают условия согласования выхода передатчика с антенно-фидерным трактом. Особенно сильно это влияние проявляется при сканировании антенны, при котором изменяется реактивная нагрузка на ГВЧ и, как следствие, изменение частоты генерируемых колебаний. Существенное влияние оказывает обтекатель антенны, от которого отражается часть излучаемой энергии, причём это влияние проявляется по-разному при различных положениях сканирующей антенны.

Количественно оценку стабильности частоты определяют коэффициентом относительной нестабильности δ_f , равным отношению максимально допустимого отклонения несущей частоты $\Delta f_{\text{п}}$ к её номинальному значению f_0 .

$$\delta_f = \Delta f_{\text{п}} / f_0. \quad (1.12)$$

Чем выше стабильность частоты передатчика, тем меньше коэффициент относительной нестабильности.

Передатчики, в зависимости от назначения, могут быть выполнены по однокаскадной или многокаскадной схеме.

Однокаскадное построение передатчиков (рис.1.6) применяют, например, в бортовых метеонавигационных РЛС, в которых в качестве генераторов, формирующих несущие колебания, используют мощные СВЧ – генераторы, работающие в импульсном режиме излучения.



Рис.1.6. Структурная схема однокаскадного передатчика

Синхронизатор С, определяющий период следования излучаемых импульсов, запускает формирователь модулирующих сигналов ФМС, который формирует видеоимпульсы необходимой амплитуды и длительности. Эти импульсы возбуждают генератор высокой частоты ГВЧ, вырабатывающий радиоимпульсы такой же длительности. Передающая антенна A_n преобразует высокочастотные сигналы ГВЧ в электромагнитную волну, распространяющуюся в пространстве.

Достоинством однокаскадной схемы является её простота. К недостаткам следует отнести сравнительно низкую стабильность частоты генерируемых колебаний.

Структурная схема многокаскадного передатчика приведена на рис.1.7.

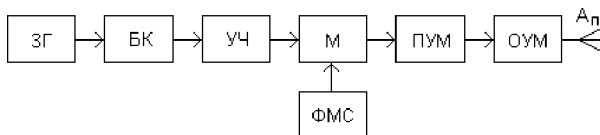


Рис.1.7. Структурная схема многокаскадного передатчика

Маломощный задающий генератор ЗГ с кварцевой стабилизацией формирует колебания несущей частоты. Малая мощность позволяет обеспечить облегчённый тепловой режим автогенератора, что повышает стабильность его частоты. С этой же целью в схему передатчика часто включают буферный каскад БК, защищающий генератор от влияния последующих каскадов. Кроме того, малая мощность автогенератора позволяет использовать при его разработке более высокочастотные полупроводниковые приборы, обладающие малой инерционностью.

Частота кварцевых автогенераторов обычно не превышает 100 МГц [43]. Поэтому при частоте передатчика больше данного значения в схему включают умножители частоты УЧ, повышающие частоту сигнала в необходимое число раз.

В многочастотных передатчиках (например в бортовых станциях радиосвязи) в качестве задающего генератора используют синтезаторы частот, позволяющие мгновенно формировать несущие колебания на многих частотах заданного диапазона. Однако требование высокой стабильности частоты и возможности её быстрой перестройки часто являются несовместимыми. Поэтому в синтезаторах частоты осуществляют дискретное перекрытие частотного диапазона, при котором производится генерирование сигналов на любой из множества фиксированных частот, следующих друг за другом с определённым интервалом, шагом частотной сетки.

В модуляторе M осуществляется модуляция несущих колебаний, т.е. осуществляется изменение какого-либо параметра сигнала (амплитуды, частоты, фазы, длительности) по закону, определяемому формирователем модулирующих сигналов ФМС.

Для создания требуемой выходной мощности передатчика используют линейку усилителей мощности в виде предварительных ПУМ и окончного ОУМ усилителей. Далее высокочастотный сигнал поступает на передающую антенну A_n и излучается в пространство в виде электромагнитной волны.

Радиопередатчики классифицируют по многим различным признакам. Рассмотрим наиболее общие из них.

Назначение радиопередатчиков определяется видом передаваемой информации и типом радиотехнической системы, в которой он используется. По этим признакам различают следующие виды передатчиков: связные, радиолокационные, радионавигационные, телевизионные, телеметрические, радиовещательные и др.

По условиям эксплуатации передатчики разделяют на самолётные, спутниковые, наземные, переносные, мобильные.

По диапазону рабочих частот (длин волн) радиопередатчики классифицируют в соответствии с принятым делением радиочастотного диапазона (табл. 1.1), например, передатчики метровых волн, сантиметровых волн и т.д.

По средней мощности излучаемых радиосигналов различают передатчики малой (до 10 Вт), средней (от 10 до 500 Вт), большой (от 500 до 10 кВт) и сверхбольшой (свыше 10 кВт) мощностей. Мощность передающего канала является одним из основных параметров, определяющих дальность действия радиосистемы.

По виду излучения передатчики разделяют на работающие в импульсном или непрерывном режимах.

Как говорилось выше, важным преимуществом импульсного режима является возможность осуществления временной развязки между излучением и приёмом радиосигналов, что позволяет использовать одну и ту же антенну в передающем и приёмном каналах. Импульсный режим работы используют, например, бортовые метеонавигационные РЛС.

Специфика работы некоторых радионавигационных и радиолокационных систем однозначно определяет использование только непрерывного режима излучения и приёма радиосигналов. Например, в высотомерах малых высот такой режим позволяет получать информацию о высоте полёта практически от нулевых значений. Однако, использование непрерывного режима приводит к необходимости иметь отдельные антенны для излучения и приёма радиосигналов и требует обеспечения надёжной, пространственной развязки между антеннами, реализовать которую на малоразмерных летательных аппаратах достаточно сложно.

Радиоприёмные устройства

Приёмная антенна извлекает из окружающего пространства очень небольшую часть энергии проходящих радиоволн, преобразует электромагнитную энергию волны в высокочастотный электрический сигнал и направляет его в радиоприёмник. В приёмнике осуществляется выделение информационной составляющей принятого сигнала и преобразование её к такому виду, который необходим для работы окончательного устройства.

К основным характеристикам радиоприёмного устройства относят чувствительность, избирательность, диапазон рабочих частот (длин волн), динамический диапазон входных сигналов, стабильность и устойчивость работы.

Под чувствительностью понимают способность радиоприёмника принимать слабые сигналы. Количественно чувствительность определяют минимально необходимой мощностью сигнала на входе приёмника, при которой обеспечивается нормальное функционирование окончательного устройства при заданном отношении мощности сигнала к мощности помех на выходе приёмника.

Избирательностью называют способность радиоприёмного устройства выделять полезную информационную составляющую принятого сигнала и ослаблять действие помеховых сигналов с помощью различных видов избирательности: частотной, временной, пространственной, поляризационной.

Частотная избирательность реализуется с помощью резонансных цепей и фильтров и определяется крутизной скатов амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) этих устройств. Чем больше крутизна

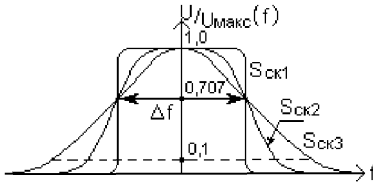


Рис. 1.8. Нормированные АЧХ с различной крутизной скатов $S_{ск1} > S_{ск2} > S_{ск3}$

скатов $S_{ск}$, чем ближе характеристика к прямоугольной, тем лучше частотная избирательность (рис. 1.8). Иногда частотную избирательность оценивают коэффициентом прямоугোলности, который показывает степень приближения формы характеристики к идеальной (прямоугольной) [56].

$$K_{п} = \Delta f_{0,1} / \Delta f_{0,707} > 1, \quad (1.13)$$

где $\Delta f_{0,1}$ и $\Delta f_{0,7}$ — полосы пропускания избирательной системы соответственно по уровням 0,1 и 0,707 $U_{макс}$.

Временную избирательность применяют при приёме импульсных сигналов, когда момент их появления на входе приёмника известен. В этом случае приёмник открывается только на время действия импульсного сигнала. Остальное время приёмник закрыт, что уменьшает воздействие помех.

Пространственную избирательность осуществляют с помощью направленных антенн. Если источник сигнала ИС и источник помехи ИП

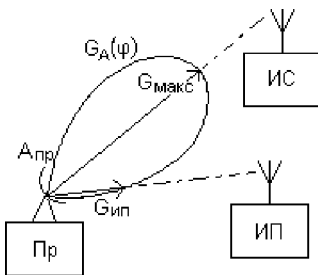


Рис. 1.9. Пространственная избирательность приемного канала

разнесены в пространстве по угловым координатам, как это показано на рис. 1.9, то максимальный коэффициент усиления антенны $G_{макс}$ для сигнала можно получить, совмещая максимум диаграммы направленности антенны с направлением на источник сигнала. Коэффициент усиления антенны в направлении на источник помехи $G_{мин}$ в этом случае будет гораздо меньше и влияние помехового сигнала будет ослаблено.

Чем уже диаграмма направленности антенны, тем лучше пространственная избирательность.

Поляризационную избирательность используют, если имеются различия в поляризации электромагнитных волн полезных и помеховых сигналов. Приёмную антенну в этом случае настраивают на вид поляризации полезного для данной системы сигнала.

Диапазон рабочих частот определяют областью частот настройки, в пределах которой обеспечиваются все другие электрические характеристики приёмника.

Динамический диапазон определяет уровни входного сигнала, при которых обеспечивается нормальное качество приёма. Минимальный входной сигнал ограничивается уровнем собственных шумов приёмника, т.е. его чувствительностью. Максимальный уровень определяется допустимыми нелинейными искажениями в усилительных и преобразовательных каскадах приёмника.

Таким образом, динамический диапазон характеризует пределы изменения уровня входных сигналов, в которых обеспечивается линейность переходных характеристик отдельных устройств приёмника.

Однако имеется множество причин, из-за которых уровень входных сигналов может очень сильно изменяться в процессе работы приёмника. Это изменение расстояния между источником излучения и приёмником, изменение условий распространения радиоволн, интерференция радиоволн, пришедших в точку приёма по различным путям, перестройка приёмника на другой источник сигнала, изменение взаимонаправленности передающей и приёмной антенн, флуктуации эффективной отражающей поверхности объекта взаимодействия и т.д. Изменение напряжения сигнала на входе реального приёмника может достигать 100 дБ и более. Выходное напряжение при этом не должно изменяться более, чем на 6 – 9 дБ.

Расширение динамического диапазона осуществляют с помощью автоматической регулировки усиления АРУ и применения логарифмических усилителей.

АРУ представляет собой систему отрицательной обратной связи, работающей по принципу обратного регулирования. Такую систему подключают к выходу УПЧ приёмника. Амплитудный детектор АРУ создаёт постоянное напряжение, пропорциональное уровню принимаемых колебаний. Это напряжение подают на регулируемые каскады

линейной части приёмника в качестве дополнительного смещения. Чаще всего изменяют смещение в УВЧ и первых каскадах УПЧ.

Таким образом, система АРУ уменьшает усиление ряда каскадов одновременно с увеличением амплитуды принимаемых колебаний. В результате этого увеличение входного напряжения приёмника в тысячи раз приводит к росту выходного напряжения в 2 – 3 раза.

Стабильность и устойчивость работы приёмника оценивают по его способности сохранять свои электрические характеристики в допустимых пределах при неблагоприятном воздействии окружающей среды, аналогичном воздействию на передатчик. Нестабильность частот передатчика и гетеродина приёмника заставляет расширять полосу пропускания приёмника для обеспечения устойчивого приёма. Это вызывает усиление действия помех и, как следствие, снижение чувствительности и избирательности приёмного устройства. Для улучшения качества работы радиоканала используют высокостабильные задающие генераторы в передатчиках и гетеродины в приёмниках, с применением, как правило, кварцевой стабилизации частоты и системы автоматической подстройки частоты АПЧ.

Чувствительным элементом АПЧ является частотный или фазовый детектор, которые вырабатывают управляющие напряжения, пропорциональные отклонениям частоты или фазы колебаний генератора относительно переходной частоты или фазы детектора, принимаемых за эталонные. Это напряжение воздействует на управляемый генератор и изменяет его частоту таким образом, чтобы управляющее напряжение на выходе чувствительного элемента уменьшилось практически до нулевых значений. С этой целью переходную характеристику чувствительного элемента выбирают в виде нечётной функции выходного напряжения $u_{упр}$ в зависимости от изменения частоты f_c или фазы φ_c входного сигнала.

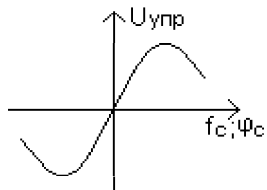


Рис. 1.10. Переходная характеристика чувствительного элемента АПЧ

Типовой вид такой характеристики показан на рис.1.10. Полярность управляющего напряжения изменяется при увеличении или уменьшении частоты или фазы колебаний управляемого генератора и соответственно его изменения частоты или фазы вход-

ного сигнала чувствительного элемента относительно переходного значения.

Таким образом, система АПЧ представляет собой замкнутую систему обратной связи автоматического регулирования.

Основное различие систем АПЧ с частотным или фазовым детектированием заключается в том, что в системах с частотным детектированием осуществляется формирование управляющего сигнала, пропорционального частотной ошибке между частотой эталонного сигнала и частотой управляемого генератора. В системах с фазовым детектированием управляющий сигнал формируется пропорционально фазовой ошибке между этими сигналами. Следовательно, в системах с фазовым детектированием отсутствует частотная расстройка между указанными сигналами, что является существенным достоинством такой системы.

Рассмотрим далее построение и принцип действия основных типов приёмников, применяемых в РТС различного вида.

Самый простой приёмник называется детекторным (рис.1.11).

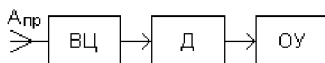


Рис.1.11. Структурная схема детекторного приёмника

Принятый антенной $A_{пр}$ сигнал поступает на входную цепь ВЦ, которая представляет собой одиночный колебательный контур. За счёт его резонансных свойств происходит выделение необходимого для приёма в данный момент высокочастотного сигнала и значительное подавление помеховых сигналов, несущие частоты которых не попадают в полосу пропускания контура. После входной цепи сигнал детектируется в детекторе Д. Выходной низкочастотный сигнал детектора приводит в действие оконечное устройство ОУ.

Основное достоинство детекторного приёмника заключается в отсутствии источников питания. Однако успешная работа такого приёмника возможна только при относительно большой мощности принимаемых сигналов.

На рис.1.12 приведена структурная схема приёмника прямого усиления. Он отличается от детекторного приёмника наличием во вход-

ной цепи усилителя высокой частоты УВЧ. В большинстве случаев УВЧ имеет один или два резонансных каскада. При числе каскадов более двух УВЧ работает неустойчиво и обладает склонностью к самовозбуждению. В связи с этим УВЧ не может иметь большого коэффициента усиления. Кроме того, на высоких частотах сложно обеспечить необходимую частотную избирательность усилителя.

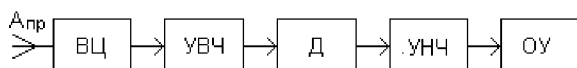


Рис. 1.12. Структурная схема приёмника прямого усиления

Для обеспечения надёжной работы окончательного устройства ОУ частотой выходной сигнал детектора Д усиливают в усилителе низкой частоты УНЧ.

Наиболее распространённым является супергетеродинный приёмник, структурная схема которого показана на рис.1.13. В таких приёмниках спектр принимаемого антенной $A_{пр}$ сигнала переносится в область частот, в которой наилучшим образом можно произвести усиление. Поэтому отличием супергетеродинного приёмника от других является включение в его схему преобразователя частоты ПЧ и усилителя промежуточной частоты УПЧ. Остальные элементы такие же, как и в приёмнике прямого усиления.

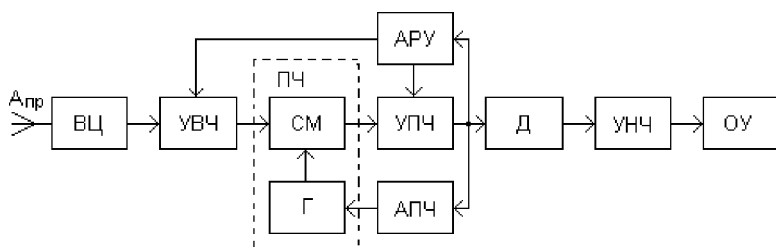


Рис.1.13. Структурная схема гетеродинного приёмника

Входная цепь ВЦ обеспечивает согласование волнового сопротивления тракта передачи высокочастотных сигналов от антенны к приёмнику с входным сопротивлением приёмника. Одно из основных требований, предъявляемых к УВЧ, состоит в обеспечении малого уровня

ня собственных шумов. Полоса пропускания УВЧ, как правило, оптимально согласуется со спектром принимаемого сигнала. Это даёт возможность получить наибольшее превышение принятого сигнала над уровнем помех и шумов. Последовательное соединение входной цепи и УВЧ часто называют преселектором. Преселектор осуществляет предварительную частотную избирательность (селекцию) полезных сигналов из смеси всех сигналов и случайных помех, поступающих на вход приёмного канала.

Одной из основных особенностей супергетеродинного приёмника является вероятность нежелательного воздействия на его работу помеховых сигналов, принятых по так называемым побочным каналам. Наиболее опасными являются соседний, зеркальный и прямой каналы.

Соседний канал – это канал приёма на частотах $f_{ск}$, близких к основному каналу f_c , сигналы которого недостаточно полно отфильтровываются преселектором и поступают на вход преобразователя частоты ПЧ (рис.1.14).

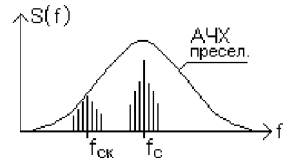


Рис.1.14. Прием сигнала по соседнему каналу

Зеркальный канал образуется внешней помехой на частоте

$$f_{зк} = f_{\Gamma} + f_{пр} = f_c + 2f_{пр}. \quad (1.14)$$

При поступлении сигнала с такой частотой на вход преобразователя на его выходе образуется сигнал с промежуточной частотой

$$f_{пр} = f_{зк} - f_{\Gamma} \quad (1.15)$$

с такой же, как и промежуточная частота от полезного сигнала (рис.1.15)

$$f_{пр} = f_{\Gamma} - f_c. \quad (1.16)$$

Такой канал называется зеркальным, поскольку он расположен симметрично (зеркально) по отношению к каналу основного приёма на частоте f_c .

Прямой канал приёма образуется, когда помеха на входе преобразователя ПЧ имеет частоту, равную промежуточной частоте, и проходит без преобразования в последующий за преобразователем УПЧ. Для повышения помехозащищённости по каналу прямого про-

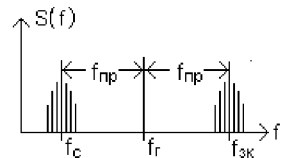


Рис.1.14. Прием сигнала по зеркальному каналу

хождения установлен международный стандартный ряд значений промежуточной частоты и одновременно наложен запрет на их использование в качестве несущих частот. Так в системах радиовещания с использованием амплитудной модуляции значение промежуточной частоты выбирают равным 465 кГц, а с частотной модуляцией – 10,7 МГц. В приёмниках радиолокационных станций используют более высокие промежуточные частоты, равные 30, 60 МГц и выше.

Основными способами борьбы с помеховыми сигналами побочных каналов является использование частотно-селективных цепей в преселекторе и в УПЧ. Преселектор настраивают на частоту сигналов основного канала f_c и тем самым осуществляют фильтрацию помех по зеркальному и прямому каналам приёма. Однако на сверхвысоких частотах, на которых работает большинство бортовой аппаратуры, получить фильтры с приемлемыми селективными свойствами невозможно по следующим причинам.

Известно, что требуемые резонансные характеристики частотно-избирательных цепей с повышением частоты сигналов можно обеспечить уменьшением номинальных значений основных элементов, входящих в эти цепи, т.е. уменьшением ёмкости C и индуктивности L , что следует из выражения для определения резонансной частоты контура

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1.17)$$

В пределе значения L и C становятся соизмеримыми с паразитными межэлектродными ёмкостями активных элементов, индуктивностями выводов, межвитковыми ёмкостями катушек, реактивностями монтажа и т.п. Паразитные элементы уменьшают добротность контуров, не позволяют получить высокую крутизну скатов АЧХ, обеспечивающих необходимую частотную избирательность. Учесть влияние паразитных элементов практически невозможно из-за их случайного, непредсказуемого характера. Поэтому основную селекцию помех соседнего канала обеспечивают в УПЧ, на более низких промежуточных частотах, на которых влиянием паразитных реактивностей можно пренебречь. Форму амплитудно-частотной характеристики УПЧ стараются приблизить к прямоугольной за счёт использования многоконтурных селективных цепей.

Преобразователь частоты состоит из смесителя СМ и гетеродина Г. Он осуществляет преобразование сигнала высокой частоты в сигнал

промежуточной частоты. Промежуточная частота ниже несущей частоты принимаемого сигнала, но выше основных частот модулирующего сигнала. Важной особенностью промежуточной частоты является её постоянство при любой настройке приёмника. Достигается это одновременной перестройкой резонансных контуров входной цепи, УВЧ и гетеродина.

Гетеродин представляет собой генератор малой мощности, который создаёт непрерывные гармонические колебания высокой частоты. Частота сигналов гетеродина может изменяться в заданных пределах и отличается от частоты принимаемого сигнала на величину выбранной промежуточной частоты. Колебания гетеродина поступают в смеситель, где перемножаются с колебаниями принятого сигнала.

Рассмотрим преобразование амплитудно-модулированного сигнала вида :

$$u_{\text{вх}}(t) = U_c [1 + m \cos \Omega_m t] \cos \omega_c t \quad (1.18)$$

с помощью сигналов гетеродина

$$u_{\text{Г}}(t) = U_{\text{Г}} \cos \omega_{\text{Г}} t, \quad (1.19)$$

где U_c , $U_{\text{Г}}$ – амплитуды входного и гетеродинного сигналов; m – индекс (глубина) амплитудной модуляции входного сигнала; Ω_m – частота модулирующего сигнала; ω_c – несущая частота входного сигнала; $\omega_{\text{Г}}$ – частота сигнала гетеродина.

Оба сигнала одновременно воздействуют на нелинейный элемент смесителя, в результате чего на его выходе возникает большое число комбинационных составляющих, в том числе и составляющие разностной и суммарной частот такого вида:

$$u_{\text{к}}(t) = \frac{U_c U_{\text{Г}}}{2} [1 + m \cos \Omega_m t] \cos \omega_1 t + \frac{U_c U_{\text{Г}}}{2} [1 + m \cos \Omega_m t] \cos \omega_2 t, \quad (1.20)$$

где $\omega_1 = \omega_c - \omega_{\text{Г}}$, $\omega_2 = \omega_c + \omega_{\text{Г}}$.

Разностную частоту используют в качестве новой несущей частоты выходных сигналов преобразователя и называют её промежуточной частотой. Последующий за преобразователем УПЧ настраивают на эту частоту.

Со спектральной точки зрения происходит перенос информационной части спектра входного сигнала в область промежуточных частот без нарушения амплитудных и фазовых соотношений его составляю-

щих. При этом ни количество, ни качество переносимой сигналом информации не изменяется.

Такое преобразование возможно не только в случае амплитудно-модулированных непрерывных сигналов. При любом способе модуляции преобразование происходит подобным образом: каждая спектральная составляющая любого модулированного сигнала переносится в область промежуточных частот.

Основное усиление принятых сигналов происходит в усилителе промежуточных частот УПЧ. Благодаря тому, что при приёме сигналов любых частот УПЧ не перестраивается, а работает всё время на одной и той же частоте, возможно выполнить его очень качественно, с большим коэффициентом усиления, с заданной полосой пропускания и большой крутизной скатов амплитудно-частотной характеристики. Полосу пропускания УПЧ обычно оценивают по уровню 3 дБ ($0,707U_{\text{макс}}$ на рис. 1.8). В радиовещательных приёмниках типовые полосы пропускания УПЧ составляют для амплитудно-модулированных сигналов $8 \div 10$ кГц, а для частотно-модулированных сигналов – 250 кГц. В радиолокационных приёмниках полосу пропускания УПЧ выбирают в пределах $1 \div 10$ МГц.

Технические характеристики УПЧ не зависят от настройки приёмника, т.е. от настройки контуров входной цепи, УВЧ и гетеродина, и в процессе эксплуатации приёмника не перестраиваются.

Усиленный в УПЧ сигнал поступает на детектор Д, в котором происходит выделение низкочастотного информационного сигнала. В зависимости от вида модуляции принятых сигналов детектирование осуществляется амплитудным, частотным или фазовым детектором.

Одновременно часть выходного сигнала УПЧ используют для работы систем автоматической регулировки усиления АРУ и автоматической подстройки частоты гетеродина АПЧ.

Иногда для повышения помехоустойчивости приёмника частотно-модулированных сигналов в состав УПЧ включают амплитудные ограничители, которые позволяют избавиться от различных помех, вызывающих изменение амплитуды принимаемых ЧМ сигналов.

Усилитель низкой частоты УНЧ обеспечивает нормальную работу окончного устройства.

В системах, где информационная составляющая радиосигналов обладает широким спектром частот (например, в телевизионных и

радиолокационных системах, в системах с импульсным режимом излучения), вместо УНЧ используют видеоусилитель, обладающий более широкой полосой пропускания по сравнению с УНЧ. Полоса пропускания видеоусилителя зависит от ширины спектра входных сигналов и допустимых искажений полезного сигнала. Наиболее часто область рабочих частот видеоусилителя заключается в интервале от сотен герц до единиц мегагерц.

Иногда информационная составляющая заключена в изменениях амплитуды импульсной последовательности принятого сигнала, как это показано на рис.1.16,а. В этом случае детектирование осуществляется в два этапа. Сначала производится детектирование по несущей (промежуточной) частоте, в результате чего выделяются видеоимпульсы, амплитуда которых отображает исходное сообщение (рис.1.16,б). После этого выполняется импульсная демодуляция, позволяющая восстановить непрерывность передаваемого сообщения (рис.1.16,в).

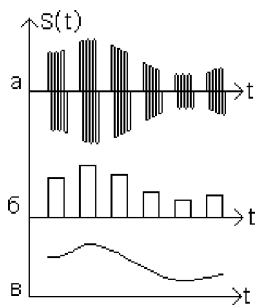


Рис.1.16. Преобразование сигналов с амплитудно-импульсной модуляцией

Вопросы для самоконтроля

1. Какие виды помех воздействуют на радиосигналы в каналах связи?
2. Нарисуйте обобщённую структурную схему РТС.
3. В чём заключается основное назначение передатчика РТС?
4. Перечислите основные параметры передающего устройства.
5. По каким основным схемам осуществляется построение передатчиков?
6. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы многокаскадного передатчика.
7. Назовите основные квалификационные признаки радиопередающих устройств.
8. Дайте определение основным параметрам радиоприёмных устройств.
9. В чём заключается назначение и принцип действия АРУ в радиоприёмнике?
10. В чём заключается назначение и принцип действия АПЧ в радиоприёмнике?
11. Какие виды приёмников применяют в РТС и в чём их различие?

12. Нарисуйте структурную схему супергетеродинного приёмника и поясните принцип его работы.
13. Какое воздействие на работу супергетеродинного приёмника оказывают побочные каналы: соседний, зеркальный и прямой?
14. С какой целью осуществляют преобразование частоты сигналов в супергетеродинных приёмниках?

1.5 Эксплуатационно-тактические характеристики РТС

Любую РТС можно охарактеризовать большим числом тактических и эксплуатационных параметров. Количество и вид этих параметров в основном зависит от назначения системы и её практического использования. Однако, среди этих параметров можно выделить ряд основных характеристик, которые могут быть отнесены к большинству радиотехнических систем. Рассмотрим эти характеристики.

Рабочая зона действия системы

Рабочая зона ограничивается максимальной $R_{\text{макс}}$ и минимальной $R_{\text{мин}}$ дальностью действия системы, а также секторами её работы в горизонтальной (азимутальной) Φ_α и вертикальной (угломестной) Φ_β плоскостях (рис. 1.17).

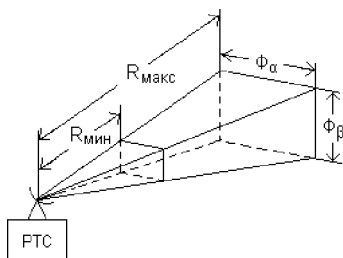


Рис.1.17. Рабочая зона действия РТС

Максимальная дальность действия определяется возможностью приёма радиосигналов и выделения полезной информации с заданной достоверностью на фоне помех. Минимальная дальность действия определяется так называемой «мёртвой зоной», которая может быть образована излучением собственного передатчика активной РТС (приёмник не принимает сигналы во время работы пе-

редатчика), помехами из-за отражений сигналов от местных предметов и т.д. Дальности действия различных РТС могут лежать в пределах от единиц метров (высотомеры малых высот, системы сближения и сты-

ковки космических аппаратов, радиовзрыватели и т.д.), до сотен миллионов километров (навигация космических аппаратов, радиоастрономия и т.д.). Так, например, космические корабли «Вояджер-1» и «Вояджер-2», стартовавшие в 1978 году, до сих пор передают научную информацию с помощью радиотехнических систем, находясь на расстоянии примерно в 100 астрономических единиц от Земли (Астрономическая единица – среднее расстояние между Землёй и Солнцем – равна $\sim 1,5 \cdot 10^8$ км). Это расстояние радиосигналы, распространяясь со скоростью $3 \cdot 10^5$ км/с, проходят за время около 14 часов!

Угловые сектора работы РТС определяются диаграммами направленности антенных устройств, а также возможным перемещением этих диаграмм в пространстве (сканирование пространства в режиме обзора, перемещение диаграммы в режиме сопровождения по направлению и т.д.).

Точность принимаемой информации

Точность характеризуется величиной ошибки, возникающей при приёме сигналов и измерении информационных параметров этих сигналов. По характеру проявления ошибки разделяют на систематические и случайные.

Систематическими называют ошибки, которые при многократных измерениях остаются постоянными или закономерно изменяются под воздействием возмущающих факторов (например, изменения температуры, влажности, параметров источников питания и др.). В большинстве случаев систематические ошибки могут быть скомпенсированы введением каких-либо коэффициентов в результаты измерений или проведением периодических калибровок измерительных устройств.

Случайными называются неопределённые по значению и знаку ошибки, в проявлении которых не наблюдается какой-либо закономерности. Такие ошибки являются следствием воздействия на сигнал различных случайных помех или случайных изменений состояния измерительных устройств (например, воздействие вибраций, пульсаций питающего напряжения и др.). Для определения таких ошибок и корректировки полученных результатов используют статистические методы анализа принятых сигналов.

Разрешающая способность

Важной характеристикой РТС является разрешающая способность.

Под разрешающей способностью РТС понимают возможность раздельного наблюдения близко расположенных одна к другой точечных целей и измерение параметров каждой из них или возможность раздельного приёма двух информационных сообщений. В радионавигации и радиолокации различают разрешающую способность по дальности, направлению (по угловым координатам) и по скорости.

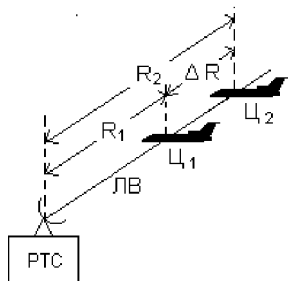


Рис. 1.18. Разрешающая способность РТС по дальности

Разрешающая способность по дальности характеризуется минимальным расстоянием $\Delta R_{\text{мин}}$ между двумя целями Ц_1 и Ц_2 , находящимися на одном направлении относительно РТС (ЛВ – линия визирования целей), при котором эти цели на радиолокационном изображении наблюдаются раздельно (рис. 1.18).

Если $\Delta R = R_2 - R_1 > \Delta R_{\text{мин}}$ – разрешение есть; если $\Delta R < \Delta R_{\text{мин}}$ – разрешения нет. Количественно разрешающая способность по дальности определяется шириной спектра зондирующего сигнала

$$\Delta R_{\text{мин}} = c / 2\Delta f_{\text{сп}}, \quad (1.21)$$

где c – скорость распространения радиоволн; $\Delta f_{\text{сп}}$ – ширина спектра сигнала.

В РТС с импульсным излучением повышение разрешающей способности по дальности возможно за счёт расширения спектра импульсного сигнала. Для этого нужно уменьшать его длительность или применять внутриимпульсную модуляцию.

Разрешающая способность по угловым координатам (азимуту α и углу места β) определяется минимальным углом между направлениями на две равноудалённые цели в горизонтальной (азимутальной Ц_2 и Ц_3) $\Delta\alpha_{\text{мин}}$ или вертикальной (угломестной Ц_1 и Ц_2) $\Delta\beta_{\text{мин}}$ плоскостях, при котором отметки этих целей на экране индикатора наблюдаются еще раздельно. Если $\Delta\alpha = (\alpha_2 - \alpha_3) > \Delta\alpha_{\text{мин}}$ или $\Delta\beta = (\beta_2 - \beta_1) > \Delta\beta_{\text{мин}}$ – разрешение есть; если $\Delta\alpha < \Delta\alpha_{\text{мин}}$ или $\Delta\beta < \Delta\beta_{\text{мин}}$ – разрешения нет (рис. 1.19).

Практически разрешающую способность РТС по угловой координате $\Delta\varphi$ оценивают шириной диаграммы направленности антенны Θ_A по половинной мощности в соответствующей плоскости

$$\Delta\varphi_{\text{мин}} \approx \Theta_A = k(\lambda / d_A), \quad (1.22)$$

где λ – длина волны; d_A – апертура (линейный раскрыв) антенны; k – коэффициент пропорциональности.

Из (1.22) видно, что для улучшения разрешающей способности необходимо увеличивать размер антенны и уменьшать длину волны.

Для сравнения разрешающей способности по дальности и по угловым координатам последнюю удобно представлять в виде линейного раскрыва L диаграммы направленности антенны Θ_A на дальности цели $R_{ц}$ в направлении, перпендикулярном линии визирования ЛВ (рис.1.20).

$$L = R_{ц} \sin \Theta_A \approx R_{ц} \Theta_A = R_{ц} \lambda / d_A \quad (1.23)$$

Из рисунка и (1.23) видно, что линейный раскрыв диаграммы направленности зависит от дальности, и чем больше расстояние до цели, тем хуже разрешающая способность по угловым координатам.

Обобщённой характеристикой пространственной разрешающей способности обзорной РТС может служить объём разрешаемого элемента пространства ΔV , в пределах которого цели или элементы целей на радиолокационном изображении не разделяются (рис.1.21).

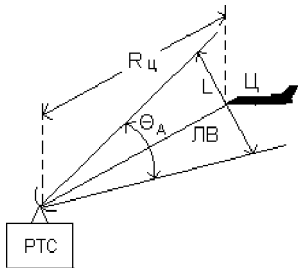


Рис. 1.20. Линейный раскрыв диаграммы направленности антенны

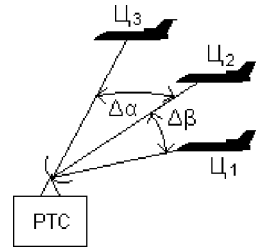


Рис.1.19. Разрешающая способность по угловым координатам

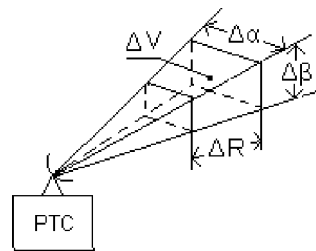


Рис. 1.21. Объём разрешаемого пространства

$$\Delta V = k (\Delta \alpha \cdot \Delta \beta \cdot \Delta R), \quad (1.24)$$

где k – коэффициент пропорциональности.

Разрешающая способность по скорости оценивается минимальной разностью скоростей двух целей, не разрешаемых по дальности и по направлению, при которой они наблюдаются раздельно.

Процесс разрешения неотделим от процесса обнаружения целей, другими словами, разрешение – это раздельное обнаружение всех целей.

Пропускная способность

Пропускную способность системы характеризуют максимальным количеством информации, которое может быть передано или извлечено системой за единицу времени.

Быстродействие

Быстродействие системы определяется её способностью отслеживать быстрые изменения входной величины, характеризует инерционность системы. Количественной характеристикой быстродействия является выходная реакция системы $S_{\text{ВЫХ}}(t)$ (рис.1.22,б) на единичный скачок какого-либо параметра входного сигнала $S_{\text{ВХ}}(t)$ (рис.1.22,а).

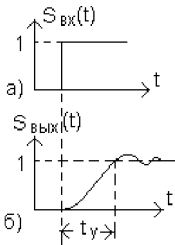


Рис.1.22. Определение быстродействия РТС

Определяется быстродействие временем установления t_y :

$$t_y = \frac{1}{2\Delta f}, \quad (1.25)$$

где Δf – полоса пропускания системы.

Помехоустойчивость

Помехоустойчивостью называется способность системы сохранять свои основные параметры в заданных пределах при воздействии помех. Количественно помехоустойчивость системы оценивают соотношением

$$\mu = \frac{(U_c / U_{\Pi})_{\text{ВЫХ}}}{(U_c / U_{\Pi})_{\text{ВХ}}}, \quad (1.26)$$

где $(U_c/U_{\text{п}})_{\text{вых}}$ и $(U_c/U_{\text{п}})_{\text{вх}}$ – отношения сигнал / помеха соответственно на выходе и входе системы.

Скрытность работы

Под скрытностью работы понимают качественный показатель, характеризующий трудность обнаружения работы системы и определения её основных параметров. Скрытность обеспечивается применением остронаправленного излучения, ограничением времени работы системы, максимально возможным сужением полосы излучаемых частот, детерминированным изменением каких-либо параметров сигнала и другими мерами.

К понятию скрытности относится также ограничение утечки информации о параметрах вновь разрабатываемых систем, другими словами, засекречивание процесса разработки, производства и испытаний новых видов систем. Это даёт возможность при необходимости использовать эффект внезапности применения таких средств и реализовать техническое превосходство над эвентуальным противником.

Эксплуатационная надёжность

Эксплуатационной надёжностью называется свойство системы выполнять возложенные на неё функции в реальных условиях эксплуатации. Обычно надёжность характеризуют вероятностью безотказной работы системы в течение заданного времени или средним значением времени работы между двумя последующими отказами.

Экономическая эффективность

Эту характеристику оценивают стоимостью затрат на разработку, производство и эксплуатацию радиосистем, причём затраты на эксплуатацию сложных радиосистем и комплексов значительно превышают затраты на их проектирование и производство. Особенно остро вопросы экономичности встают при эксплуатации систем, размещаемых на подвижных объектах. В этом случае необходимо учитывать также стоимость транспортировки каждого килограмма веса аппаратуры и обслуживающего персонала.

Эргономичность

Эта характеристика отражает степень приспособленности аппаратной части системы к потребностям эксплуатирующего персонала или другими словами – определяет степень удобства эксплуатации системы.

Вопросы для самоконтроля

1. Перечислите основные эксплуатационно-тактические характеристики РТС.
2. Какие параметры определяют зону действия РТС?
3. Дайте сравнительную характеристику систематических и случайных ошибок, возникающих при приёме и преобразованиях радиосигналов.
4. Дайте определение разрешающей способности РТС.
5. По каким критериям определяют разрешающую способность РТС по дальности?
6. По каким критериям определяют разрешающую способность РТС по угловым координатам?
7. Каким параметром характеризуют инерционность системы?

1.6 Технические характеристики РТС

Совокупность технических характеристик обеспечивает установленные эксплуатационно-тактические требования, предъявляемые к системе. Рассмотрим кратко основные технические характеристики РТС.

Частота (диапазон частот) несущих колебаний

Частота несущих колебаний имеет исключительно большое значение для свойств и возможностей РТС. От частоты радиосигналов зависят особенности их распространения, отражения и рассеяния. Для излучения и приёма радиосигналов приходится использовать различные типы антенн, различные виды активных и пассивных элементов высокочастотных трактов передающих и приёмных каналов РТС, электрические и конструктивные параметры которых в значительной степени определяются частотой колебаний. Чтобы учесть эти особенности, весь диапазон радиочастот решением международного консультативного комитета по радио (МККР) при ООН в 1975 г. разделён на 12

участков (диапазонов). Большинство современных радиотехнических систем различного назначения используют восемь из этих диапазонов, которые находятся в частотных границах от 3 кГц до 300 ГГц. Границы и официальные наименования диапазонов приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Диапазон радиочастот	Наименование радиочастот	Диапазон длин волн	Наименование вида радиоволн	
			после 1975 г.	до 1975 г.
3 ÷ 30 кГц	Очень низкие частоты ОНЧ	10 ÷ 100 км	Мириаметровые волны МРМВ	Сверхдлинные волны
30 ÷ 300 кГц	Низкие частоты НЧ	1 ÷ 10 км	Километровые волны КМВ	Длинные волны ДВ
300 кГц ÷ 3 МГц	Средние частоты СЧ	100 м ÷ 1 км	Гектометровые волны ГКМВ	Средние волны СВ
3 МГц ÷ 30 МГц	Высокие частоты ВЧ	10 ÷ 100 м	Декаметровые волны ДКМВ	Короткие волны КВ
30 МГц ÷ 300 МГц	Очень высокие частоты ОВЧ	1 ÷ 10 м	Метровые волны МВ	Ультракороткие волны УКВ
300 МГц ÷ 3 ГГц	Ультравысокие частоты УВЧ	10 см ÷ 1 м	Дециметровые волны ДМВ	
3 ГГц ÷ 30 ГГц	Сверхвысокие частоты СВЧ	1 ÷ 10 см	Сантиметровые волны СМВ	
30 ГГц ÷ 300 ГГц	Крайне высокие частоты КВЧ	1 мм ÷ 1 см	Миллиметровые волны ММВ	

Часто в технических характеристиках радиосистем вместо несущей частоты f указывают длину волны λ (диапазон длин волн) несущих колебаний. Напомним, что длиной волны называют расстояние, которое проходит радиосигнал в среде распространения со скоростью $c = 3 \cdot 10^8$ м/с за время, равное одному периоду колебания $T = 1/f$:

$$\lambda = c T = c / f. \quad (1.27)$$

Диапазоны длин волн, соответствующие частотным диапазонам, также указаны в табл. 1.1.

В последней колонке таблицы приведены наименования диапазонов радиоволн, которые использовались до 1975 года, но до сих пор встречаются в научно-технической литературе.

Мощность излучаемых колебаний

От выходной мощности во многом зависит обеспечение необходимой дальности действия РТС. В зависимости от назначения и режимов работы современные РТС используют передатчики с выходной мощностью от долей милливатта до десятков мегаватт.

Чувствительность приёмных устройств

Чувствительность характеризует способность радиоприёмника принимать слабые радиосигналы. Количественно она определяется минимальной мощностью сигнала на входе приёмника, при которой сигнал на его выходе обеспечивает нормальную работу выходного устройства при заданных показателях качества (например, необходимый уровень разборчивости речи в системах связи, обнаружение целей с заданной вероятностью по отметкам на индикаторе РЛС и т.д.). Ограничение чувствительности происходит из-за наличия шумов на входе приёмника. Во многих случаях чувствительность определяют по уровню двойного превышения мощности полезного сигнала над мощностью шумов. В некоторых РТС чувствительность достигает очень малых значений 10-22 Вт [1], т.е. на 22 порядка меньше одного ватта.

Вид излучения и параметры модуляции излучаемых сигналов

Вид излучаемых сигналов определяет структурное построение многих узлов и каналов РТС. При импульсном излучении в технических характеристиках указывают длительность импульсов и частоту или период их следования.

В качестве основных видов модуляции излучаемых сигналов используют амплитудную АМ, частотную ЧМ и фазовую ФМ модуляции. Часто применяют комбинированные виды модуляции: амплитудно-импульсную АИМ, широтно-импульсную ШИМ, время-импульсную ВИМ и др. Параметры модуляции определяют исходя из требуемых тактических характеристик.

Характеристики антенных устройств

К основным характеристикам антенных устройств относят форму и ширину диаграммы направленности в главных сечениях азимутальной и угломестной плоскостей, коэффициент усиления антенны, уровень боковых лепестков, вид и параметры перемещения (сканирования) диаграммы направленности в пространстве.

Во многих РТС характеристики антенных устройств определяют основные параметры системы в целом, такие как точность определения угловых координат объектов, разрешающую способность по угловым координатам, пространственную избирательность и др.

Параметры первичных источников питания

Основными источниками первичного питания бортовой радиотехнической аппаратуры являются источники переменного тока 200 В 400 Гц и 115 В 400 Гц, а также источник постоянного тока ± 27 В.

Масса-габаритные характеристики аппаратуры

Масса-габаритные характеристики определяют линейные размеры аппаратуры, её массу и занимаемый объём при размещении на объектах. Они часто являются одними из основных определяющих характеристик аппаратуры, устанавливаемой на подвижных объектах, на космических и атмосферных летательных аппаратах.

Вопросы для самоконтроля

1. Перечислите основные технические характеристики РТС.
2. Какие тактические характеристики определяют мощность излучаемых колебаний и чувствительность приёмного устройства?

1.7 Энергетические характеристики РТС

Одной из основных энергетических характеристик радиотехнической системы является уравнение дальности, связывающее дальность действия РТС с её основными параметрами, параметрами объекта взаимодействия (отражающей способностью, энергетическим потенциалом и т.п.) и свойствами среды распространения радиоволн.

Под дальностью действия радиотехнических систем понимают максимальное расстояние, при котором обеспечиваются заданные показатели качества работы системы, например заданные точности измерения угловых координат, скорости движения и других навигационных параметров объектов.

При определении дальности действия РТС разделяют на запросные и беззапросные. Среди запросных систем, в свою очередь, различают запросные системы с пассивным ответом и запросные системы с активным ответом.

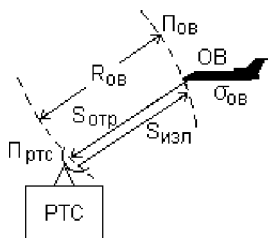


Рис. 1.23. К выводу основного уравнения дальности РТС

Вывод уравнения дальности проведем для запросной РТС с пассивным ответом при условии, что система и объект взаимодействия ОВ, отражающий радиосигналы, расположены в свободном пространстве, т.е. когда в зоне действия системы нет других отражающих объектов и активных источников радиоизлучений (рис. 1.23).

Сигналы передатчика РТС облучают объект ОВ, например самолёт, находящийся на расстоянии $R_{об}$. При изотропном излучении, т.е. равномерном по всем направлениям (*isos* – равный + *trapos* – поворот, направление), мощность передатчика $P_{п}$ равномерно распределяется по площади сферической поверхности

$$S_{сф} = 4\pi R^2, \quad (1.28)$$

где R – радиус сферы.

Плотность потока мощности в месте расположения объекта в этом случае будет обратно пропорциональна квадрату расстояния от источника излучения

$$\Pi_{об} = \frac{P_{п}}{4\pi R_{об}^2}. \quad (1.29)$$

Если антенна передатчика обладает направленными свойствами, то она концентрирует излучаемую мощность в пределах диаграммы направленности. Количественно степень такой концентрации определяет коэффициент усиления антенны $G_{п}$. В этом случае плотность потока мощности на дальности объекта будет равна

$$\Pi_{\text{об}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{4\pi R_{\text{об}}^2}. \quad (1.30)$$

Произведение $P_{\text{п}} G_{\text{п}} = \mathcal{E}_{\text{п}}$ часто называют энергетическим потенциалом станции и обычно выражают в децибелах. Например, $P_{\text{п}} = 10^5$ Вт; $G_{\text{п}} = 10^3$; $\mathcal{E}_{\text{п}} = P_{\text{п}} G_{\text{п}} = 10^8$ Вт = 80 дБ.

При облучении объект становится источником вторичного излучения и часть отражённой им энергии достигает приёмной антенны РТС. Свойства объекта как вторичного излучателя зависят от длины волны сигналов облучения, от направления облучения, от размеров, физико-химических характеристик и конфигурации объекта взаимодействия.

Отражающие свойства точечных объектов характеризуют коэффициентом $\sigma_{\text{об}}$, называемым эффективной площадью рассеяния объекта, ЭПР объекта.

Эффективной площадью рассеяния объекта называют площадь поперечного сечения такого воображаемого объекта, который рассеивает всю падающую на него энергию изотропно, т.е. равномерно во всех направлениях, и при этом создаёт на входе приёмника такой же сигнал, как и реальный объект.

Для большинства реальных объектов ЭПР не связана простым соотношением с геометрическими размерами, можно только считать, что чем больше размеры, тем больше ЭПР. ЭПР позволяет сравнить отражательные свойства любых объектов, не уточняя их конкретной формы, материала, геометрических размеров.

Для характеристики поверхностных объектов используют коэффициент обратного отражения, зависящий от эффективной отражающей площади объекта и от угла его облучения. Среднее значение эффективной отражающей площади распределённого объекта находится как сумма средних значений всех элементарных отражателей, попадающих в элемент разрешения РТС.

Отражающие свойства реальных объектов определяют для каждого вида многочисленными экспериментальными измерениями с последующим осреднением результатов. Среднестатистические значения ЭПР для различных типов точечных объектов и коэффициентов обратного отражения для различных видов подстилающей поверхности приводят в справочной и учебной литературе [2, 16]. В качестве примера в табл. 1.2 приведены ЭПР некоторых объектов.

Таблица 1.2

Тип объекта	ЭПР, м ²
Истребитель	5 – 8
Бомбардировщик	15 – 20
Транспортный самолёт	30 – 50
Крылатая ракета	0,3 – 0,8
Головная часть баллистической ракеты	10-3 – 1,0
Катер	100
Транспорт малого тоннажа (50 – 200 т)	50 – 250
Транспорт среднего тоннажа (500 – 7000 т)	103 – 104
Транспорт большого тоннажа (свыше 7500 т)	> 104
Рубка подводной лодки	1,0
Автомобиль, танк	7 – 10
Человек	0,5 – 1,2

Плотность потока мощности сигнала, отражённого от точечного объекта, в месте расположения приёмной антенны РТС будет равна

$$\Pi_{\text{РТС}} = \frac{\Pi_{\text{ОВ}} \sigma_{\text{ОВ}}}{4\pi R_{\text{ОВ}}^2} = \frac{P_{\text{П}} G_{\text{П}} \sigma_{\text{ОВ}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ОВ}}^4}, \quad (1.31)$$

где $\sigma_{\text{ОВ}}$ – ЭПР объекта.

Мощность отражённого сигнала на входе приёмника РТС будет определяться эффективной площадью раскрыва приёмной антенны S_A :

$$P_{\text{пр}} = \Pi_{\text{РТС}} S_A, \quad (1.32)$$

где

$$S_A = \frac{G_{\text{пр}} \lambda^2}{4\pi}; \quad (1.33)$$

$G_{\text{пр}}$ – коэффициент усиления приёмной антенны; λ – длина волны.

Предыдущие рассуждения были сделаны для идеальных условий распространения и приёма радиосигналов. В реальных условиях мощность на входе приёмника будет меньше из-за поглощения и рассеяния высокочастотной энергии в атмосфере, из-за несовпадения поляризационных характеристик антенн и принимаемых сигналов и ряда других факторов. Все эти отклонения от идеальных условий учтём введением суммарного коэффициента потерь γ_c .

Подставляя (1.31) и (1.33) в (1.32), будем иметь

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{П}} G_{\text{П}} \sigma_{\text{ОВ}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^3 R_{\text{ОВ}}^4}. \quad (1.34)$$

Решая (1.34) относительно $R_{\text{ов}}$, получим

$$R_{\text{ов}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} \sigma_{\text{ов}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_{\text{с}}}{(4\pi)^3 P_{\text{пр}}}}. \quad (1.35)$$

Полученное уравнение называют основным уравнением дальности действия радиотехнической системы [2] или основным уравнением радиолокации [12].

При увеличении дальности до объекта мощность отражённого сигнала на входе приёмного канала $P_{\text{пр}}$ уменьшается, достигая порогового уровня $P_{\text{пр.мин}}$, ограничивающего максимальное значение дальности действия РТС. Эта мощность, определяющая чувствительность приёмного канала радиолинии, должна быть достаточной для извлечения информации с заданной достоверностью при наличии помех, включая и внутренние шумы приёмника. При этом структура и характеристики приёмного канала, устройств обработки и регистрации информационных сигналов выбирают такими, чтобы свести $P_{\text{пр.мин}}$ к возможно низкому уровню, обеспечивающему максимальную дальность действия РТС $R_{\text{ов.макс}}$ как в режиме обнаружения объектов, так и в режиме измерения их координат. В первом случае минимальная мощность на входе приёмника $P_{\text{пр.мин}}$ должна обеспечить заданные вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги, а во втором случае – возможность измерения координат объектов с заданной точностью.

Для определения максимальной дальности действия активной РТС при заданной ЭПР объекта нужно в выражение (1.35) вместо $P_{\text{пр}}$ подставить его минимальное значение $P_{\text{пр.мин}}$.

$$R_{\text{ов.макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} \sigma_{\text{ов}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_{\text{с}}}{(4\pi)^3 P_{\text{пр.мин}}}}. \quad (1.36)$$

Обозначим минимально допустимое превышение сигнала над шумом на входе приёмного канала:

$$n_{\text{р}} = \frac{P_{\text{пр.мин}}}{P_{\text{ш}}}, \quad (1.37)$$

где $P_{\text{ш}}$ – мощность шумов ($P_{\text{ш}} = P_{\text{ша}} + P_{\text{шп}}$); $P_{\text{ша}}$ – мощность шумов антенны; $P_{\text{шп}}$ – мощность собственных шумов приёмника, приведённая к его входу.

Иногда коэффициент n_p называют коэффициентом различимости [16].

Из (1.37) находим

$$P_{\text{пр.мин}} = n_p P_{\text{ш}}. \quad (1.38)$$

Известно, что интегральная мощность шумов приёмника определяется спектральной плотностью шума N_o и полосой пропускания приёмного устройства $\Delta f_{\text{пр}}$:

$$P_{\text{ш}} = N_o \Delta f_{\text{пр}}. \quad (1.39)$$

Обычно спектральную плотность шума представляют через коэффициент шума $k_{\text{ш}}$ и абсолютную температуру приёмника T_o следующим образом [16]:

$$N_o = k_{\text{ш}} k T_o, \quad (1.40)$$

где k – постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт с/К.

Определим минимальную мощность отраженного сигнала на входе приёмника

$$P_{\text{пр.мин}} = n_p k_{\text{ш}} k T_o \Delta f_{\text{пр}}. \quad (1.41)$$

Подставляя это значение в основное уравнение дальности, получим максимальную дальность действия активной запросной РТС с пассивным ответом

$$R_{\text{ов.макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} \sigma_{\text{ов}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_{\text{с}}}{(4\pi)^3 n_p k_{\text{ш}} k T_o \Delta f_{\text{пр}}}}. \quad (1.42)$$

При работе РТС с импульсным режимом излучения имеется возможность временной развязки передающего и приёмного каналов, что позволяет использовать одну и ту же антенну при передаче и приёме сигналов. В этом случае

$$G_{\text{п}} = G_{\text{пр}} = G \quad (1.43)$$

и формула максимальной дальности принимает вид:

$$R_{\text{ов.макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{п}} G^2 \sigma_{\text{ов}} \lambda^2 \gamma_{\text{с}}}{(4\pi)^3 P_{\text{пр.мин}}}}. \quad (1.44)$$

Анализ уравнения дальности показывает, что обеспечение заданной дальности действия РТС – задача достаточно сложная. Как видно из уравнения (1.44), увеличение дальности действия, например в два раза, требует увеличения подкоренного выражения в 16 раз!

Увеличение дальности действия РТС осуществляют повышением мощности передатчика $P_{\text{п}}$ и увеличением чувствительности приёмника $P_{\text{пр.мин}}$. Последнее достигается за счёт применения малозумящих приборов, криогенных методов снижения коэффициента шума на входе приёмника, оптимальной обработки сигналов, использования методов накопления сигналов и т.п.

Большое значение для обеспечения необходимой дальности действия РТС имеет выбор длины волны излучаемых колебаний. Зависимость $R_{\text{ов.макс}}$ от длины волны λ довольно сложная, поскольку большинство величин, входящих в уравнение дальности, являются функциями λ . Наиболее сильно эта зависимость проявляется в параметрах антенных устройств приёмного и передающего трактов. Однако для аппаратуры размещаемой на малоразмерных носителях, особенно на летательных аппаратах, увеличение эффективной площади раскрыва антенн $S_{\text{д}}$ ограничено допустимыми их размерами. Уменьшение λ приводит к возрастанию потерь радиосигналов в атмосфере из-за поглощения и рассеяния радиоволн дипольными молекулами кислорода и паров воды, гидрометеорами (дождь, туман, град), частицами пыли и т.п.

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение дальности действия РТС.
2. Какие параметры РТС и среды распространения радиосигналов определяют дальность действия системы?
3. Что понимают под эффективной площадью рассеяния объектов?
4. Сделайте вывод основного уравнения дальности действия РТС.
5. Какие критерии определяют максимальную дальность действия РТС?

Глава 2 МЕТОДЫ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

2.1 Методы измерения расстояний

Общие сведения

В основе радиотехнических методов измерения расстояний лежат свойства радиоволн распространяться в однородной среде прямолинейно и с постоянной скоростью. Во многих методах используется способность радиоволн отражаться от физических объектов и неоднородностей среды, встречающихся на пути их распространения.

Измерение расстояния производится из одной точки пространства и в принципе может быть осуществлено беззапросным или запросным методами. Рассмотрим сущность этих методов.

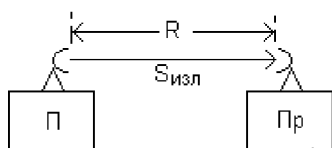


Рис. 2.1. Беззапросный метод измерения расстояний

Беззапросный метод основан на том, что время распространения радиоволн от источника излучения – передатчика П до точки расположения приёмника Пр (рис. 2.1) пропорционально пройденному пути и расстояние определяют, используя известное соотношение

$$R = c t_R, \quad (2.1)$$

где R – измеряемое расстояние; c – скорость распространения радиоволн, равная скорости света; t_R – время прохождения радиоволн от источника излучения до приёмника-измерителя. Источниками излучения в таком методе являются радиомаяки, координаты которых известны.

Таким образом, для определения расстояния до радиомаяка необходимо измерить каким-либо способом время t_R . Чтобы измерить это время, в пункте приёма необходимо точно знать момент излучения сигнала радиомаяком, то есть иметь опорный сигнал, согласованный по времени с излучаемым. Для этого в состав аппаратуры радиомаяка и аппаратуры потребителя должны входить высокостабильные часы (эталон времени), обеспечивающие формирование местных шкал времени, согласованных между собой и привязанных с высокой точностью к шкале единого системного времени, хранителем которого явля-

ется эталонный генератор (стандарт частоты) общегосударственной службы времени.

Одним из главных достоинств беззапросного метода является отсутствие передатчика в аппаратуре потребителя, что приводит к значительному снижению массогабаритных характеристик аппаратуры и к отсутствию демаскирующего излучения. Кроме того, такой метод позволяет обеспечивать неограниченную пропускную способность дальномерных систем и более низкий уровень взаимных помех.

Основным элементом всяких часов является генератор, стабильность которого определяет точность их хода. Так как стабильность частоты реально используемых генераторов ограничена, то при измерении дальности беззапросным методом может возникнуть расхождение шкал местного времени, то есть расхождение эталонов времени радиомаяка и аппаратуры потребителя. Это приводит к тому, что измеренное по шкале местного времени потребителя значение запаздывания сигналов радиомаяка может отличаться от истинного запаздывания на величину сдвига шкал Δt . В результате этого измеренная дальность до радиомаяка $R_{\text{изм}}$ также будет отличаться от истинной дальности $R_{\text{ист}}$ на неопределённую величину $\Delta R = c\Delta t$. Измеренную дальность

$$\tilde{R}_{\text{изм}} = R_{\text{ист}} + \Delta R \quad (2.2)$$

в этом случае называют квазидальностью или псевдодальностью. Квазидальность тем больше отличается от действительной дальности, чем меньше стабильность эталонов времени.

Эталоны радиомаяков как опорных станций обладают достаточно высокой стабильностью, и вносимой ими погрешностью обычно пренебрегают. Тогда требования на стабильность эталона времени потребителя определяются интервалом времени между отсчётами. Рассмотрим на примере, как определяются эти требования для бортовой аппаратуры летательного аппарата. Если коррекция бортового эталона времени производится перед вылетом ЛА и требуется, чтобы погрешность измерения дальности за время полёта $t_{\text{п}}$ в течение пяти часов не превышала $\Delta R \leq 100$ м, то относительная нестабильность эталона на борту ЛА должна быть равна

$$\delta = \frac{\Delta t}{t_n} \quad (2.3)$$

Так как $\Delta t = \frac{\Delta R}{c}$, то $\delta = \frac{\Delta R}{ct_n} \approx 1,8 \times 10^{-11}$.

Это соответствует уходу эталона на 1с примерно за 1700 лет!

Такая стабильность может быть обеспечена, на сегодняшний день, только с помощью атомных стандартов частоты (времени), которые формируют выходные колебания по квантовым переходам электронов в атомах или по атомным резонансам в газах. Так атомные рубидиевый, цезиевый и водородный стандарты обладают относительной нестабильностью частоты соответственно 10^{-12} , 10^{-13} и 10^{-14} за сутки. Ввиду этого реализация беззапросного метода измерения расстояний связана с большими техническими трудностями, которые заключаются в значительном усложнении аппаратуры различных потребителей, увеличение её массогабаритных характеристик и стоимости. Кроме того, эксплуатация такой аппаратуры требует построения специальной контрольно-измерительной системы для периодической коррекции эталонов. Эти трудности приводят к тому, что в настоящее время большинство бортовых дальномеров используют запросные методы измерения расстояний. Запросный сигнал в этом методе является опорным для отсчёта времени запаздывания принимаемого ответного сигнала.

По способам формирования ответного сигнала запросные методы разделяются на методы с пассивным ответом, т.е. с отражёнными сигналами, и методы с активным ответом, т.е. с ретранслированными сигналами. В первом случае радиодальномер работает в автономном режиме, излучая сигналы в направлении объектов, расстояния до которых измеряются, и принимая отражённые от них сигналы (рис.2.2). В радиолокации и радионавигации такие объекты часто называют целями Ц. Во втором случае используется неавтономный режим работы и измерительная дальномерная система состоит из запросчика ЗП и ответчика ОТ (ретранслятора сигналов), расположенного на объекте, до которого измеряется расстояние (рис.2.3). В обоих случаях радиосигнал проходит измеряемое расстояние дважды и поэтому время запаздывания принятого сигнала будет равно

$$t_R = \frac{2R}{c}, \quad (2.4)$$

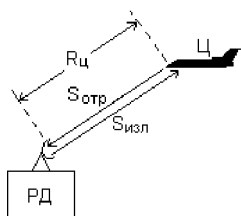


Рис. 2.2. Запросный метод измерения расстояний с пассивным ответом (с отражёнными сигналами)

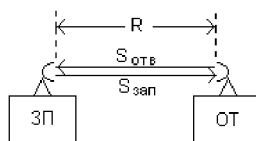


Рис.2.3. Запросный метод измерения расстояний с активным ответом (с ретранслированными сигналами)

а искомое расстояние
$$R = \frac{ct_R}{2} . \quad (2.5)$$

В зависимости от того, какой из параметров принимаемых сигналов играет основную роль при измерении времени распространения радиоволн, методы измерения расстояний подразделяют на амплитудные, частотные и фазовые. В некоторой учебно-методической литературе амплитудные методы иногда называют временными или импульсными методами. Это связано с тем, что большое распространение получили радиодальномеры, в которых применяется модуляция излучаемых сигналов по амплитуде периодической последовательностью импульсов.

Амплитудные методы

Использование для измерения дальности информации об изменении амплитуды сигнала, обусловленное естественным затуханием энергии электромагнитных волн при их распространении в свободном пространстве, принципиально возможно, но в настоящее время не находит практического применения ввиду того, что амплитуда принимаемых сигналов в сильной степени будет зависеть от изменения условий распространения радиоволн, от характеристик объектов отражения и ряда других факторов.

Как было сказано выше, среди амплитудных методов измерения расстояний наиболее широко используются импульсные методы.

Рассмотрим особенности измерения расстояний с помощью дальномеров с импульсной модуляцией излучаемых сигналов.

Структурная схема активного радиодальномера, работающего с отражёнными радиосигналами, приведена на рис. 2.4, а временные диаграммы сигналов в некоторых точках дальномера – на рис. 2.5.

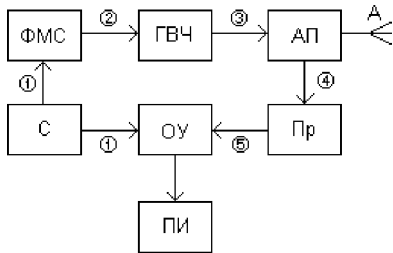


Рис. 2.4. Структурная схема импульсного радиодальномера

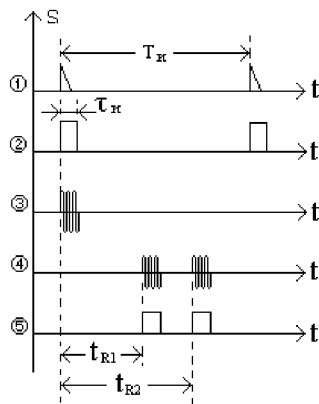


Рис. 2.5. Временные диаграммы сигналов импульсного радиодальномера

Период следования излучаемых импульсов T_n определяет синхронизатор C , который управляет работой формирователя модулирующих сигналов ΦMC . В ΦMC формируются прямоугольные импульсы заданной длительности τ_n и необходимой амплитуды для модуляции колебаний генератора высокой частоты $ГВЧ$. Радиоимпульсы с выхода $ГВЧ$ через антенный переключатель $АП$ поступают в антенну A и излучаются в пространство. Антенный переключатель служит для записывания приёмника во время излучения передатчиком зондирующих импульсов и для блокировки выходных цепей передающего тракта во время приёма сигналов. Отражённые от каких-либо объектов или от подстилающей поверхности сигналы принимаются антенной и поступают на вход приёмника $Пр$. В приёмнике осуществляется усиление и необходимые преобразования сигналов. С выхода приёмника принятые сигналы в виде видеопульсов поступают на оконечное устройство $ОУ$, где путём сопоставления моментов излучения зондирующих импульсов и приёма отражённых измеряется время запаздывания t_R и определяется дальность до объектов.

В зависимости от вида потребителя информации $ПИ$ в импульсных дальномерах в качестве оконечного устройства $ОУ$ применяют элек-

тронные световые индикаторы или индикаторы стрелочного типа, либо автоматические измерители, преобразующие временной интервал в цифровой код.

Электронные индикаторы чаще всего выполняют с линейной развёрткой по дальности и с амплитудной или яркостной отметками принятых сигналов. Вид экрана индикатора с линейной развёрткой и амплитудной отметкой (индикатор типа А) приведён на рис.2.6.

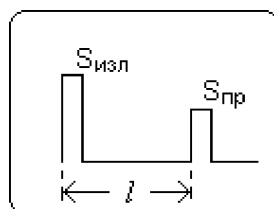


Рис. 2.6. Вид экрана индикатора типа «А»

В таких индикаторах развёртка по дальности осуществляется в горизонтальном направлении слева направо, а по вертикали отклонение светового пятна происходит в момент подачи на индикатор видеопульса с выхода приёмника. Начало развёртки задаётся синхронизатором и точно совпадает с моментом излучения зондирующего сигнала.

При постоянной скорости развёртки $V_p = \text{const}$ расстояние l на экране индикатора между началом развёртки и отметкой принятого сигнала оказывается пропорциональным дальности до объекта

$$l = V_p t_R, \quad (2.6)$$

где $t_R = \frac{2R}{c}$.

Линию развёртки светового пятна на экране градуируют в единицах дальности. Шкалу дальности выполняют в виде электронных меток с известной ценой деления. Изменяя скорость развёртки, можно изменять масштаб шкалы дальностей.

Индикаторы с яркостной отметкой чаще всего применяют в системах обзорного типа, в которых навигационная информация представляется обычно в полярной или прямоугольной системе координат типа "азимут – дальность" или "угол места – дальность". В соответствии с этим развёртка пятна должна осуществляться по двум координатам: по дальности и по какой-либо угловой координате синхронно с перемещением диаграммы направленности в азимутальной или угломестной плоскостях. Видеоимпульсы с выхода приёмника в этом случае осуществляют модуляцию луча по яркости, и на экране возникает отметка,

яркость свечения которой пропорциональна эффективной отражающей способности облучаемого объекта.

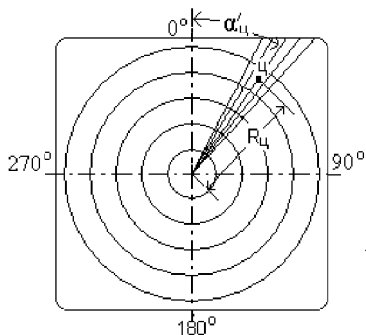


Рис. 2.7. Вид экрана индикатора типа «С» (ИКО)

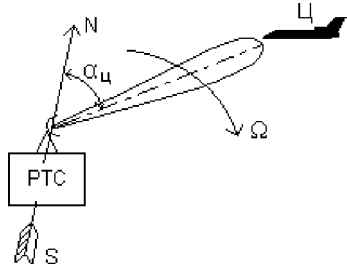


Рис. 2.8. Радиолокационный обзор пространства

На рис. 2.7 в качестве примера показан вид экрана индикатора кругового обзора (индикатор типа С), на котором информация изображается в полярной системе координат.

Линейная развёртка по дальности, в таких индикаторах осуществляется одновременно с излучением радиосигналов и проходит по радиусу от условного центра экрана до его края. Положение линии развёртки на экране однозначно определяется направлением максимума диаграммы направленности антенны, перемещающейся в пространстве в заданном секторе углов (рис.2.8). В результате на экране формируется радиально-круговая (или радиально-секторная) развёртка. При прохождении диаграммы направленности антенны направления на источник излучения (Ц на рис. 2.8) на экране появится яркостная отметка (Ц на рис. 2.7). Расстояние от центра экрана до отметки цели определяет в некотором масштабе дальность до цели R_c , а угловое положение развёртки дальности в этот момент – угловую координату цели α относительно какого-либо опорного направления.

Шкала дальностей в таких индикаторах представляет собой ряд концентрических окружностей, калиброванное расстояние между которыми образует на экране масштабную сетку дальностей. Иногда для отсчёта дальности используют электронную метку в виде окружности переменного радиуса. Отсчёт дальности в этом случае осуществляется по специальной шкале устройства, формирующего метку, в момент совмещения метки с отметкой цели.

В индикаторах с яркостной отметкой, отображающих навигационную информацию в прямоугольных координатах (индикаторы типа В),

перемещение пятна осуществляется в двух взаимно-перпендикулярных направлениях (рис. 2.9).

По одной координатной оси формируется развёртка по дальности, а по другой – развёртка по угловой координате синхронно с перемещением диаграммы направленности антенны в пространстве. Так как скорость развёртки по дальности много больше скорости перемещения луча антенны, то линия дальномерной развёртки будет перемещаться параллельно самой себе, образуя прямоугольный растр. Значения ординаты и абсциссы яркостной отметки на экране будут определять дальность $R_{ц}$ и угловое положение $\alpha_{ц}$ цели.

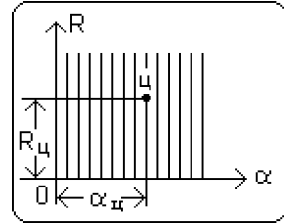


Рис. 2.9. Вид экрана индикатора типа «В»

При необходимости снятия информации о дальности без участия оператора (например, для бортовой ЭВМ пилотажно-навигационного комплекса) в качестве оконечного устройства импульсных дальномеров могут быть использованы автоматические измерители временных интервалов. Структурная схема одного из вариантов такого измерителя приведена на рис.2.10, а на рис.2.11 показаны временные диаграммы в некоторых точках схемы.

Импульсами синхронизатора С одновременно с модулятором передающего тракта дальномера запускается генератор строба ГС, который вырабатывает управляющий импульс $\tau_{стр}$ (строб) длительностью

$$T_{и} \geq \tau_{стр} = \frac{2R_{макс}}{c}, \quad (2.7)$$

где $T_{и}$ – период следования излучаемых импульсов; $R_{макс}$ – максимальное значение измеряемой дальности.

Этот строб отпирает вентиль В1, через который к счётчику импульсов СИ поступают масштабные импульсы от специального калиброванного по частоте следования $F_{ми}$ генератора ГМИ. Расстояние до цели будет пропорционально количеству масштабных импульсов $N_{ми}$, заключённых в интервале времени между моментами излучения зондирующих сигналов и приёмом отражённых:

$$R_{ц} = k N_{ми}, \quad (2.8)$$

где k – коэффициент пропорциональности $k = T_{ми} \cdot c / 2$; $T_{ми} = 1 / F_{ми}$ – период следования масштабных импульсов.

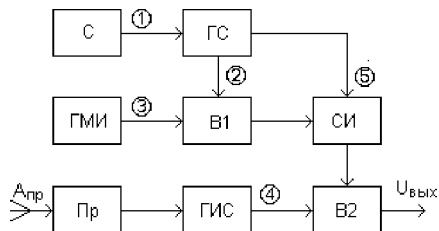


Рис. 2.10. Структурная схема автоматического измерителя дальности

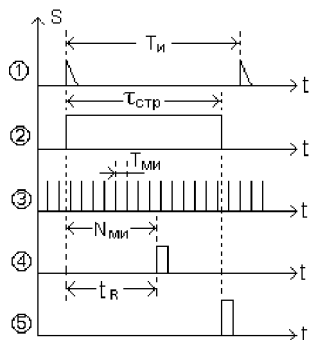


Рис. 2.11. Временные диаграммы сигналов автоматического измерителя дальности

Съём данных счётчика осуществляется с помощью импульсов генератора считывания ГИС, открывающих вентиль В2, в момент прихода отражённых сигналов с выхода приёмника Пр. В конце каждого рабочего цикла задним фронтом импульса строба осуществляется сброс (обнуление) счётчика импульсов.

Структурная схема импульсной радиодальномерной системы с ретрансляцией сигналов приведена на рис.2.12.

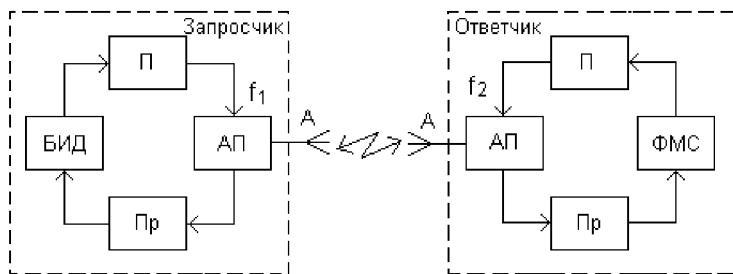


Рис. 2.12. Структурная схема радиодальномерной системы с ретрансляцией сигналов

Передатчик запросчика П синхронизируется импульсами с выхода блока измерения дальности БИД. Сигналы передатчика с несущей частотой f_1 излучаются антенной запросчика и принимаются антенной и приёмником ответчика.

После преобразования в формирователе модулирующих сигналов ФМС импульсы поступают на передатчик, который генерирует ответные высокочастотные импульсы на частоте f_2 . Эти импульсы излучаются антенной ответчика и принимаются антенной и приёмником запросчика. В результате сравнения в блоке измерения дальности временного положения запросного (опорного) и ответного импульсов определяется текущее расстояние, которое зависит от временной задержки сигналов по дальности t_R и от задержки сигналов в трактах аппаратуры $t_{ап}$:

$$R = \frac{c(t_R - t_{ап})}{2}. \quad (2.9)$$

Для повышения помехоустойчивости дальномерных систем с ретрансляцией излучаемые сигналы запросчика и ответчика, как правило, кодируются в соответствии с принципами кодово-импульсной модуляции.

При реализации дальномеров с ретрансляцией сигналов минимально измеряемое расстояние может быть сделано сколь угодно малым, так как в ретрансляторе можно внести дополнительную задержку необходимой величины для исключения совмещения ответного и запросного импульсов. Кроме того, дальномеры с ретрансляцией сигналов позволяют за счёт усиления в ретрансляторе измерять достаточно большие расстояния при сравнительно малых мощностях передающего устройства.

При одновременном измерении расстояний до нескольких объектов с помощью импульсного дальномера необходимо, чтобы принятые сигналы не перекрывались во времени на входе приёмника. Если, например, R_1 и R_2 – расстояния до двух объектов, то отражённые (или ретранслированные) сигналы не перекрываются при условии

$$\left| \frac{2R_2}{c} - \frac{2R_1}{c} \right| \geq \tau_{и}, \quad (2.10)$$

где $\tau_{и}$ – длительность импульса на выходе приёмника.

Из этого соотношения можно определить минимальное разрешаемое расстояние $\Delta R_{мин} = |R_1 - R_2|$, при котором возможно раздельное измерение дальности до двух объектов:

$$\Delta R_{мин} \geq \frac{c\tau_{и}}{2}. \quad (2.11)$$

Это же расстояние определяет величину минимальной определяемой дальности импульсного дальномера или величину его так называемой мёртвой зоны.

При заданной максимальной дальности действия дальномера $R_{\text{макс}}$ период следования импульсных сигналов $T_{\text{и}}$ выбирается из условия обеспечения однозначности измерения расстояния. Это условие состоит в том, что максимальное время запаздывания принимаемого сигнала

$$t_{\text{Rмакс}} = \frac{2R_{\text{макс}}}{c} \leq T_{\text{и}}. \quad (2.12)$$

Если это условие не выполняется, то при $R > c \cdot T_{\text{и}} / 2$ возникает ошибка измерения, кратная $c \cdot T_{\text{и}} / 2$ (на рис.2.13 измеряемое расстояние пропорционально tR^2 или t^2R^2).

Основные достоинства амплитудных методов, использующих импульсную модуляцию, состоит в том, что техническую реализацию этих методов можно осуществлять с использованием одной общей антенны для передающего и приёмного каналов, так как излучение и приём сигналов разнесены во времени. Это обстоятельство позволяет значительно сократить масса-габаритные характеристики аппаратуры и облегчить развязку передатчика и приёмника, то есть осуществить временную развязку между ними, что имеет немаловажное значение для аппаратуры, размещаемой на летательных аппаратах. Другим достоинством является хорошая разрешающая способность импульсных радиодальномеров, которая позволяет одновременно измерять дальности многих объектов.

К недостаткам метода можно отнести невозможность измерения малых дальностей из-за наличия мёртвой зоны в дальномерах с пассивным ответом, использующих одну антенну для излучения и приёма сигналов.

Амплитудный метод измерения расстояний может быть реализован и в системах с непрерывным излучением сигналов. Структурная схема на рис. 2.14 иллюстрирует вариант построения такого устройства.

Генератор непрерывных высокочастотных колебаний передатчика ГВЧ модулируется по амплитуде шумовым сигналом генератора шума ГШ с помощью формирователя модулирующих сигналов ФМС. Сигнал, излучаемый антенной передатчика $A_{\text{п}}$, имеет вид:

$$u_{\text{п}}(t) = U_0 [1 + kU_{\text{ш}}(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.13)$$

где U_0 – амплитуда непрерывных колебаний; k – коэффициент пропорциональности; $U_{\text{ш}}$ – амплитуда модулирующего шумового напряжения; ω_0 – частота несущего колебания; φ_0 – начальная фаза.

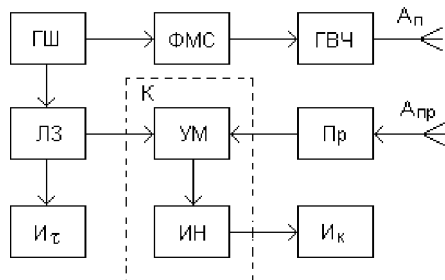


Рис. 2.14. Структурная схема радиодальномера с шумовой модуляцией

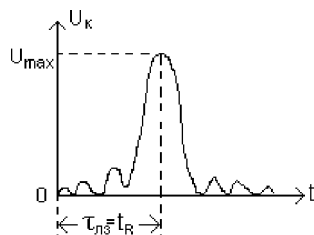


Рис. 2.15. Выходное напряжение коррелятора радиодальномера с шумовой модуляцией

Отражённый от цели сигнал через приёмную антенну $A_{\text{пр}}$ поступает в приёмник Пр, на выходе которого выделяется огибающая сигнала. Огибающая подаётся на коррелятор К, состоящий из умножителя УМ и интегратора ИН. На второй вход умножителя поступает задержанное в линии задержки ЛЗ на время $\tau_{\text{лз}}$ напряжение генератора шума. Результат перемножения сигналов интегрируется за время наблюдения $T_{\text{н}}$ и на выходе коррелятора получаем (рис. 2.15)

$$U_{\kappa} = a \int_0^{T_{\text{н}}} U_{\text{пр}}(t) U_{\text{ш}}(t - \tau_{\text{лз}}) dt, \quad (2.14)$$

где a – коэффициент пропорциональности.

Плавное изменение величины задержки в ЛЗ, можно получить максимум корреляционной функции при $\tau_{\text{лз}} \approx t_{\text{R}}$, где $t_{\text{R}} = 2R/c$ – задержка принятого сигнала относительно излучаемого. Отсчёт времени, пропорционального дальности, осуществляют по индикатору задержки I_{τ} в момент максимального показания индикатора I_{κ} .

Основное преимущество рассмотренного метода измерения расстояний состоит в использовании шумоподобного сигнала, обладающего однокорреляционной функцией, и то, что диапазон однозначного измерения дальности таким измерителем принципиаль-

но не ограничен. Кроме того, излучаемый дальномером сигнал подобен собственным шумам прѐмного устройства и его трудно обнаружить средствами радиоразведки, что является немаловажным обстоятельством при использовании таких измерителей на летательных аппаратах военного назначения.

К недостаткам шумовых дальномеров можно отнести трудность модуляции высокочастотных колебаний напряжением, изменяющимся в широких пределах, и сложность создания линии задержки с плавной регулировкой.

Частотные методы

Частотные методы измерения расстояний применяются в системах с непрерывным излучением и частотной модуляцией несущих колебаний. Структурная схема дальномера, реализующего один из вариантов частотного метода, приведена на рис.2.16, а на рис.2.17 показаны временные графики, поясняющие его работу.

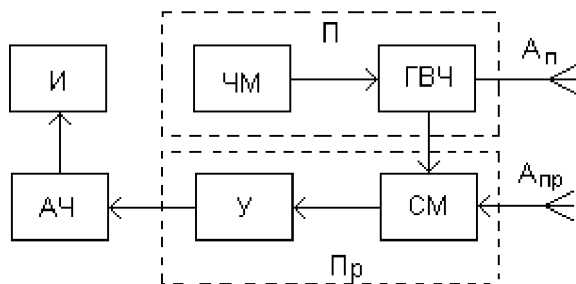


Рис. 2.16. Структурная схема частотного радиодальномера

Модулятор ЧМ осуществляет частотную модуляцию колебаний генератора высокой частоты ГВЧ. Несущая частота ГВЧ при этом изменяется по линейному закону со скоростью $V_f = df / dt$. Такое изменение частоты называется девиацией частоты:

$$\Delta f_{\text{д}} = f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}. \quad (2.15)$$

На графике рис.2.17,а закон изменения частоты ГВЧ показан сплошной линией. Как видно из рисунка, за период модуляции $T_{\text{м}}$ изменение частоты от $f_{\text{мин}}$ до $f_{\text{макс}}$ осуществляется дважды.

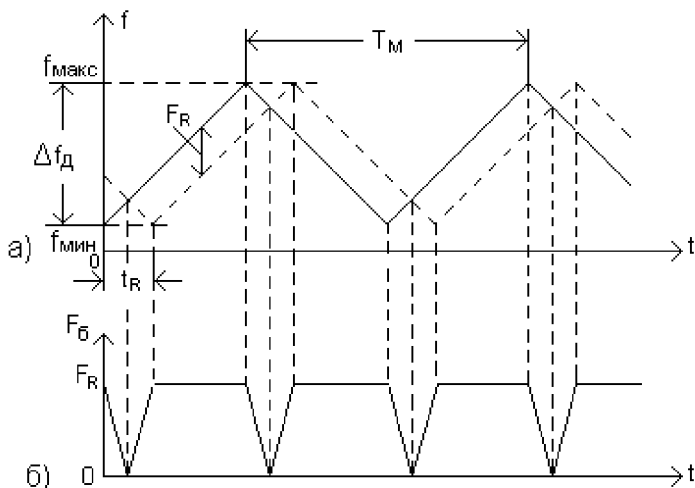


Рис. 2.17. Временные графики сигналов частотного радиодальномера:
 а) изменения несущей частоты излучаемых и принимаемых сигналов;
 б) изменения частоты биений

Частотно-модулированный сигнал излучается с помощью передающей антенны $A_{\text{п}}$ в сторону объекта, расстояние до которого измеряется. Если объект неподвижен ($R = \text{const}$), то частота отражённого и принятого приёмной антенной $A_{\text{пр}}$ сигнала изменяется по тому же закону, но с запаздыванием $t_R = 2R/c$ (пунктирная линия на рис. 2.17,а). Принятые и излучаемые колебания подаются в смеситель СМ, на выходе которого образуется разностная частота $F_{\text{б}}$ (частота биений). График, характеризующий изменение $F_{\text{б}}$ во времени, приведён на рис. 2.17,б. Если частота биений много больше частоты модуляции, т. е.

$$F_{\text{б}} \gg F_M = 1/T_M, \quad (2.16)$$

то с достаточной точностью можно записать:

$$F_{\text{б}} = \frac{2\Delta f_D}{T_M} t_R. \quad (2.17)$$

Учитывая, что $t_R = 2R/c$, получим

$$F_{\text{б}} = \frac{4\Delta f_D R}{c T_M}. \quad (2.18)$$

Это выражение не учитывает уменьшения частоты биений до нуля при равенстве частот, излучаемых и принимаемых колебаний (провалы до нуля на графике рис. 2.17,б). Фактически анализатор частоты АЧ,

включённый после усилителя У, фиксирует среднюю частоту биений за период модуляции

$$F_{\text{б,ср}} = \frac{4 \Delta f_{\text{д}}}{c T_{\text{М}}} R \left(\frac{T_{\text{М}} - t_{\text{R}}}{T_{\text{М}}} \right). \quad (2.19)$$

Обычно выполняется условие $t_{\text{R}} \ll T_{\text{М}}$, при котором $F_{\text{б,ср}} \approx F_{\text{б}}$. Тогда, решая уравнение для частоты биений относительно R , получим

$$R = \frac{F_{\text{б}} c T}{4 \Delta f_{\text{д}}} = k F_{\text{б}}, \quad (2.20)$$

где $k = \frac{c T_{\text{М}}}{4 \Delta f_{\text{д}}} - \text{const}$ – постоянная дальномера.

Если в зоне действия дальномера одновременно находятся несколько объектов на различных дальностях, то на входе приёмника существуют сигналы с разными частотами и каждому объекту соответствует своя частота биений. Измеряя эти частоты, можно определить расстояние до каждого объекта. Минимальная разность частот биений двух целей, при которой эти частоты могут быть отдельно зафиксированы измерителем, равна $F_{\text{М}}$. Этой разности соответствует разность расстояний

$$\Delta R = c / 4 \Delta f_{\text{д}}, \quad (2.21)$$

характеризующая разрешающую способность частотного дальномера по дальности.

Измерение частот биений и определение расстояний до целей осуществляется с помощью анализаторов частоты. Анализ частоты может производиться как последовательно, так и параллельно. Последовательный анализ осуществляется одноканальным анализатором, состоящим из перестраиваемого по частоте узкополосного фильтра УФ, генератора перестройки ГП и индикатора И (рис.2.18). Перестройка осуществляется в пределах возможных частот биений (рис.2.19)

$$\Delta F_{\text{б}} = F_{\text{бн}} - F_{\text{бв}}, \quad (2.22)$$

где $F_{\text{бн}}$ и $F_{\text{бв}}$ – низшая и высшая частоты диапазона.

Когда фильтр оказывается настроенным на частоту биений, на его выходе появляется сигнал. Дальность объекта определяется по частоте настройки фильтра в момент появления сигнала на его выходе.

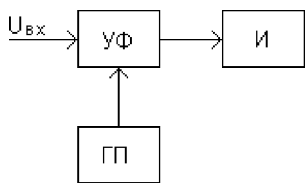


Рис. 2.18. Структурная схема последовательного анализатора частоты

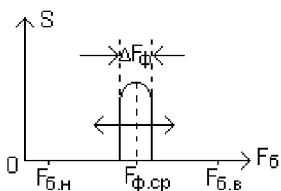


Рис. 2.19. Амплитудно-частотная характеристика перестраиваемого фильтра

Основным достоинством последовательного анализа является относительная простота технической реализации. К недостаткам следует отнести сравнительно большое время анализа, так как перестройка фильтра может осуществляться со скоростью dF_ϕ / dt , при которой за время установления сигнала на выходе фильтра $\tau_\phi = 1/\Delta F_\phi$ сам фильтр не перестроится больше, чем на полосу пропускания ΔF_ϕ , то есть

$$\frac{dF_\phi}{dt} \tau_\phi \leq \Delta F_\phi. \quad (2.23)$$

Погрешность измерения частоты биений определяется полосой пропускания фильтра и равна

$$\delta = \pm \Delta F_\phi / 2. \quad (2.24)$$

Повышение точности измерений заставляет иметь достаточно узкую полосу пропускания, что, в свою очередь, увеличивает время установления и снижает скорость перестройки анализатора.

Параллельный анализатор (рис.2.20) представляет собой ряд узкополосных фильтров, перекрывающих требуемый частотный диапазон $\Delta F_\phi = F_{\phi.в} - F_{\phi.н}$ (рис. 2.21).

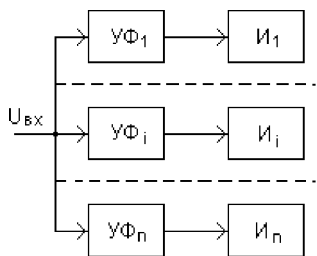


Рис. 2.20. Структурная схема параллельного анализатора частоты

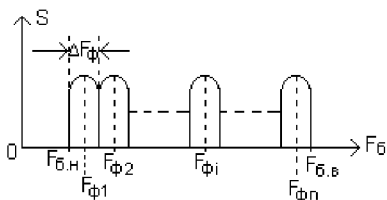


Рис. 2.21. Амплитудно-частотные характеристики фильтров параллельного анализатора

Количество фильтров зависит от величины заданного диапазона и необходимой точности измерений

$$n = \Delta F_{\phi} / \Delta F_{\phi}. \quad (2.25)$$

Входные сигналы подаются одновременно на входы всех фильтров. Частота биений определяется по средней частоте настройки того фильтра, на выходе которого появляется сигнал. Время анализа будет определяться инерционностью одного фильтра, то есть его временем установления τ_{ϕ} . Это является значительным преимуществом параллельного анализатора. Однако такой анализатор является более сложным по сравнению с последовательным анализатором.

Особенностью частотных дальномеров является то, что наличие в принятом сигнале доплеровского сдвига частоты $F_d = 2V / \lambda$, обусловленного движением цели со скоростью V относительно измерителя, вносит погрешность в измерение дальности. Из рис. 2.22 видно, что частота биений $F_{\phi 1}$ в течение одного полупериода модуляции из-за доплеровского смещения F_d не равна частоте биений $F_{\phi 2}$ в течение второго полупериода. Для учёта этой составляющей необходимо осуществлять раздельное измерение частоты биений в каждом из двух полупериодов модуляции.

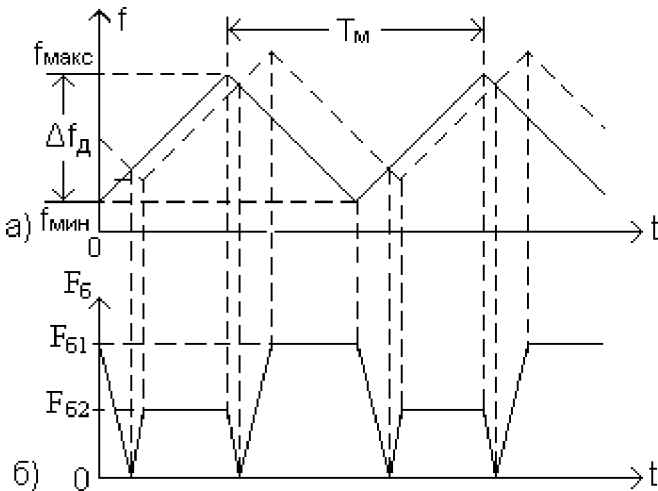


Рис. 2.22. Графики изменения несущей частоты дальномера (а) и частоты биений (б) с учетом доплеровского сдвига частоты

Тогда в первом полупериоде получим

$$F_{61} = F_R + F_D, \quad (2.26)$$

а во втором

$$F_{62} = F_R - F_D. \quad (2.27)$$

Решая эти выражения как систему уравнений, получим

$$F_{61} + F_{62} = 2F_R \quad (2.28)$$

и

$$F_{61} - F_{62} = 2F_D, \quad (2.29)$$

откуда

$$F_R = \frac{F_{61} + F_{62}}{2} \quad (2.30)$$

и

$$F_D = \frac{F_{61} - F_{62}}{2}. \quad (2.31)$$

Данные соотношения справедливы только при симметричном пилообразном законе модуляции.

Таким образом, несколько усложнив алгоритм обработки принятых сигналов, можно получить информацию не только о дальности, но и о радиальной составляющей скорости движения объекта.

Основными достоинствами частотного метода является высокая точность измерений и возможность измерения очень малых расстояний. Эти достоинства предопределили использование частотного метода в радиовысотомерах малых высот для летательных аппаратов различного назначения.

К недостаткам частотного метода относят необходимость применения двух антенн и сложность обеспечения пространственной развязки между передающим и приёмным каналами. Кроме того, при необходимости измерения дальности многих объектов резко возрастает сложность технической реализации аппаратуры, о чём было сказано выше.

Фазовые методы

Фазовые методы измерения расстояний основаны на измерении разности фаз излучаемых радиоволн и принимаемых отражённых или ретранслированных сигналов. Структурная схема простейшего фазового дальномера приведена на рис. 2.23.

Передачик П с помощью передающей антенны $A_{\text{п}}$ излучает непрерывные немодулированные колебания

$$u_{\text{п}}(t) = U_{\text{п}} \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (2.32)$$

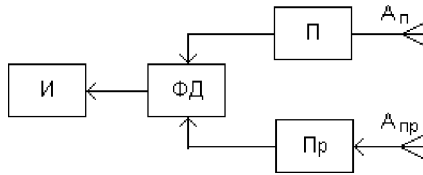


Рис. 2.23. Структурная схема фазового радиодальномера

Принятые антенной $A_{\text{пр}}$ и приёмником Пр сигналы:

$$u_{\text{пр}}(t) = U_{\text{пр}} \cos [\omega_0(t + t_R) + \varphi_0], \quad (2.33)$$

имеющие задержку t_R , пропорциональную дальности до цели, сравниваются по фазе в фазовом детекторе ФД с сигналами передатчика П. Результат сравнения без учёта дополнительных фазовых сдвигов будет равен

$$\Delta\varphi = \omega_0 t_R. \quad (2.34)$$

Учитывая, что $t_R = 2R / c$, получим

$$\Delta\varphi = \frac{2R \omega_0}{c}, \quad (2.35)$$

откуда

$$R = \frac{\Delta\varphi c}{2\omega_0} = k_{\text{фд}} \Delta\varphi, \quad (2.36)$$

где $k_{\text{фд}} = \frac{c}{2\omega_0} = \text{const}$ – постоянная фазового дальномера.

Индикатор И, включенный на выходе фазового детектора, можно отградуировать в значениях дальности.

Разность фаз $\Delta\varphi$ – функция периодическая и её значения повторяются через каждые 2π , то есть

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\text{изм}} + 2n\pi, \quad (2.37)$$

где $\Delta\varphi_{\text{изм}}$ – измеренное значение; $n = 0, 1, 2, \dots$

В связи с этим в фазовом дальномере может возникнуть неоднозначность отсчёта дальности, когда разность фаз $\Delta\varphi$ будет больше 2π .

Учитывая, что $\omega_0 = 2\pi f_0$ и $c / f = c T = \lambda$, определим, чему будет равно максимальное значение однозначно измеренной дальности, при которой $\Delta\varphi_{\text{макс}} = 2\pi$:

$$R_{\text{макс}} = \frac{2\pi c}{4\pi f_0} = \frac{\lambda}{2}. \quad (2.38)$$

Таким образом, максимальное расстояние, которое может быть измерено рассматриваемым методом, равно половине длины волны излучаемых колебаний. Даже на сверхдлинных волнах это условие значительно ограничивает пределы измеряемых расстояний.

Для увеличения дальности действия в практически применяемых фазовых дальномерах используют амплитудную модуляцию излучаемых колебаний гармоническими колебаниями с относительно низкой частотой. Структурная схема фазового дальномера, использующего такие сигналы, приведена на рис. 2.24.

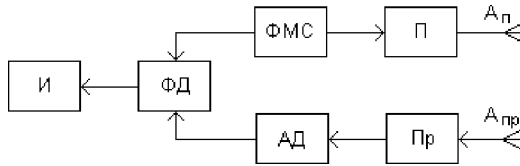


Рис. 2.24. Структурная схема фазового радиодальномера с модуляцией излучаемых сигналов

Излучаемый сигнал в этом случае можно представить в следующем виде:

$$u_{п}(t) = U_{п} [1 + m \cos (\Omega t + \Phi_0)] \cos \omega_0 t, \quad (2.39)$$

где m – индекс амплитудной модуляции; Ω – частота модуляции; Φ_0 – начальная фаза модулирующего сигнала.

Амплитуда принимаемого сигнала будет изменяться по такому же закону, но с задержкой, пропорциональной измеряемому расстоянию:

$$u_{пр}(t) = U_{пр} \{ 1 + m \cos [\Omega (t + t_R) + \Phi_0] \} \cos \omega_0 t. \quad (2.40)$$

Сравнение фаз, излучаемых передатчиком П и принимаемых приёмником Пр сигналов, производится на частоте модуляции Ω , для чего на фазовый детектор ФД подаются низкочастотные колебания от формирователя модулирующих колебаний ФМС и выделенная амплитудным детектором АД огибающая принятого амплитудно-модулированного сигнала. Разность фаз при этом равна

$$\Delta\Phi = \frac{2R}{c} \Omega, \quad (2.41)$$

а дальность

$$R = \frac{\Delta\Phi c}{2\Omega}. \quad (2.42)$$

Так как модулирующая частота Ω может быть выбрана достаточно малой (по сравнению с несущей частотой ω_0), достоинством рассмотренного варианта является возможность однозначного определения больших расстояний, максимальное значение которых будет равно

$$R_{\text{макс}} \leq \Lambda/2, \quad (2.43)$$

где Λ – длина волны модулирующего колебания.

Для увеличения дальности действия фазовых дальномеров используют также многочастотные методы. Рассмотрим эти методы на примере работы двухчастотного фазового дальмера, структурная схема которого показана на рис. 2.25.

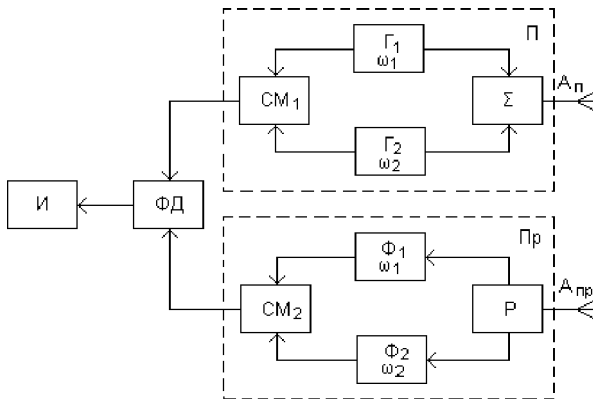


Рис. 2.25. Структурная схема двухчастотного фазового радиодальмера

Высокочастотные генераторы Γ_1 и Γ_2 формируют колебания с частотами ω_1 и ω_2 , которые одновременно излучаются с помощью антенны $A_{\text{п}}$ и подаются на смеситель СМ_1 . Смеситель выделяет сигнал разностной частоты $\omega_{\text{р}} = \omega_1 - \omega_2$, являющийся опорным для фазового детектора ФД . Аналогичный сигнал выделяет и смеситель СМ_2 , на который поступают принятые колебания с частотами ω_1 и ω_2 , прошедшие через соответствующие фильтры Φ_1 и Φ_2 .

Колебания, вырабатываемые смесителями, различаются фазой, зависящей от времени запаздывания $t_{\text{Р}}$.

Разность фаз этих колебаний выделяется фазовым детектором ФД :

$$\Delta\varphi = \frac{2R}{c} \omega_{\text{р}}, \quad (2.44)$$

откуда
$$R = \frac{\Delta\varphi c}{2\omega_{\text{р}}}. \quad (2.45)$$

Разностная частота может быть выбрана достаточно малой, что существенно увеличивает область однозначного измерения дальности.

Основными достоинствами фазовых дальномеров является относительная простота измерительного устройства и высокая точность измерений. Однако следует заметить, что при понижении частоты, на которой производится измерение разности фаз, точность измерения дальности снижается. Поэтому в фазовых системах используется несколько частот, на которых производятся измерения, то есть применяется многоскальный метод. Такой метод можно пояснить на примере часов, имеющих часовую, минутную и секундную шкалы. Применительно к системе измерения дальности на разностной частоте этот метод сводится к использованию нескольких вспомогательных частот $\omega_1, \omega_2, \omega_3 \dots$, позволяющих получать сетку частот биений (разностных частот) $\omega_1 - \omega_2, \omega_1 - \omega_3, \omega_2 - \omega_3 \dots$, на которых и производятся последовательно всё более точные измерения дальности.

Недостатки фазовых методов связаны с необходимостью пространственной развязки передающего и приёмного каналов. Существенным недостатком является отсутствие разрешающей способности по дальности. Это обусловлено тем, что при одновременном поступлении на вход приёмного канала нескольких сигналов они будут налагаться друг на друга и дадут результирующий сигнал, из которого невозможно выделить информацию о дальности до отдельных объектов. В силу этого фазовые дальномёры используются в основном в космической радионавигации, когда заведомо известно, что источником дальномерной информации является лишь один объект. Кроме того, фазовые методы находят применение в некоторых системах с ретрансляцией сигналов, в которых можно осуществить дополнительную селекцию сигналов от различных объектов, например по частоте ретранслированных сигналов.

Вопросы для самоконтроля

1. Какие постулаты радиотехники лежат в основе методов измерения расстояний?
2. Назовите различия между беззапросными и запросными методами измерения расстояний.
3. В чём заключаются трудности реализации беззапросных методов измерения расстояний?

4. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы активного импульсного радиодальномера.
5. Какие виды индикаторов используют в импульсных радиодальномерах?
6. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы автоматического измерителя временных интервалов, которые применяют в радиодальномерах.
7. Из каких условий определяют период следования импульсов в радиодальномерах?
8. Назовите основные положительные качества и недостатки импульсных радиодальномеров.
9. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы активного частотного радиодальномера.
10. Какие методы используют для измерения частоты биений в частотных дальномерах?
11. Какие параметры анализатора определяют точность измерения частоты биений?
12. Назовите основные положительные качества и недостатки частотных радиодальномеров.
13. Поясните принцип действия фазового радиодальномера.
14. Какие факторы ограничивают пределы измеряемых расстояний с помощью фазовых дальномеров?
15. Какие методы используют для увеличения дальности действия фазовых радиодальномеров?
16. Назовите основные положительные качества и недостатки фазовых радиодальномеров.

2.2 Методы измерения угловых координат

Общие сведения

Для измерения угловых координат объектов с помощью радиотехнических средств используют методы радиопеленгования, под которыми понимают процесс определения направления на источник радиополучения. Объект, координаты которого определяют, может сам излучать радиосигналы, то есть быть первичным излучателем, или отражать сигналы внешнего облучения, то есть быть вторичным излучателем. Определение направления на источник излучения основано на прямолинейности распространения радиоволн в однородной среде.

Известно, что точки пространства, имеющие одинаковую фазу электрического поля радиоволны, образуют поверхность, называемую фронтом волны. В общем виде любой радиопеленгатор строит нормаль к фазовому фронту волны, приходящей от источника излучения. Фронт волны точечного источника имеет сферическую форму. Нормаль к сферической поверхности, как известно, совпадает с направлением на центр сферы, местом расположения источника излучения. Сравнение полученного таким образом направления с некоторым исходным (базовым) направлением, принятым за начало отсчёта, позволяет определить угловые координаты излучающего объекта. Так, например, при навигационных измерениях в околоземном пространстве за исходное направление в горизонтальной (азимутальной) плоскости чаще всего принимают направление на Северный полюс Земли, а в вертикальной (угломестной) плоскости – направление на линию горизонта.

Главными элементами радиопеленгатора являются (рис.2.26) приемная антенна $A_{пр}$ и приемник Пр, в которых осуществляется основное усиление и необходимые преобразования принятых сигналов, а также оконечное устройство ОУ, позволяющее произвести отсчет координаты или преобразовать полученную информацию о направлении на объект в форму, удобную для последующего использования.

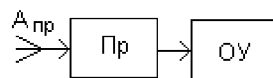


Рис. 2.26. Обобщенная структурная схема пеленгатора

К основным характеристикам пеленгационного устройства относят пеленгационную характеристику

$$u_{\text{вых}} = f(\varphi), \quad (2.46)$$

представляющую собой зависимость выходного напряжения пеленгатора от направления прихода радиоволн φ , и пеленгационную чувствительность $S_{\text{пел}}$, равную крутизне пеленгационной характеристики устройства в направлении на источник излучения, то есть при $\varphi = \varphi_{\text{и}}$:

$$S = \left| \frac{dU(\varphi)}{d\varphi} \right|_{\varphi=\varphi_{\text{и}}} \quad (2.47)$$

Из выражения видно, что чувствительность пеленгатора определяется как производная функция пеленгационной характеристики.

В зависимости от того, какой из параметров принятого сигнала является носителем информации об угловом положении объектов, мето-

ды измерения угловых координат разделяют на амплитудные, частотные, фазовые, амплитудно-фазовые и временные.

Амплитудные методы

Пеленгация по методу максимума

Такой метод применяется преимущественно в РТС обзорного типа (рис.2.27,а). Узкая диаграмма направленности приемной антенны таких РТС при перемещении с постоянной скоростью Ω_A в заданном секторе пространства проходит направление на излучающий объект Ц (цель). Если объект имеет малую угловую протяженность по сравнению с шириной диаграммы направленности (точечная цель), а отраженный или переизлученный сигнал не флукутирует, то амплитуда сигнала на выходе пеленгатора будет изменяться в соответствии с формой диаграммы направленности приемной антенны (рис.2.27,б):

$$u_{\text{вых}}(\varphi) = k F(\varphi), \quad (2.48)$$

где $F(\varphi)$ – диаграмма направленности приемной антенны; k – коэффициент пропорциональности.

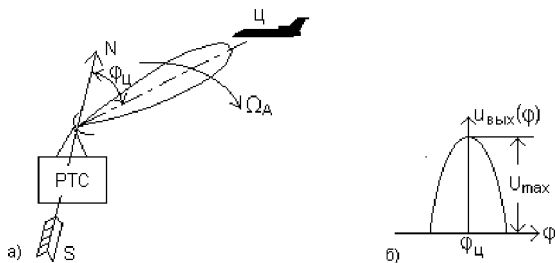


Рис. 2.27. Пеленгация по методу максимума:
а) пояснение метода; б) пеленгационная характеристика

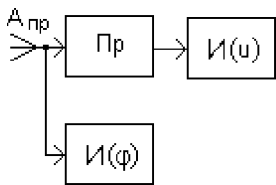


Рис. 2.28. Структурная схема пеленгатора

Анализ огибающей принимаемого сигнала дает возможность зафиксировать максимум амплитуды сигнала и определить соответствующее ему направление на цель. Поэтому метод максимума часто называют методом анализа огибающей. Упрощенная структурная схема пеленгатора, реализующего метод максимума, приведена на рис.2.28. При работе с таким пеленгатором

оператору необходимо следить за показаниями двух приборов: $I(u)$ – измерителя выходного напряжения приёмника Пр и $I(\varphi)$ – указателя угла поворота антенны $A_{Пр}$ и сопоставлять эти показания во времени.

Достоинства метода максимума состоят в простоте его технической реализации и использовании наибольшего по амплитуде сигнала в момент отсчета пеленга, что обеспечивает максимальную дальность действия пеленгатора.

Недостатком метода является относительно малая точность, поскольку крутизна пеленгационной характеристики в окрестности отсчетной точки минимальна и равна нулю в точке максимума. В типовых условиях погрешность измерения методом максимума составляет $\sim 1/5$ ширины диаграммы направленности антенны. Для повышения точности пеленгования нужно применять остронаправленные антенны, что не всегда возможно реализовать из-за трудностей обеспечения необходимого относительного раскрытия антенны, приводящих к увеличению масса-габаритных характеристик антенной системы, и из-за возрастания времени обзора заданного сектора пространства.

В РТС с импульсным излучением для повышения точности пеленгации можно использовать метод «вилки», при котором фиксируется начало и конец пачки импульсов, принятых при проходе симметричной диаграммы направленности антенны направления на цель. На рис.2.29а приведена пеленгационная характеристика такой РТС в виде огибающей пачки принятых импульсов (пунктир), следующих с периодом $T_{из}$, при вращении антенны со скоростью Ω_A .

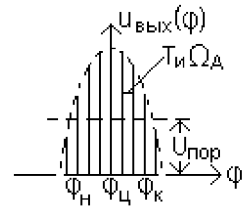


Рис. 2.29а. Пеленгация методом «вилки»

Положение максимума характеристики соответствует середине пачки импульсов, определяемой очевидным соотношением

$$\varphi_{Ц} = \frac{\varphi_{Н} + \varphi_{К}}{2}, \quad (2.49)$$

где $\varphi_{н}$ и $\varphi_{к}$ – координаты начала и конца пачки, отсчитываемые на уровне порогового ограничения $U_{пор}$.

Структурная схема одного из вариантов реализации такого метода показана на рис.2.29б. Входные импульсы после ограничения в устройстве порогового уровня УПУ поступают на калибратор длительно-

сти КД и далее на вентили запрета ВЗ и линию задержки ЛЗ, где задерживаются на время периода следования $\tau_3 = T_{и}$. Вентили запрета пропускают сигналы с выхода калибратора только в случае, когда на запрещающем входе 2 отсутствует сигнал. Временные диаграммы сигналов в соответствующих точках схемы показаны на рис.2.29в.

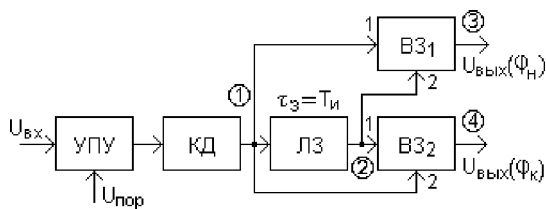


Рис. 2.296. Структурная схема пеленгатора

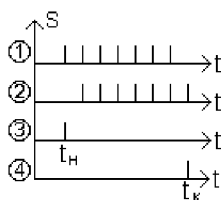


Рис. 2.29в. Временные диаграммы сигналов

Время $t_n = \varphi_n / \Omega_A$ соответствует началу пачки, а время $t_k = \varphi_k / \Omega_A$ – концу пачки, откуда

$$\varphi_n = t_n \Omega_A \text{ и } \varphi_k = t_k \Omega_A. \quad (2.50)$$

Пеленгация по методу минимума

Для реализации метода минимума необходимо наличие более сложной антенны, имеющей двухлепестковую пеленгационную характеристику с явно выраженным провалом между лепестками (рис.2.30).

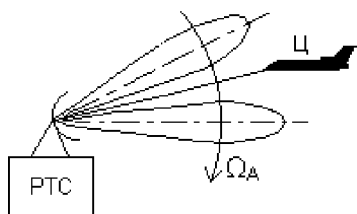


Рис. 2.30. Пеленгация по методу минимума

Антенна вращается до совпадения направления минимума с направлением на источник излучения. Координаты объекта определяют по направлению оси антенны, соответствующему минимальной амплитуде принятого сигнала. Структурная схема такого пеленгатора аналогична структурной схеме пеленгатора по методу максимума, которая приведена на рис.2.28.

Основным преимуществом метода минимума по сравнению с методом максимума является значительно большая пеленгационная чувствительность, так как в области минимума сигнал резко изменяется даже при незначительных отклонениях минимума диаграммы направ-

ленности от направления на объект. Это позволяет реализовать высокую точность определения направления на источник излучения.

Существенный недостаток метода минимума заключается в том, что в области пеленга напряжение входного сигнала близко к нулю, что в ряде случаев затрудняет его наблюдение и индикацию, и тем более использование для измерения навигационных параметров. Особенно это сказывается при работе пеленгатора по отраженному от объекта сигналу. Поэтому метод минимума в основном применяется в пеленгаторах, работающих с радиомаяками, что обеспечивает достаточно большие и стабильные сигналы на входе пеленгатора при приемлемом отношении сигнал/шум в области пеленга.

При реализации метода минимума чаще всего используют рамочные антенны. Такие антенны представляют собой один или несколько последовательно соединенных витков провода, имеющих круглую, квадратную или многоугольную форму. На рис.2.31а показана прямоугольная рамочная антенна, произвольно ориентированная в пространстве. Рассмотрим ее работу.

Если вертикально поляризованная волна (E_1, H_1, p_1) приходит с направления OX , перпендикулярного плоскости рамки (или с противоположной стороны OX_1), то расстояния от точки излучения до каждой из противоположащих сторон рамки ab и cd будут одинаковыми, и электрическое поле волны E_1 будет действовать на каждую сторону рамки в одинаковой фазе. В рамке появятся две равные ЭДС e_1 и e_2 , находящиеся в одинаковой фазе, но действующие навстречу друг другу. Поэтому результирующая ЭДС равна нулю, то есть волна, пришедшая в перпендикулярном плоскости рамки направлении, не создает в ней тока.

Если же волна (E_2, H_2, p_2) приходит с направления OZ , лежащего в плоскости рамки (или с противоположенной стороны OZ_1), то до противоположащих сторон рамки она приходит с некоторой разностью хода, что вызовет сдвиг по фазе между e_1 и e_2 . Эти ЭДС, действующие навстречу в противоположащих сторонах ab и cd , уже не компенсируют друг друга и в рамке возникает ток.

Волны, приходящие по всем другим направлениям, рамка принимает тем хуже, чем ближе это направление к перпендикуляру к плоскости рамки. Диаграмма направленности такой антенны в плоскости, перпендикулярной плоскости рамки, представляет собой восьмерку,

образованную двумя касающимися окружностями, с резко выраженными направлениями нулевого приема (рис.2.31б).

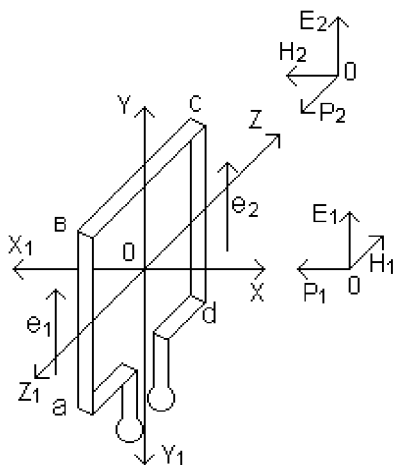


Рис. 2.31а. Принцип действия рамочной антенны

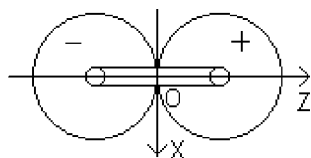


Рис. 2.31б. Диаграмма направленности рамочной антенны

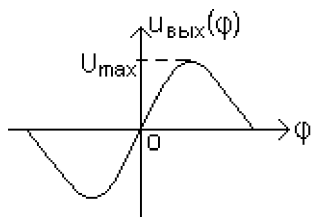


Рис. 2.32. Пеленгационная характеристика

Следует отметить, что напряжения на выходе рамки при приеме сигналов на правый и левый лепестки диаграммы будет отличаться по фазе на 180° .

Пеленгационная характеристика пеленгатора с рамочной антенной, представляющая собой синусоидальную зависимость выходного напряжения от угла прихода радиосигналов φ , приведена на рис. 2.32.

$$u_{\text{вых}}(\varphi) = U_m \sin \varphi. \quad (2.51)$$

Равносигнальные методы пеленгации

Основным признаком таких методов является обязательное наличие так называемого равносигнального направления, формируемого антенной системой угломерной аппаратуры. Это направление является параметром пеленгатора, его можно перемещать в пространстве и его пространственное положение в любой момент времени известно. Совмещая равносигнальное направление с направлением прихода радиоволн, можно определить угловые координаты активного или пассивно-

го источника излучения. Точность измерения пеленга будет определяться погрешностью совмещения равносигнального направления с направлением на источник излучения. Момент совмещения определяется результатом сравнения по амплитуде сигналов, принятых несколькими антеннами одновременно или одной антенной, но в различные моменты времени. В первом случае такие методы называют методами одновременного сравнения сигналов, а во втором – последовательного сравнения. Рассмотрим эти методы.

Метод одновременного сравнения сигналов по амплитуде (моноимпульсный метод)

При реализации такого метода в общем случае в пеленгаторе используется антенная система, объединяющая две пары направленных антенн с одинаковыми диаграммами. Оси диаграмм направленности антенн в каждой паре смещены в пространстве друг относительно друга на небольшой фиксированный угол γ , как это показано для одной пары на рис.2.33а. Пересекаясь в пространстве, диаграммы формируют так называемую равносигнальную плоскость.

На рис.2.33б приведено сечение диаграмм направленности по линии АА и показана равносигнальная плоскость РСП. Это название говорит о том, что амплитуды сигналов, принятых каждой антенной с любого направления, лежащего в этой плоскости, будут равны между собой, так как коэффициенты усиления обеих антенн $G_1(\psi)$ и $G_2(\psi)$ в этой плоскости будут иметь одинаковое значение. Любое отклонение направления на источник излучения от РСП (ψ на рис.2.33а) приведет к различию амплитуд принятых антеннами сигналов (пропорционально коэффициентам усиления антенн $G_{1ц}$ и $G_{2ц}$). Различие будет тем значительнее, чем больше ψ .

Равносигнальные плоскости, сформированные каждой парой антенн, расположены ортогонально друг относительно друга. Линия их пересечения в пространстве является равносигнальным направлением (РСН) антенной системы (рис.2.33в).

Каждая пара антенн имеет, как правило, свой приёмно-усилительный канал. Процессы обработки сигналов в этих каналах идентичные, поэтому можно ограничиться рассмотрением работы пеленгатора на примере только одного канала.

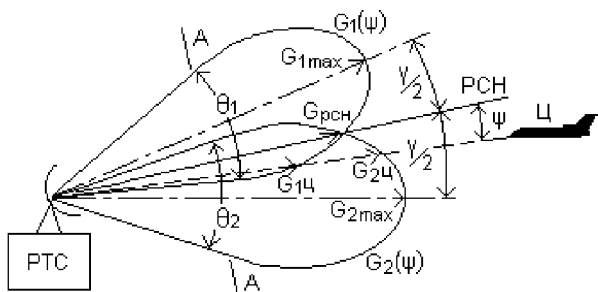


Рис. 2.33а. Формирование равносигнального направления

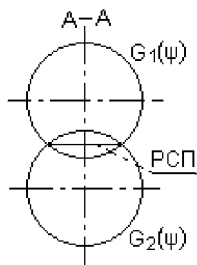


Рис. 2.33б. Равносигнальная плоскость в сечении А-А

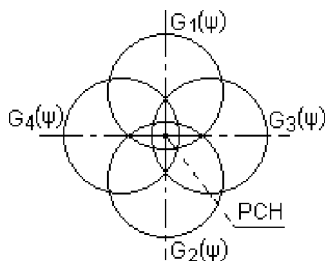


Рис. 2.33в. Равносигнальное направление в сечении А-А

Структурная схема простейшего пеленгатора приведена на рис.2.34,а.

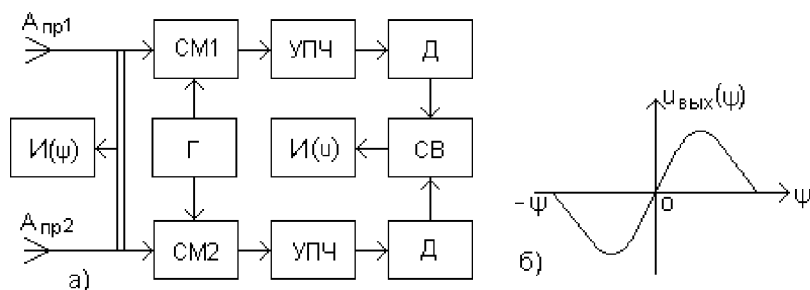


Рис. 2.34. Моноимпульсный пеленгатор:
а) структурная схема; б) пеленгационная характеристика

Сигналы, принятые каждой антенной $A_{пр1}$ и $A_{пр2}$, преобразуются с помощью гетеродина Γ в промежуточную частоту в смесителях $СМ1$ и $СМ2$, усиливаются в УПЧ, детектируются в детекторах $Д$ и сравнива-

ются по амплитуде в схеме вычитания СВ. Выходное напряжение схемы вычитания будет равно нулю, если источник излучения (цель) находится на равносигнальном направлении. При смещении цели от равносигнального направления на выходе схемы вычитания возникает напряжение, величина и знак которого определяют величину и сторону смещения цели. Таким образом, выходное напряжение схемы вычитания представляет собой пеленгационную характеристику, вид которой показан на рис.2.34,б. Характеристика обладает нечетной симметрией относительно равносигнального направления. В равносигнальном направлении крутизна пеленгационной характеристики максимальна, а напряжение $u_{\text{вых}}(\psi)$ равно нулю.

Для определения пеленга цели необходимо поворачивать антенную систему до получения нулевого показания выходного индикатора $I(u)$, при котором фиксируется угловое положение равносигнального направления по индикатору $I(\psi)$. В системах автоматического сопровождения целей по направлению выходное напряжение схемы вычитания используется для управления устройствами, перемещающими равносигнальное направление до совмещения с направлением на цель, автономно в азимутальной и угломестной плоскостях.

Рассмотренный метод пеленгации иногда называют моноимпульсным методом. Такое название методу было дано в период безраздельного господства импульсной радиолокации (1946 г.), чтобы подчеркнуть принципиальную возможность извлечения полной угломерной информации из каждого принятого импульса. В настоящее время моноимпульсный метод широко используется в угломерных системах и при непрерывном излучении.

Конструктивно антенная система аппаратуры, реализующей такой метод, представляет собой параболическое зеркало с четырьмя облучателями, расположенными в фокальной плоскости, но симметрично смещенными на малое расстояние относительно фокальной оси зеркала. Это смещение приводит к отклонению соответствующего лепестка диаграммы направленности антенной системы от оси зеркала. Отклонение луча для одного облучателя показано на рис.2.35.

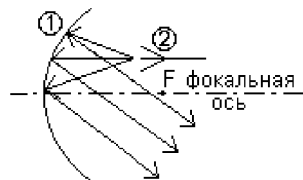


Рис. 2.35. Отклонение луча в параболическом отражателе

Равносигнальные пеленгаторы совмещают основные достоинства методов максимума и минимума: это высокая крутизна пеленгационной характеристики и, как следствие, высокая точность пеленгации и достаточно большой уровень входного сигнала в рабочей зоне пеленгатора. Для получения максимальной крутизны пеленгационной характеристики пересечение диаграмм направленности осуществляют при следующем соотношении (рис.2.33 а)

$$\gamma/2 = 0,4 \Theta, \quad (2.52)$$

где $\gamma/2$ – смещение осей диаграмм направленности относительно РСН; $\Theta = \Theta_1 = \Theta_2$ – ширина диаграмм направленности. Этому соотношению соответствует

$$G_{\text{РСН}} = 0,8G_{\text{max}}, \quad (2.53)$$

где $G_{\text{РСН}}$ – коэффициент усиления антенн в равносигнальном направлении; $G_{\text{max}} = G_{1\text{max}} = G_{2\text{max}}$ – максимальный коэффициент усиления антенн.

Существенным достоинством моноимпульсных пеленгаторов является высокая помехоустойчивость, заключающаяся в том, что флуктуации амплитуды принимаемых сигналов не приведут к ошибкам определения пеленга цели, так как изменения сигналов происходят одновременно во всех каналах.

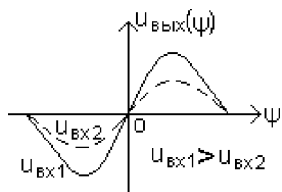


Рис. 2.36. Влияние амплитуды входных сигналов пеленгатора на крутизну пеленгационной характеристики

К недостаткам рассмотренного простейшего моноимпульсного пеленгатора можно отнести зависимость крутизны пеленгационной характеристики от абсолютного значения амплитуды принимаемых сигналов. Это наглядно видно из рис.2.36, на котором показаны две пеленгационные характеристики угломерной системы, построенные при различных уровнях входных сигналов: чем меньше амплитуда входных сигналов, тем меньше крутизна характеристики, тем хуже чувствительность пеленгатора.

Для устранения этого явления в пеленгатор вводят автоматическую регулировку усиления АРУ приёмных каналов, которая работает по суммарному сигналу. Структурная схема такого суммарно-разностного

пеленгатора приведена на рис.2.37, в которой суммарный сигнал формирует устройство суммирования УС.

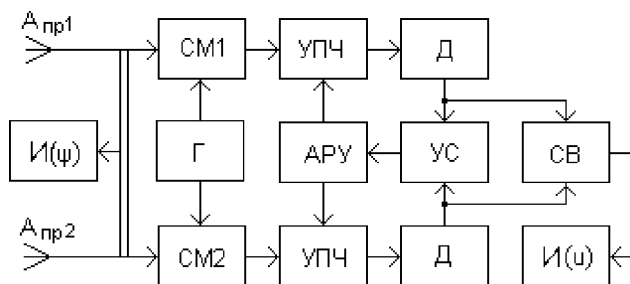


Рис. 2.37. Структурная схема суммарно-разностного пеленгатора

В некоторых пеленгаторах вместо АРУ используют приёмники с логарифмическими амплитудными характеристиками. В этом случае

$$U_{\text{вых}} = k(\lg U_1 - \lg U_2) = k \lg \left(\frac{U_1}{U_2} \right), \quad (2.54)$$

где k – коэффициент пропорциональности, и пеленгатор также оказывается нечувствителен к флуктуациям амплитуд входных сигналов.

К недостаткам моноимпульсного метода можно отнести относительную сложность технической реализации и необходимость иметь несколько приемных каналов.

Значительные погрешности при определении угловых координат с помощью таких пеленгаторов могут возникать из-за неравенства коэффициентов усиления приемных каналов и их нестабильности. Для снижения такого влияния сравнение амплитуд принятых сигналов производится, как правило, до приемных каналов непосредственно после облучателей антенны с помощью высокочастотных мостовых схем. Наибольшее применение получили гибридные четырехплечие кольцевые мосты, выполненные на волноводах, коаксиальных линиях или на микрополосковых элементах в зависимости от рабочего диапазона частот сигналов системы.

Рассмотрим свойства кольцевого моста, схема которого приведена на рис.2.38.

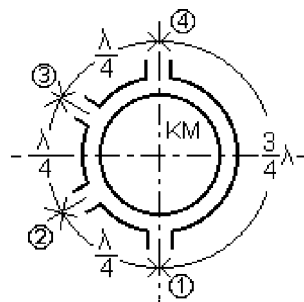


Рис. 2.38. Схема высокочастотного кольцевого моста

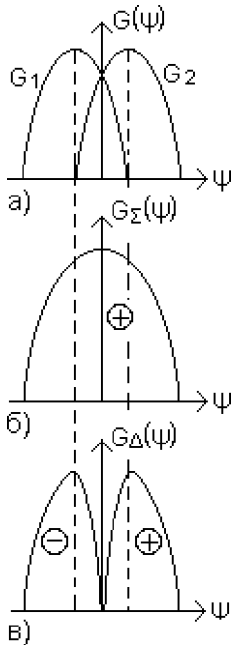


Рис. 2.39. Диаграмма направленности антенной системы пеленгатора с кольцевым мостом: а) диаграмма отдельных облучателей; б) суммарная диаграмма; в) разностная диаграмма

Плечи моста делают определенной длины, указанной на рисунке. Если синфазные сигналы, принятые двумя облучателями антенны, подать на выходы моста 2 и 4, то до вывода 3 они пройдут одинаковые пути, равные $\lambda/4$, с сохранением относительного фазового сдвига и будут суммироваться по амплитуде. К выводу 1 эти сигналы придут со сдвигом по фазе на 180° (так как $3/4 \lambda - \lambda/4 = \lambda/2$), и на этом выводе образуется разностное напряжение. На рис.2.39, а показаны в декартовой системе координат диаграммы направленности антенны пеленгатора, формируемые каждым из двух облучателей $G_1(\psi)$ и $G_2(\psi)$, а ниже – на рис.2.39, б и в – суммарная $G_\Sigma(\psi)$ и разностная $G_\Delta(\psi)$ диаграммы направленности, образующиеся на соответствующих выходах кольцевого моста. Из разностной диаграммы видно, что при нахождении источника излучения на равносигнальном направлении (РСН) коэффициент усиления антенны G_Δ будет минимальным и разностный сигнал равен нулю. При отклонении источника излучения от РСН

фаза разностного сигнала либо совпадает с фазой суммарного $\oplus \oplus$, либо противоположна фазе суммарного сигнала $\ominus \oplus$.

Таким образом, разностная диаграмма характеризует величину и сторону углового рассогласования между РСН и линией визирования источника излучения.

Структурная схема пеленгатора с кольцевым мостом приведена на рис.2.40. Суммарный U_Σ и разностный U_Δ сигналы поступают на входы соответствующих приёмных каналов, в которых они преобразуются с помощью смесителей СМ1 и СМ2, гетеродина Γ в промежуточную частоту и усиливаются до необходимого уровня в УПЧ.

В амплитуде разностного сигнала заложена информация о величине углового рассогласования. Для определения стороны отклонения

линии визирования источника излучения относительно РСН нужно сравнить фазу сигнала разностного канала с фазой сигнала суммарного канала. Это сравнение осуществляется с помощью ключевого фазового детектора ФД, на который подаются сигналы с выходов обоих приемных каналов. Такой детектор можно представить как электронный ключ, управляемый одним из входных сигналов с интегратором ИН на выходе (рис. 2.41).

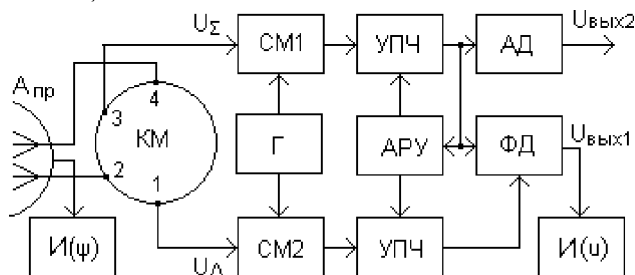


Рис. 2.40. Структурная схема моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом

В данном случае в качестве опорного (управляющего) используется суммарный сигнал U_{Σ} пеленгатора, который замыкает ключ при положительной половине напряжения. Напряжение на выходе детектора $U_{\text{вых}}$ будет определяться величиной и относительным фазовым сдвигом сигнала разностного канала. В общем случае выходное напряжение будет равно

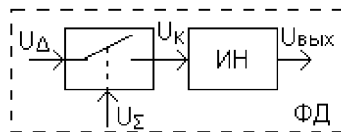


Рис. 2.41. Эквивалентная схема ключевого фазового детектора

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{T} \int_{t_{\phi}}^{t_{\phi}+T/2} U_{\kappa}(t) dt, \quad (2.55)$$

где $t_{\phi} = \frac{T}{2\pi} \Delta\varphi$; $\Delta\varphi$ – фазовый сдвиг между разностным U_{Δ} и суммарным U_{Σ} сигналами.

На рис.2.42 приведены временные диаграммы, поясняющие работу ключевого фазового детектора при синфазных (рис. 2.42, а) и противофазных (рис.2.42, б) разностном и суммарном сигналах, при двух значениях амплитуд разностного сигнала (сплошная и пунктирная линии).

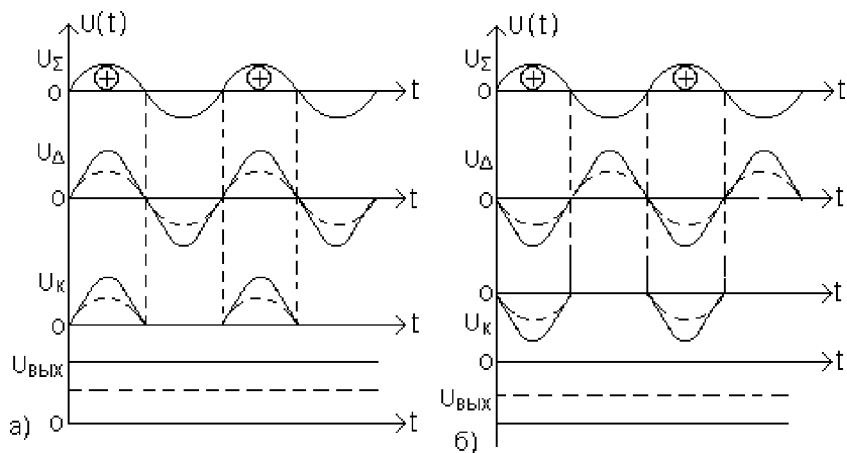


Рис. 2.42. Диаграммы поясняющие работу ключевого фазового детектора: а) суммарный и разностный сигналы синфазные; б) противофазные

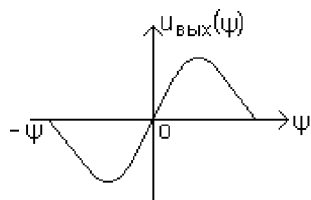


Рис. 2.43. Пеленгационная характеристика моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом

Зависимость выходного напряжения фазового детектора от угла прихода радиоволн, показанная на рис.2.43, является пеленгационной характеристикой такого измерителя.

Таким образом, для измерения углового положения источника излучения необходимо определить амплитуды и знаки выходных сигналов азимутального и угломестного каналов такого пеленгатора.

Практически направление на источник излучения с помощью таких систем определяют следующим образом. Антенную систему поворачивают так, чтобы РСН совместилось с линией визирования источника излучения. Критерием совмещения являются нулевые показания индикаторов $I(u)$ на выходах каждого канала пеленгатора. Угловые координаты источника излучения отсчитывают по индикаторам антенного устройства $I(\psi)$.

Сигнал с выхода суммарного канала в пределах рабочего участка пеленгационной характеристики максимален и практически мало изменяется по амплитуде. Это позволяет использовать его для автоматической регулировки усиления АРУ, а также, после детектирования в

амплитудном детекторе АД, – в комплексных РТС для обнаружения целей и измерения других навигационных параметров, таких как дальность и скорость ($U_{\text{вых}2}$ на рис.2.40).

При технической реализации рассмотренного метода необходимо иметь в виду то, что к конструкции высокочастотного тракта пеленгатора должны предъявляться требования высокой точности изготовления. Фазовые погрешности в цепях облучателей зеркала антенны и кольцевого моста, обусловленные неточностью изготовления, должны быть весьма малыми. В противном случае будут возникать погрешности измерения координат, так как амплитуда разностного сигнала U_{Δ} не будет равна нулю даже при равенстве сигналов, принимаемых каждым лепестком антенны.

Метод последовательного сравнения сигналов по амплитуде (амплитудно-фазовый метод)

При реализации такого метода используется антенна с относительно узкой, симметричной диаграммой направленности, ось которой смещена относительно оси антенны на небольшой угол γ (рис.2.44а).

Диаграмма направленности вращается в пространстве вокруг оси антенны с угловой скоростью Ω_{Δ} . Так как ось диаграммы направленности при вращении перемещается по образующей кругового конуса, такое вращение носит название конического сканирования. На рис.2.44а показано пространственное положение вращающейся диаграммы направленности для двух произвольных моментов времени t_1 и t_2 . Из рисунка видно, что вдоль оси вращения диаграммы образуется равносигнальное направление (РСН), характерное тем, что коэффициент усиления антенны $G(\psi)$ и соответственно амплитуда сигналов, принимаемых с этого направления (рис.2.44б), не зависят от текущего положения в пространстве сканирующей диаграммы (направление на Π_1 , рис.2.44а). Если же источник сигнала будет смещен относительно РСН (Π_2 на рис.2.44а) на угол ψ , то в направлении на Π_2 будет происходить периодическое изменение коэффициента усиления приёмной антенны с частотой, равной угловой скорости вращения диаграммы, и вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

$$u_{\text{пр}}(t) = U_0 [1 + m \cos(\Omega_{\Delta} t - \Phi)] \cos \omega_0 t, \quad (2.56)$$

где U_0 – амплитуда сигнала при отсутствии углового рассогласования ($\psi = 0$); ω_0 – частота несущего колебания; Ω_A – частота сканирования; Φ – начальная фаза огибающей модуляции; m – коэффициент глубины модуляции:

$$m = \frac{\Delta U}{U_0}. \quad (2.57)$$

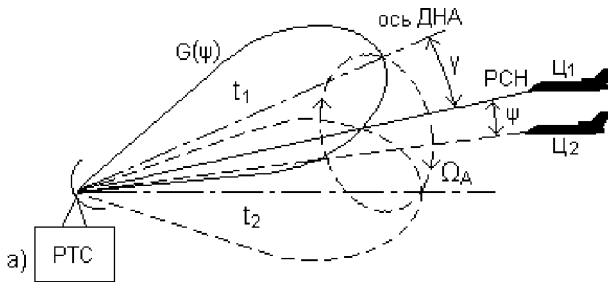


Рис. 2.44а. Формирование равносигнального направления в амплитудно-фазовом пеленгаторе

При этом глубина амплитудной модуляции m прямо пропорциональна углу рассогласования ψ , а в фазе огибающей модуляции заложена информация о направлении углового отклонения. Вид амплитудно-модулированного сигнала,

принимаемого с направления на Ц_2 , показан на рис.2.44,в. Моменты времени t_1 и t_2 соответствуют положениям диаграммы направленности на рис.2.44а. Период модуляции принимаемого сигнала равен

$$T_M = \frac{2\pi}{\Omega_A}. \quad (2.58)$$

Таким образом, с помощью антенной системы осуществляется преобразование угла рассогласования в изменение амплитуды принимаемых сигналов.

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигналов, можно получить информацию о величине и стороне отклонения источника излучения (цели) от РСН. Огибающую в этом случае называют сигналом ошибки (рис.2.44,г).

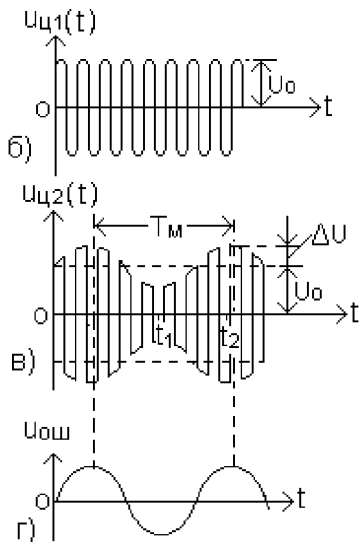


Рис. 2.44 б) и в). Вид принимаемых сигналов с направлений на Ц_1 и на Ц_2 ; г) Сигнал ошибки

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} \cos(\Omega_A t - \Phi). \quad (2.59)$$

Структурная схема, реализующая рассмотренный алгоритм работы, приведена на рис.2.45.

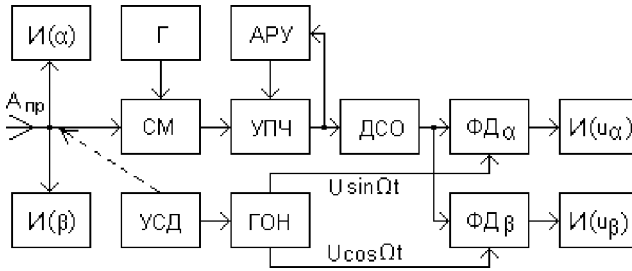


Рис. 2.45. Структурная схема амплитудно-фазового пеленгатора

Супергетеродинный приёмник преобразует по частоте (смеситель СМ и гетеродин Г), усиливает (усилитель промежуточной частоты УПЧ) и нормирует (автоматическая регулировка усиления АРУ) принятые антенной $A_{\text{пр}}$ сигналы.

Выделение огибающей амплитудно-модулированного сигнала осуществляется в детекторе сигнала ошибки ДСО. Управление положением антенны для совмещения РСН с линией визирования цели производится, как правило, в азимутальной и угломестной плоскостях автономно. В связи с этим сигнал ошибки необходимо разложить на две ортогональные составляющие, пропорциональные угловым отклонениям цели α и β в этих плоскостях. Эти углы показаны на рис.2.46. Определим их.

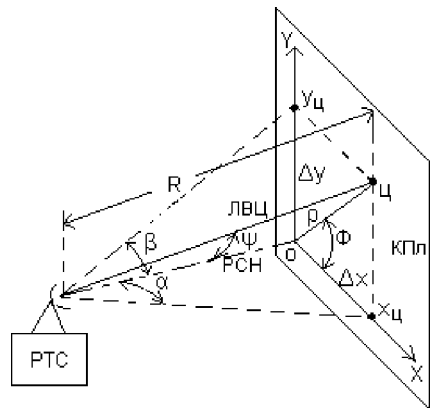


Рис. 2.46. Определение углов отклонения цели относительно равносигнального направления

Линейное отклонение цели ρ относительно РСН на расстоянии R от РТС равно

$$\rho = R \sin \psi, \quad (2.60)$$

где R – расстояние до цели.

При $R \gg \rho$ $\sin \psi \cong \psi$, тогда

$$\rho = R\psi. \quad (2.61)$$

Аналогично можно определить отклонения проекций цели на координатные оси OX и OY в картинной плоскости КПЛ, т.е. плоскости, перпендикулярной РСН:

$$\Delta x = R \alpha \quad \text{и} \quad \Delta y = R \beta. \quad (2.62)$$

Эти же отклонения можно определить как проекции вектора ρ на оси OX и OY :

$$\Delta x = \rho \cos \Phi \quad \text{и} \quad \Delta y = \rho \sin \Phi, \quad (2.63)$$

где Φ – угловая координата цели в картинной плоскости.

Приравняем правые части полученных уравнений и, подставляя вместо ρ его значение, получим

$$R \alpha = R \psi \cos \Phi \quad \text{и} \quad R \beta = R \psi \sin \Phi, \quad (2.64)$$

откуда

$$\alpha = \psi \cos \Phi \quad \text{и} \quad \beta = \psi \sin \Phi. \quad (2.65)$$

Аппаратурное разделение сигнала ошибки на две составляющие осуществляется в фазовых детекторах ΦD_α и ΦD_β , в которых производится умножение сигнала ошибки на опорные напряжения, вырабатываемые генератором опорных напряжений ГОН и имеющие фазовый сдвиг друг относительно друга на $\pi/2$:

$$u_{\text{оп1}}(t) = U_{\text{оп1}} \cos \Omega_A t \quad \text{и} \quad u_{\text{оп2}}(t) = U_{\text{оп2}} \sin \Omega_A t. \quad (2.66)$$

Синхронизация ГОН осуществляется устройством сканирования диаграммы направленности антенны УСД, и поэтому фазы опорных напряжений однозначно связаны с пространственным положением сканирующей диаграммы. На выходах фазовых детекторов образуются напряжения, пропорциональные величинам углового рассогласования в азимутальной и угломестной плоскостях:

$$u_\alpha = U_{\text{ош}} \cos \Phi \quad \text{и} \quad u_\beta = U_{\text{ош}} \sin \Phi. \quad (2.67)$$

Систему, объединяющую ДСО, два фазовых детектора и ГОН, иногда называют устройством преобразования координат.

При совмещении РСН с линией визирования цели исчезает амплитудная модуляция принимаемых сигналов и выходные напряжения фазовых детекторов устремляются к нулю, что фиксируют индикаторы $I(u_\alpha)$ и $I(u_\beta)$. В этот момент можно сделать отсчёты угловых координат цели по индикаторам антенной системы $I(\alpha)$ и $I(\beta)$ (рис.2.45).

Пеленгаторы, реализующие амплитудно-фазовый метод, имеют более простую конструкцию по сравнению с моноимпульсными измерителями, лучшие масса-габаритные показатели и меньшую стоимость. Для определения углового отклонения источника излучения от РСН в двух взаимно-перпендикулярных плоскостях в таких устройствах достаточно одного приемного канала. К элементам и узлам антенны и приемника предъявляются умеренно жесткие требования к точности и стабильности.

В настоящее время используют различные варианты технической реализации пеленгационных антенн с коническим сканированием диаграммы направленности. В одном из вариантов сканирование диаграммы создается с помощью наклонного сбалансированного параболического зеркала, вращающегося вокруг неподвижного облучателя. В другом варианте осуществляется волнообразное круговое движение плоского отражателя энергии облучателя антенны. Существуют также антенны в виде плоских фазированных антенных решёток с электронным управлением диаграммой направленности.

Основной недостаток амплитудно-фазовых пеленгаторов состоит в их чувствительности к амплитудным флуктуациям принимаемого сигнала. За время анализа сигнала ошибки $t_{ан}$, которое не может быть меньше периода сканирования $T_{ск}$,

$$t_{ан} \geq T_{ск} = \frac{2\pi}{\Omega_A}, \quad (2.68)$$

амплитуда приходящего сигнала может измениться, что приведет к искажению сигнала ошибки и, как следствие, к погрешности измерения угловых координат. Существенное увеличение погрешности может происходить при воздействии на систему помех с амплитудной модуляцией на частоте, близкой или равной частоте сканирования. Такие помехи не могут быть полностью отфильтрованы и приводят к нарушению нормального режима работы измерителя.

Частотный метод

Частотный метод основан на измерении доплеровского сдвига частоты принимаемых сигналов пропорционально угловому положению объекта, на котором размещен пеленгатор, относительно источника излучения радиоволн. Такой метод находит применение в радиотех-

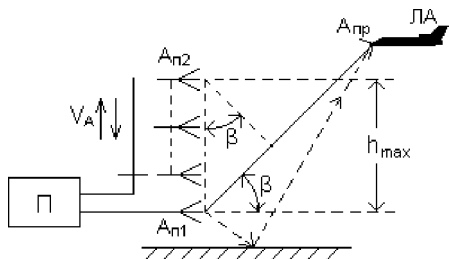


Рис. 2.47. Частотный метод пеленгации

$A_{п2}$ поступательно перемещается со скоростью V_A относительно $A_{п1}$ в интервале высот от $h = 0$ до $h = h_{\max}$. Неподвижная антенна излучает непрерывные колебания

$$u_1(t) = U_1 \sin \omega t, \quad (2.69)$$

которые в пеленгаторе используются в качестве опорных сигналов. Колебания, излучаемые подвижной антенной, в точке приема будут иметь фазовый сдвиг относительно опорных колебаний:

$$\varphi_2 = \omega t + \frac{2\pi}{\lambda} h(t) \sin \beta, \quad (2.70)$$

где функция $h(t)$ отображает динамику изменения расстояния между подвижной и неподвижной антеннами. Поэтому колебания, излучаемые антенной $A_{п2}$, в точке приема можно записать в следующем виде:

$$u_2(t) = U_2 \sin \left[\omega t + \frac{2\pi}{\lambda} h(t) \sin \beta \right]. \quad (2.71)$$

Частота этих колебаний определяется как

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega + \frac{2\pi}{\lambda} \sin \beta, \quad (2.72)$$

где $V_A = \frac{dh(t)}{dt}$ – скорость движения антенны $A_{п2}$.

Второе слагаемое определяется доплеровским приращением частоты, вызванным движением антенны:

$$\Omega_D = \frac{2\pi}{\lambda} V_A \sin \beta, \quad (2.73)$$

откуда текущее значение угловой координаты будет равно

$$\beta = \arcsin \frac{\lambda \Omega_D}{2\pi V_A}. \quad (2.74)$$

нических системах ближней навигации. В частности, он реализован в микроволновой доплеровской системе посадки типа DMLS. Рассмотрим особенности этого метода на примере глисадного радиомаяка (рис.2.47).

Радиомаяк имеет две передающие антенны, одна из которых неподвижна $A_{п1}$, а другая

Поскольку доплеровское приращение частоты измеряется относительно опорных колебаний, излучаемых антенной $A_{п1}$, то доплеровское приращение частоты за счет собственной скорости летательного аппарата ЛА при измерении компенсируется и его можно не учитывать.

Обычно подвижную антенну выполняют в виде линейной антенной решетки, излучатели которой подключаются к передатчику П (см. рис.2.47) с помощью электронного коммутатора.

Такое подключение создает эффект перемещения антенны. В большинстве случаев моделируют движение излучателя в обоих направлениях – от $h = 0$ до h_{\max} и обратно. Для того чтобы знак доплеровского сдвига частоты при этом не изменялся, одновременно с переключением направления движения частота неподвижного излучателя сдвигается в отрицательную сторону относительно частоты подвижного излучателя $A_{п2}$.

Основным достоинством частотного метода является возможность эффективного подавления сигналов, отражённых от земли и местных предметов. Как видно из рис.2.47, отражённые от подстилающей поверхности сигналы на входе бортового пеленгатора будут иметь доплеровский сдвиг частоты, отличный от доплеровского сдвига прямых сигналов из-за разных углов прихода радиоволн.

Временные методы

Временные методы измерения угловых координат широко используются в радиомаячных системах навигации летательных аппаратов. В таких системах бортовой пеленгатор принимает сигналы радиомаяка, остронаправленная диаграмма передающей антенны которого вращается с угловой скоростью Ω_A . В пеленгаторе измеряется интервал времени t_A между моментом, когда ось диаграммы направленности проходит известное опорное направление, и моментом, когда она проходит направление на летательный аппарат, на котором расположен пеленгатор. По измеряемому времени можно определить угол φ , на который повернулась антенна за время t_A :

$$\varphi = t_A \Omega_A. \quad (2.75)$$

Таким образом, с помощью радиоугломерной системы временного типа устанавливается зависимость между временем вращения диа-

граммы направленности передающей антенны радиомаяка и угловой координатой точки приема радиосигналов.

На практике применяют два варианта временных методов угловых измерений. Один из них носит название метода угловых измерений временного типа с фиксацией начала отсчета и иллюстрируется рис.2.48.

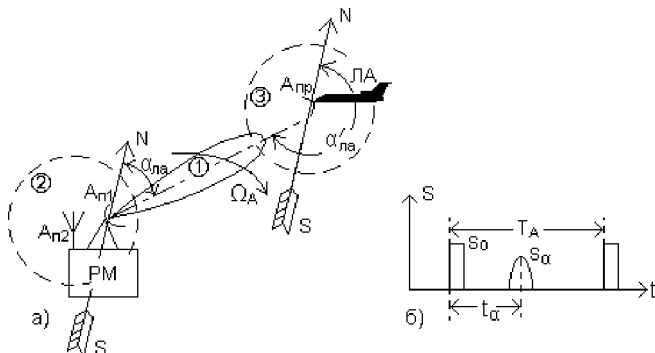


Рис. 2.48. Метод измерений с фиксацией начала отсчета: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) выходные сигналы пеленгатора

Узкая диаграмма направленности передающей антенны $A_{п1}$ радиомаяка (① на рис.2.48,а) совершает одностороннее круговое вращение в азимутальной плоскости с угловой скоростью Ω_A . В момент совпадения оси диаграммы с опорным направлением (например, направлением на Север N), другая вспомогательная антенна $A_{п2}$ радиомаяка излучает так называемый «нулевой» сигнал, который принимается пеленгатором, расположенном на летательном аппарате ЛА, и является началом отсчета времени.

Антенна $A_{п2}$ и антенна пеленгатора имеют круговые (изотропные) диаграммы направленности (соответственно ② и ③ на рис.2.48,а).

Фиксируя по максимуму сигнала момент совпадения оси вращающейся диаграммы радиомаяка с направлением на пеленгатор, можно определить обратный пеленг летательного аппарата ЛА α' , который будет пропорционален промежутку времени t_α между приемом нулевого S_0 и азимутального сигналов S_α (рис.2.48,б).

В некоторых реализациях радиомаячных систем для повышения точности угловых измерений передающая антенна радиомаяка имеет

двухлепестковую диаграмму направленности, как это показано на рис.2.49,а.

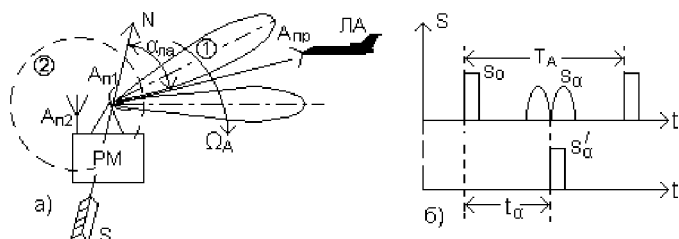


Рис. 2.49. Повышение точности угловых измерений: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) выходные сигналы пеленгатора

На вход бортового радиопеленгатора от этой антенны поступают радиосигналы, огибающая которых имеет двойную колоколообразную форму S_{α} (рис.2.49,б). Направление на радиомаяк определяют по минимуму амплитуды принимаемых сигналов. В бортовой аппаратуре пеленгатора в этот момент формируется азимутальный импульс S'_{α} , передний фронт которого соответствует оси симметрии диаграммы направленности передающей антенны. Угловая координата летательного аппарата определяется, как и в предыдущем случае, по временно-му интервалу t_{α} между опорным S_0 и азимутальным S'_{α} импульсами.

Далее рассмотрим второй вариант угловых измерений, который называют методом угловых измерений временного типа без фиксации начала отсчёта (рис.2.50). Этот вариант не требует использования опорных сигналов и реализуется путем изменения направления вращения диаграммы направленности передающей антенны радиомаяка. За один цикл измерения вращающаяся узконаправленная диаграмма передающей антенны $A_{п}$ радиомаяка РМ (⊙ на рис.2.50,а) совершает два поворота в пределах рабочего сектора Φ_{α} : первый – по часовой стрелке, второй – против часовой стрелки. Угловая скорость движения диаграммы в обоих случаях одинакова и равна Ω_{Δ} . Закон изменения углового положения диаграммы направленности антенны показан на графике рис.2.50,б.

После первого поворота диаграмма направленности фиксируется на границе сектора и удерживается в этом положении некоторое время $t_{п}$. После завершения прямого хода начинается возвратное движение. В

процессе прямого и возвратного движения диаграмма направленности антенны дважды проходит через направление на летательный аппарат ЛА. Пеленгатор летательного аппарата, имеющий круговую диаграмму направленности антенны (⊙ на рис.2.50, а), осуществляет приём излучаемых сигналов и формирует два импульса S_1 и S_2 , показанных на рис.2.50,в.

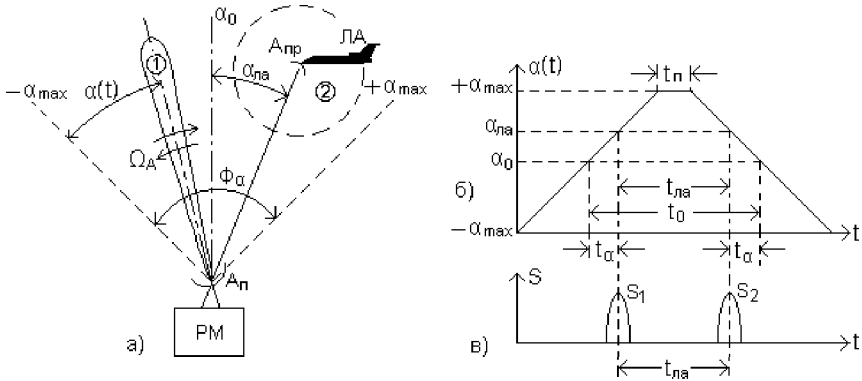


Рис. 2.50. Метод измерений без фиксации начала отсчета: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) закон перемещения диаграммы направленности

Очевидно, что временной интервал между этими импульсами связан с угловой координатой летательного аппарата $\alpha_{ла}$. Количественно эту связь можно выразить следующим образом. Обозначим длительность временного интервала между импульсами для случаев, когда летательный аппарат находится на оси рабочей области ($\alpha_{ла} = \alpha_0$), буквой t_0 . Из рисунков видно, что за время

$$t_\alpha = (t_0 - t_{ла}) / 2 \quad (2.76)$$

ось диаграммы направленности поворачивается на угол $\alpha_{ла}$. Так как скорость вращения диаграммы равна Ω_A , то справедливо соотношение

$$\alpha_{ла} = t_\alpha \Omega_A = \frac{\Omega_A (t_0 - t_{ла})}{2}. \quad (2.77)$$

Это выражение отображает зависимость угловой координаты $\alpha_{ла}$ от длительности измеряемого интервала времени $t_{ла}$. Из него видно, что угловая координата летательного аппарата пропорциональна длительности временного интервала, и таким образом описанная процедура измерений позволяет обеспечить однозначное определение углового

положения летательного аппарата $\alpha_{\text{ла}}$ без использования дополнительных опорных сигналов. За начало отсчета времени принимается момент приема первого из принятых импульсов.

Существенным достоинством временных методов измерения угловых координат является то, что пеленгатор имеет ненаправленную антенну. Это значительно упрощает построение бортовой аппаратуры, повышает надежность ее работы, сокращает масса-габаритные характеристики.

Фазовые методы

Фазовые методы основаны на сравнении фаз сигналов, принятых антенной системой, имеющей несколько точек приема, разнесенных в пространстве. В общем случае такая система состоит из двух пар приемных антенн. Каждая пара позволяет определить угловые координаты источника излучения в одной плоскости. Алгоритм измерения для каждой пары антенн одинаковый, поэтому можно ограничиться рассмотрением процесса пеленгования в одной плоскости, как это показано на рис.2.51.

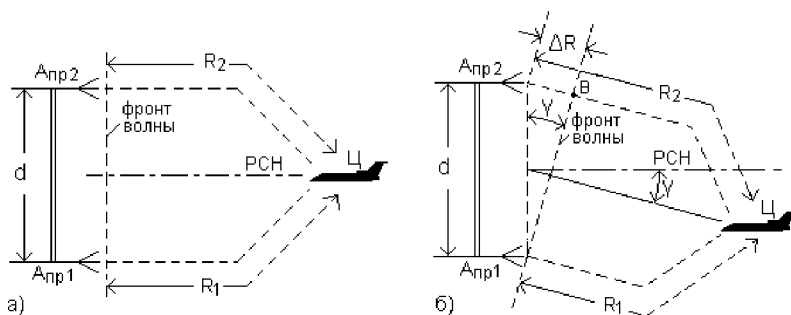


Рис. 2.51. Фазовый метод пеленгации: а) линия визирования цели совпадает с равносигнальным направлением (PCH); б) линия визирования цели отклонена от PCH

Фазовые центры приемных антенн $A_{\text{пр1}}$ и $A_{\text{пр2}}$ расположены на расстоянии d друг от друга, которое называется базой антенной системы. Обычно длина базы значительно меньше расстояния до источника сигнала R :

$$d \ll R, \quad (2.78)$$

поэтому можно принять фронт проходящей волны в пределах базы плоским, а пути прихода радиоволны в окрестности антенной системы – параллельными. Если источник излучения будет находиться на направлении, совпадающим с нормалью к середине базы, то радиоволна от источника пройдет одинаковое расстояние до каждой антенны $R_1 = R_2$ и сигналы на выходе антенн будут иметь одинаковые фазы. Это направление называют равносигнальным направлением (РСН на рис.2.51,а). При отклонении направления на источник излучения от равносигнального направления принятые антеннами сигналы будут иметь фазовый сдвиг, пропорциональный разности расстояний R_1 и R_2 (рис.2.51,б).

Если сигнал, принятый антенной $A_{\text{пр1}}$, представить в виде

$$u_1(t) = U_1 \cos (\omega t + \varphi), \quad (2.79)$$

то сигнал, принятый антенной $A_{\text{пр2}}$, будет

$$u_2(t) = U_2 \cos [\omega (t + t_R) + \varphi]. \quad (2.80)$$

Разность фаз этих сигналов равна

$$\Delta\varphi = \omega t_R, \quad (2.81)$$

где $t_R = \Delta R / c$ – время запаздывания сигналов, принимаемых антенной $A_{\text{пр2}}$; $\Delta R = R_2 - R_1$.

Так как

$$\omega = 2\pi f = 2\pi / T, \quad (2.82)$$

то разность фаз можно представить таким образом:

$$\Delta\varphi = 2\pi \Delta R / \lambda. \quad (2.83)$$

Угол между направлением прихода волны и равносигнальным направлением на рис.2.51,б обозначен γ , поэтому фронт волны образует с базой антенны также угол γ .

Разность расстояний ΔR из треугольника $A_{\text{пр1}}, A_{\text{пр2}}, B$ можно выразить следующим образом:

$$\Delta R = d \sin \gamma, \quad (2.84)$$

тогда

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \gamma, \quad (2.85)$$

откуда

$$\gamma = \arcsin \frac{\Delta\varphi \lambda}{2\pi d}. \quad (2.86)$$

При малых углах рассогласования

$$\sin \gamma \approx \gamma \text{ и } \gamma \approx \frac{\Delta \varphi \lambda}{2\pi d}. \quad (2.87)$$

Длина волны λ и величина базы d являются параметрами системы. Следовательно

$$\gamma = K \Delta \varphi, \quad (2.88)$$

где $K = \lambda / 2\pi d = \text{const}$.

Структурная схема одного из вариантов реализации фазового пеленгатора приведена на рис. 2.52.

В качестве фазочувствительного элемента в таких пеленгаторах используют фазовые детекторы ФД. Для исключения влияния флуктуаций амплитуды входных сигналов на результаты измерений сигналы до подачи на фазовый детектор нормируют по амплитуде путем ограничения (ОГ на рис.2.52) или применения эффективной АРУ в усилительных каналах приемника Пр.

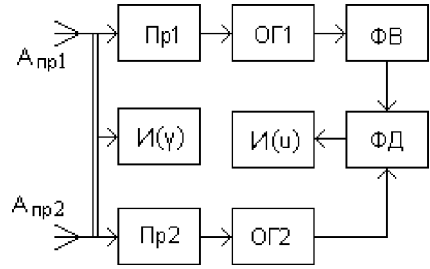


Рис.2.52. Структурная схема фазового пеленгатора

Напряжение на выходе фазового детектора можно записать в виде

$$u_{\text{фд}}(\gamma) = K_{\text{фд}} U_0 \cos \Delta \varphi = K_{\text{фд}} U_0 \cos \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \gamma \right), \quad (2.89)$$

где U_0 – нормированная амплитуда; $K_{\text{фд}}$ – коэффициент передачи фазового детектора. Так как $\cos \Delta \varphi$ – функция четная, то знак напряжения на выходе детектора не зависит от стороны отклонения направления на источник излучения от равносигнального направления. Для устранения этого недостатка в один из приемных каналов вводят фазосдвигающую цепь на $\pi/2$ ФВ. Окончательно выходное напряжение фазового детектора принимает вид

$$u_{\text{фд}}(\gamma) = K_{\text{фд}} U_0 \sin \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \gamma \right). \quad (2.90)$$

При малых значениях γ зависимость $u_{\text{фд}}(\gamma)$ имеет приближённо линейный характер

$$u_{\text{фд}}(\gamma) = K_{\text{фд}} U_0 \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \gamma \right). \quad (2.91)$$

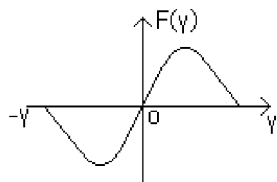


Рис.2.53. Пеленгационная характеристика фазового пеленгатора

Зависимость нормированного напряжения фазового детектора от угла рассогласования γ называется пеленгационной характеристикой угломерной системы (рис.2.53)

$$F(\gamma) = \frac{u_{\text{фд}}(\gamma)}{U_0}. \quad (2.92)$$

Определение пеленга источника излучения можно осуществлять двумя путями: либо находить значение и знак угла рассогласования γ по показаниям индикатора выходного напряжения $I(u)$, либо поворачивать антенную систему до тех пор, пока выходное напряжение не окажется равным нулю, что соответствует равенству нулю и угла γ , и отсчитывать пеленг по индикатору положения антенной системы $I(\gamma)$.

Производную пеленгационной характеристики при $\gamma \rightarrow 0$ называют крутизной пеленгационной характеристики или чувствительностью пеленгования

$$S_\gamma = \left| \frac{dF(\gamma)}{d\gamma} \right|_{\gamma \rightarrow 0} = 2\pi \frac{d}{\lambda}. \quad (2.93)$$

Из выражения видно, что чувствительность пеленгования зависит от отношения d/λ , которое называют относительной базой. С увеличением относительной базы чувствительность и, соответственно, точность пеленгования возрастают. Однако при $d/\lambda > 1/2$ может появиться неоднозначность измерения угловых координат из-за периодичности пеленгационной характеристики (сплошная линия на рис.2.54).

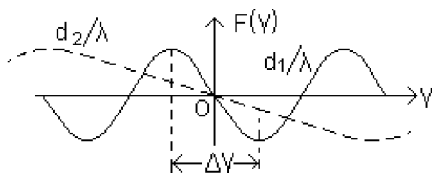


Рис.2.54. Влияние относительной базы на пеленгационную характеристику фазового пеленгатора

Однако при $d/\lambda > 1/2$ может появиться неоднозначность измерения угловых координат из-за периодичности пеленгационной характеристики (сплошная линия на рис.2.54).

Для исключения неоднозначности производят измерения при различных отношениях d/λ , то есть используют многошкальный метод построения системы (также как в фазовых дальномерных системах). Антенная система в таких измерителях имеет несколько баз. При этом малая база образует грубую шкалу с однозначным отсчетом угловой координаты, а большая база – точную шкалу. На рис.2.54 штриховой

линией показана пеленгационная характеристика системы с малой относительной базой $d_2/\lambda < d_1/\lambda$. Очевидно, что погрешность измерения по грубой шкале не должна превышать интервал однозначности точной шкалы $\Delta\gamma$. Применение многобазовых фазовых измерителей позволяет обеспечить весьма высокоточное и однозначное определение угловых координат в широком секторе.

К недостаткам фазовых пеленгаторов нужно отнести то, что нестабильность фазовых характеристик усилительных каналов приводит к смещению равносигнального направления антенной системы и, следовательно, к ошибкам пеленгации.

Уменьшить такое влияние позволяет применение суммарно-разностных пеленгаторов, в которых на входе системы с помощью высокочастотных мостовых схем образуется сумма и разность принятых сигналов аналогично тому, как это осуществляется в моноимпульсных амплитудных пеленгаторах. Структурная схема такого пеленгатора приведена на рис.2.55.

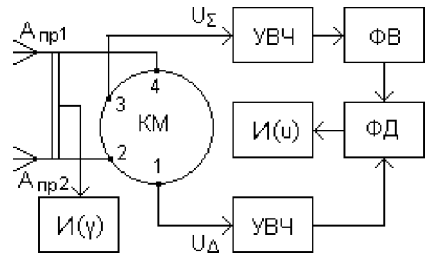


Рис. 2.55. Структурная схема суммарно-разностного фазового пеленгатора

Суммарный и разностный сигналы после кольцевого моста КМ усиливаются двумя идентичными усилителями высокой частоты УВЧ и сравниваются по фазе в фазовом детекторе ФД. Измерение угловой координаты осуществляют по индикатору антенной системы $I(\gamma)$ при нулевом показании индикатора $I(u)$ на выходе фазового детектора. Изменения фазовых сдвигов в каналах усиления такой схемы приводит лишь к изменению крутизны пеленгационной характеристики.

Фазовые пеленгаторы обладают ограниченной разрешающей способностью по угловым координатам. Так два или более источника излучения, находящиеся на различных направлениях, при одновременном приеме создадут в антеннах результирующий сигнал, соответствующий некоторому усредненному направлению, приводящему к ошибке пеленгации отдельных источников. Для повышения разрешающей способности по угловым координатам необходимо применять антенны с достаточно узкой диаграммой направленности.

Вопросы для самоконтроля

1. На каких принципах основаны методы измерения угловых координат объектов?
2. Что представляет собой фазовый фронт волны?
3. Назовите основные характеристики пеленгационного устройства.
4. Поясните особенности пеленгации по методу максимума.
5. Поясните особенности пеленгации по методу минимума.
6. Поясните принцип работы рамочной антенны при приёме радиосигналов.
7. Какие особенности равносигнального направления используют в радиопеленгаторах?
8. Как формируют равносигнальное направление в пеленгаторах с одновременным сравнением сигналов по амплитуде?
9. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы моноимпульсного пеленгатора.
10. Какие особенности работы моноимпульсного пеленгатора приводят к необходимости применения высокочастотных мостовых схем?
11. Поясните принцип действия высокочастотного кольцевого моста.
12. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом.
13. Какая информация заложена в пеленгационной характеристике моноимпульсного измерителя угловых координат?
14. Поясните принцип формирования равносигнального направления в пеленгаторах с последовательным сравнением сигналов.
15. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы пеленгатора с последовательным сравнением сигналов по амплитуде.
16. В каких параметрах амплитудно-модулированного входного сигнала заложена информация о направлении на источник излучения?
17. Что представляет собой и какие функции выполняет система преобразования координат в амплитудно-фазовых пеленгаторах?
18. Как осуществляется реализация частотного метода пеленгации?
19. Расскажите о временном методе пеленгации с фиксацией начала отсчёта.
20. Расскажите о временном методе пеленгации без фиксации начала отсчёта.
21. Какие принципы заложены в основу фазовых методов пеленгации?
22. Нарисуйте структурную схему и поясните работу фазового пеленгатора.
23. Что даёт применение высокочастотного кольцевого моста в фазовых пеленгаторах?

2.3 Методы измерения скорости движения объектов

Общие сведения

Одним из важнейших навигационных параметров является скорость движения объектов. Измеряя время, за которое объект проходит расстояние между двумя ориентирами с известными координатами, можно легко вычислить среднюю скорость движения объекта по известному соотношению

$$V_{\text{ср}} = \frac{R}{t_R}, \quad (2.94)$$

где R – расстояние между ориентирами; t_R – время движения.

Текущее значение скорости движения объектов можно определить дифференцированием текущей дальности или интегрированием ускорения движения объекта. Такие методы требуют предварительного измерения исходных координат: дальности или ускорения. Кроме того, операции дифференцирования или интегрирования ведут к потере точности измерений. В связи с этим в навигации летательных аппаратов широкое распространение получили методы непосредственного измерения скорости, основанные на использовании эффекта Доплера. Такие методы обеспечивают несравненно бóльшую точность измерений.

Эффект Доплера, как известно, заключается в том, что при взаимном перемещении излучателя колебаний и приёмника частота колебаний, воспринимаемая приёмником, будет отличаться от частоты излучённых колебаний тем больше, чем больше скорость их относительного перемещения.

Физический смысл этого эффекта можно пояснить следующим образом (рис.2.56). Если передатчик П, излучающий колебания с частотой f_0 , и приёмник Пр неподвижны и расстояние между ними R не изменяется, то приёмник за единицу времени воспримет то же число колебаний $S_{\text{изл}}$, которое послал излучатель.

Частота принимаемых сигналов $f_{\text{пр}}$ в этом случае будет равна частоте сигналов излучения

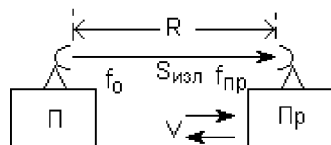


Рис.2.56. К пояснению эффекта Доплера

$$f_{\text{Пр}} = f_0. \quad (2.95)$$

Если приёмник перемещается со скоростью V в направлении передатчика, он как бы движется навстречу распространяющимся колебаниям, и потому примет за единицу времени избыточное число колебаний по сравнению с неподвижным вариантом. Частота принимаемых сигналов будет более высокая, чем излучаемых, и будет равна

$$f_{\text{Пр}} = f_0 \left(1 + \frac{V}{c} \right), \quad (2.96)$$

где c – скорость распространения радиоволн.

И наконец, приёмник удаляется от излучателя, он как бы «отстывает» от набегающих на него волн колебаний и не сможет принять за единицу времени некоторой части колебаний, которые успели бы его достигнуть, если бы он был неподвижен. В этом случае частота принимаемых колебаний будет уменьшаться по сравнению с частотой излучаемых сигналов:

$$f_{\text{Пр}} = f_0 \left(1 - \frac{V}{c} \right). \quad (2.97)$$

Таким образом, частота принимаемых сигналов в зависимости от скорости взаимного перемещения передатчика и приёмника может изменяться в следующих пределах:

$$f_{\text{Пр}} = f_0 \left(1 \pm \frac{V}{c} \right). \quad (2.98)$$

Разность частот излучаемого и принимаемого сигналов называют доплеровским приращением частоты или частотой Доплера:

$$f_0 - f_{\text{Пр}} = F_{\text{д}} = f_0 \frac{V}{c}. \quad (2.99)$$

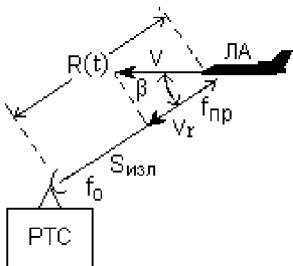


Рис.2.57. К определению доплеровского приращения частоты в беззапросных методах измерения скорости

Рассмотрим более общий случай, когда приёмник находится на движущемся объекте (например на летательном аппарате) и направление вектора скорости объекта V не совпадает с линией визирования «передатчик (РТС) – приёмник (ЛА)» (рис.2.57).

Пусть передатчик излучает гармонические колебания вида

$$u(t) = U \sin \omega_0 t, \quad (2.100)$$

а приёмник движется относительно него со скоростью V под углом β к линии визирования «передатчик – приёмник». При этом расстояние между передатчиком и приёмником изменяется по закону

$$R(t) = R_0 \int V \cos \beta dt. \quad (2.101)$$

Колебания в месте приёма запаздывают относительно излучаемых на время

$$\tau = \frac{R(t)}{c}. \quad (2.102)$$

Мгновенная фаза принятых колебаний определяется формулой

$$\varphi = \omega_0 \left[t - \frac{R(t)}{c} \right], \quad (2.103)$$

а частота, с учётом известного соотношения между частотой и фазой сигнала $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$, будет равна

$$\omega_{\text{пр}} = \omega_0 \left[1 - \frac{1}{c} \frac{dR(t)}{dt} \right] = \omega_0 \left[1 + \frac{V}{c} \cos \beta \right]. \quad (2.104)$$

Из последнего выражения легко определить доплеровское приращение частоты

$$F_{\text{д}} = \frac{1}{2\pi} (\omega_{\text{пр}} - \omega_0) = \frac{1}{2\pi} \omega_0 \frac{V}{c} \cos \beta. \quad (2.105)$$

Принимая во внимание, что

$$f_0 = \frac{\omega}{2\pi}, \quad \text{а} \quad \frac{f_0}{c} = \frac{1}{\lambda}, \quad (2.106)$$

где λ – длина волны, можем записать значение частоты Доплера в виде

$$F_{\text{д}} = f_0 \frac{V}{c} \cos \beta = \frac{V}{\lambda} \cos \beta = \frac{V_r}{\lambda}, \quad (2.107)$$

где $V_r = V \cos \beta$ – радиальная составляющая скорости, т.е. проекция вектора скорости на линию визирования «передатчик – приёмник».

Из (2.107) и рис.2.57 видно, что доплеровское приращение частоты зависит от угла β между линией визирования и направлением вектора скорости V движущегося объекта ЛА. Эта зависимость характеризуется косинусной полярной диаграммой, приведённой на рис.2.58.

Годограф доплеровского приращения имеет вид двух соприкасающихся окружностей (вид восьмёрки). Напомним, что годографом на-

зывается геометрическое место конца векторной величины при изменении направления вектора. Из диаграммы видно, что как при сближении, так и при удалении объекта, доплеровская частота достигает

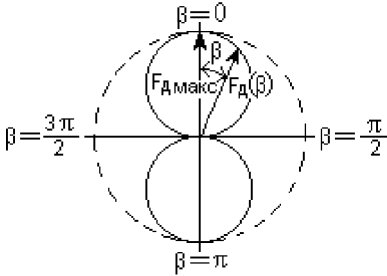


Рис.2.58. Зависимость доплеровского приращения частоты от угла приема сигналов

максимума $F_D = F_{D \text{ макс}}$, когда вектор скорости направлен вдоль радиолуча при $\beta = 0$ и $\beta = \pi$, и равна нулю $F_D = 0$ при $\beta = \pm \pi / 2$. Знак доплеровского приращения частоты (знак модуля векторной величины) изменяется на противоположный при переходе через нулевое значение.

Решая уравнение, определяющее частоту Доплера (2.107) относительно значения скорости, получим

$$V = \frac{F_D \lambda}{\cos \beta} \quad \text{и} \quad V_r = F_D \lambda. \quad (2.108)$$

Таким образом, измерение скорости объектов сводится к определению доплеровского приращения частоты принимаемых сигналов.

Полученные выше соотношения позволяют определить скорость движения объектов в так называемых беззапросных системах измерения. В месте расположения приёмника выделяется и измеряется частота Доплера, которая затем пересчитывается в радиальную скорость движущегося объекта.

К основным достоинствам таких измерителей можно отнести относительную простоту схемных и конструктивных решений. Такие системы не содержат модуляторов, синхронизаторов и других сложных устройств.

Однако реализация беззапросных измерителей скорости связана с необходимостью иметь в месте приёма сигнал, частота которого с высокой точностью равна частоте передатчика. Если передатчик и приёмник расположены на подвижных носителях (например, на летательных аппаратах), в удалённых друг от друга точках пространства и не синхронизированы, то обеспечить это равенство длительное время достаточно трудно и измерение скорости будет происходить с погрешностью, которая тем больше, чем ниже стабильность частот передатчика и генератора эталонной частоты приёмника. В большинстве слу-

чаев для нормального функционирования беззапросной системы относительная долговременная стабильность этих частот должна быть не хуже $\delta f = (10^{-10} \div 11^{-11})$ [7]. Такая стабильность в настоящее время может быть обеспечена только с помощью атомных эталонов частоты, что значительно усложняет схемное и конструктивное построение системы, увеличивает её стоимость.

В связи с указанными трудностями в большинстве практических случаев используют запросные методы измерения скорости движения объектов. Рассмотрим основные особенности таких методов.

Передачик и приёмник системы, реализующей запросный метод, расположены в одном месте и являются составными частями одной измерительной аппаратуры (рис.2.59).

Передачик формирует и излучает высокочастотные колебания $S_{изл}$ с частотой f_0 . Движущийся объект, скорость которого измеряется, при пассивном ответе отражает, а при активном – ретранслирует падающий на него радиосигнал с частотой

$$f' = f_0 + F_d \quad (2.109)$$

Часть этого сигнала $S_{отр}$, достигая приёмной антенны измерителя, будет иметь частоту

$$f_{пр} = f' + F_d = f_0 + 2F_d \quad (2.110)$$

В приёмнике этот сигнал сравнивается по частоте с сигналом передатчика. Разность частот излучаемого и принимаемого сигналов является доплеровским приращением частоты, пропорциональным радиальной составляющей скорости движения объекта (ЛА). Аналогично выражению (2.107) и с учётом (2.106), получим

$$F_d = 2f_0 \frac{V}{c} \cos \beta = 2 \frac{V}{\lambda} \cos \beta = 2 \frac{V_r}{\lambda} \quad (2.111)$$

Решая (2.111) относительно V и V_r , будем иметь для запросного метода

$$V = \frac{F_d \lambda}{2 \cos \beta} \quad \text{и} \quad V_r = \frac{F_d \lambda}{2} \quad (2.112)$$

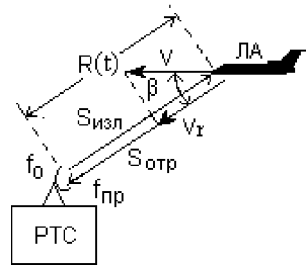


Рис.2.59. К определению доплеровского приращения частоты в запросных методах измерения скорости

На рис.2.60 приведена упрощенная структурная схема запросной системы измерения скорости, работающей с отражёнными от объекта сигналами.

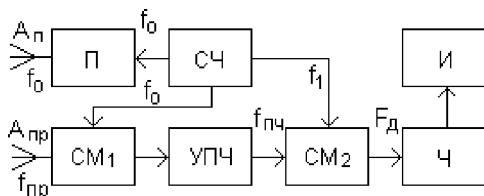


Рис. 2.60. Структурная схема системы измерения скорости

Передающая антенна A_n преобразует высокочастотные колебания передатчика П в электромагнитную волну. Приёмная антенна $A_{пр}$ осуществляет обратное преобразование отражённой от движущегося объекта радиоволны в высокочастотный сигнал, поступающий на вход смесителя приёмного канала СМ₁. На другой вход смесителя подаются сигналы задающего генератора передающего канала, в качестве которого, как правило, применяют синтезатор частоты СЧ. Основное усиление принятых сигналов осуществляется в усилителе промежуточной частоты УПЧ. Сигналы промежуточной частоты поступают на смеситель СМ₂, гетеродинный сигнал для которого формирует также синтезатор частоты передающего канала. Частота выходного сигнала СМ₂ однозначно зависит от величины радиальной составляющей вектора скорости движущегося объекта. Частотомер Ч производит измерение частоты, а выходной индикатор И градуируют в значениях скорости.

Двойное преобразование частоты в приёмном канале обусловлено тем, что относительное значение частоты F_d / f_0 , равное отношению скоростей V_r/c , невелико (примерно 10^{-5} и меньше). Поэтому выделить сигнал с доплеровской частотой можно лишь при использовании контуров с очень высокой добротностью, техническая реализация которых представляет определённые трудности [3].

Существенное отличие запросной системы от беззапросной заключается в том, что в запросной системе в качестве гетеродинных сигналов смесителей используются колебания задающего генератора, формирующего несущие колебания передатчика. Поэтому на точность измерения сказывается уход частоты этого генератора только за время распространения сигнала до отражающего объекта и обратно. Обеспе-

чить высокую кратковременную стабильность частоты генератора можно гораздо проще, чем высокую долговременную стабильность в беззапросных системах. Так, достаточную точность измерения скорости во многих практических случаях радионавигационных измерений можно получить, применяя известные методы кварцевой стабилизации частоты задающего генератора.

К недостаткам запросных систем, работающих с отражёнными сигналами, можно отнести трудность селекции принимаемых сигналов на фоне сигналов передатчика и, как следствие, необходимость реализации высокой степени пространственной энергетической развязки между передающим и приёмным трактами, достигающей 80 дБ и более [24].

Этот недостаток отсутствует в запросных системах с ретрансляцией сигналов, т.е. в активных системах с активным ответом. Фиксированный сдвиг несущей частоты ответного сигнала ретранслятора позволяет осуществить развязку по частоте сигналов излучаемых и принимаемых измерителем скорости движения объектов. Кроме того, упрощается конструкция аппаратуры и её размещение на объектах, так как появляется возможность использовать одну антенну для передачи и приёма как в ретрансляторе, так и в аппаратуре измерителя. Разделение сигналов на выходах приёмных антенн осуществляется с помощью высокочастотных развязывающих устройств. Однако при реализации такого варианта теряется автономность работы измерителя.

Методы измерения путевой скорости летательных аппаратов

Общие сведения

Одним из наиболее распространенных вариантов реализации запросной измерительной системы является бортовой доплеровский измеритель путевой скорости и угла сноса летательных аппаратов (ДИСС).

Напомним, что путевой скоростью V называют горизонтальную составляющую скорости летательного аппарата ЛА (рис.2.61).

Она определяется как векторная сумма воздушной скорости $V_{в}$, т.е. скорости движения ЛА относительно воздушной среды, и скорости

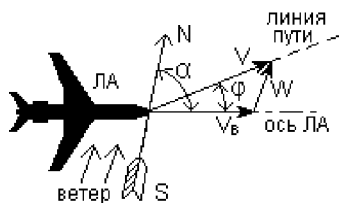


Рис.2.61. К определению путевой скорости (навигационный треугольник)

ветра W , т.е. скорости движения воздушной среды относительно Земли. Все три вектора образуют так называемый навигационный треугольник.

Угол между векторами путевой скорости V и воздушной скорости V_B называется углом сноса φ . Величина угла сноса определяется силой и направлением ветра. Направление вектора воздушной скорости V_B определяет

направлением силы тяги двигателей и практически совпадает с продольной осью ЛА. Это направление известно. Следовательно, чтобы определить угол сноса, нужно определить направление вектора путевой скорости. Доплеровский измеритель позволяет непосредственно определить оба навигационных параметра: путевую скорость и угол сноса.

Важнейшей характеристикой ДИСС является автономность, т.е. работа в составе бортового измерительного комплекса без связи с наземными радионавигационными точками, без ограничения дальности действия. Они могут устанавливаться на летательные аппараты различных видов: самолёты, вертолёты, ракеты и др. Характерной особенностью таких измерителей является то, что необходимая навигационная информация формируется в них в результате обработки сигналов бортового передатчика, отражённых от подстилающей поверхности, над которой осуществляется полёт летательного аппарата, и принятых бортовым приёмником.

Условия формирования отражённых сигналов от таких протяжённых объектов, как земная или водная поверхность, существенно отличаются от условий формирования сигналов при отражении от точечных целей, т.е. объектов взаимодействия, угловые размеры которых значительно меньше ширины диаграммы направленности антенны передатчика, облучающего объект. Эти особенности накладывают определённый отпечаток на построение измерительной аппаратуры. Рассмотрим эти особенности.

Отражение радиоволн обусловлено тем, что любой физический объект, находящийся на пути распространения радиоволн, будет представлять для них среду с другими значениями магнитной и диэлектри-

ческой проницаемости по отношению к первичной среде. Вследствие этого на границе раздела двух сред волны отражаются и преломляются. При этом часть энергии облучающей волны возвращается в первую среду, а часть её преломляется и переходит во вторую среду. Таким образом, любой объект, отражающий радиоволны, можно представить в виде источника вторичного излучения.

Форма диаграммы источника вторичного излучения определяется прежде всего соотношением между длиной радиоволны λ и размерами неровностей отражающей поверхности. Если линейный размер d , характеризующий максимальную неровность поверхности, много меньше длины волны $d \ll \lambda$, поверхность является для данного излучения гладкой, зеркальной и отражение от неё происходит по законам геометрической оптики: угол падения равен углу отражения (рис.2.62,а). Если размеры неровностей поверхности сравнимы с длиной волны $d \approx \lambda$, поверхность является для данного излучения шероховатой, а отражение от неё происходит диффузно, равномерно во всех направлениях, как это показано на рис.2.62,б. Интенсивность отражённого сигнала не зависит от угла приёма радиоволн.

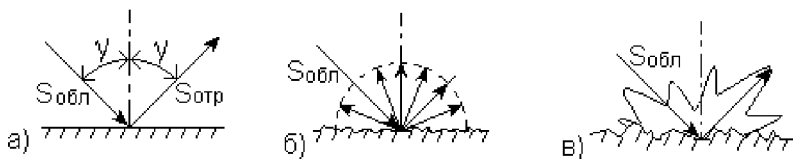


Рис. 2.62. Отражение радиоволн от различных поверхностей: а) при неровностях много меньше длины волны; б) при неровностях, сравнимых с длиной волны, в) от реальных поверхностей

Реальная земная или водная поверхность представляет собой весьма сложный отражающий объект, который нельзя отнести ни к одному из рассмотренных видов поверхностей. На ней имеются неровности с $d \gg \lambda$, но они сами имеют неровности, для которых $d < \lambda$ и $d \approx \lambda$. В общем случае такую поверхность можно представить в виде модели, состоящей из совокупности большого числа независимых и случайно расположенных отражающих элементов. Каждым элементом рассеивается часть падающей на него энергии. Следствием этого, а также в результате пространственной интерференции радиоволн, отражённых от различных элементов поверхности, формируется сложная многолепё-

стковая диаграмма вторичного излучения, показанная на рис.2.62,в. Форма такой диаграммы имеет случайный характер и зависит от направления облучения. Кроме того, на неё накладываются острые лепестки отражений от таких объектов, размеры которых кратны нечётному числу полуволн:

$$d = (2n + 1) \lambda / 2; \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.112a)$$

В этом случае отражающий объект может играть роль полуволнового вибратора и может возникнуть достаточно интенсивное вторичное резонансное излучение.

Интенсивность вторичного излучения зависит также от вида подстилающей поверхности. Так, лесной массив в большей степени рассеивает падающую на него электромагнитную энергию, чем пашня, песчаная пустыня или водная поверхность. Кроме того, одна и та же поверхность зимой и летом может рассеивать энергию по разному. Для сравнения количественных характеристик сигналов, отражённых от различных поверхностей, вводят понятие коэффициента обратного рассеяния $K_{ор}$, который равен отношению мощности, переизлучённой в данном направлении $P_{отр}$, к мощности, которую переизлучал бы идеально отражающий изотропный излучатель $P_{отр.и}$:

$$K_{ор} = P_{отр} / P_{отр.и}. \quad (2.113)$$

Характерной особенностью морской поверхности является то, что её рассеивающая способность сильно зависит от её состояния и с увеличением волнения возрастает. Кроме того, элементы такой поверхности, отражающие радиоволны, непрерывно перемещаются ветрами и течениями. Это может привести к дополнительным погрешностям при измерениях доплеровского приращения частоты отражённых сигналов.

Рассмотрим далее принципы построения бортовых ДИСС и особенности формирования и измерения навигационной информации.

Путевая скорость и угол сноса могут быть измерены аппаратурой, которая имеет в своём составе передающее и приёмное устройства и антенную систему, создающую узконаправленный луч для облучения подстилающей поверхности при горизонтальном полёте летательного аппарата и для приёма отражённых сигналов. Для получения доплеровского приращения частоты отражённого сигнала, излучение передатчика должно быть направлено под острым углом к оси летательного аппарата в нижнюю полусферу, например, как показано на рис.2.63.

Вследствие конечной ширины луча всегда облучается некоторый участок поверхности в виде площадки S .

Так как наличие доплеровского приращения характерно для всех участков площадки, а облучение каждого из них происходит под разными углами β_i , то отражённый сигнал содержит спектр доплеровских частот. Следовательно, на устройство обработки приёмника всегда поступает сигнал, сформированный в результате отражения от множества элементарных отражателей, который содержит в своём спектре многие составляющие доплеровских частот.

Очевидно, что элементарные отражатели, облучаемые под одинаковым углом β_i , при прочих равных условиях дадут одинаковое значение доплеровской частоты. Следовательно, линией положения отражателей, дающих одно и то же значение доплеровской частоты, является линия пересечения горизонтальной поверхности с конусом, ось которого совпадает с направлением вектора путевой скорости. Такой линией является гипербола. Семейство линий положения, дающих одинаковые значения доплеровской частоты, называемых изочастотными линиями, является семейство гипербол.

Каждый элементарный отражатель, расположенный на изочастотной линии, при облучении даёт сигнал с одинаковой доплеровской частотой. Сигналы, принятые от всех отражателей, расположенных на изочастотной линии, имеют случайные фазы и амплитуды. Поскольку на вход приёмного устройства поступают сигналы от отражателей, расположенных на множестве различных гипербол, суммарный отражённый сигнал формируется как результат наложения множества элементарных сигналов со случайными амплитудами U_i и случайными фазами φ_i :

$$u(t) = \sum U_i(t) \cos [(\omega_0 + \Omega_i) t + \varphi_i], \quad (2.114)$$

т.е. сигналы суммируются по мощности, образуя результирующую среднюю мощность радиоволны, отражённой от площадки S .

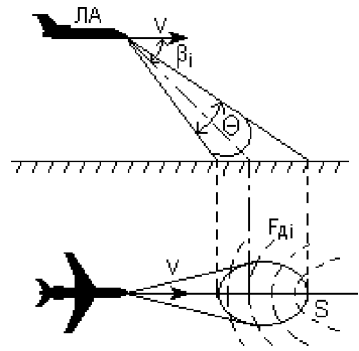


Рис. 2.63. Формирование спектра отраженного сигнала

Частоты сигналов, принятых от всех отражателей одной изочастотной линии, будут одинаковы и равны

$$f_i = f_0 + F_{di} = f_0 + \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_i. \quad (2.115)$$

Для всей облучаемой площадки спектр отражённого сигнала можно представить как сумму частотных составляющих, полученных от n изочастотных линий:

$$\Delta f_{\text{пр}} = \sum_{i=1}^n (f_0 + F_{di}) = \sum_{i=1}^n \left(f_0 + \frac{2V}{\lambda} \right) \cos \beta_i. \quad (2.116)$$

Следовательно, отражённый сигнал содержит спектр частот с множеством доплеровских сдвигов F_d относительно частоты излучаемого сигнала, распложенных вокруг некоторого среднего значения $F_{\text{до}}$.

Облучение участков поверхности и приём сигналов в доплеровских измерителях осуществляется, как правило, антеннами с достаточно узкими диаграммами направленности. Это обуславливает различный уровень принятых сигналов от разных точек отражающей поверхности. Если не учитывать малые различия энергии элементарных сигналов, связанные с различием расстояний до гиперболических полосок в

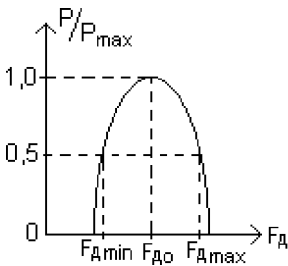


Рис. 2.64. Огибающая спектра отраженного сигнала

пределах раствора диаграммы направленности антенны, а также различием коэффициентов обратного рассеяния отдельных участков отражающей площадки, то огибающая доплеровского спектра будет определяться формой диаграммы направленности антенны. В частности, симметричной диаграмме направленности соответствует симметричный спектр, огибающая которого показана на рис.2.64. Средняя частота спектра

$$F_{\text{до}} = \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 \quad (2.117)$$

соответствует направлению максимума диаграммы направленности.

Ширину доплеровского спектра на уровне половинной мощности нетрудно определить, используя рис. 2.63 и 2.64. Граничные частоты отражённых сигналов соответственно равны

$$F_{д\text{ мин}} = \frac{2V}{\lambda} \cos\left(\beta_0 + \frac{\Theta_\beta}{2}\right) \text{ и } F_{д\text{ макс}} = \frac{2V}{\lambda} \cos\left(\beta_0 - \frac{\Theta_\beta}{2}\right). \quad (2.118)$$

Ширина спектра равна их разности:

$$\begin{aligned} \Delta F_{д} = F_{д\text{ макс}} - F_{д\text{ мин}} &= \frac{2V}{\lambda} \left[\cos\left(\beta_0 - \frac{\Theta_\beta}{2}\right) - \cos\left(\beta_0 + \frac{\Theta_\beta}{2}\right) \right] = \\ &= \frac{4V}{\lambda} \sin\beta_0 \sin\frac{\Theta_\beta}{2}, \end{aligned} \quad (2.119)$$

где Θ_β – ширина диаграммы направленности антенны по уровню 0,5 в угломестной плоскости. При достаточно узкой диаграмме направленности можно принять

$$\Delta F_{д} = \frac{2V}{\lambda} \sin\beta_0 \Theta_\beta. \quad (2.120)$$

Из (2.120) видно, что ширина доплеровского спектра пропорциональна путевой скорости летательного аппарата V , ширине диаграммы направленности антенны измерителя Θ_β и углу между направлениями полёта и максимума излучения β_0 .

Относительная ширина доплеровского спектра

$$\Delta F_{д} / F_{до} = \Theta_\beta \operatorname{tg}\beta_0. \quad (2.121)$$

При типовых значениях $\beta_0 = 70^\circ$; $\Theta_\beta \approx 4 \div 5^\circ$, $\Delta F_{д} / F_{до} \leq 0,1 \div 0,15$.

Таким образом, измерение путевой скорости сводится к измерению средней частоты сформированного на выходе бортового приёмника доплеровского спектра.

Принцип действия однолучевых ДИСС

В общем случае при горизонтальном полёте ось диаграммы направленности антенны конкретных ДИСС может не совпадать с направлением вектора путевой скорости не только в вертикальной, но и в горизонтальной плоскости, как это показано на рис.2.65.

Тогда средняя частота доплеровского спектра будет пропорциональна проекции вектора скорости на направление облучения в обеих плоскостях:

$$F_{до} = \frac{2V}{\lambda} \cos\beta_0 \cos\gamma. \quad (2.122)$$

При $\beta_0 = \text{const}$ (установочный угол антенны ДИСС) и $V = \text{const}$ получим зависимость F_d от угла приёма сигналов в горизонтальной плоскости γ :

$$F_d(\gamma) = \text{const} \cos \gamma. \quad (2.123)$$

Это такая же зависимость F_d , как и на рис.2.58, годограф которой имеет вид восьмёрки (пунктир на рис.2.66). При повороте антенны в горизонтальной плоскости до совмещения оси диаграммы направленности с направлением вектора путевой скорости угол $\gamma = 0$, а доплеровское приращение частоты достигает максимального значения

$$F_{d \text{ макс}} = \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0. \quad (2.124)$$

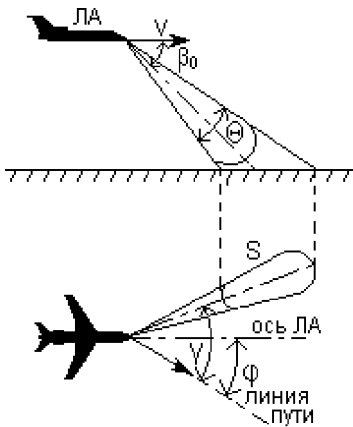


Рис. 2.65. К принципу действия однолучевых ДИСС

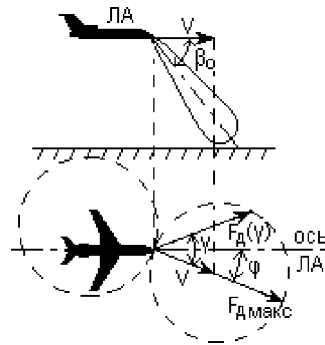


Рис. 2.66. Зависимость доплеровской частоты от угла приема сигналов в однолучевых ДИСС

При известных λ и β_0 путевую скорость V можно определить непосредственным измерением $F_{d \text{ макс}}$ с помощью частотомера.

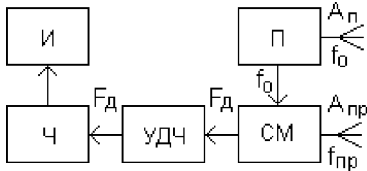


Рис. 2.67. Структурная схема однолучевого ДИСС

Угол сноса будет равен углу между осью самолёта и осью диаграммы направленности антенны в момент совмещения её с направлением вектора путевой скорости, т.е при $F_d = F_{d \text{ макс}}$.

На рис.2.67 приведена упрощенная структурная схема однолучевого ДИСС.

Передатчик П излучает через антенну $A_{\text{п}}$ колебания частоты f_0 . На приёмную антенну $A_{\text{пр}}$ поступает отражённый сигнал частоты $f_{\text{пр}} = f_0 + F_{\text{д}}$, который подаётся на сигнальный вход смесителя СМ. На другой вход смесителя подаётся часть мощности излучаемого сигнала частоты f_0 , играющего роль сигнала когерентного гетеродина. На выходе смесителя формируется сигнал биений между этими двумя сигналами, частота которого равна $F_{\text{д}}$. После усиления в усилителе доплеровской частоты УДЧ преобразованный сигнал поступает на частотомер Ч, индикатор которого И проградуирован в значениях скорости V .

Основным достоинством рассмотренного варианта ДИСС является предельная простота схемы и конструкции бортовой аппаратуры. Однако однолучевой ДИСС обладает существенными недостатками, главные из которых заключаются в следующем:

а) Низкая точность определения максимального значения частоты доплеровского приращения. Это видно из рассмотрения рис.2.66. В окрестности точки отсчёта $F_{\text{д макс}}$ крутизна годографа $F_{\text{д}}(\gamma)$, равная $dF_{\text{д}} / d\gamma$, близка к нулю, что приводит к недопустимой погрешности измерения угла сноса ϕ .

При относительной погрешности определения $F_{\text{д макс}}$, равной 1%, т.е. $\Delta F_{\text{д}} / F_{\text{д макс}} = 0,01$, погрешность измерения угла сноса составляет $\Delta\phi = 0,14$ рад, или примерно 8° .

Ошибка в определении частоты $F_{\text{д макс}}$ вызывает и соответствующую погрешность измерения путевой скорости

$$\Delta V / V = \Delta F_{\text{д}} / F_{\text{д макс}}. \quad (2.125)$$

б) Погрешности измерений, возникающие из-за изменения углов ориентации летательного аппарата, а именно из-за изменения углов крена и тангажа.

Предположим, что угол тангажа при постоянной скорости движения летательного аппарата изменился и $\theta \neq 0$, как это показано на рис.2.68.

Проекция вектора путевой скорости V на направление облучения и доплеровское приращение частоты принимаемых сигналов при этом также изменятся. Для ситуации, показанной на рисунке, оба эти параметра увеличатся и индикатор измерителя покажет боль-

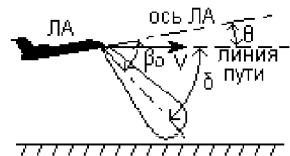


Рис.2.68. Влияние углов ориентации ЛА на точность измерений в однолучевых ДИСС

шее значение путевой скорости, хотя истинное значение скорости остаётся неизменным.

В реальных системах угол облучения β_0 выбирается около 70° . В этом случае относительная погрешность определения путевой скорости $\Delta V / V = 0,05$ или 5 % на каждый градус изменения истинного значения угла облучения β_0 . К такому же результату приводят изменения угла крена летательного аппарата.

Уменьшения погрешностей, вызываемых изменением углов ориентации, можно достигнуть путём стабилизации антенны в горизонтальной плоскости или введения поправок на углы ориентации в вычислительном устройстве при обработке данных измерения (стабилизация данных). Однако это приводит к существенному усложнению системы.

Принцип действия многолучевых ДИСС

Наиболее радикальным путём повышения точности измерений путевой скорости и угла сноса является применение многолучевых ДИСС с различными конфигурациями направленности антенных лучей.

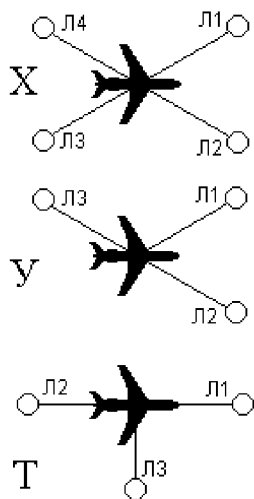


Рис. 2.69. Варианты конфигураций радиолучей в многолучевых ДИСС

В основном находят применение трёх- и четырёхлучевые ДИСС с направленностями лучей, показанных условно на рис.2.69. X- и Y-образные конфигурации используются на самолётах и космических аппаратах, а T-образная – на вертолётах, для которых характерны большие углы сноса.

Принцип действия многолучевых ДИСС удобней рассмотреть на примере X-образной системы, расположение лучей которой показано на рис.2.70.

На летательном аппарате устанавливают приёмопередатчик с четырьмя передающими и четырьмя приёмными антеннами, укрепленными на подвижной платформе АПП, которая может поворачиваться в горизонтальной плоскости.

Будем считать, что полёт происходит горизонтально без крена. Тогда вертикальная ось симметрии антенной платформы будет совпадать с направлением местной вертикали. Каждая пара антенн (передающая и соответствующая ей приёмная антенны) образуют так называемый луч, вдоль которого осуществляется облучение подстилающей поверхности и приём отражённых сигналов. Все четыре луча в вертикальной плоскости отклонены вниз относительно продольной оси летательного аппарата на одинаковый угол β_0 , причём два из них (Л1 и Л2) находятся в передней полусфере, а два других (Л3 и Л4) – в задней.

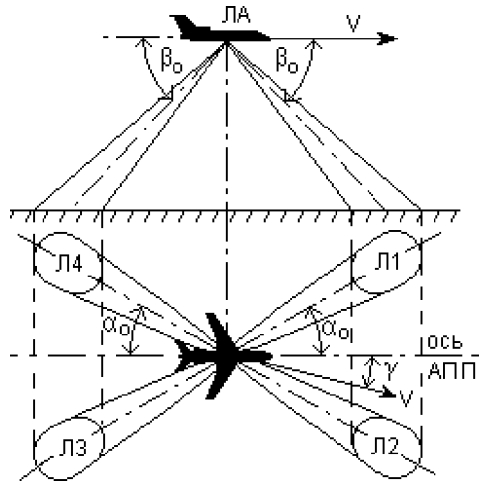


Рис.2.70. К принципу действия четырехлучевого ДИСС

летательного аппарата на одинаковый угол β_0 , причём два из них (Л1 и Л2) находятся в передней полусфере, а два других (Л3 и Л4) – в задней. В горизонтальной плоскости все лучи развёрнуты относительно продольной оси антенной платформы АПП на одинаковый угол α_0 . Антенная платформа находится в произвольном состоянии и в общем случае её продольная ось не совпадает с направлением вектора путевой скорости V . При этих условиях доплеровские приращения частоты сигналов, принимаемых по каждому лучу, будут пропорциональны проекциям вектора путевой скорости на направления каждого луча как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскостях и будут равны:

в передней полусфере:

$$\text{для Л1} \quad F_{д1} = \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 + \gamma); \quad (2.126)$$

$$\text{для Л2} \quad F_{д2} = \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 - \gamma); \quad (2.127)$$

в задней полусфере:

$$\text{для Л3} \quad F_{д3} = - \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 + \gamma); \quad (2.128)$$

$$\text{для Л4} \quad F_{д4} = - \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 - \gamma). \quad (2.129)$$

В приёмном тракте выделяется частота биений (разностная частота) между сигналами, принятыми парными лучами-антиподами.

Для лучей Л1 и Л3 частота биений равна

$$F'_{д} = (f_0 + F_{д1}) - (f_0 - F_{д3}) = F_{д1} + F_{д3} = \frac{4V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 + \gamma); \quad (2.130)$$

а для лучей Л2 и Л4

$$F''_{д} = (f_0 + F_{д2}) - (f_0 - F_{д4}) = F_{д2} + F_{д4} = \frac{4V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 - \gamma). \quad (2.131)$$

Поворачивая антенную платформу, можно получить равенство

$$F'_{д} = F''_{д} = F_{д0}. \quad (2.132)$$

Очевидно, что это равенство возможно только при $\gamma = 0$, т.е. когда продольная ось антенной платформы совпадает с направлением вектора путевой скорости. При этом

$$F_{д0} = \frac{4V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos \alpha_0, \quad (2.133)$$

откуда

$$V = \frac{F_{д0} \lambda}{4 \cos \beta_0 \cos \alpha_0}. \quad (2.134)$$

Угол поворота оси антенной платформы относительно продольной оси летательного аппарата будет определять угол сноса.

Таким образом, добившись поворотом антенной платформы равенства разностных частот, можно определить угол сноса по положению оси антенной платформы АПП и путевую скорость по измеренной разностной частоте.

Основные достоинства многолучевых ДИСС заключаются в следующем:

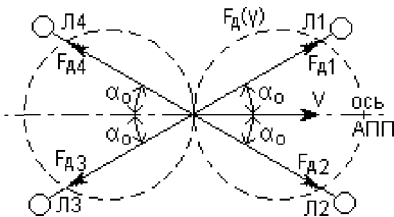


Рис.2.71. Расположение радиолучей относительно годографа доплеровского приращения частоты

а) Высокая точность совмещения оси антенной платформы с направлением вектора путевой скорости, так как сравнение частот сигналов происходит на участках большой крутизны $dF_{д} / d\gamma$ годографа $F_{д}(\gamma)$ для всех лучей антенны (рис.2.71).

Лучи на этих участках при повороте антенны пересекают изочас-

тотные линии под углом, близким к прямому. Это обеспечивает высокую точность системы при измерении угла сноса. Расчёты показывают, что при относительной погрешности измерений, равной 1%, погрешность определения угла сноса составляет $\Delta\phi \approx 0,005$ рад. или около $0,28^\circ$, что примерно в 30 раз меньше, чем у однолучевой системы [6].

б) Снижение погрешностей определения путевой скорости при изменении углов ориентации. При отсутствии тангажа ($\theta = 0$ на рис.2.72)

$$F_{д1о} + F_{д3о} = \frac{4V}{\lambda} \cos\alpha_o \cos\beta_o, \quad (2.135)$$

а при $\theta = 0$

$$F_{д1} + F_{д3} = \frac{4V}{\lambda} \cos\alpha_o \cos\beta_o \cos\theta \approx (F_{д1о} + F_{д3о}) \left(1 - \frac{\Theta^2}{2}\right). \quad (2.136)$$

Относительная погрешность измерений составит

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta F_{д1,3}}{F_{д1,3}} \approx \frac{\Theta^2}{2}. \quad (2.137)$$

Каждый градус изменения угла облучения (θ на рис.2.72) приводит к погрешности измерения скорости порядка 0,015 %, т.е. примерно в 300 раз меньше, чем в однолучевой системе. Физический смысл этого явления заключается в том, что погрешности, вносимые углом тангажа в определение $F_{д1}$ и $F_{д3}$, имеют противоположные знаки и почти равны друг другу по абсолютной величине. При суммировании $F_{д1}$ и $F_{д3}$ эти погрешности взаимно компенсируются. Аналогичная компенсация происходит и в плоскости углов крена.

в) Повышается чувствительность системы по измеряемым навигационным параметрам и соответственно повышается точность их измерения за счёт удвоения доплеровского приращения частоты в многолучевых ДИСС по сравнению с однолучевыми.

Особенности построения и эксплуатации ДИСС

Структурное построение многолучевых ДИСС зависит от выбранного алгоритма обработки принимаемых сигналов и методов извлечения и измерения информационных параметров.

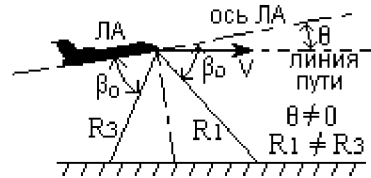


Рис.2.72. Влияние углов ориентации ЛА на точность измерений в многолучевых ДИСС

В качестве антенн чаще всего используют плоские щелевые антенные решётки. Подбирая фазы сигналов, подводимых к отдельным ячейкам таких антенн, можно изменять угол наклона и форму каждого из лучей.

Антенную систему АС выполняют в виде моноблока и помещают в вырез в обшивке фюзеляжа под радиопрозрачным обтекателем. Моноблок АС может быть поворотным в горизонтальной плоскости или неподвижным и жёстко связанным с корпусом летательного аппарата. Поворотные антенны более громоздки, менее виброустойчивы. Кроме того, перемещение антенны относительно обтекателя затрудняет выполнение достаточной развязки между каналами приёма и передачи.

В связи с широким внедрением в бортовые измерительные комплексы ЭВМ в современных вариантах ДИСС предпочтение отдают неподвижным антеннам. В этом случае не добиваются равенства разностных частот $F'_{д}$ и $F''_{д}$, а данные об измеренных частотах поступают в вычислительное устройство вместе с данными от датчиков тангажа и крена. На выход вычислителя выдаются значения путевой скорости и угла сноса с учётом поправок на углы тангажа и крена. Это усложняет алгоритм обработки сигналов, но значительно повышает надёжность системы и облегчает размещение и настройку её на объекте.

Для уменьшения ширины доплеровского спектра желательно предельное сужение каждого луча. Однако это приводит к увеличению габаритных размеров АС, поэтому ширину луча на уровне половинной мощности обычно выбирают $\Theta_{0,5} = 4 \div 5^\circ$.

Приёмный тракт выполняют по одноканальной или многоканальной схеме. В одноканальном приёмнике сигналы, принимаемые по каждому из лучей, обрабатываются последовательно во времени. При этом приёмный тракт подключается к соответствующим выходам приёмной антенны $A_{гр}$ с помощью высокочастотного коммутатора. Длительность цикла коммутации зависит от числа лучей и составляет $1,5 \div 2$ с. Синхронно переключаются и лучи диаграммы направленности передающей антенны. В принципе можно было бы распределить мощность передатчика между отдельными лучами без коммутации, но это уменьшило бы энергетический потенциал каждого луча:

$$\mathcal{E}_n = P_n G_n, \quad (2.138)$$

где $P_{\text{п}}$ – мощность передатчика; $G_{\text{п}}$ – коэффициент усиления передающей антенны. Увеличение мощности передатчика для восстановления энергетического потенциала нежелательно из-за соответствующего увеличения массы и габаритных размеров аппаратуры.

В многоканальных приёмниках каждому лучу антенны соответствует свой приёмный канал. Это усложняет приёмный тракт. Кроме того, в таких системах должен обеспечиваться минимальный уровень боковых лепестков приёмной антенны. В противном случае могут быть приняты сигналы излучения других лучей, что может привести к большим погрешностям измерений. В одноканальном приёмнике этой проблемы нет.

Основным достоинством многоканального приёмника является отсутствие высокочастотного коммутатора. Это исключает неизбежные коммутационные помехи, повышает надёжность и точность работы ДИСС. При современной элементной базе схемное и конструктивное усложнение приёмного и передающего трактов не вызывает существенного увеличения масса-габаритных характеристик аппаратуры. Поэтому в настоящее время предпочтение отдают многоканальному построению ДИСС.

Приёмники, как правило, выполняют по типовой супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты. Это обеспечивает повышение чувствительности приёмника за счёт снижения шумов смесителя. Так как шумы смесителя уменьшаются обратно пропорционально частоте, то при основном усилении сигнала на достаточно высокой промежуточной частоте удаётся уменьшить их примерно на 10 дБ.

После второго преобразования частоты на выходе преобразователя выделяется доплеровский спектр. Полосу пропускания последующего усилителя доплеровской частоты УДЧ выбирают такой, чтобы обеспечить равномерное усиление доплеровского спектра во всём заданном диапазоне изменений путевой скорости и углов сноса.

Возможны и другие варианты построения ДИСС, различающиеся схемными решениями.

Одно из основных требований к размещению ДИСС на объектах заключается в необходимости обеспечения высокой степени простран-

ственной развязки между передающим и приёмным каналами, которая должна быть не менее 80 дБ. Для реализации такой развязки между антеннами устанавливают специальные поглощающие перегородки, отсек высокочастотного блока оклеивают поглощающей резиной. Кроме того, размещение ДИСС осуществляют с учётом отсутствия отражений от ближайших конструктивных элементов объекта.

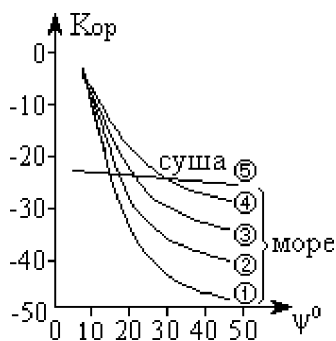


Рис.2.73. Зависимость коэффициента обратного рассеяния от угла падения радиоволн на различные поверхности

Другим существенным фактором, влияющим на работу ДИСС, является достаточно резкое изменение мощности сигналов, отражённых от морской поверхности, в зависимости от угла облучения. Это видно из графика, приведённого на рис.2.73 [34], на котором цифровыми индексами обозначено: 1) спокойное море; 2) слабое волнение; 3) среднее волнение; 4) сильное волнение; 5) усреднённый тип суши.

Особенно резко эта зависимость проявляется при отражениях от относительно спокойной поверхности моря (1–2 балла). Поэтому при полёте над спокойными участками морской поверхности уровень входного сигнала может уменьшиться и стать ниже допустимого, при котором ДИСС не может нормально работать. В подобных ситуациях система переключается в режим «память», при котором бортовая ЭВМ по последним правильно измеренным ДИСС значениям скорости экстраполирует последующие её значения до появления входных сигналов достаточного уровня. Естественно, что в режиме «память» накапливаются погрешности тем большие, чем дольше включён этот режим.

При полёте над морем на точность измерений будет также сказываться различие углов падения радиоволны на элементарные отражатели облучаемой площадки, находящиеся в пределах раствора диаграммы направленности антенны. С уменьшением угла падения коэффициент отражения возрастает. Так как меньшим значениям углов падения соответствуют также меньшие значения доплеровских частот, то

мощности спектральных составляющих отражённого сигнала в области нижних частот спектра также возрастут. Это приведет к тому, что максимум огибающей спектра отражённого сигнала сместится в сторону нижних частот на величину $\Delta F_{до}$, как это показано на рис.2.74, на котором обозначено: 1) огибающая спектра для суши; 2) огибающая спектра для моря. В свою очередь это вызовет дополнительные погрешности измерений навигационных параметров. Такое явление получило название «морской эффект».

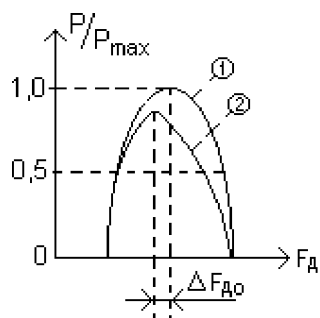


Рис. 2.74. Смещение спектра отражённого сигнала

Учёт и компенсация погрешностей, вызванных «морским эффектом», крайне затруднительны, так как сложно определить фактическое состояние морской поверхности при измерениях во время полёта. Уменьшение погрешностей, связанных со смещением спектра, осуществляют вводом в результаты измерений ДИСС поправок для усреднённого состояния морской поверхности. Для этого в ДИСС предусматривают специальное переключение режимов «суша – море». Понятно, что точность определения навигационных параметров в режиме «море», при прочих равных условиях, ниже, чем в режиме «суша».

Вопросы для самоконтроля

1. Из каких элементов движения объектов образуется навигационный треугольник?
2. Поясните особенности отражения радиосигналов от подстилающей поверхности.
3. Поясните принцип действия однолучевого доплеровского измерителя путевой скорости и угла сноса (ДИСС).
4. Назовите основные погрешности измерений в однолучевом ДИСС.
5. Поясните принцип действия многолучевого ДИСС.
6. Каковы особенности построения и эксплуатации ДИСС?

2.4 Методы измерения углов ориентации летательных аппаратов

Общие сведения

Летательный аппарат является сложным телом, состоящим из совокупности твёрдых, жидких и газообразных масс, которые в полёте могут перемещаться друг относительно друга, изменять свою массу и объём (например, выгорание топлива). Полное математическое описание движения летательного аппарата весьма сложно и поэтому при составлении уравнений движения обычно прибегают к ряду ограничений и допущений. Путь следования летательного аппарата разбивают на характерные участки и на каждом участке летательный аппарат считают абсолютно твёрдым телом постоянной массы, а его сложное движение представляют совокупностью поступательного движения центра масс и вращательного движения вокруг центра масс.

Кривая, по которой движется центр масс летательного аппарата в полёте, называется траекторией и определяется уравнением

$$m \frac{d\vec{V}}{dt} = m\vec{W} = \vec{F}, \quad (2.139)$$

где m – масса; \vec{V} и \vec{W} – векторы скорости и абсолютного ускорения летательного аппарата; \vec{F} – главный вектор внешних сил, приведённый к центру масс.

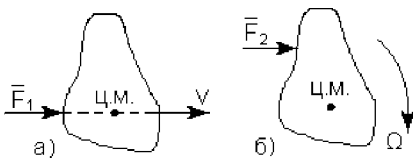


Рис. 2.75. К определению вида движения объектов: а) поступательное движение; б) вращательное движение

Поступательное движение происходит при условии, что направление вектора \vec{F}_1 проходит через центр масс Ц.М. движущегося объекта (рис.2.75,а).

Вращательное движение летательного аппарата совершается под действием моментов, образуемых силами, направление действия которых не проходит через центр масс объекта \vec{F}_2 (рис.2.75,б). Это движение называется ориентацией летательного аппарата и определяется уравнением моментов

$$\frac{d\vec{K}}{dt} = \vec{M}, \quad (2.140)$$

где \vec{K} – момент количества вращательного движения летательного аппарата относительно центра масс; \vec{M} – главный момент всех внешних сил.

Системы координат, используемые в радионавигации

Уравнения (2.139) и (2.140) определяют движение летательного аппарата в опорной (основной) системе координат. В качестве такой системы чаще всего используют прямоугольную (декартовую) или полярную систему координат. Обычно в радионавигации, радиолокации, радиоуправлении оси основной, опорной системы обозначают большими латинскими буквами, причём ось X чаще всего ориентируют в направлении движения летательного аппарата, а ось Y – вверх.

В прямоугольной системе координат положение центра масс определяется высотой полёта h , боковым отклонением b и пройденным расстоянием L , а в полярной системе – азимутом α , углом места β и наклонной дальностью R (рис.2.76).

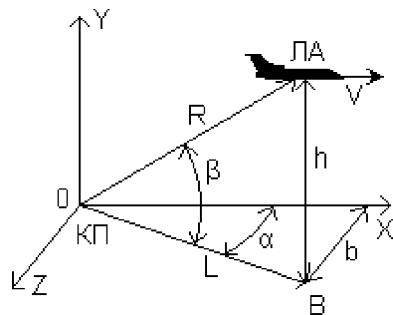


Рис.2.76. Положение летательного аппарата в декартовой и полярной системах координат

Считается, что любая система координат определена, если известно её начало, опорное направление и основная плоскость.

Выбор той или иной системы координат в качестве опорной обусловлен областью применения летательного аппарата, а также удобством математического описания его движения. Так, например, для летательных аппаратов ближнего действия в качестве опорной обычно выбирают земную систему координат с началом на поверхности Земли. Центр такой системы совмещают с командным пунктом КП (рис.2.76). Этим условным понятием обозначают место расположения старта, пуска, взлёта летательного аппарата. Ось OY такой системы совпадает

с направлением местной вертикали, т.е. с направлением к центру Земли, а две другие, OX и OZ , расположены в плоскости горизонта. В качестве опорных направлений для ориентации координатной системы в горизонтальной (азимутальной) плоскости выбирают направление на Северный полюс, а в вертикальной (угломестной) плоскости – на линию горизонта.



Рис.2.77. Географическая система координат

сти Гринвичского меридиана.

Координатами объекта в такой системе будут широта φ_0 , долгота λ_0 и расстояние до центра Земли r_0 . Часто в радионавигации и в радиуправлении вместо r_0 используют текущую высоту полёта. Высота называется истинной, если она отсчитывается от поверхности Земли, или относительной, если отсчёт ведется от условного нулевого уровня (уровня Мирового океана).

Описание движения космических аппаратов осуществляют в какой-либо системе координат, неподвижной в пространстве. В качестве таких систем чаще всего используют так называемые инерциальные системы координат. Начало таких систем совмещают с центром основного поля тяготения, в котором происходит полёт космического аппарата. Например, при рассмотрении движения космического аппарата в пределах земного тяготения используют геоцентрическую систему координат, при полёте вокруг Луны – селеноцентрическую, вокруг Солнца – гелиоцентрическую.

Положение объектов дальнего действия, движение которых происходит вблизи поверхности Земли, определяют в географической системе координат (рис.2.77), начало которой совмещают с центром Земли, ось OY проходит через Северный полюс N , а оси OX и OZ лежат в плоскости экватора, причём одна из осей совпадает с линией пересечения плоскости экватора и плоско-

На рис.2.78 в качестве примера показана геоцентрическая система координат. Начало координат совмещено с центром Земли (Зм), опорная плоскость, в которой расположены две оси системы OX и OZ , совпадает с плоскостью экватора, а третья ось OY проходит через Северный полюс Земли N .



Рис.2.78. Геоцентрическая система координат

Ориентация системы определяется тем, что одна из осей опорной плоскости (в нашем примере ось OZ) направлена в неподвижную точку мирового пространства, так называемую точку весеннего равноденствия, которая находится в созвездии Овен (Υ), входящем в астрономический круг Зодиака. Через эту точку центр Солнца каждый год 21 марта переходит из южной половины небесной сферы в северную. Положение космического аппарата КА в такой системе определяют расстоянием до центра Земли ρ и углами прямого восхождения α и склонения δ .

Для удобства математического описания элементов полёта и упрощения алгоритма определения параметров движения летательных аппаратов часто применяют так называемые подвижные системы координат, начало которых совмещают с центром масс движущегося летательного аппарата. Оси подвижных систем, как правило, обозначают малыми латинскими буквами. В так называемой связанной системе координат (рис.2.79) направление оси $ox_{св}$ совпадает с продольной осью симметрии летательного аппарата (строительной осью), а ось $oy_{св}$ лежит в плоскости аэродинамической симметрии, определяемой расположением его рулевых органов и направлена вверх. Так как оси координатной системы совпадают с осями симметрии летательного аппарата, то его моменты инерции относительно этих осей являются главными.

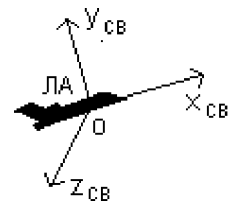


Рис.2.79. Связанная система координат

Это значительно упрощает математическое описание вращательного движения, так как в уравнения движения не входят моменты

инерции относительно этих осей. Кроме того, при малых углах поворота вокруг строительной оси исчезает связь между уравнениями вращения.

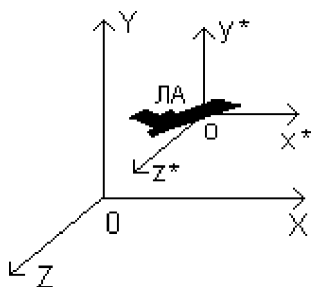


Рис.2.80. Стабилизированная система координат

Для перехода от подвижных координатных систем к опорной (отсчётной) используют стабилизированную систему (рис.2.80). Начало такой системы также совмещено с центром масс летательного аппарата, а оси ox^* , oy^* и oz^* ориентированы параллельно осям опорной системы OX , OY и OZ .

Взаимосвязь между системами определяется углами, которые могут возникать между соответствующими осями подвижных координатных систем. Для определения этих углов оси подвижных систем изобразим в виде проекций на плоскости, проходящих через оси опорной системы координат (рис.2.81).

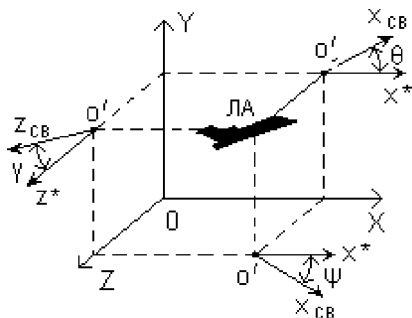


Рис.2.81. Углы ориентации летательного аппарата

Угол θ в вертикальной плоскости XOY между осями стабилизированной и связанной координатных систем называется углом тангажа.

Угол ψ в горизонтальной плоскости XOZ называется углом рыскания.

Угол γ в вертикальной плоскости YOZ называется углом крена.

Углы θ , ψ и γ определяют ориентацию летательного аппарата

относительно какой-либо поверхности, поэтому их называют углами ориентации.

Инерциальные методы измерения углов ориентации

Измерение углов ориентации с помощью свободного гироскопа, т.е. гироскопа с тремя степенями свободы, основано на известном из теоретической механики свойстве вращающегося тела сохранять по-

ложение своей главной оси вращения неизменным в пространстве (рис.2.82).

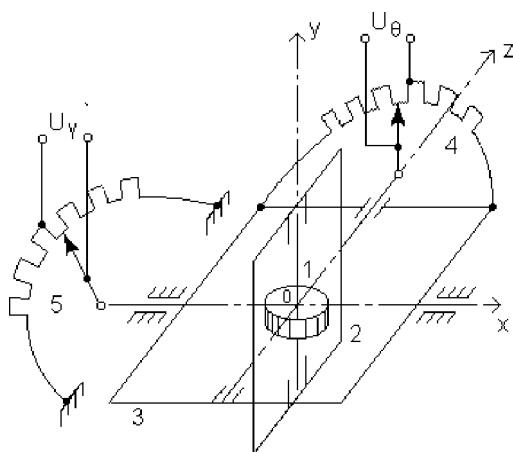


Рис.2.82. Свободный гироскоп

Конструктивно гироскоп представляет собой электромотор, ротор которого обладает большим моментом количества вращательного движения

$$K = J \omega, \quad (2.141)$$

где J – главный момент инерции ротора; ω – угловая скорость вращения ротора.

Для увеличения момента инерции ротор выполняется массивным и, по возможности, с большим диаметром. Ротор (1 на рис.2.82) подвешивается в корпусе летательного аппарата с помощью двойного карданова подвеса, обеспечивающего свободный поворот его вокруг двух взаимно перпендикулярных осей. Карданов подвес состоит из внутренней 2 и внешней 3 рамок. Ось внешней рамки закреплена в подшипниках, жестко связанных с корпусом летательного аппарата, ось внутренней рамки – в подшипниках внешней рамки, а ось ротора – в подшипниках внутренней рамки. Оси рамок и ротора пересекаются в одной точке, совпадающей с центром масс гироскопа 0. Ось ротора является главной осью гироскопа.

Углы поворота внутренней рамки относительно внешней и внешней относительно корпуса измеряются с помощью потенциометров 4 и

5, движки которых жестко связаны с осями рамок, а обмотки механически закреплены на основаниях соответствующих подшипников. Если гироскоп установить таким образом, чтобы ось внешней рамки была направлена вдоль строительной оси летательного аппарата, а главная ось совпадала с направлением местной вертикали, как это показано на рис.2.82, то поворот летательного аппарата вокруг оси OZ приведёт к соответствующему изменению напряжения, снимаемого с потенциометра 4. Это напряжение U_{θ} будет являться электрическим аналогом угла тангажа. Поворот относительно оси OX приведёт к появлению напряжения U_{γ} , снимаемого с потенциометра 5 и пропорционального изменению угла крена.

Таким образом, с помощью одного гироскопа можно измерить два угла ориентации, при этом направление главной оси не должно совпадать с осями измеряемых поворотов. Для измерения трёх углов ориентации на летательном аппарате размещают два гироскопа, главные оси которых ориентированы под прямым углом друг к другу.

Точность измерения углов ориентации с помощью гироскопов зависит от их конструктивного выполнения. Погрешности свободных гироскопов обусловлены влиянием вредных моментов, к которым относят моменты трения в опорах системы подвеса, моменты, вызванные неуравновешенностью подвижной системы, моменты устройств съема информационных сигналов и подвода питания. Эти моменты вызывают хотя и медленный, но постоянный уход главной оси гироскопа от заданной ориентации. В настоящее время такой уход не превышает $0,1 \div 0,2$ град/ч.

Радиотехнические методы измерения углов ориентации

Радиотехнические устройства, позволяющие измерять углы крена и тангажа и тем самым определять положение осей летательного аппарата относительно местной вертикали, называются радиовертикантами. Рассмотрим принцип действия некоторых радиовертикантов.

Антенная система многолучевого радиовертиканта имеет две пары облучателей, каждая из которых производит наклонное облучение подстилающей поверхности и приём отраженных от неё сигналов в двух взаимно перпендикулярных плоскостях тангажа и крена. Каждая пара имеет свой канал приёма, однако процессы преобразования при-

нятых сигналов происходят одинаково, поэтому принцип действия системы рассмотрим на примере работы одной пары облучателей (рис.2.83).

Облучатели установлены по отношению к вертикальной оси симметрии антенной системы под одинаковыми установочными углами β_A . Наклонную дальность до отражающей поверхности для каждого луча определяют по времени запаздывания принятых сигналов t_{R1} и t_{R2} . При $R_1 = R_2$, $t_{R1} = t_{R2}$ и вертикальная ось симметрии антенной системы совпадает с направлением местной вертикали. При наклоне летательного аппарата в плоскости лучей $R_1 \neq R_2$ и время запаздывания принятых сигналов будет различное $t_{R1} \neq t_{R2}$ (пунктир на рис.2.83). В этом случае разности расстояний ΔR и разности времён запаздывания Δt :

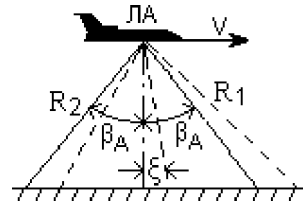


Рис.2.83. К принципу действия многолучевого радиовертиканта

$$\Delta R = R_1 - R_2 \quad \text{и} \quad \Delta t = t_{R1} - t_{R2} \quad (2.142)$$

будут пропорциональны углу отклонения вертикальной оси антенной системы от направления местной вертикали ξ . Измеряя это отклонение, определяют углы ориентации летательного аппарата в плоскостях тангажа и крена.

Установочные углы антенной системы β_A в таком радиовертиканте выбираются из компромиссных соображений: с одной стороны – при увеличении β_A повышается чувствительность системы к изменению углов ориентации, с другой стороны – увеличение β_A требует повышения энергетического потенциала передатчика из-за увеличения расстояния R , а это, в свою очередь, увеличивает масса-габаритные характеристики аппаратуры.

При навигации космических аппаратов установочные углы β_A могут ограничиваться конечными размерами планет, вокруг которых или около которых осуществляется полёт космического аппарата. В ряде случаев эти углы будут настолько малы, что не будут обеспечивать необходимой чувствительности системы к изменению углов ориентации. В этом случае для ориентации космического аппарата относительно какой-либо планеты применяют однолучевые радиовертиканты со сканирующей диаграммой направленности антенны (рис.2.84).

Сканирование узкой диаграммы приёмно-передающей антенны осуществляется вокруг вертикальной оси космического аппарата с частотой Ω_A . На рисунке показано два положения сканирующей диаграммы в различные моменты времени. При совпадении оси сканирования с направлением местной вертикали (направлением к центру планеты) наклонная дальность R от космического аппарата до отражающей поверхности будет постоянной и не будет зависеть от пространственного положения сканирующей диаграммы $R_1 = R_2 = \text{const}$ (рис.2.84,а).

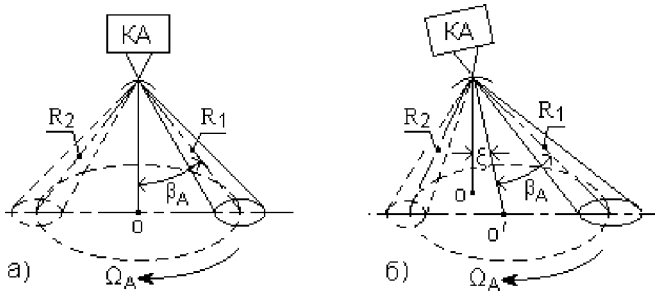


Рис.2.84. Принцип действия однолучевого радиовертиканта со сканирующей антенной: а) ось сканирования совпадает с направлением местной вертикали; б) ось сканирования не совпадает с направлением местной вертикали

При изменении углов ориентации космического аппарата направление оси сканирования (КА – O' на рис.2.84,б) не будет совпадать с направлением местной вертикали и расстояние R будет изменяться с частотой сканирования Ω_A :

$$R(t) = R_0 [1 + m_R \cos (\Omega_A t + \varphi)], \quad (2.143)$$

где R_0 – среднее значение расстояния; m_R – глубина модуляции по расстоянию.

Такое изменение расстояния приведет к периодической амплитудной модуляции принимаемых сигналов

$$u(t) = U_0 [1 + m_c \cos (\Omega_A t + \psi)] \cos \omega_0 t. \quad (2.144)$$

Глубина модуляции m_c несёт информацию о величине отклонения оси сканирования от местной вертикали, а фаза огибающей зависит от стороны этого отклонения. Оба эти параметра определяются углами тангажа и крена, т.е. углами ориентации космического аппарата.

На рис.2.85 приведена структурная схема приёмного устройства, позволяющего извлекать информацию, заложенную в параметрах модулирующей функции.

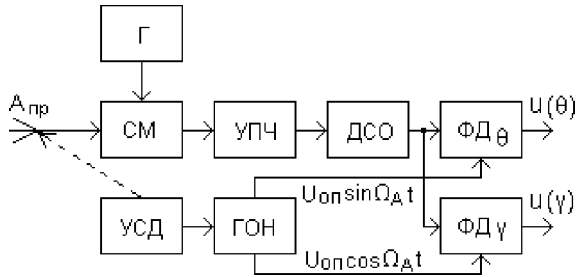


Рис. 2.85. Структурная схема приемного устройства однолучевого радиовертканта

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигналов, можно получить информацию о величине углов ориентации, тангаже и крене. Выделенную огибающую в этом случае называют сигналом ошибки:

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} m \cos (\Omega_{\Delta} t - \psi). \quad (2.145)$$

Супергетеродинный приёмник (смеситель СМ, гетеродин Г и усилитель промежуточной частоты УПЧ) преобразует по частоте, усиливает и нормирует принятые антенной $A_{\text{пр}}$ сигналы. Выделение огибающей амплитудно-модулированного сигнала осуществляется в детекторе сигнала ошибки ДСО. Для определения составляющих, пропорциональных углам тангажа и крена, необходимо сигнал ошибки разложить на две ортогональные составляющие. Такое разложение осуществляется в фазовых детекторах ФД_θ и ФД_ψ, в которых производится умножение сигнала ошибки на опорные напряжения, вырабатываемые генератором опорных напряжений ГОН и имеющие фазовый сдвиг друг относительно друга на $\pi/2$:

$$u_{\text{оп1}}(t) = U_{\text{оп}} \cos \Omega_{\Delta} t \quad \text{и} \quad u_{\text{оп2}}(t) = U_{\text{оп}} \sin \Omega_{\Delta} t. \quad (2.146)$$

Синхронизация работы ГОН осуществляется устройством сканирования диаграммы направленности антенны УСД и поэтому фазы опорных напряжений однозначно связаны с пространственным положением сканирующей диаграммы. На выходах фазовых детекторов образуются

напряжения, пропорциональные величинам углового рассогласования в плоскостях тангажа θ и крена γ :

$$u_{\theta} = U_{\text{ош}} \cos \Phi \quad \text{и} \quad u_{\gamma} = U_{\text{ош}} \sin \Phi, \quad (2.147)$$

где Φ – угловая координата линейного отклонения оси сканирования диаграммы направленности антенны от направления местной вертикали в картинной плоскости (КПл на рис.2.86).

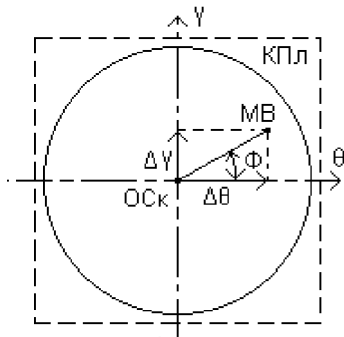


Рис.2.86. Углы ориентации космического аппарата в картинной плоскости

Картинная плоскость – это плоскость, перпендикулярная направлению местной вертикали. На рис.2.86 показан в виде окружности в картинной плоскости след точки максимума сканирующей диаграммы. Ось сканирования ОСк находится в центре окружности, буквами МВ обозначено направление местной вертикали, $\Delta\theta$ и $\Delta\gamma$ – составляющие отклонения оси сканирования соответственно в плоскостях тангажа и крена.

Напряжения u_{θ} и u_{γ} являются электрическими аналогами углов ориентации тангажа и крена. В зависимости от назначения устройства сигналы рассогласования поступают на систему измерения углов ориентации или на систему управления ориентацией космического аппарата для автоматического изменения этих углов до заданных значений.

Систему, объединяющую ДСО, два фазовых детектора ФД $_{\theta}$ и ФД $_{\gamma}$ и ГОН, иногда называют устройством преобразования координат. В нём осуществляется разложение информации, полученной в полярной системе координат, на две составляющие, пропорциональные изменению углов ориентации космического аппарата в двух плоскостях прямоугольной (декартовой) системы координат.

Вопросы для самоконтроля

1. При каких условиях возникает поступательное или вращательное движение летательного аппарата?
2. Какие системы координат используют в качестве опорных для навигации летательных аппаратов?

3. В каких случаях используют земную, географическую или инерциальную системы координат?
4. Как ориентируют оси различных координатных систем?
5. Назовите углы ориентации, используемые для навигации летательных аппаратов.
6. Поясните принцип действия свободного гироскопа.
7. Поясните принцип действия многолучевого радиовертиканта.
8. Поясните принцип действия однолучевого радиовертиканта.

2.5 Методы радиолокационного обзора пространства

Общие сведения

Обзор воздушного пространства, земной или водной поверхности, осуществляемый радиолокационными станциями обзорного типа, позволяет производить поиск и дальнейшее обнаружение целей, определять их координаты и производить оценку опасности, решать многие другие задачи при навигации летательных аппаратов, надводных судов и других движущихся объектов независимо от времени суток, освещенности, в любых метеорологических условиях. С помощью таких РТС, размещаемых на летательных аппаратах, в зависимости от их назначения получают радиолокационное изображение подстилающей земной или водной поверхности, по которому определяют местоположение летательных аппаратов относительно известных наземных ориентиров, выявляют гидрометеорологические образования или другие препятствия на пути следования объектов, при необходимости корректируют траекторию движения для обеспечения безопасной навигации и решают другие задачи.

Впервые бортовые радиолокационные станции (РЛС) обзорного типа были разработаны и применены в годы второй мировой войны для осуществления ночного бомбометания в условиях отсутствия прямой видимости целей на подстилающей поверхности.

Работа РТС обзорного типа основана на свойствах радиоволн распространяться прямолинейно, с постоянной скоростью, а также на использовании различной интенсивности радиолокационных отражений от неоднородностей среды распространения радиосигналов.

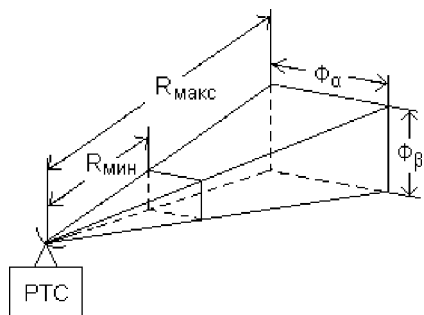


Рис.2.87. Зона обзора

максимальной $R_{\text{макс}}$ дальностями действия РТС обзорного типа (рис.2.87).

Характеристики радиолокационного обзора в большой степени зависят от вида диаграмм направленности передающей и приёмной антенн. Антенны, наиболее часто применяемые в РТС обзорного типа, имеют диаграммы направленности двух основных видов: иглообразные и веерные (плоские).

Иглообразными называются достаточно узкие диаграммы направленности, у которых ширина по уровню половинной мощности приблизительно одинакова для обоих главных сечений (рис.2.88,а):

$$\Theta_{\alpha} \approx \Theta_{\beta}. \quad (2.148)$$

Веерные диаграммы характеризуются существенным различием ширины в главных сечениях (рис.2.88,б):

$$\Theta_{\alpha} \ll \Theta_{\beta}. \quad (2.149)$$

В большинстве случаев РТС обзорного вида используют режим импульсного излучения, что даёт возможность осуществить временную развязку между излучением и приёмом отражённых сигналов и, как следствие, использовать одну антенну для передающего и приёмного каналов. Это значительно снижает масса-габаритные характеристики аппаратуры.

Во многих РТС обзорного типа заданная зона обслуживается путём развёртывающего движения диаграммы направленности антенны. Каждое направление в зоне обзора просматривается в течение некоторого интервала времени, который обычно называют временем облучения цели. Интервал времени, в течение которого формируется радио-

Область пространства, в пределах которой осуществляется излучение радиосигналов, а также приём отраженных сигналов, называют зоной обзора. В общем случае зона обзора определяется секторами обзора по азимуту Φ_{α} в горизонтальной плоскости и по углу места Φ_{β} в вертикальной плоскости, а также минимальной $R_{\text{мин}}$ и

локационное изображение заданного района зоны обзора на экране индикатора, называется временем обзора.

Управление движением диаграмм направленности антенн во многих типах обзорных РТС чаще всего осуществляется механическим качанием или вращением всей антенной системы в горизонтальной (азимутальной) и в вертикальной (угломестной) плоскостях. Сканирование в небольших пределах производится качанием или вращением облучателя или рефлектора антенной системы. При механических методах сканирования большие моменты инерции антенных систем часто являются факторами, ограничивающими возможную скорость обзора, поэтому в последнее время всё большее распространение получают электронные методы сканирования и их комбинации с механическими.

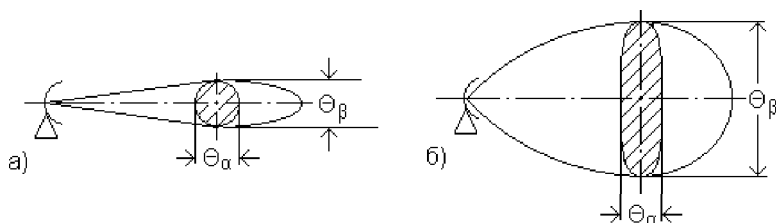


Рис. 2.88. Виды диаграмм направленности антенн РТС обзорного типа: а) иглообразная, б) всережная

В некоторых типах обзорных РТС, например в бортовых РТС бокового обзора, развёртывающее перемещение диаграммы направленности антенны осуществляется за счёт поступательного движения носителя РТС.

Методы обзора пространства разделяют на одновременные и последовательные.

Одновременный обзор пространства

При использовании такого обзора информация об навигационной обстановке извлекается одновременно из всей рабочей зоны с помощью системы направленных лучей антенного устройства, полностью заполняющих заданную зону обзора, ограниченную секторами в горизонтальной плоскости Φ_{α} и в вертикальной плоскости Φ_{β} , как это показано на рис.2.89.

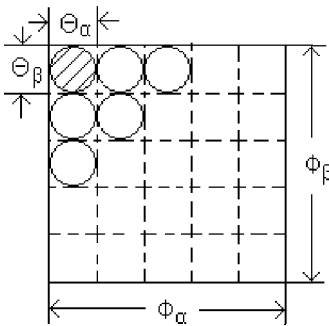


Рис.2.89. Рабочая зона одновременного обзора пространства

Все лучи имеют одинаковую ширину в двух главных сечениях Θ_α и Θ_β .

Основным достоинством одновременного обзора является минимальное время, необходимое для получения навигационной информации в заданной зоне обзора. Однако техническая реализация одновременного обзора сопряжена с большими трудностями, обусловленными чрезвычайной сложностью аппаратуры. В связи с этим такой обзор применяется в случаях, когда

для решения некоторых навигационных задач используют радиолокационное изображение отдельных фрагментов подстилающей поверхности и зона обзора получается небольшой. В частности, одновременный обзор используется при реализации некоторых корреляционно-экстремальных методов наведения крылатых ракет.

Последовательный обзор пространства

При таком обзоре все элементы рабочей зоны последовательно просматриваются одним или несколькими лучами, относительно узкими по сравнению с угловыми размерами рабочей зоны. Методы, использующие последовательный обзор пространства, получили наибольшее практическое распространение благодаря меньшим аппаратным затратам по сравнению с одновременным обзором. Особенно часто используются круговой, винтовой, растровый и спиральный методы последовательного обзора.

Круговой обзор

При круговом обзоре диаграмма направленности антенны РТС совершает круговое вращение в азимутальной плоскости с постоянной скоростью Ω_α , как это показано на рис.2.90.

В частном случае вместо кругового вращения может осуществляться качание диаграммы в заданном секторе. Зона обзора будет представлять собой круг или сектор с радиусом, соответствующим максимальной дальности действия РТС.

Станции, реализующие круговой обзор, являются однопозиционными РТС активного типа, т.е. в одном месте находятся передающая и приёмная части системы. При прохождении диаграммы антенны направления на цель Ц на входе приёмника создаётся отраженный сигнал, длительность которого определяется шириной диаграммы направленности в азимутальной плоскости Θ_α и скоростью её вращения.

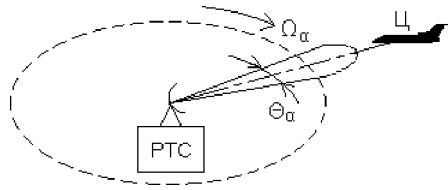


Рис.2.90. Круговой обзор пространства

Для обеспечения высокого темпа и непрерывности выдачи информации о цели скорость перемещения диаграммы направленности в пространстве при сканировании должна быть высокая. Однако время, в течение которого цель находится в пределах сканирующей диаграммы, должно быть достаточно продолжительным для получения заданного минимального числа импульсов $N_{\text{мин}} = 10 \div 15$, отраженных от цели, что обусловлено необходимостью накопления энергии пачки импульсов в приёмнике РТС. Это обстоятельство накладывает ограничение на скорость сканирования диаграммы направленности Ω_α , которая определяется следующим соотношением:

$$\Omega_\alpha \leq \Theta_\alpha F_{\text{сл}} / N_{\text{мин}}, \quad (2.150)$$

где $F_{\text{сл}}$ – частота следования принимаемых импульсов.

Одной из основных характеристик РТС кругового обзора является время обзора, т.е. время однократного перемещения сканирующей диаграммы направленности в пределах заданного сектора:

$$T_{\text{ок}} = \Phi_\alpha / \Omega_\alpha, \quad (2.151)$$

где Φ_α – сектор обзора.

Если ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости Θ_α , то скорость вращения антенны будет равна

$$\Omega_\alpha = \Theta_\alpha / t_\alpha, \quad (2.152)$$

где

$$t_\alpha = N_{\text{мин}} / F_{\text{сл}}. \quad (2.153)$$

Подставляя (2.153) в (2.152), получим

$$\Omega_\alpha = \frac{\Theta_\alpha F_{\text{сл}}}{N_{\text{мин}}}. \quad (2.154)$$

При круговом обзоре сектор обзора в горизонтальной плоскости равен

$$\Phi_{\alpha} = 2\pi, \quad (2.155)$$

а в вертикальной плоскости – равен ширине диаграммы направленности в этой плоскости

$$\Phi_{\beta} = \Theta_{\beta}. \quad (2.156)$$

Следовательно, время, необходимое для одного цикла обзора, можно определить следующим образом:

$$T_{\text{ок}} \geq \frac{2\pi}{\Omega_{\alpha}} = \frac{2\pi N_{\text{мин}}}{\Theta_{\alpha} F_{\text{сл}}}. \quad (2.157)$$

В частном случае секторного обзора диаграмма направленности антенны качается в некотором заданном секторе Φ_{α} . Тогда необходимое время обзора будет равно

$$T_{\text{ок}} \geq \frac{\Phi_{\alpha}}{\Omega_{\alpha}} = \frac{\Phi_{\alpha} N_{\text{мин}}}{\Theta_{\alpha} F_{\text{сл}}}. \quad (2.158)$$

Выражения (2.157) и (2.158) показывают, что сократить время обзора возможно за счёт расширения диаграммы направленности и увеличения частоты следования импульсов. Однако эти параметры определяются необходимой разрешающей способностью системы по угловым координатам и однозначностью измерения дальности, поэтому на их выбор накладываются определённые ограничения.

В качестве индикаторных устройств в РТС кругового обзора используются индикаторы типов В и С (ИКО), принципы отображения информации на которых рассмотрены в разделе 2.1.

В ряде случаев применение метода кругового обзора ограничивается из-за относительно низкой разрешающей способности РТС по угловым координатам. Повышение разрешающей способности связано с необходимостью сужения диаграммы направленности и, соответственно, с увеличением масса-габаритных характеристик антенны, что, в свою очередь, может вызвать большие трудности при эксплуатации аппаратуры, особенно при размещении её на летательных аппаратах. С другой стороны, переход на более короткие волны, например на миллиметровые, приведет к значительному увеличению зависимости параметров сигналов, распространяющихся в атмосфере, от метеорологических условий.

Кроме того, радиолокационное изображение на экране индикатора бортовой РТС кругового обзора может быть размыто за счёт поступательного движения носителя, и тем больше, чем больше скорость носителя. Это происходит из-за того, что за один цикл обзора $T_{ок}$ носитель со скоростью V успевает сместиться на расстояние

$$R = V T_{ок}, \tag{2.159}$$

и каждая точка изображения размывается на эту величину.

Винтовой обзор

При винтовом обзоре пространственное движение диаграммы направленности антенны представляет собой комбинацию кругового вращения диаграммы в горизонтальной плоскости со скоростью Ω_α и постепенного перемещения её в вертикальной плоскости со скоростью Ω_β . При этом каждая точка диаграммы направленности движется по линии, близкой к винтовой (рис.2.91). Обратный ход диаграммы в вертикальной плоскости, как правило, совершается значительно быстрее.

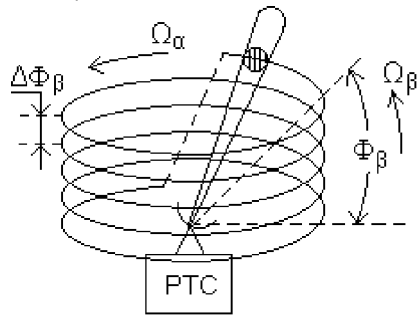


Рис.2.91. Винтовой обзор пространства

При реализации винтового обзора важно не только согласование скорости вращения Ω_α с частотой следования импульсов $F_{сл}$ и шириной диаграммы направленности антенны Θ_α , но и обеспечение перекрытия смежных витков при движении диаграммы в вертикальной плоскости. Для исключения пропуска целей практически обеспечивают двойное перекрытие витков. Таким образом, при ширине диаграммы направленности в вертикальной плоскости Θ_β диаграмма должна сместиться в этой плоскости за один оборот антенны в горизонтальной плоскости на угол

$$\Delta\Phi_\beta = \Theta_\beta / 2. \tag{2.160}$$

Так как один оборот диаграмма направленности в горизонтальной плоскости совершает за время

$$t_1 = 2\pi / \Omega_\alpha, \tag{2.161}$$

то скорость отклонения в вертикальной плоскости, с учётом двойного перекрытия витков, будет равна

$$\Omega_{\beta} = \frac{\Theta_{\beta}}{2t_1} = \frac{\Theta_{\beta}\Omega_{\alpha}}{4\pi}. \quad (2.162)$$

Если задан сектор перемещения диаграммы направленности в вертикальной плоскости Φ_{β} , то время винтового обзора можно определить следующим образом:

$$T_{\text{ов}} \geq \frac{\Phi_{\beta}}{\Omega_{\beta}} = \frac{4\pi\Phi_{\beta}}{\Theta_{\beta}\Omega_{\alpha}}. \quad (2.163)$$

Подставляя значение Ω_{α} из (2.154) в (2.163), получим окончательно

$$T_{\text{ов}} \geq \frac{4\pi\Phi_{\beta}N_{\text{мин}}}{\Theta_{\alpha}\Theta_{\beta}F_{\text{сл}}}. \quad (2.164)$$

Рассмотрим пример винтового обзора иглообразным лучом для типовых данных: $\Theta_{\alpha} = 3^{\circ}$; $\Theta_{\beta} = 3^{\circ}$; $\Phi_{\beta} = 20^{\circ}$; $N_{\text{мин}} = 10$; $F_{\text{сл}} = 400$ имп/с. Решая уравнение (2.164) с приведенными данными, получим $T_{\text{ов}} = 40$ с.

Стремление повысить разрешающую способность РТС по угловым координатам за счёт сужения диаграммы направленности антенны приведёт к возрастанию времени обзора.

Таким образом, при узких диаграммах направленности и достаточно больших секторах обзора информация о целях, находящихся в зоне обзора, будет поступать с большой дискретностью. Это затрудняет определение текущих навигационных параметров целей, движущихся с большими скоростями.

Уменьшение времени обзора можно получить с помощью многоканального метода обзора. Такой метод легко пояснить на примере использования нескольких однотипных РТС, каждая из которых обслуживает свой более узкий сектор в пределах заданного широкого сектора обзора. Кроме того, многоканальный метод может быть реализован и в одной РТС, антенная система которой имеет несколько лепестков диаграммы направленности, перекрывающих весь заданный сектор по углу места (рис.2.92), причём каждый из лепестков подключён к своему каналу приёма и обработки сигналов.

Лепестки формируются отдельными антеннами или отдельными излучателями, смещёнными относительно фокуса параболического зеркала, или антенной системой в виде плоской антенной решетки. Угол места определяется номером канала, на выходе которого появляется сигнал от цели. По азимуту в этом случае может производиться круговое или секторное сканирование [2].

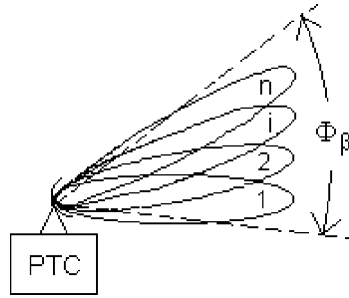


Рис. 2.92. Многолепестковая диаграмма направленности антенны

Точность измерения угловых координат, так же как и угловая разрешающая способность системы, зависит от ширины парциальных лучей в азимутальной и угломестной плоскостях.

Метод винтового обзора пространства применяется в наземных и корабельных РТС дальнего обнаружения целей, определения их местоположения и других навигационных параметров.

Спиральный обзор

Спиральный обзор, так же как и винтовой, представляет собой комбинацию кругового вращения диаграммы направленности антенны с одновременным изменением угла между осью вращения и осью диаграммы γ (рис.2.93).

Различие заключается в величине этого угла: при винтовом обзоре $\gamma > 45^\circ$, а при спиральном $\gamma < 45^\circ$.

При равенстве секторов обзора в азимутальной и угломестной плоскостях, т.е. когда

$$\Phi_\alpha = \Phi_\beta = \Phi, \quad (2.165)$$

время обзора T_{oc} при двойном перекрытии витков спирали будет равно

$$T_{oc} = \frac{2\pi\Phi}{\Theta^2\Omega_A}, \quad (2.166)$$

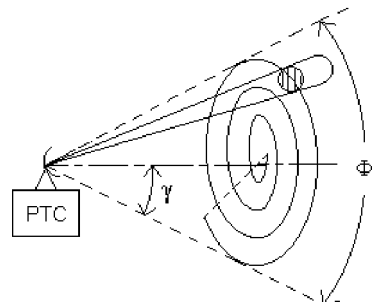


Рис.2.93. Спиральный обзор пространства

где Ω_A – угловая скорость вращения диаграммы направленности вдоль витка спирали; Θ – ширина симметричной диаграммы направленности антенны.

$$\Theta = \Theta_\alpha = \Theta_\beta. \quad (2.167)$$

Скорость вращения диаграммы направленности определяется также, как и при круговом обзоре, но с учётом проекции диаграммы направленности на плоскость вращения

$$\Omega_A = \frac{\Theta F_{\text{сЛ}}}{N_{\text{мин}} \sin \gamma}. \quad (2.168)$$

Тогда время одного цикла спирального обзора будет равно

$$T_{\text{ос}} = \frac{2\pi \Phi N_{\text{мин}}}{\Theta^2 F_{\text{сЛ}}}. \quad (2.169)$$

При спиральном обзоре для определения угловых координат, как правило, применяют индикатор со спиральной развёрткой луча, в которой луч электронно-лучевой трубки повторяет движение диаграммы направленности антенны.

Частным случаем спирального обзора является коническое сканирование диаграммы направленности антенны, которое используется при реализации амплитудно-фазового метода измерения угловых координат [2].

Угол между осью вращения и осью диаграммы направленности γ при коническом сканировании постоянен и обычно не превышает ширины диаграммы направленности Θ . Для расчёта времени одного цикла конического сканирования используется та же формула, что и для определения времени спирального обзора.

Растровый (строчный) обзор

Такой обзор является разновидностью винтового обзора с ограничением сектора обзора в азимутальной плоскости (рис.2.94).

Время обзора определяется так же, как и при винтовом обзоре. При использовании узкой симметричной диаграммы направленности антенны, т.е. когда

$$\Theta_\alpha = \Theta_\beta = \Theta, \quad (2.169a)$$

время одного цикла растрового обзора будет равно

$$T_{\text{ор}} = \frac{2\Phi_{\alpha}\Phi_{\beta}N_{\text{мин}}}{\Theta^2 F_{\text{сл}}}. \quad (2.170)$$

Поиск целей с помощью растрового обзора находит применение в системах автоматического сопровождения целей по угловым координатам после предварительного наведения по данным систем дальнего обнаружения и целеуказания. Чтобы уменьшить вероятность пропуска целей из-за инерционности системы захвата целей на сопровождение, каждый цикл поиска направление движения диаграммы направленности антенны изменяется на противоположное, как это показано на рис.2.95.

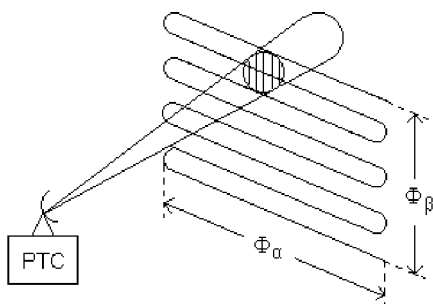


Рис.2.94. Растровый обзор пространства

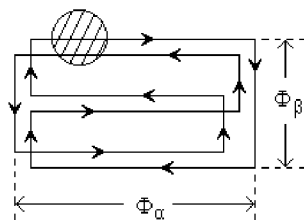


Рис.2.95. Растровый поиск цели

Боковой обзор

Низкая разрешающая способность РТС, использующих круговой метод обзора, не обеспечивает получения качественного радиолокационного изображения подстилающей поверхности. Поэтому в ряде случаев, например для картографирования, проведения радиотехнической разведки, обзора поверхности планет солнечной системы используют РТС бокового обзора, которые размещают на движущиеся летательные аппараты (самолёты, космические аппараты).

Принцип работы РТС бокового обзора заключается в следующем. Вдольфюзеляжная антенна, неподвижно закреплённая на корпусе летательного аппарата, формирует плоский луч, который направлен перпендикулярно вектору путевой скорости носителя V (рис.2.96).

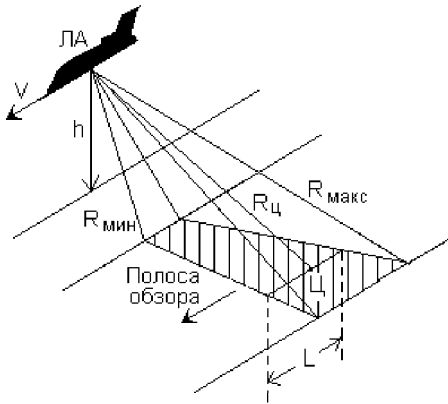


Рис.2.96. Боковой обзор пространства

С помощью антенны осуществляется облучение узкой полоски на подстилающей поверхности. Обзор элементов поверхности внутри полоски осуществляется со скоростью распространения радиоволн по запаздыванию

$$\Delta t_i = 2R_i / c \quad (2.171)$$

в пределах от R_{\max} до R_{\min} . Дальняя граница полосы R_{\max} определяется дальностью действия РТС. В связи с тем, что разрешающая способность РТС по дальности зависит от длительности зондирующего импульса, элементарные участки поверхности, расположенные непосредственно под летательным аппаратом, разрешаются плохо. Поэтому за ближнюю границу полосы обзора R_{\min} , в пределах которой разрешающая способность по дальности практически ухудшается несущественно, обычно принимают расстояние от носителя, равное одной – двум высотам полёта.

Обзор происходит за счёт поступательного движения носителя. По мере движения РТС последовательно просматривает на поверхности полоску за полоской. Таким образом, зона обзора представляет собой полосу, параллельную траектории движения носителя (рис.2.96). Радиолокационное изображение получается в системе координат: дальность – перемещение по траектории. Дальность измеряется в направлении, поперечном движению носителя. Для измерения координаты

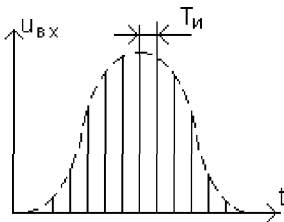


Рис. 2.97. Отражённые импульсы на входе приёмника

вдоль линии пути используются направленные свойства антенны. Измерение производится методом максимума в процессе движения РТС относительно цели. Сигнал, отраженный точечной целью Ц, представляет собой пачку радиоимпульсов, форма которой определяется направленными свойствами антенны (рис.2.97).

На вход приёмника этот сигнал поступает при движении РТС по отрезку траектории летательного аппарата L , когда цель находится в пределах лепестка Θ_A антенны. Величина отрезка L составляет меру линейного разрешения целей в азимутальной плоскости для некогерентной РТС. Это означает, что сигналы двух точечных целей, смещённых вдоль линии пути на расстояние меньше L , перекрываются на входе приёмника и в некогерентной РТС не разделяются.

Для режима бокового обзора по сравнению с круговым обзором характерным является одноразовое облучение целей. Кроме того, при направлении наблюдения, перпендикулярном вектору путевой скорости носителя, изображение местности и целей формируется только на траверсе траектории полёта. Другая важная особенность бокового обзора состоит в увеличении времени облучения цели пропорционально дальности до неё $R_{ц}$:

$$t_{обл} = R_{ц} \Theta_A / c, \quad (2.172)$$

где Θ_A – ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости.

В этом случае при прочих равных условиях энергия отражённых сигналов также возрастает с увеличением дальности цели. Кроме того, время облучения цели при боковом обзоре значительно больше, чем при круговом. Поэтому РТС бокового обзора обладает существенными энергетическими преимуществами по сравнению с РТС кругового обзора и дальность действия таких РТС может быть получена значительно больше, чем при круговом обзоре.

Разрешающая способность в азимутальной плоскости у РТС с вдольфюзеляжными антеннами в $8 \div 10$ раз лучше, чем у РТС кругового обзора [15]. Дальнейшее увеличение длины антенны и вынос её за пределы летательного аппарата практически не представляется возможным.

Значительное повышение разрешающей способности по угловой координате удалось получить в начале 60-х годов прошлого столетия в РТС бокового обзора с синтезированной апертурой антенны, получивших краткое название РСА [7].

Принцип формирования синтезированной апертуры поясняет рис.2.98.

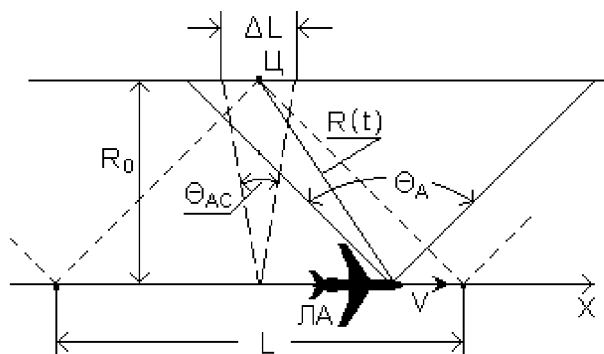


Рис. 2.98. Формирование синтезированной апертуры антенны

Формирование искусственного раскрыва антенны осуществляется за счёт поступательного движения летательного аппарата, на котором размещена аппаратура, и использования оптимальной обработки принимаемых когерентных сигналов. Упрощенная структурная схема аппаратуры приведена на рис.2.99.

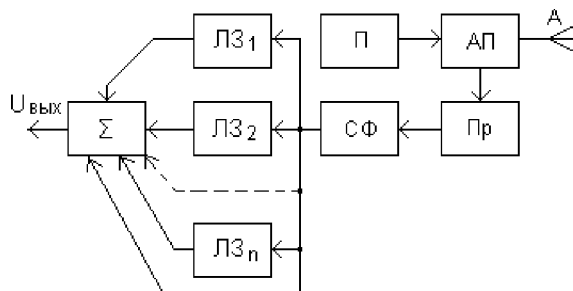


Рис. 2.99. Структурная схема РСА

Бортовая антенна РТС бокового обзора А с шириной диаграммы направленности Θ_A по азимуту излучает формируемые передатчиком П когерентные импульсы. Отражённые сигналы принимаются этой же антенной и через антенный переключатель АП подаются на приёмник, с выхода которого через согласованный фильтр СФ поступают на линии задержки ЛЗ и далее на сумматор Σ . Время задержки в каждой соседней линии отличается на период повторения зондирующих сигналов T_n . Требуемые соотношения фаз обеспечиваются фазовой характеристикой согласованного фильтра СФ. В результате за время полёта

носителя РТС по траектории на участке L когерентно суммируются все принятые на этом участке отражённые сигналы и формируется выходной сигнал, соответствующий приёму сигналов синтезированной диаграммы направленности шириной Θ_{AC} . Роль апертуры антенны в данном случае играет участок траектории полёта носителя. Размер этого участка определяется возможным временем когерентной обработки отражённых сигналов.

Если, например, летательный аппарат движется по прямолинейной траектории вдоль оси x со скоростью V , то при удалении цели Ц от линии полёта на расстояние R_0 (рис.2.98) точечная цель на участке пути носителя

$$L \approx R_0 \Theta_A \quad (2.173)$$

облучается в течение времени

$$t_{обл} = L / V = R_0 \Theta_A / V \quad (2.174)$$

Принимая

$$\Theta_A = \lambda / d_A, \quad (2.175)$$

где d_A – линейный раскрыв антенны бортовой РТС, получим

$$L = R_0 \lambda / d_A \quad \text{и} \quad t_{обл} = R_0 \lambda / d_A V \quad (2.176)$$

За время приёма сигналов от цели их частота изменяется вследствие доплеровского эффекта от $f_0 + |F_{д}|_{\max}$ до $f_0 - |F_{д}|_{\max}$, где

$$|F_{д}|_{\max} = V \Theta_A / \lambda = V / d_A. \quad (2.177)$$

Отсюда следует, что при гармоническом зондирующем сигнале отражённый сигнал длительностью $t_{обл}$ будет линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ-сигнал). Для такого сигнала может быть построен согласованный сжимающий фильтр, укорачивающий его длительность. Длительность сжатого сигнала на выходе такого фильтра, как известно, обратно пропорциональна ширине спектра ЛЧМ-сигнала и в нашем случае составляет

$$\tau_{сж} = \frac{1}{2F_{д\max}} = \frac{d}{2V}, \quad (2.178)$$

что соответствует перемещению цели относительно летательного аппарата вдоль линии полёта на

$$\Delta L = \tau_{сж} V = d_A / 2. \quad (2.179)$$

Следовательно, при оптимальной обработке принимаемого сигнала две цели, расположенные на прямой, параллельной пути летательного аппарата, будут разрешаться при удалении друг от друга на расстояние более $d_A / 2$. Это соответствует тому, что ширина синтезированной диаграммы направленности антенны равна

$$\Theta_{AC} = \Delta L / R_0 = d_A / 2 R_0. \quad (2.180)$$

При удалении цели расстояние L увеличивается, но ширина синтезированной диаграммы направленности уменьшается обратно пропорционально L , поэтому разрешаемое расстояние вдоль линии пути остаётся постоянным, не зависящим от дальности R_0 и длины волны λ , и определяется только размером реальной антенны

$$\Delta L \geq d_A / 2. \quad (2.181)$$

Рассмотрим типовой пример [11].

Пусть $\Theta_A = 5,7^\circ$; $\lambda = 3$ см; $R_0 = 60$ км.

Тогда $L = 6 \cdot 10^4 \cdot 10^{-1} = 6 \cdot 10^3$ м;

$d_A = 3 \cdot 10^{-2} / 10^{-1} = 3 \cdot 10^{-1}$ м;

$\Delta L = 3 \cdot 10^{-1} / 2 = 1,5 \cdot 10^{-1}$ м;

$\Theta_{AC} = 1,5 \cdot 10^{-1} / 6 \cdot 10^4 = 2,5 \cdot 10^{-6}$ рад = $1,4 \cdot 10^{-4}$ град.

Реальные параметры РТС под влиянием разного рода дестабилизирующих факторов могут быть хуже расчётных. Однако ясно, что РТС с синтезированным раскрывом могут обеспечить весьма высокую угловую разрешающую способность

Принципиальная особенность РСА заключается в том, что направленные свойства синтезированного раскрыва и угловая разрешающая способность в такой РТС улучшаются по мере расширения диаграммы направленности Θ_A (и уменьшения габаритов) реальной антенны. Физическую сущность этого явления можно понять из рассмотрения принципа действия фазированной антенной решётки (ФАР).

В многоэлементной линейной ФАР характеристика направленности формируется посредством векторного суммирования (т.е. с определёнными фазовыми сдвигами) сигналов её элементов. Ширина диаграммы направленности ФАР определяется длиной её линейного раскрыва и слабо зависит от направленных свойств отдельных элементов.

В РТС с синтезированным раскрывом реальную антенну можно рассматривать как элемент некоторой воображаемой линейной ФАР, занимающей последовательно во времени и в пространстве положения, соответствующие положениям элементов реальной решётки. При боковом обзоре этими положениями являются точки на траектории движения летательного аппарата, в которых РТС излучает или принимает импульсные сигналы. Принятые сигналы запоминаются, а затем суммируются с определёнными фазами. Требуемые соотношения фаз обеспечиваются фазовой характеристикой согласованного фильтра. В результате образуется эффект, подобный многоэлементной решётке. Направленность такой воображаемой решётки определяется длиной отрезка траектории L (синтезированного раскрыва), на котором существует радиолокационный контакт с целью. Ясно, что длина этого отрезка увеличивается по мере расширения диаграммы направленности реальной антенны.

РТС с синтезированным раскрывом имеют ряд ограничений. Одно из них состоит в том, что при приближении зоны обзора к линии пути угловая разрешающая способность резко ухудшается. Так, при угле наклона луча $\beta_n = 6^\circ$ разрешение падает примерно в 10 раз по сравнению с РТС бокового обзора [12]. Это не позволяет получить радиолокационное изображение с высокой разрешающей способностью в передней зоне обзора вблизи линии пути и непосредственно под носителем РТС.

Кроме того, РТС с синтезированным раскрывом очень чувствительны к фазовым нестабильностям. Фазовые погрешности вызываются случайными изменениями частоты генераторов, ошибками устройства обработки, условиями распространения радиоволн в атмосфере и т.д. Изменения скорости и ориентации носителя также создают искажения радиолокационного изображения подстилающей поверхности. Для исключения этих искажений либо обрабатывают изменения скорости и стабилизируют пространственное положение антенны, либо стабилизируют данные, т.е. вводят в устройство синтеза радиолокационного изображения поправки на изменения скорости и ориентации. Всё это значительно усложняет схемное и конструктивное построение РТС с синтезированной апертурой.

Вопросы для самоконтроля

1. С какой целью применяют методы радиолокационного обзора пространства?
2. Назовите наиболее распространенные методы радиолокационного обзора пространства.
3. Поясните принцип одновременного обзора пространства.
4. Как реализуют метод кругового обзора?
5. Как реализуют метод винтового обзора?
6. Как реализуют метод спирального обзора?
7. Поясните особенности реализации растрового обзора.
8. В чём заключается принцип работы РТС бокового обзора?
9. Как формируется синтезированная апертура антенны.

2.6 Методы определения местоположения объектов

Общие сведения

Местоположение летательного аппарата – это проекция его центра масс на земную поверхность. Местоположение определяется координатами, отсчитываемыми в той или иной системе (прямоугольной, полярной и др.). Для характеристики местоположения используют понятия о поверхностях и линиях положения.

Поверхностью положения называется геометрическое место точек пространства, имеющее постоянное значение какого-либо навигационного параметра. К навигационным параметрам относят высоту полёта летательного аппарата, его дальность относительно опорных пунктов, угловые координаты, скорость полёта и др. В качестве опорных пунктов могут быть использованы наземные радиомаяки, навигационные спутники, различные отражатели радиоволн и т.д., положение которых в выбранной системе координат в каждый момент времени известно с высокой точностью.

Пересечение в пространстве двух поверхностей положения образует линию положения летательного аппарата, все точки которой также характеризуются неизменным значением того или иного навигационного параметра (иногда её называют изолинией).

Формы поверхностей и линий положения определяются видом используемого навигационного параметра.

Так, если сохранять постоянной дальность R до опорного пункта ОП (рис.2.100), то поверхностью положения будет сфера с радиусом, равным R , а линией положения для какой-либо фиксированной плоскости Пл (рис.2.101), пересекающей сферу, будет окружность.

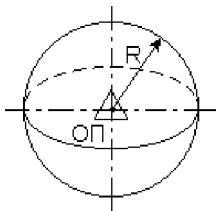


Рис. 2.100. Сферическая поверхность положения при $R = \text{const}$

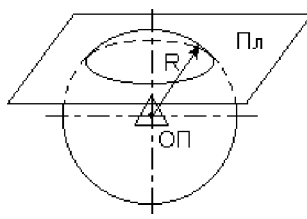


Рис. 2.101. Линия положения в виде окружности

В качестве примера на рис.2.102 показано пересечение двух равносигнальных плоскостей, формируемых курсовым КРМ и глиссадным ГРМ радиомаяками системы инструментальной посадки.

Это пересечение формирует линию положения (глиссаду), которая определяет траекторию снижения летательного аппарата на взлётно-посадочную полосу ВПП.

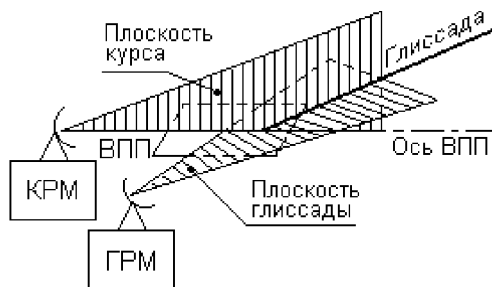


Рис. 2.102. Формирование линии положения – глиссады

Местоположение летательного аппарата в виде точки пространства определяется пересечением трех поверхностей положения или двух линий положения, или поверхности и линии положения. Такой способ определения местоположения иногда называют способом линий положения [15]. Он позволяет определять местонахождение летательного

аппарата без учёта и даже без знания пройденного им ранее пути. Ввиду такого достоинства он получил широкое распространение в навигации летательных аппаратов.

В соответствии с видом используемого параметра различают четыре основных метода определения местоположения объектов: дальномерный, разностно-дальномерный, угломерный и комбинированный угломерно-дальномерный.

Дальномерный метод

Такой метод определения местоположения основан на одновременном измерении дальностей летательного аппарата до трёх опорных пунктов ОП (радиомаяков), координаты которых известны (рис.2.103). Координаты летательного аппарата в этом случае определяются в результате решения трёх навигационных уравнений вида

$$R_i = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2}, \quad (2.182)$$

где X_i, Y_i, Z_i – координаты радиомаяков; x, y, z – искомые координаты летательного аппарата; $i = 1, 2, 3$.

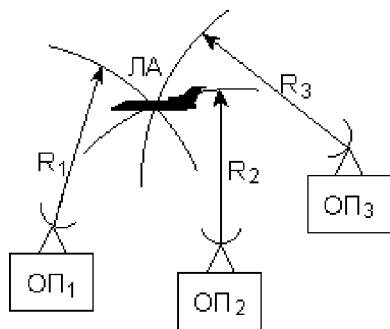


Рис.2.103. Дальномерный метод определения местоположения

Поверхностями положения в этом случае являются три сферы радиусов R_i , центры которых расположены в опорных пунктах, где находятся радиомаяки. Положение летательного аппарата в трехмерном пространстве определяется точкой пересечения трёх сферических поверхностей положения с радиусами R_1, R_2, R_3 .

При движении летательных аппаратов в пределах земной атмосферы в большинстве случаев не требуется определять все три координаты по данным измерений с помощью радиомаяков, так как одна из них – высота полёта h – измеряется непосредственно бортовыми высотомерами. В этом случае для нахождения местоположения летательного аппарата достаточно использовать два уравнения указанного

выше вида, дополнив их уравнением, отображающим результаты измерения высоты полёта

$$(R_{\text{ЗМ}} + h) = \sqrt{(x^2 + y^2 + z^2)}, \quad (2.183)$$

где $R_{\text{ЗМ}}$ – радиус Земли; h – высота полёта летательного аппарата.

При использовании дальномерного метода может применяться как активный режим работы бортового оборудования, так и пассивный.

При активном режиме используют три приёмопередатчика, один из которых размещен на объекте, а два других – на опорных пунктах (рис. 2.104).

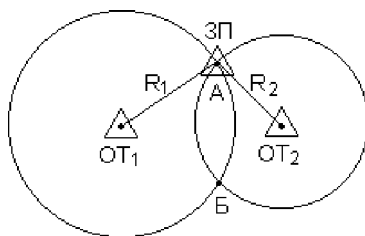


Рис.2.104. Определение местоположения летательного аппарата при известной высоте полёта

Приёмопередатчик, расположенный на объекте, выполняет роль запросчика ЗП, а аппаратура опорных пунктов используется как ответчики OT_1 и OT_2 . С помощью бортовой аппаратуры измеряются расстояния R_1

и R_2 от объекта до опорных пунктов. Для каждого опорного пункта объект будет находиться на линии положения в виде окружности.

Как правило, активные дальномеры систем определения местоположения работают в импульсном режиме излучения. Это объясняется тем, что при работе в непрерывном режиме ответчик дальномера может работать только с одним запросчиком и одновременно может измеряться расстояние только до одного объекта.

Основным достоинством такого метода является то, что измерение расстояний активными радиотехническими средствами может производиться с малыми погрешностями и поэтому активные дальномерные системы обеспечивают высокую точность определения местоположения объектов. К недостаткам можно отнести необходимость иметь на борту летательного аппарата передающую аппаратуру, что значительно увеличивает масса-габаритные характеристики дальномерной системы. Кроме того, такие системы обладают ограниченной пропускной способностью, которая определяется длительностью ответных импульсов, временем восстановления аппаратуры и тепловым режимом передатчика. Для летательных аппаратов военного назначения нежелатель-

ным является излучение передатчика-запросчика, так как оно демаскирует объект.

При работе аппаратуры в пассивном режиме расстояния до опорных пунктов измеряются беззапросным методом, который был рассмотрен в разделе 2.1. Радиомаяки опорных пунктов при использовании беззапросного метода работают в автономном режиме. В бортовой аппаратуре (аппаратуре пользователя) дальность определяется по запаздыванию фазы (в случае фазовых измерений) или запаздывания импульса (при импульсных измерениях) принятых сигналов относительно априори известной фазы или известного момента излучения сигналов радиомаяком.

Основными достоинствами беззапросного метода являются отсутствие передатчика в аппаратуре пользователя, неограниченная пропускная способность такой системы, отсутствие демаскирующего излучения. Однако реализация такого метода в настоящее время связана с большими техническими трудностями, рассмотренными в разделе 2.1. Правда, при определении местоположения летательного аппарата с использованием пассивного режима требования к долговременной стабильности эталонного генератора пользователя могут быть менее жесткие по сравнению с требованиями при непрерывном измерении текущей дальности. Высокими остаются только требования к кратковременной стабильности работы бортовой аппаратуры, т.е. к стабильности только на интервале одного сеанса навигационных измерений. В этом случае при определении квазидальности до какого-либо радиомаяка справедливо уравнение

$$\tilde{R}_i = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2} + \Delta R. \quad (2.184)$$

Величина $\Delta R = c \Delta t$ в данном уравнении может рассматриваться как четвертая дополнительная неизвестная координата. В этом случае для определения местоположения объекта необходимо произвести измерение дальности до четырёх радиомаяков, получить четыре независимых квазидальности \tilde{R}_i и решить систему уравнений вида (2.182) для $i = 1, 2, 3, 4$. При наличии информации о высоте пользователя число уравнений сокращается до трёх. Такой метод определения местоположения называется квазидальномерным (псевдодальномерным) методом беззапросного типа. К недостаткам можно отнести то, что в таком методе снижение требований к стабильности аппаратуры дости-

гается за счёт увеличения количества радиомаяков, используемых в одном сеансе радионавигационных измерений, а также за счёт некоторого усложнения аппаратуры пользователей.

Как видно из рис.2.104, линии положения в дальномерном методе пересекаются в двух точках А и Б. Это вызывает неоднозначность определения текущего положения летательного аппарата. Устранение неоднозначности осуществляют с помощью использования дополнительной навигационной информации, например определения азимута или курсового угла радиомаяков.

Разностно-дальномерный метод

В основу такого метода заложено измерение разности расстояний между объектом, местоположение которого определяется, и несколькими опорными пунктами (радиомаяками) с известными координатами.

Измерение расстояний в радионавигационных методах мы всегда связываем с измерением каких-либо временных интервалов между радиосигналами, основываясь на известной и постоянной скорости распространения радиоволн и прямолинейности их движения. В данном методе производится измерение интервалов времени между приёмом бортовой аппаратурой летательного аппарата сигналов, излучаемых радиомаяками опорных пунктов. Этот интервал оказывается пропорциональным разности расстояний от объекта до опорных пунктов.

Постоянная разность расстояний от летательного аппарата ЛА до двух опорных пунктов ОП₁ и ОП₂ (рис.2.105):

$$\Delta R = R_1 - R_2 \quad (2.185)$$

даёт возможность определить поверхность положения, которая для трехмерного пространства имеет форму гиперboloида.

В любой точке такой поверхности $\Delta R = \text{const}$. При полётах в пределах земной атмосферы используют сечение поверхности положения горизонтальной плоскостью. В результате получается линия положения в виде гиперболы. Задавая в качестве параметра различные значения разности расстояний ΔR , можно получить

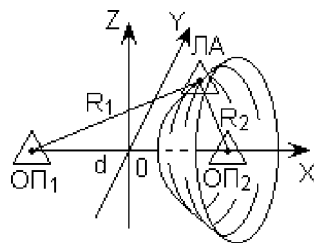


Рис.2.105. Поверхность положения в разностно-дальномерном методе

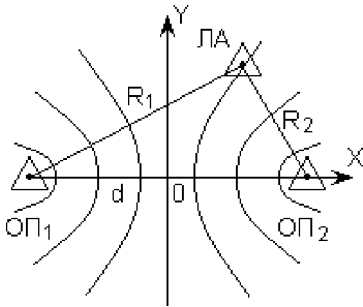


Рис.2.106. Линии положения в разностно-дальномерном методе

линии положения для двух опорных пунктов в виде семейства гипербол с общими фокусами, в которых расположены опорные пункты ОП₁ и ОП₂ (рис.2.106). В любой точке каждой гиперболы $\Delta R = \Delta R_1 - \Delta R_2 = \text{const}$.

Расстояние между двумя опорными пунктами d называется базой системы. Обычно для заданной базы сетка гипербол наносится на штурманскую полётную карту и оцифровывается.

Оцифровка чаще всего производится в микросекундах, так как на борту подвижного объекта непосредственно измеряются не разности расстояний, а временные интервалы между моментами приёма сигналов опорных пунктов. В зависимости от назначения системы линии положения наносятся на карты через интервалы 50 – 100 мкс.

Одна пара опорных пунктов позволяет определить только одну линию положения. Для определения местоположения летательного аппарата необходима вторая пара опорных пунктов, расположенная таким

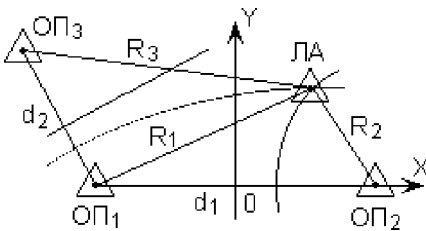


Рис.2.107. Определение местоположения летательного аппарата при использовании разностно-дальномерного метода

образом, чтобы её линии положения пересекались с линиями первой пары. Это возможно, если базы опорных пунктов находятся под каким-либо углом относительно друг друга, отличным от 180° (рис.2.107). После измерения временных интервалов для двух пар опорных пунктов по карте определяется место-

стоположение летательного аппарата в точке пересечения двух гиперболических линий положения.

Гиперболические линии имеют наибольшую кривизну в районе базы. Вдоль базы расстояние между ними минимальное. По мере удаления от базисной линии расстояние между гиперболами увеличивается. Поэтому точность определения линий положения с удалением от базы ухудшается.

Обычно один из опорных пунктов такой системы является общим и выполняет роль ведущего пункта (ОП₁ на рис.2.107). Он синхронизирует работу других ведомых пунктов (ОП₂ и ОП₃ на рис.2.107).

В зависимости от типа разностно-дальномерных измерений различают фазовый, импульсный и комбинированный импульсно-фазовый методы.

Определение разности расстояний фазовым методом осуществляется в результате измерения бортовой аппаратурой разности фаз двух когерентных гармонических колебаний u_1 и u_2 , излучаемых радиомаяками опорных пунктов ОП₁ и ОП₂ (рис.2.106). Для простоты можно принять начальные фазы излучаемых колебаний равными нулю. Тогда

$$u_1 = u_2 = U_m \cos \omega t. \quad (2.186)$$

При прохождении расстояний R_1 и R_2 радиосигналы будут запаздывать по фазе и в точке нахождения летательного аппарата фазовые сдвиги будут равны соответственно

$$\varphi_1 = \frac{\omega R_1}{c}; \quad \varphi_2 = \frac{\omega R_2}{c}, \quad (2.187)$$

где c – скорость распространения радиоволн.

Разность фаз этих сигналов

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{\omega(R_1 - R_2)}{c} = \frac{\omega \Delta R}{c}, \quad (2.188)$$

где $\Delta R = R_1 - R_2$.

Так как $\frac{\omega}{c} = \frac{2\pi f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} = k = \text{const}$ – волновое число, то

$$\Delta\varphi = k \Delta R. \quad (2.189)$$

Таким образом, разность фаз оказывается пропорциональной разности расстояний от летательного аппарата до опорных пунктов ОП₁ и ОП₂.

Определение разности расстояний импульсным методом основано на измерении в точке приёма временного интервала Δt между моментами поступления радиоимпульсов, излучаемых радиомаяками опорных пунктов ОП₁ и ОП₂ (рис.2.106). Если излучение радиомаяков осуществляется одновременно, то время прохождения расстояний R_1 и R_2 будет равно соответственно

$$t_1 = \frac{R_1}{c} \quad \text{и} \quad t_2 = \frac{R_2}{c}. \quad (2.190)$$

Тогда

$$\Delta t = t_1 - t_2 = \frac{R_1 - R_2}{c} = \frac{\Delta R}{c}, \quad (2.191)$$

откуда

$$\Delta R = c \Delta t. \quad (2.192)$$

При реализации импульсного метода необходимо учитывать запаздывание приёма ведомым опорным пунктом синхронизирующих импульсов, излучаемых ведущим опорным пунктом. Это запаздывание τ_d определяется величиной базы системы

$$\tau_d = d / c. \quad (2.193)$$

Угломерные методы

В таких методах для определения местоположения объектов используют данные о направлении на объект или источник излучения. Определение направления, как известно, осуществляется с помощью антенн направленного действия, используемых при приёме или передаче радиосигналов. В связи с этим применяются два варианта построения угломерных систем.

В первом варианте, показанном на рис.2.108,а, радиоканал состоит из приёмника с направленной антенной (радиопеленгатора РП) и передатчика (радиомаяка РМ) с ненаправленной антенной. Диаграммы направленности антенн приёмника и передатчика, изображенные в полярной системе координат, обозначены на рисунке соответственно символами ① и ②. При определении местоположения в горизонтальной (азимутальной) плоскости направление на радиомаяк определяется пеленгом, т.е. положением оси диаграммы направленности антенны пеленгатора в момент приёма сигналов радиомаяка относительно выбранного опорного направления. Если пеленг отсчитывается от географического меридиана, соединяющего Северный и Южный полюса, то он называется истинным пеленгом или азимутом.

Определение направления осуществляется в точке расположения приёмника, который может быть как на поверхности земли, так и на борту объекта. В первом случае производится пеленгация объекта с земли и, при необходимости, измеренное значение передаётся на объект по каналу оперативной радиосвязи. При расположении радиопе-

ленгатора на объекте пеленг на радиомаяк измеряется непосредственно бортовой аппаратурой.

Во втором варианте угломерной системы используется приёмник с ненаправленной антенной ② и радиомаяк с направленной антенной ① (рис.2.108,б).

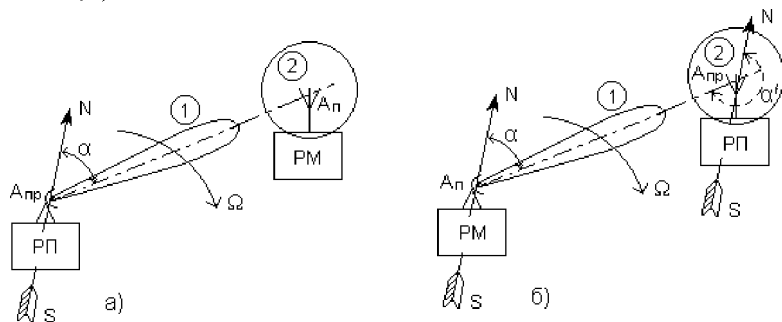


Рис. 2.108. Формирование линии положения в угломерном методе

В этом случае в месте расположения приёмника измеряется так называемый обратный пеленг α' относительно опорного направления «север – юг», проходящего через расположение радиомаяка. В таком варианте часто используют временные методы измерения угловых координат с фиксацией или без фиксации начала отсчёта, которые были рассмотрены в разделе 2.2. Приёмник пеленгатора при реализации этих методов упрощается и значительно снижаются его масса-габаритные характеристики, что является существенным преимуществом перед другими методами при размещении пеленгатора на летательных аппаратах.

Рассмотренные варианты позволяют определить направление на источник излучения радиосигналов, т.е. прямую линию, проходящую через точки расположения пеленгатора и радиомаяка. Такая линия является линией положения объекта в пространстве. Для нахождения конкретной точки этой линии, определяющей местоположение объекта, необходимо измерить местоположение второй радиомаяк (рис.2.109).

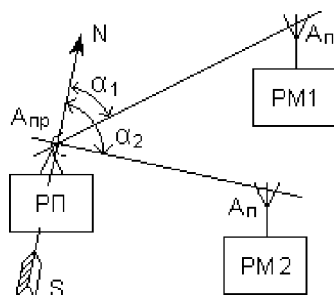


Рис.2.109. Определение местоположения летательного аппарата угломерным методом

Измеряя одновременно два пеленга α_1 и α_2 , определяют местоположение радиопеленгатора как точку пересечения двух линий положения.

В некоторых системах, используемых подвижными объектами, две линии положения определяют относительно одного радиомаяка, но в различные моменты времени движения объекта.

Если угломерная система расположена в трёхмерном пространстве, то для определения местоположения объекта необходим третий радиомаяк. Каждая пара (радиопеленгатор – радиомаяк) позволяет определить лишь поверхность положения, которая в данном случае является плоскостью.

Основное достоинство угломерных систем – простота технической реализации и эксплуатации, а также относительно малые масса-габаритные характеристики даже по сравнению с приёмными устройствами разностно-дальномерных систем.

Комбинированный (угломерно-дальномерный) метод

Реализация такого метода в общем случае предполагает определение с помощью одной активной РТС наклонной дальности R , азимута α и угла места β объекта (рис.2.110).

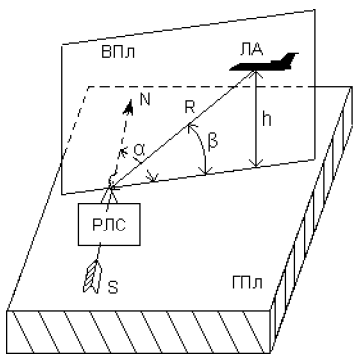


Рис.2.110. Определение местоположения летательного аппарата комбинированным методом

Измерение наклонной дальности определяет радиус сферической поверхности положения, а измерение угловых координат, соответственно в горизонтальной ГПл и вертикальной ВПл плоскостях, даёт линию положения в виде направления на объект. Пересечение поверхности положения и линии положения определяет точку пространства, где расположен объект. Таким образом, комбинированный метод представляет собой классический метод радиолокации целей, информацию о местоположении которых несут сигналы, отражённые от целей.

Возможность определения местоположения с помощью одной системы и из одной точки пространства является основным достоинством комбинированного метода.

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение поверхности и линии положения.
2. Какие виды поверхностей и линий положения используются при навигации летательных аппаратов?
3. Поясните принцип определения местоположения объекта дальномерным методом.
4. Поясните принцип определения местоположения объекта разностно-дальномерным методом.
5. Поясните принцип определения местоположения объекта угломерным методом.
6. Поясните принцип определения местоположения объекта комбинированным (угломерно-дальномерным) методом.

2.7 Метод измерения угловой скорости движения объектов

При фазовом методе пеленгации подвижных объектов одновременно можно измерить и их угловую скорость перемещения в пространстве.

Напомним, что основу фазового пеленгатора составляет антенная система, имеющая две пары приёмных антенн, разнесённых в пространстве (см. раздел 2.2). Каждая пара позволяет определять угловые координаты источника излучения радиосигналов в одной плоскости. Фазовые центры приёмных антенн $A_{\text{пр1}}$ и $A_{\text{пр2}}$ (рис.2.111) расположены на расстоянии d друг от друга, кото-

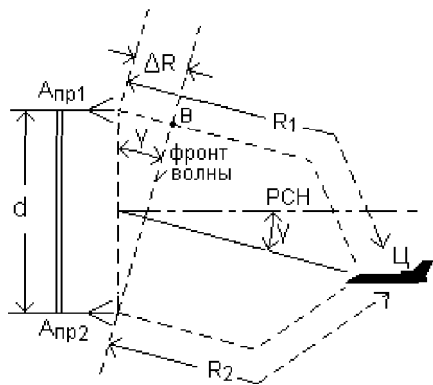


Рис.2.111. Принцип фазовой пеленгации

рое является базой антенной системы. Нормаль к середине базы образует равносигнальное направление РСН.

При отклонении источника излучения Ц от РСН, как это показано на рис.2.111, принятые антеннами сигналы будут иметь фазовое различие, пропорциональное разности расстояний R_1 и R_2 :

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{2\pi}{\lambda} (R_1 - R_2), \quad (2.194)$$

где λ – длина волны принимаемых колебаний.

Из треугольника $A_{\text{Пр}1}$, $A_{\text{Пр}2}$, В разность расстояний можно выразить следующим образом:

$$\Delta R = d \sin \gamma. \quad (2.195)$$

Приравняем правые части выражений (2.194) и (2.195):

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} (R_1 - R_2) = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \gamma. \quad (2.196)$$

Дифференцируя (2.196) по времени, получим

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{dR_1}{dt} - \frac{dR_2}{dt} \right) = \frac{2\pi}{\lambda} d \times \frac{d}{dt} \sin \gamma(t). \quad (2.197)$$

В (2.197) $\frac{dR_1}{dt} = V_1$ и $\frac{dR_2}{dt} = V_2$ – скорости перемещения цели относительно антенн $A_{\text{Пр}1}$ и $A_{\text{Пр}2}$ соответственно.

В правой части (2.197) имеется производная сложной функции, которую можно определить с помощью вспомогательной переменной

$$\frac{d}{dt} \sin \gamma(t) = \cos \gamma \frac{d\gamma}{dt}, \quad (2.198)$$

где $\frac{d\gamma}{dt} = \Omega_\gamma$ – угловая скорость движения цели.

После соответствующих замен в (2.197) получим

$$\frac{2\pi}{\lambda} (V_1 - V_2) = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \gamma \Omega_\gamma. \quad (2.199)$$

Разделив почленно выражение в скобках в левой части (2.199) на λ , получим $\frac{V_1}{\lambda} = F_{\text{д}1}$ и $\frac{V_2}{\lambda} = F_{\text{д}2}$ – доплеровские приращения частоты сигналов, принятых антеннами $A_{\text{Пр}1}$ и $A_{\text{Пр}2}$ соответственно.

Сократим обе части уравнения (2.199) на 2π и подставим значения доплеровских приращений

$$(F_{д1} - F_{д2}) = \frac{d}{\lambda} \cos\gamma \Omega_\gamma. \quad (2.200)$$

Решая (2.200) относительно Ω_γ , получим

$$\Omega_\gamma = \frac{\Delta F_d \lambda}{d \cos\gamma}, \quad (2.201)$$

где $\Delta F_d = (F_{д1} - F_{д2})$.

Таким образом, измерение разности доплеровских приращений частоты в фазовом пеленгаторе позволяет непосредственно определить угловую скорость движения пеленгуемой цели.

Разность доплеровских приращений частоты измеряют двумя способами: непосредственным измерением частоты биений двух принимаемых сигналов, либо путём измерения приращений частоты каждого сигнала с последующим вычитанием полученных результатов.

Выше был рассмотрен метод измерения угловой скорости движения пеленгуемого объекта в одной плоскости. Измерение угловых скоростей в двух плоскостях, азимутальной и угломестной, производится с помощью двух антенных систем, базы которых имеют ортогональную ориентацию в пространстве.

Вопросы для самоконтроля

Какие преобразования сигналов, принятых фазовым пеленгатором, позволяют определить угловую скорость движения объектов?

2.8 Методы построения измерителей навигационных параметров следящего типа

Общие сведения

Радионавигационные системы следящего типа являются замкнутыми автоматическими измерителями. Они осуществляют сопровождение объектов – источников радиоизлучения – по какому-либо навигационному параметру: в большинстве случаев по угловым координа-

там, по дальности и по скорости перемещения объектов в пространстве. В общем виде в таких системах автоматически определяются и отслеживаются изменения значений каких-либо электрических параметров принятых сигналов, функционально связанных с измеряемыми навигационными параметрами сопровождаемого объекта.

Обычно координаты объектов изменяются с течением времени, поэтому измеряемые параметры сигналов также являются функциями времени, т.е. процессами. Задача измерителя процесса

$$X(t) = X_c(t) - X_n(t) \quad (2.202)$$

состоит в формировании оценки этого процесса $\hat{X}(t)$, которая в максимальной степени, согласно некоторому критерию, соответствовала бы действительному закону изменения параметра сигнала $X_c(t)$, искаженного помехами $X_n(t)$. Таким образом, следящий измеритель подобен сглаживающему фильтру для процесса $X_c(t)$, закодированного во входном сигнале.

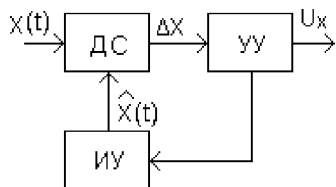


Рис.2.112. Основные элементы следящего измерителя

Независимо от конкретного назначения такие системы включают в себя три основных элемента, приведенных на рис.2.112: дискриминатор ДС, устройство управления УУ и исполнительное устройство ИУ.

Дискриминатор осуществляет сравнение текущего значения измеряемого параметра $X(t)$ с некоторым опорным значением, в качестве которого используют оценку этого параметра $\hat{X}(t)$, полученную в измерителе на предшествующих этапах его работы. При отклонении оценки параметра от его текущего значения на выходе дискриминатора возникает рассогласование

$$\Delta X = X(t) - \hat{X}(t) \quad (2.203)$$

в виде напряжения, пропорционального этому рассогласованию,

$$\Delta U = k (\Delta X), \quad (2.204)$$

где k – коэффициент пропорциональности.

Переходная характеристика дискриминатора (рис.2.113), т.е. зависимость

$$\Delta U = f(\Delta X) \quad (2.205)$$

выбирается нечетной функцией, что дает возможность определять знак рассогласования. Область между экстремальными значениями характеристики называют апертурой дискриминатора. Рабочим участком является линейная часть апертюры. Апертюра определяет разрешающую способность следящего измерителя.

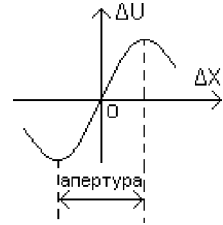


Рис.2.113. Переходная характеристика дискриминатора

Устройство управления создает электрический (приборный) эквивалент измеряемого параметра в виде соответствующего напряжения или цифрового кода, осуществляет сглаживание случайных флуктуаций измеряемого параметра и обеспечивает требуемые динамические характеристики следящей системы.

Исполнительное устройство выполняет функции преобразования выходного сигнала устройства управления в физическую величину, составляющую оценку сопровождаемого параметра. Такие устройства иногда называют синтезаторами.

Для того, чтобы ввести в дискриминатор опорное значение, соответствующее оценке измеряемого параметра, необходимо предварительно перестраивать исполнительное устройство в диапазоне возможных значений этого параметра. Перестройка осуществляется с помощью системы поиска и производится до тех пор, пока рассогласование ΔX не попадет в пределы рабочего участка характеристики дискриминатора. Этот момент фиксирует схема захвата, которая отключает систему поиска от исполнительного устройства и подключает к нему выход устройства управления. Следящее кольцо замыкается и измеритель переходит в режим слежения. Упрощенная структурная схема следящего измерителя, включающая в себя схему поиска СП и схему захвата СЗ, приведена на рис.2.114.

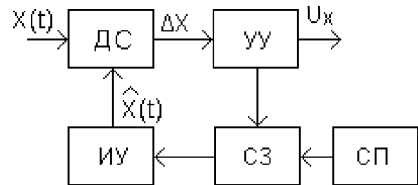


Рис. 2.114. Обобщенная структурная схема следящего измерителя

В режиме слежения по истечении некоторого времени с момента захвата прекращаются переходные процессы в следящем кольце, устраняющие первоначальное рассогласование.

В установившемся режиме следящего измерителя рассогласование и соответствующее ему выходное напряжение дискриминатора устремляются к нулю: $\Delta X \rightarrow 0$ и $\Delta U \rightarrow 0$. Однако сигнал на выходе устройства управления должен иметь конечную величину, соответствующую текущему значению сопровождаемого параметра. Для этого необходимо запоминание текущих значений измеряемых параметров или их производных. Такое запоминание осуществляется с помощью интеграторов. Практически применяется одно- или двухкратное интегрирование. Соответственно различают следящие системы с астатизмом первого или второго порядка. В первом случае такие системы обладают памятью по положению, а во втором – памятью по скорости изменения измеряемого параметра.

Как правило, с помощью следящих измерителей осуществляется сопровождение коррелированных процессов, т.е. процессов, у которых последующие значения связаны с предыдущими (например, изменения расстояния, скорости движения, угловых координат и т.д.), которые не могут изменяться скачкообразно. Плавный характер изменения измеряемых параметров позволяет на основании предыдущих измерений определить последующие значения параметров с некоторым упреждением во времени. Поэтому устройства управления, обладающие предсказанием, часто называют экстраполяторами.

Следящие измерители дальности

Во всех радиодальномерах дальность до объектов определяется измерением времени задержки принятого сигнала относительно сигналов облучения. Информация о задержке в зависимости от типа дальномера может быть заложена в амплитуде, частоте или фазе принятого сигнала. В системах автоматического сопровождения по дальности (АСД) отслеживается изменение значения того параметра принятого сигнала, который однозначно связан с задержкой и соответственно с дальностью до объекта.

В качестве примера рассмотрим построение и принцип действия одного из вариантов следящего дальномера, работающего в импульсном режиме излучения. Упрощенная структурная схема системы АСД

приведена на рис.2.115, а на рис.2.116а показан вид сигналов в различных точках схемы.

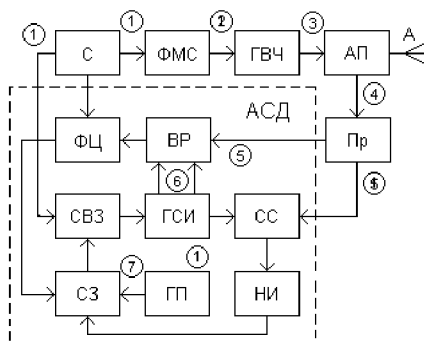


Рис. 2.115. Структурная схема системы АСД

Приёмник и передатчик дальномера являются типовыми для активной импульсной РЛС. Синхронизатор С вырабатывает короткие импульсы с периодом следования $T_{и}$ (график 1). Формирователь модулирующих сигналов ФМС осуществляет модуляцию колебаний генератора высокой частоты ГВЧ прямоугольными импульсами (график 2).

Высокочастотные сигналы передатчика (график 3) через антенный переключатель АП поступают на приёмно-передающую антенну А, которая излучает их в направлении сопровождаемой цели. К выходу приёмника Пр подключена собственно система АСД (выделена на схеме пунктиром).

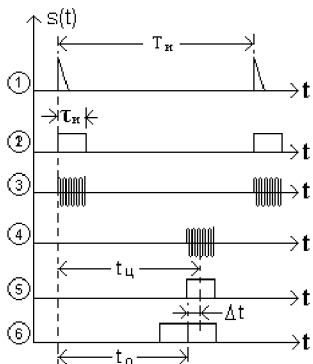


Рис. 2.116а. Диаграммы сигналов в системе АСД

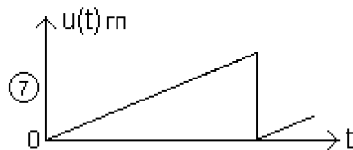


Рис. 2.116б. Напряжение генератора поиска

Синхронизатор С через схему временной задержки СВЗ запускает генератор селекторных импульсов ГСИ одновременно с излучением высокочастотных сигналов. На выходе ГСИ формируются два следующих один за другим селекторных импульса (график 6). Положение этих импульсов на временной оси зависит от величины задержки сигналов синхронизатора в схеме временной задержки СВЗ, которая, в свою очередь, определяется управляющим напряжением, подаваемым через схему захвата СЗ. Вид управляющего напряжения зависит от режима работы системы АСД.

В режиме поиска, когда на входе приёмника нет отраженных от цели сигналов, управляющее напряжение поступает от генератора поиска ГП. Чаще всего это линейно изменяющееся напряжение (график 7 на рис.116,б), под воздействием которого селекторные импульсы плавно перемещаются по оси времени от минимального значения, соответствующего минимально возможной измеряемой дальности, до максимального значения, определяемого максимальной дальностью действия системы. Один из селекторных импульсов подаётся на схему совпадений СС. Как только этот импульс совпадёт по времени с принятым отраженным от цели сигналом (графики 4 и 5), приходящим на второй вход СС от приёмника Пр, выходной импульс этой схемы поступит на накопитель импульсов НИ, управляющий схемой захвата СЗ. Схема захвата отключает генератор поиска ГП от управления временной задержкой в СВЗ и подключает к ней через формирующую цепь ФЦ выход временного различителя ВР.

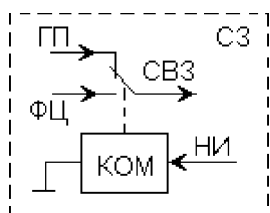


Рис.2.117. Эквивалентная схема системы захвата

Эквивалентное представление схемы захвата в виде электромагнитного коммутатора КОМ показано на рис.2.117.

Во временном различителе ВР осуществляется сравнение по времени появления селекторных импульсов и выходных сигналов приёмника. Выходное напряжение временного различителя зависит от взаимного расположения на временной оси принятого сигнала (график 5) и двух селекторных импульсов. Если середина принятого сигнала точно совпадает с осью симметрии селекторных импульсов, то управляющее на-

пряжение на выходе различителя отсутствует. При появлении временного рассогласования (графики 5 и 6)

$$\Delta t = t_o - t_{ц} \tag{2.206}$$

возникает управляющее напряжение. Величина и знак этого напряжения определяются величиной и знаком временного рассогласования. С этой целью переходная характеристика временного различителя выбирается в виде нечётной функции временного рассогласования (рис.2.118).

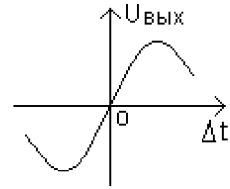


Рис.2.118. Переходная характеристика временного различителя

Управляющее напряжение через формирующую цепь ФЦ и схему захвата СЗ поступает на схему временной задержки запуска селекторных импульсов СВЗ. Это напряжение сфазировано таким образом, чтобы оно, изменяя временную задержку селекторных импульсов, уменьшало бы временное рассогласование Δt . Формирующая цепь ФЦ поддерживает средний уровень управляющего напряжения соответственно текущему значению дальности до цели.

Для того, чтобы отсутствовала ошибка сопровождения объектов по дальности, необходимо выполнение в любой момент времени следующего условия:

$$\Delta R = R_{ц}(t) - R_o(t) = 0, \tag{2.207}$$

где $R_{ц}(t)$ – текущее значение дальности до цели; $R_o(t)$ – дальность, соответствующая задержке селекторных импульсов.

Если сопровождаемый объект неподвижен, то уравнение дальности можно записать таким образом:

$$R_{ц}(t) = R_o = \text{const}. \tag{2.208}$$

В этом случае для сопровождения объекта без ошибки на выходе временного различителя достаточно иметь один интегратор. Такая система, обладающая астатизмом первого порядка, запоминает значение дальности в моменты случайных пропаданий сигналов, т.е. обладает памятью по положению.

Если сопровождаемый объект приближается или удаляется с постоянной скоростью V_o , то уравнение дальности будет иметь такой вид:

$$R_{ц}(t) = R_0 \pm V_0 t. \quad (2.209)$$

В этом случае сопровождение без ошибки возможно при наличии на выходе временного различителя двух интеграторов, т.е. при применении системы с астатизмом второго порядка. Такая система обладает памятью по скорости, запоминая значение скорости объекта в моменты пропадания сигналов.

Для точного сопровождения дальности при наличии ускорения движущегося объекта система, очевидно, должна содержать три интегратора. Однако на практике в следящих радиодальномерях редко используют более двух интегрирующих звеньев, поскольку введение каждого звена усложняет систему и затрудняет обеспечение устойчивой её работы.

Следящие измерители угловых координат

Для решения многих навигационных задач необходимо непрерывное получение информации об угловых координатах объектов – источников излучения радиосигналов. Для этого угловые координаты объектов определяют с помощью следящих измерителей. Такие измерители часто называют системами АСН (автоматическое сопровождение по направлению). Сопровождение объектов может осуществляться как по одной, так и по двум угловым координатам – по азимуту и по углу места.

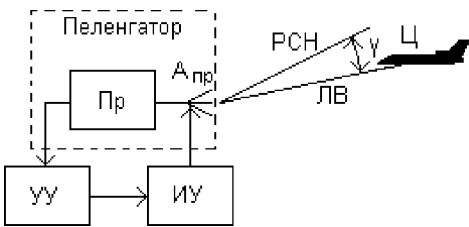


Рис.2.119. Принцип действия системы АСН

Система АСН это замкнутая следящая система, состоящая из пеленгатора, управляющего устройства УУ и исполнительного устройства ИУ (рис.2.119).

Пеленгатор представляет собой угловой дискриминатор, с помощью которого осуществляется преобразование информации об угловых координатах сопровождаемого объекта Ц в токи и напряжения, однозначно зависящие от этих координат. Состоит пеленгатор из антенного устройства $A_{пр}$, обладающего направленными свойствами, и приёмника Пр, в котором

осуществляются основные преобразования и усиление принятых сигналов.

Как правило, в системах АСН используют равносигнальные методы пеленгации, позволяющие получать более высокую точность определения направления на источник излучения по сравнению с другими методами. В таких устройствах с помощью антенной системы формируется равносигнальное направление (РСН), положение которого в пространстве известно и оно служит опорным (базовым) направлением. Задачей системы АСН является непрерывное автоматическое совмещение в пространстве опорного РСН с направлением прихода электромагнитных волн от источника излучения, т.е. с линией визирования ЛВ цели Ц (рис.2.119). Для решения этой задачи переходная характеристика углового дискриминатора выбирается нечётной функцией напряжения $u_{\text{вых.д}}$ от углового рассогласования γ (рис.2.120).

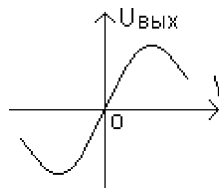


Рис.2.120. Переходная характеристика углового дискриминатора

Таким образом, выходное напряжение дискриминатора является электрическим аналогом углового рассогласования. Часто это напряжение называют сигналом рассогласования или сигналом ошибки.

При совмещении РСН с линией визирования сопровождаемой цели угловое рассогласование γ и соответствующее ему выходное напряжение дискриминатора устремляются к нулю. Точка апертуры, в которой $u_{\text{вых.д}} = 0$, называется точкой устойчивого равновесия.

С выхода дискриминатора сигнал ошибки поступает на устройство управления УУ. В зависимости от типа антенной системы применяются аналоговые или цифровые устройства управления. В первом случае это усилители и интеграторы, а во втором – специализированные процессоры и ЭВМ.

Исполнительное устройство ИУ осуществляет перемещение РСН в пространстве при воздействии на него сигналов устройства управления. В системах АСН с электромеханическим управлением положения РСН исполнительное устройство состоит из электродвигателя и механической части антенной системы, которые в этом случае выполняют также роль интеграторов системы. Текущие значения угловых координат сопровождаемой цели снимаются с датчиков, установленных на

осях поворота антенны по азимуту и углу места. При электронном управлении РСН функции синтезатора выполняют элементы фазированных антенных решеток (ФАР): фазовращатели, частотно-управляемые генераторы и др. Информацию о направлении на источник излучения в этом случае получают с последнего интегратора устройства управления в виде аналоговых напряжений или кода.

В зависимости от способа формирования РСН различают системы АСН с одновременным сравнением сигналов (моноимпульсные) и с последовательным сравнением (интегральные).

В качестве примера рассмотрим построение и принцип действия одного из вариантов системы АСН с последовательным сравнением сигналов по амплитуде (рис.2.121).

В таких системах используется антенна с относительно узкой, симметричной диаграммой направленности $G(\psi)$, ось которой смещена относительно оси антенны на небольшой угол γ . Диаграмма направленности вращается в пространстве вокруг оси антенны с угловой скоростью Ω_c (коническое сканирование). На рис.2.121 показано пространственное положение вращающейся диаграммы направленности для двух произвольных моментов времени t_1 и t_2 . Из рисунка видно, что вдоль оси вращения диаграммы образуется равносигнальное направление (РСН), характерное тем, что амплитуда сигналов, принимаемых с этого направления, не зависит от текущего положения в пространстве сканирующей диаграммы (направление на Ц₁, рис.2.121). Это направление является опорным (базовым) для данной системы. Вид принимаемых сигналов показан на рис.2.122,а.

$$u_{\text{пр}}(t) = U_0 \cos \omega_0 t. \quad (2.210)$$

Если же источник сигнала будет смещен относительно РСН (направление на Ц₂, рис.2.121) на угол ψ , то в этом направлении будет происходить периодическое изменение коэффициента усиления приёмной антенны $G(\psi)$ с частотой, равной угловой скорости вращения диаграммы Ω_c , и вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

$$u_{\text{пр}}(t) = U_0 [1 + m_c(\psi) \cos(\Omega_c t - \varphi_c)] \cos \omega_0 t, \quad (2.211)$$

где U_0 – амплитуда сигнала при отсутствии углового рассогласования ($\psi = 0$); ω_0 – частота несущего колебания; Ω_c – частота сканирования;

φ_c – начальная фаза огибающей модуляции; $m_c(\psi)$ – коэффициент глубины модуляции.

$$m_c(\psi) = \frac{\Delta U}{U_0}. \quad (2.212)$$

При этом глубина амплитудной модуляции m_c прямо пропорциональна углу рассогласования ψ , а фаза огибающей модуляции несет информацию о направлении углового отклонения. Мы видим, что информация об угловых координатах цели заложена в двух параметрах принимаемого сигнала, поэтому такой метод в технической литературе иногда называют амплитудно-фазовым методом определения угловых координат.

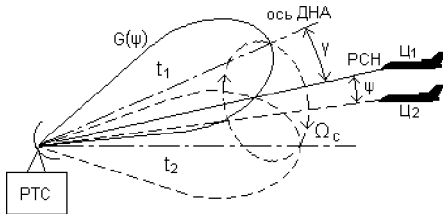


Рис.2.121. Формирование равносигнального направления в системе АСН

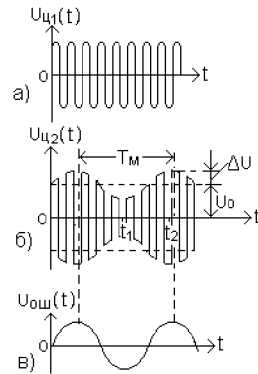


Рис.2.122. Вид принимаемых сигналов в системе АСН

Амплитудно-модулированный сигнал, принимаемый с направления на ψ_2 , показан на рис.2.122,б. Вид этого сигнала в моменты времени t_1 и t_2 соответствует положениям диаграммы направленности сканирующей антенны в эти же моменты времени, показанные на рис.2.121. Период модуляции принимаемого сигнала равен

$$T_m = 2\pi / \Omega_c. \quad (2.213)$$

Таким образом, с помощью антенной системы осуществляется преобразование угла рассогласования в изменение амплитуды принимаемых сигналов.

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигналов (сигнал ошибки, рис.2.122,в), получают информацию о величине и стороне отклонения источника излучения (цели) от РСН:

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} m_c \cos(\Omega_c t - \varphi_c). \quad (2.114)$$

Используя эту информацию, формируют сигналы, управляющие положением РСН в пространстве, совмещая его с линией визирования цели.

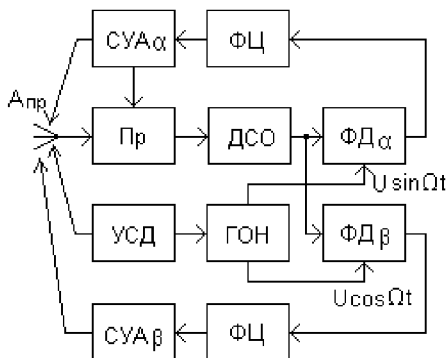


Рис.2.123. Структурная схема системы АСН

Структурная схема системы АСН, реализующая рассмотренный алгоритм работы, приведена на рис.2.123.

Супергетеродинный приёмник Пр преобразует по частоте, усиливает и нормирует принятые антенной $A_{\text{пр}}$ сигналы. Выделение огибающей амплитудно-модулированного сигнала осуществляется в детекторе сигнала ошибки ДСО. Управление

положением антенны для совмещения РСН с линией визирования цели производится, как правило, в азимутальной и угломестной плоскостях автономно. В связи с этим сигнал ошибки необходимо разложить на две ортогональные составляющие, пропорциональные угловым отклонениям цели в этих плоскостях, т.е. произвести преобразование информации об угловых координатах цели, полученной в полярной системе координат, в сигналы, управляющие положением антенны, в прямоугольной (декартовой) системе. Сущность такого преобразования подробно рассмотрена в разделе 2.2 настоящей главы.

Аппаратурное разделение сигнала ошибки на две составляющие осуществляется в фазовых детекторах $\Phi Д_\alpha$ и $\Phi Д_\beta$, в которых производится умножение сигнала ошибки на опорные напряжения, вырабатываемые генератором опорных напряжений ГОН и имеющие фазовый сдвиг на $\pi/2$:

$$u_{\text{ош1}}(t) = U_{\text{ош1}} \cos \Omega_c t ; \quad u_{\text{ош2}}(t) = U_{\text{ош2}} \sin \Omega_c t. \quad (2.215)$$

Синхронизация ГОН осуществляется устройством сканирования диаграммы направленности антенны УСД и поэтому фазы опорных напряжений однозначно связаны с пространственным положением сканирующей диаграммы. На выходах фазовых детекторов образуются

напряжения, пропорциональные величинам углового рассогласования в азимутальной и угломестной плоскостях:

$$u_{\alpha} = U_{\text{ош}} \cos \Phi; \quad u_{\beta} = U_{\text{ош}} \sin \Phi, \quad (2.216)$$

где Φ – угловая координата цели в картинной плоскости.

Формирующие цепи ФЦ в каждом канале преобразуют выходные сигналы фазовых детекторов в сигналы, необходимые для работы систем управления антенной СУА $_{\alpha}$ и СУА $_{\beta}$ соответственно в азимутальной и в угломестной плоскостях.

При совмещении РСН с линией визирования цели исчезает амплитудная модуляция принимаемых сигналов и выходные напряжения фазовых детекторов устремляются к нулю.

Следящие измерители скорости

Автоматическое сопровождение целей по скорости (АСС) даёт возможность получать непрерывную информацию о скорости движения сопровождаемых объектов, а также обеспечивать селекцию движущихся целей на фоне неподвижных или медленно движущихся объектов, отражающих радиоволны. Определение скорости основано на использовании эффекта доплеровского приращения частоты сигналов, отраженных или излучаемых движущимися относительно приёмника объектами (рис. 2.124).

Приращение частоты F_d зависит от скорости движения объекта $V_{ц}$ и значения несущей частоты излучаемых сигналов f_0 :

$$F_d = f_0 \frac{2V_{ц}}{c} \cos \beta = \frac{2V_{ц}}{\lambda} \cos \beta, \quad (2.217)$$

где $\lambda = c / f_0$ – длина волны; β – угол между направлением вектора скорости $V_{ц}$ и линией визирования цели ЛВ.

Структурная схема одного из вариантов системы АСС, работающей с непрерывными сигналами, приведена на рис.2.125.

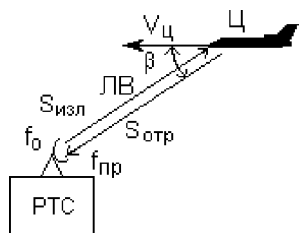


Рис. 2.124. К определению доплеровского приращения частоты

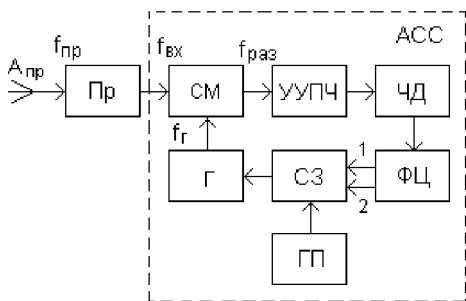


Рис. 2.125. Структурная схема системы АСС

Устройство АСС по сути представляет собой узкополосный следящий фильтр с автоматической подстройкой частоты принимаемых сигналов. Это понятие несколько условное, так как собственно избирательным по частоте элементом является узкополосный усилитель промежуточной частоты УУПЧ, который имеет фиксированную настройку, а перестраивается по частоте лишь гетеродин Г.

В исходном состоянии, когда на входе нет сигналов, система работает в режиме поиска. При этом частота гетеродина Г с помощью генератора поиска ГП, подключаемого через схему захвата СЗ, периодически перестраивается по линейному закону. Поиск осуществляется в диапазоне возможных доплеровских приращений частоты входных сигналов.

Сигналы, принятые от выбранной на сопровождение цели, после соответствующих преобразований в приёмнике Пр поступают на вход системы АСС. Когда разность частот перестраиваемого гетеродина f_g и входного сигнала $f_{вх}$ будет близка к средней частоте настройки УУПЧ, сигнал с разностной частотой, полученный на выходе смесителя СМ $f_p = f_{вх} - f_g$, проходит через УУПЧ, частотный детектор ЧД, формирующую цепь ФЦ и заставляет сработать схему захвата СЗ (выход ФЦ₁), которая останавливает поиск и переводит систему АСС в режим сопровождения целей по доплеровской частоте. В этом случае управление частотой гетеродина осуществляется напряжением, поступающим с выхода частотного детектора через формирующую цепь (выход ФЦ₂) и схему захвата. Распределение управляющих сигналов в СЗ показано на эквивалентной схеме рис. 2.126.

Переходная характеристика ЧД (рис.2.127) представляет собой нечётную функцию выходного напряжения от рассогласования частоты разностного сигнала на выходе СМ f_p и средней частоты настройки УУПЧ $f_{пч}$:

$$u_{\text{вых}} = \varphi(\Delta f),$$

где $\Delta f = f_p - f_{пч}$.

Пунктиром на рис. 2.127 показана амплитудно-частотная характеристика УУПЧ.

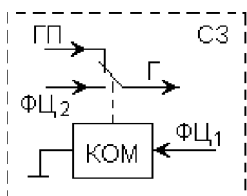


Рис.2.126. Эквивалентная схема системы захвата систем АСС

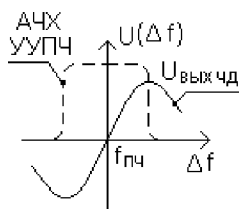


Рис.2.127. Переходная характеристика частотного детектора

Частотный детектор вырабатывает управляющее напряжение, величина и знак которого пропорциональны величине и стороне частотного рассогласования. Это напряжение изменяет частоту гетеродина до тех пор, пока рассогласование частот не станет равным нулю. Выходное напряжение частотного детектора при этом также будет равно нулю, изменение частоты гетеродина прекратится и система будет работать в режиме устойчивого сопровождения сигналов по частоте. Средний уровень управляющего напряжения, соответствующий текущему значению скорости движения сопровождаемой цели, поддерживается интегрирующими устройствами формирующей цепи.

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте общую характеристику измерителю навигационных параметров следящего типа.
2. Какие структурные элементы составляют основу следящих измерителей?
3. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы следящего измерителя дальности.
4. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы следящего измерителя угловых координат объектов.
5. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы следящего измерителя скорости движения объектов.

Глава 3 РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

3.1 Общие сведения

Часто радиотехнические системы передачи информации в технической литературе называют системами радиосвязи. Основное назначение систем радиосвязи – передача и приём по радиоканалу от одного абонента другому (или группе абонентов) самой разнообразной информации. В большинстве случаев понятие «абонент» предполагает участие в сеансе связи человека. Однако линии связи могут иметь также автоматические устройства на конечных пунктах, между которыми осуществляется обмен информацией. Источниками информации в таких случаях могут служить различные датчики, например приборы, характеризующие метеорологическую обстановку, устройства охранной сигнализации, сигнализации аварийных ситуаций, аппаратура точного времени и т.п. Передача речевой или визуальной информации также может производиться автоматически по заданной программе и в определённое время с помощью аппаратуры предварительной записи.

Информация (лат. information – разъяснение, изложение) это сведения о каких-либо объектах, событиях, процессах, явлениях. Передача информации – это процесс переноса сведений из одной точки пространства в другую или, другими словами, это процесс взаимодействия, связи между абонентами, в ходе которого происходит обмен информацией.

Историческое развитие этого процесса было длительным и сложным. В древние времена связь между людьми на расстоянии осуществлялась с помощью посыльных, гонцов, глашатаев. Классическим примером такой связи является легенда о подвиге греческого воина Фидипида, пробежавшего в 490 г. до н.э. от селения Марафон до столицы Греции города Афины примерно 42 км, неся радостную для горожан весть. Прибежав на городскую площадь, он крикнул: «Афиняне, радуйтесь! Мы победили!» – и упал замертво. В честь этого подвига в легкоатлетическую программу современных Олимпийских игр включают бег на дистанцию 42 км 195 м, который называют марафонским бегом.

Для более оперативной связи стали использовать световую сигнализацию с помощью факелов, костров, semaфоров. Правда, надёжность световых видов связи была невысокой. На эффективность связи влияли погодные условия, время суток, рельеф местности и другие факторы. Однако такие виды связи можно считать прародителями современных радиорелейных линий связи.

Революционными вехами в развитии связи стали разработки методов и устройств передачи электрических сигналов по проводам и кабелям, внедрение телеграфных и телефонных систем и, наконец, изобретение и внедрение беспроводных видов связи с помощью радиоволн.

Информация, выраженная в определённой форме и подлежащая передаче, называется сообщением. Передача сообщений на расстояние осуществляется с помощью определённых материальных носителей. Это может быть твёрдое вещество (лист бумаги, магнитофонная лента, компакт-диск и т.п.), какой-либо вид энергии: акустической (звук голоса, стартового пистолета и др.), световой (светофор, сигнальная ракета, посадочные огни аэродрома и т.д.), энергии электромагнитных волн.

Электромагнитная волна, несущая ту или иную информацию, называется радиосигналом. Устройство, преобразующее сообщение в радиосигнал, называют передающим, а устройство, преобразующее принятый радиосигнал в сообщение, приёмным. Совокупность аппаратных средств и физической среды, в которой распространяются электромагнитные волны от передатчика к приёмнику, называется линией связи.

При передаче информации не электрической природы её предварительно преобразуют в электрические колебания с помощью соответствующих преобразователей: микрофонов, передающих телевизионных трубок, различных датчиков (например датчиков температуры, давления), измерителей навигационных параметров (угловых координат объектов, расстояний до объектов, скорости движения объектов) и т.п. Такие электрические колебания называют первичными сигналами.

Как правило, первичные электрические сигналы, непосредственно отражающие передаваемую информацию, низкочастотны. Из курса физики известно, что электрические сигналы с низкими частотами не могут эффективно излучаться в свободное пространство. Передавать их непосредственно можно только по проводным или кабельным ли-

ниям (телефонная, телеграфная связь и т.д.). Поэтому для передачи информации в радиосистемах, т.е. беспроводных системах, используют мощные высокочастотные, хорошо излучающиеся и распространяющиеся в свободном пространстве радиосигналы в виде электромагнитных волн. Часто основу таких радиосигналов называют несущими колебаниями. Сами несущие колебания не содержат информации, а только её переносят.

Классификация систем радиосвязи

Радиосистемы связи классифицируют по многим признакам. Рассмотрим деление систем по наиболее значимым критериям.

По назначению: системы связи разделяют на системы для аудиосвязи (от лат. *audire* – слушать); для видеосвязи; на радиовещательные и телевизионные системы; телеметрические системы и др.

По размещению аппаратуры: наземные стационарные; наземные подвижные (мобильные); самолётные; корабельные; спутниковые и т.д.

По количеству каналов связи: одноканальные; многоканальные.

По дальности действия: ближнего радиуса действия 10 ÷ 300 м (в помещении до 50 м); среднего радиуса действия 300 м ÷ 70 км; большого радиуса действия – более 70 км.

По охвату территории: глобальные, территориальные, автономные.

Глобальная связь обеспечивает разнообразные по содержанию услуги большому числу коллективных и индивидуальных пользователей практически на всей поверхности Земли. Примером такой связи является сеть Интернет.

Территориальная связь обслуживает пользователей одного континента, страны или определённого географического района.

Автономные системы обслуживают ограниченное число пользователей в рамках замкнутой системы, принадлежащей определённому ведомству, предприятию или производству рассредоточенного типа, например, военное ведомство, метеорологическая служба, автотранспортное предприятие и т.п.

По способу формирования зоны охвата: с прямой связью (без ретрансляции), радиорелейные линии, сотовые сети.

По принципу установления контакта между абонентами: хаотические, линейные, централизованные.

В хаотической или децентрализованной системе каждый из абонентов АБ может непосредственно связываться с любым другим (рис.3.1).

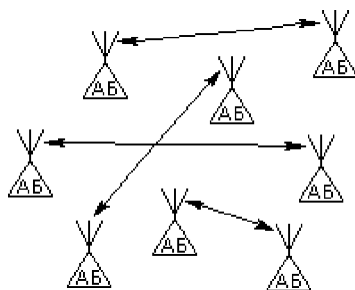


Рис.3.1. Децентрализованная система связи

В системе линейного типа связь между абонентами осуществляется по цепочке от одного к другому (рис.3.2). Так построены радиорелейные системы связи.



Рис.3.2. Линейная система связи

В централизованной системе связь каждого абонента с любым другим устанавливается только через общий узел, который называют центральным узлом связи ЦУС (рис.3.3). Такая система может иметь несколько уровней, терминалы которых являются базовыми станциями БС для группирующихся вокруг них абонентов (рис.3.4).

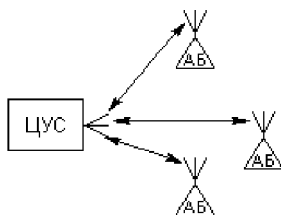


Рис.3.3. Централизованная система связи

По способу ведения связи: системы, использующие симплексный, дуплексный или полудуплексный способы ведения связи.

При симплексной связи сообщения передаются попеременно в прямом и обратном направлениях (т.е. связь ведётся корреспондентами поочерёдно) на одной несущей частоте. Часто симплексная связь используется для передачи информации в одном направлении, например радиовещание, телевидение, оповещение и т.д. В авиационных бортовых системах радиосвязи симплексный режим позволяет использовать одну антенну для каналов передачи и приёма информационных сообщений. Это значительно облегчает размещение аппаратуры на объектах и обеспечение необходимой развязки между передатчиком и приёмником, особенно на малоразмерных носителях.

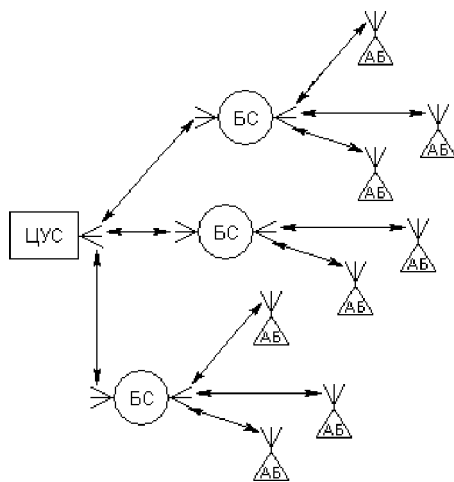


Рис.3.4. Многоуровневая централизованная система связи

При дуплексной связи возможна одновременная передача сообщений в прямом и обратном направлениях на разных частотах. Для этого в состав системы связи включают независимые прямой и обратный каналы.

При полудуплексной связи также организуются независимые прямой и обратный каналы, работающие на разных частотах, однако передача сообщений производится поочередно, как в симплексном режиме работы. Такой вид связи используется в ретрансляторах.

По организационно-правовой принадлежности: международные, государственные, региональные, ведомственные (профессиональные), любительские.

По степени конвергенции (от лат. *convergere* – приближаться, сходиться с другими системами): закрытые (автономные), с ограниченным доступом, с открытым доступом другим сетям и системам, конвертированные.

Эксплуатационные и технические характеристики систем радиосвязи

Многие обобщённые эксплуатационно-тактические и технические характеристики РТС, рассмотренные в первой главе (разделы 1.5 и 1.6), определяют условия практического использования систем радиосвязи. Однако некоторые характеристики имеют особенности, специфичные только для систем радиосвязи. Рассмотрим эти особенности.

Точность принимаемой информации

Точность характеризуется величиной ошибки, возникающей при приёме сигналов и измерении информационных параметров этих сиг-

налов. По характеру проявления ошибки разделяют на систематические и случайные. Определение таких ошибок приведено в разделе 1.5.

Точность определяет качество передаваемой по каналам связи информации. Степень соответствия принятого сообщения переданному определяют величиной, которую называют верность. Этот параметр определяется вероятностью появления ошибки приёма элемента, слова или сообщения. Мерой верности речевых (телефонных) сообщений служат так называемые артикуляционные искажения звуков речи, слогов, слов и фраз. Соответственно различают звуковую, слоговую, словесную и фразовую артикуляции. Звуковую и слоговую артикуляции называют разборчивостью речи, а словесную и фразовую – понятностью. Для определения количественной меры артикуляции в системе связи используют специальные стандартные наборы речевых материалов, с помощью которых оценивают разборчивость речи по пятибалльной системе: 1 – полная неразборчивость, срыв связи; 2 – понимание сообщения с большим напряжением внимания, переспросами и повторениями; 3 – понимание сообщения без переспросов и повторений; 4 – понимание передаваемого сообщения без затруднений; 5 – понимание сообщения без малейшего напряжения.

При определении верности цифровых сообщений вероятность появления ошибки при приёме часто относят к единичному количеству информации, т.е. одному биту. Такой показатель называется вероятностью ошибки на бит (ВОБ).

Верность передачи сообщений зависит от множества различных факторов и обеспечивается проведением мероприятий по уменьшению уровня помех, применением передатчиков достаточно большой мощности, надлежащего разнеса несущих частот соседних каналов связи, оптимальным согласованием приёмных трактов с применяемыми сигналами, использованием помехоустойчивых кодов и видов модуляции, обеспечением электромагнитной совместимости радиосредств и т.д.

При выборе полос пропускания и разнеса несущих частот каналов связи исходят из того, что для обеспечения допустимого уровня артикуляционных искажений в низкочастотных трактах каналов речевой связи достаточно качественно воспроизводить сигналы в пределах 0,3–3,4 кГц (стандартная ширина полосы пропускания телефонного канала). На практике жесткого ограничения верхней границы спектра речи реализовать не удаётся. Поэтому при выборе разнеса несущих частот

вводится защитный промежуток и несущие частоты соседних каналов раздвигаются друг от друга на расстояние в 25 кГц.

Верность восприятия сообщений зависит не только от факторов технического характера, но и от психофизиологического состояния корреспондентов, появления ошибок, обусловленных т.н. человеческим фактором. Сюда можно отнести несоблюдение установленной стандартной фразеологии радиообмена или последовательности передачи информационных и служебных фраз, что может стать причиной непонимания или путаницы.

На понимание сообщений может также отрицательно сказаться излишне высокий темп речи. В периоды пиковой интенсивности воздушного движения речевой канал может быть сильно загружен и поэтому у пилотов и диспетчеров появляется желание говорить быстрее, что, как правило, ведет к ошибкам восприятия. Практика показывает, что темп речи не должен превышать 50–100 слов в минуту.

К ошибкам может привести запрограммированность слухового восприятия, которое состоит в том, что человек воспринимает сообщение таким, каким он его ожидает услышать. Это приводит к ослаблению внимания и ошибкам восприятия.

Понимание сообщения зависит также от качества произношения, что особенно ощутимо на международных трассах, когда пилоты и диспетчеры ведут радиообмен не на родном языке.

Скорость передачи информации

Этот параметр определяется количеством сообщений, которое может быть передано по каналу связи в течение заданного времени. В системах радиосвязи различают техническую и информационную скорости. Техническая скорость определяет количество элементов сообщения, переданных за 1 с. Под информационной скоростью понимают количество информации поступающей по каналу связи от источника к потребителю за 1 с. Измеряют информационную скорость в битах / с. В общем случае информационная скорость не совпадает с технической скоростью, поскольку зависит от типа канала связи, воздействия помех и т.д.

Скорость передачи информации зависит от продолжительности процесса установления связи, продолжительности самих сообщений и

задержек, которые могут возникать из-за перегрузки сетей и каналов связи, времени, затрачиваемого на обработку сигналов в передающем и приёмном трактах, на кодирование и декодирование и ряда других факторов.

Продолжительность процесса установления в системах авиационной радиосвязи регламентируется рядом нормативных международных документов. В частности, время перехода с приёма на передачу не должно превышать 0,5 с, время перехода на резервный комплект – 15 с. Связь с органами аварийно-спасательной и метеорологической служб, а также с взаимодействующими военными службами должна устанавливаться мгновенно.

Правила ведения связи предусматривают также возможность немедленного установления связи для передачи очень срочной информации, касающейся безопасности полётов. При этом разрешается прерывание передачи менее срочных данных. Право на первоочередное ведение связи дают сигналы бедствия, срочности и безопасности. Сигнал бедствия при радиотелеграфной связи передаётся словом «СОС» (SOS), при радиотелефонной – словами «терплю бедствие» (на международных линиях – MAYDAY), сигнал срочности словом «ПАН» (PAN), сигнал безопасности – группой букв «ТТТ» или словами «СЭКЮРИТЭ» (SECURITY).

Обеспечение немедленного выхода на связь и быстрого перехода с одного канала на другой, т.е. обеспечение быстродействия системы, достигается благодаря тому, что аппаратура связи выполняется беспыльной и бесподстроечной и не требует в процессе эксплуатации поиска частоты корреспондента и настройки приёмника на соответствующую частоту. Это достигается применением передатчиков и гетеродинов с кварцевой стабилизацией частоты, специальных схем синтезаторов частоты, минимизацией количества органов управления и другими мерами.

Прекращение связи с ЛА на время, превышающее 5 мин, рассматривается как особый случай полёта. Прекращение связи на подходе к аэродрому, при полёте по кругу, при заходе на посадку и на старте – как особая ситуация, независимо от её продолжительности.

Вопросы для самоконтроля

1. В чём заключается основное назначение систем радиосвязи?
3. Что представляет собой информация?
3. Дайте определение понятию «передача информации».
4. С помощью каких носителей осуществляется передача информации?
5. Как осуществляется передача информации не электрической природы?
6. Какие электрические сигналы называют первичными?
7. По каким критериям классифицируют радиосистемы связи?
8. В чём заключается различие централизованной и децентрализованной систем связи?
9. Дайте сравнительную характеристику симплексного и дуплексного методов ведения связи.
10. Что характеризует параметр системы связи, называемый верность?
11. Какие факторы влияют на скорость передачи информации?

3.2 Одноканальные РТС передачи информации

Общие сведения

Одноканальные системы используют, когда информационный поток относительно небольшой и имеется возможность поочередной передачи сообщений, т.е. использовать симплексный режим работы. Такие условия характерны для радиосвязи в авиации, на флоте, в низовой войсковой связи и в ряде других случаев.

Принцип действия и особенности построения одноканальных РТС ПИ рассмотрим на примере бортовых средств связи ЛА.

Экипаж летательного аппарата должен иметь постоянно действующую связь с диспетчерскими пунктами службы управления воздушным движением (УВД) с момента запуска авиадвигателей и до момента заруливания на стоянку после посадки ЛА. Средством связи, обеспечивающим прямые переговоры экипажа ЛА с диспетчерами центров УВД и экипажами других ЛА, находящихся в полёте, является авиационная радиосвязь. Она осуществляется в диапазонах метровых (МВ), декаметровых (ДКМВ) и гектометровых (ГКМВ) радиоволн.

Основным диапазоном, выделенным для канала авиационной воздушной связи, является диапазон метровых волн и, в частности, его

участок в пределах 118-136 МГц. В этом диапазоне обеспечивается высокая надёжность поддержания связи, так как на распространение радиоволн различные метеообразования и ионизированные слои атмосферы оказывают слабое влияние. Кроме того, в метровом диапазоне сравнительно низок уровень естественных и промышленных помех, что также имеет очень большое значение для обеспечения высокой надёжности связи. К достоинствам метрового диапазона можно отнести и относительно малые размеры антенных устройств.

Недостатком метрового диапазона является ограниченная дальность связи, так как радиоизлучения этого диапазона распространяются только в пределах прямой видимости

Для увеличения дальности связи практикуется установка радиоретрансляторов, размещение антенн наземных средств на возвышенностях, высотных сооружениях, мачтах и т.д. На практике часто используют следующий метод повышения дальности связи диспетчерской службы с экипажами воздушных судов (ВС) в случаях, если прямая связь по какой-либо причине невозможна. В этом случае диспетчер обращается к другому экипажу в своей зоне управления с просьбой передать сообщение ВС, связь с которым нарушена. При благоприятных условиях, т.е. при большой высоте полёта ВС-ретранслятора и оптимальной ориентации обоих ВС, дальность связи с ВС, оказавшимся за пределами радиогоризонта, может достигать 800 км.

Для дальней радиосвязи, когда удаление между корреспондентами может достигать нескольких тысяч километров, используют радиоканалы декаметровых волн. В полярных областях Земли, где радиосвязь на декаметровых волнах может нарушаться из-за ионосферных возмущений, связанных с солнечной активностью, используется гектометровый канал связи. Каналы декаметровых и гектометровых диапазонов волн являются резервными.

Возможность кардинального повышения надёжности связи и обеспечения её непрерывности независимо от дальности, высоты полёта и географического положения ВС открывают спутниковые системы связи.

Кроме основных средств связи на борту ЛА находятся аварийно-спасательные радиостанции индивидуального и группового применения, предназначенные для передачи сигналов бедствия с места вынужденного приземления наземным пунктам и аварийно-спасательным

службам. Станции индивидуального применения работают в диапазоне метровых волн и обеспечивают связь на несколько километров. Станции группового применения работают на одной или нескольких фиксированных частотах в диапазонах гектометровых и декаметровых волн, выделенных для аварийно-спасательной службы. Радиостанции имеют малые габариты и массу, просты в эксплуатации, снабжены автономными источниками питания, поэтому могут быть приведены в действие с любого места вынужденного приземления.

Симплексный режим работы позволяет реализовать построение аппаратуры по трансиверной схеме, т.е. когда некоторые элементы станции используются как в режиме передачи, так и в режиме приёма. Это позволяет упростить схемное построение аппаратуры, уменьшить габариты и массу радиостанции, снизить требования к размещению и электромагнитной совместимости радиосредств. Все эти качества являются весьма важными для бортовой радиоаппаратуры.

Общим требованием, предъявляемым к бортовым радиостанциям ЛА, является возможность обеспечения бесперебойного и бесподстрочного вхождения в связь и надёжное поддержание связи на сотнях и тысячах разных частот в заданном рабочем диапазоне. Реализовать эти требования возможно только при достаточно высокой стабильности частот передатчика и гетеродина приёмника, использовании высококачественных радиокомпонентов и современной элементной базы, термостатирования некоторых устройств, автоматизации быстрого настроечного процесса и ряда других мер.

В числе требований, предъявляемых к бортовым радиостанциям, важное место занимают требования удобства и простоты управления её работой, т.е. требования эргономичности.

Обобщённая структурная схема радиостанции

Несмотря на большое разнообразие типов бортовых радиостанций, устанавливаемых на современных ЛА, все они построены по единому принципу. Обобщённая упрощённая структурная схема типовой радиостанции связи ЛА приведена на рис. 3.5.

Станция состоит из передающего и приёмного трактов, которые могут обеспечить ведение связи без поиска и подстройки на любой частоте диапазона. Так радиостанции диапазона МВ (118-136 МГц)

имеют 720 каналов связи, а диапазона ДКМВ (2-30 МГц) – 280 тысяч каналов связи. Такой режим реализуют с помощью синтезатора частоты, формирующего дискретную сетку рабочих частот в заданном диапазоне и колебаний высокостабильных кварцевых генераторов. Термостатирование генераторов позволяет уменьшить их относительную нестабильность в эксплуатационных условиях до 10^{-6} – 10^{-7} . Шаг сетки синтезатора, работающего в диапазоне МВ, составляет 25 кГц, а синтезатора ДКМВ диапазона – 100 Гц.

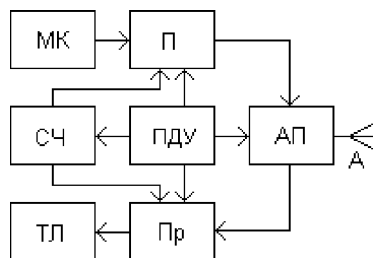


Рис.3.5. Обобщённая структурная схема бортовой радиостанции связи

Симплексный режим работы радиостанции позволяет использовать общий синтезатор частоты СЧ для передающего и приёмного трактов. В передатчике П, построенном по схеме с независимым возбуждением, он выполняет функции возбудителя, а в супергетеродинном приёмнике Пр играет роль гетеродина, с помощью которого осуществляется преобразование частоты входных сигналов в промежуточную частоту.

Общей для передатчика и приёмника является антенна А. Правда, использование одной антенны приводит к необходимости включения в состав радиостанции дистанционно-управляемого антенного переключателя АП.

Органами управления радиостанции являются пульт дистанционного управления ПДУ и тангента (нажимной переключатель) микрофона МК. Пульт управления обеспечивает включение и выключение станции, установку рабочей частоты, выбор вида связи, регулировку громкости, включение подавителя шумов и встроенного автоконтроля, а также индикацию работоспособности радиостанции в различных режимах работы. Тангента микрофона переключает режимы «Передача» и «Приём».

Авиагарнитура содержит электроакустические преобразователи: микрофон МК и телефон ТЛ, с помощью которых информационный акустический сигнал преобразуется в первичный электрический сигнал и наоборот.

Передающий тракт в общем служит для создания амплитудно-модулированного информационного сигнала на выбранной несущей частоте и усиления его до необходимого уровня. Функции приёмного тракта заключаются в селекции полезного сигнала, его усилении, преобразовании частоты принятого сигнала, детектировании и усилении звуковых колебаний, а также передаче их на телефоны авиагарнитуры.

Наиболее ответственным и сложным элементом радиостанции является синтезатор частоты, формирующий дискретную сетку рабочих частот в заданном диапазоне. В современных радиостанциях используются два способа синтеза: прямой (пассивный) и косвенный (активный).

В устройствах прямого синтеза с помощью операций деления, умножения и преобразования частоты исходных колебаний высокостабильного кварцевого генератора формируется рабочая сетка частот. Упрощенная структурная схема прямого синтеза приведена на рис.3.6, а рис.3.7 иллюстрирует процессы формирования сетки частот.

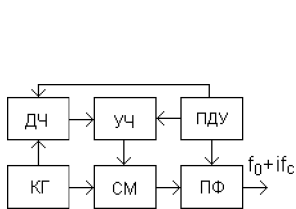


Рис.3.6. Структурная схема устройства прямого синтеза частоты

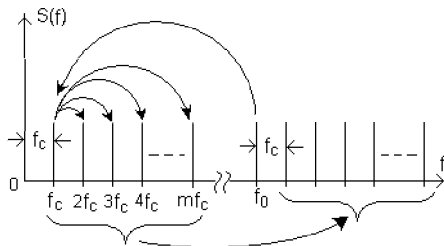


Рис.3.7. Формирование сетки частот

С помощью делителя частоты ДЧ производится деление частоты f_0 опорного кварцевого генератора КГ в n раз и формируется сигнал с частотой $f_c = f_0 / n$. Далее умножитель частоты УЧ создает ряд сигналов, частоты которых отстоят друг от друга на интервал f_c : $f_c, 2f_c, 3f_c, \dots, mf_c$, образуя таким образом исходную сетку частот. Сетка подаётся на смеситель СМ, на гетеродинный вход которого поступают колебания опорного кварцевого генератора. В результате такого преобразования осуществляется перенос сетки частот на интервал f_0 и получение требуемого множества частот:

$$f_0, f_0 + f_c, f_0 + 2f_c, f_0 + 3f_c, \dots, f_0 + mf_c. \quad (3.1)$$

Перестраивая полосовой фильтр ПФ на выходе синтезатора, можно выбирать необходимую частотную составляющую выходного сигнала смесителя, соответствующую настройке радиостанции в данный момент $f_0 + if_c$, где $i = 1, 2, \dots, m$. Изменяя коэффициенты деления и умножения частоты, можно осуществлять связь на любой частоте рабочего диапазона станции.

Управление настройкой выходного фильтра смесителя и изменение коэффициентов деления и умножения частоты осуществляются с пульта дистанционного управления ПДУ радиостанции.

При косвенном синтезе частоты выходной сигнал синтезатора формируется с помощью управляемого генератора, частота которого синхронизирована с частотой опорного сигнала кварцевого генератора с помощью системы фазовой автоподстройки частоты.

Упрощенная структурная схема одного из вариантов реализации устройства косвенного синтеза частоты приведена на рис 3.8.

Стабилизация частоты управляемого генератора УГ осуществляется за счёт непрерывного сравнения фазы его колебаний с фазой сигнала опорного кварцевого генератора ОКГ. Сравнение фаз происходит в фазовом детекторе ФД, на один вход которого подаются колебания от кварцевого генератора, а на второй – сигналы управляемого генератора после деления частоты выходных колебаний в делителе частоты ДЧ и устройстве с переменным коэффициентом деления частоты ПКД. Деление частоты производится до значений частоты опорного сигнала f_0 . Выходное напряжение фазового детектора будет равно нулю при полном совпадении частот и фаз сигналов на его входах. При этих условиях частота управляемого генератора будет точно соответствовать номинальному значению, установленному на указателе настройки дистанционного пульта управления радиостанцией. Если частота выходного сигнала отклоняется от номинального значения, то появляется сдвиг частоты в делителях частоты и на выходе фазового детектора появляется управляющее напряжение, изменяющее частоту управляемого генератора, приводя её к номинальному значению.

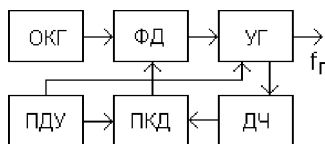


Рис.3.8. Структурная схема устройства косвенного синтеза частоты

В цепи обратной связи фазовой автоподстройки частоты, как правило, устанавливают два делителя частоты. Коэффициент деления первого из них постоянен, а второго – может изменяться под действием сигналов, поступающих с пульта дистанционного управления. Это позволяет обеспечить формирование любой частоты в рабочем диапазоне станции с заданной дискретностью.

Таким образом, система косвенного синтеза обеспечивает кварцевую стабилизацию множества дискретных значений частот излучаемых и принимаемых колебаний с помощью одного кварцевого генератора.

Формирование сигналов в передающем канале

Структура передатчика и его параметры в основном определяются видом модуляции, используемым в канале радиосвязи. В одноканальных системах авиационной связи широко применяется амплитудная модуляция (АМ) несущих колебаний. Это объясняется простотой реализации радиостанции в целом и относительно небольшой шириной спектра излучаемых колебаний. По сравнению с другими видами модуляции при всех прочих равных условиях полоса пропускания канала с амплитудной модуляцией наименьшая.

На рис.3.9 показан условно спектр информационного модулирующего сигнала S_M , ограниченного нижней F_H и верхней F_B частотами. Спектр выходного сигнала передатчика с АМ приведён на рис.3.10.

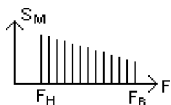


Рис.3.9. Спектр модулирующего сигнала

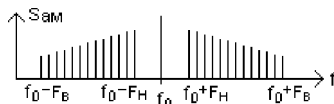


Рис.3.10. Спектр сигнала с амплитудной модуляцией

Он включает составляющую несущей частоты f_0 и две боковые полосы, по форме повторяющие спектр модулирующего сигнала. Полезную информацию несёт любая из боковых полос спектра АМ-сигнала.

Несущие колебания не содержат информации. Это приводит к неэффективному использованию мощности передатчика. Даже при 100-процентной амплитудной модуляции синусоидальным сигналом на до-

лю несущей частоты приходится $2/3$ средней мощности излучаемых колебаний. В каналах телефонной связи с амплитудной модуляцией средняя глубина модуляции не превышает 40 %. При этом на несущие колебания передатчика приходится 90 % мощности, а для передачи информационной части – только 10 %. Это обстоятельство является недостатком амплитудной модуляции.

Кроме того, АМ-сигнал, содержащий обе боковые полосы спектра с одинаковой информацией о сигнале источника сообщений, является избыточным. Эта избыточность устраняется в системах связи с однополосной модуляцией.

В таких системах передаётся только верхняя или нижняя полоса спектра, а несущая не передаётся или передаётся только частично. В принципе, сигнал с однополосной модуляцией можно получить из АМ сигнала путём подавления несущего колебания и одной из боковых полос модуляции с помощью фильтра, пропускающего лишь колебания интересующей нас верхней или нижней боковой полосы частот. Однако частотная характеристика такого фильтра должна обладать очень крутым склоном со стороны отфильтровываемой несущей. Реализовать такой фильтр технически достаточно трудно. На практике для формирования сигнала с однополосной модуляцией применяют балансную модуляцию несущей с подавлением несущего колебания и с последующей фильтрацией одной из боковых полос.

Структурная схема передающего тракта однополосной радиостанции приведена на рис.3.11.

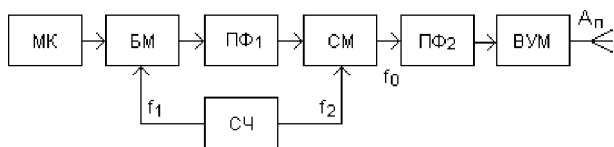


Рис.3.11. Структурная схема передающего тракта однополосной радиостанции

Микрофон МК осуществляет преобразование акустических сигналов в первичный электрический сигнал со спектром частот от F_H до F_B (рис. 3.9), который управляет работой балансного модулятора БМ.

Для того, чтобы проще выполнить модуляцию и качественную фильтрацию, однополосный сигнал формируют на сравнительно невысокой поднесущей частоте ($f_1 \approx 500$ кГц). Напряжение сигнала

поднесущей частоты поступает на балансный модулятор с синтезатора частоты радиостанции СЧ. Выходной сигнал балансного модулятора с подавленным несущим колебанием подаётся в полосовой фильтр ПФ₁, который выделяет одну из боковых полос. Фильтры чаще всего выполняют на кварцевых резонаторах. Далее в смесителе СМ осуществляется преобразование полученного спектра в область высоких частот $f_0 = f_2 + f_1$ излучаемого сигнала путём гетеродинирования. Гетеродинный сигнал с частотой f_2 , поступающий на смеситель, также формируется в синтезаторе частоты. Со спектральной точки зрения такой преобразователь осуществляет перенос спектра сигнала с однополосной модуляцией в область несущих частот без нарушения амплитудных и фазовых соотношений его составляющих. Полосовой фильтр ПФ₂ осуществляет дополнительную фильтрацию выделенной полосы спектра. Выходной усилитель мощности ВУМ обеспечивает необходимое усиление однополосного сигнала перед подачей его на излучение через антенну А_п.

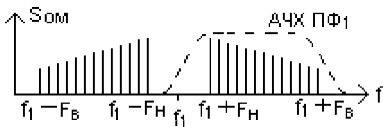


Рис.3.12. Формирование спектра сигнала при однополосной модуляции

Спектр сигнала передающего тракта при однополосной модуляции приведен на рис. 3.12.

На этом рисунке пунктиром показана амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра АЧХ ПФ₁, выделяющего верхнюю боковую полосу спектра.

Из рисунка видно, что выделение одной боковой полосы при балансной модуляции выполнить проще, чем в случае традиционной амплитудной модуляции, так как разнос самых низких частот боковых полос вдвое превышает разнос наименьшей частоты модуляции и несущего колебания при амплитудной модуляции.

Передача информационных сообщений с помощью одной боковой полосы АМ-сигнала позволяет примерно в два раза сузить полосу частот, занимаемых сигналом, и вследствие этого почти вдвое увеличить пропускную способность радиоканала. Кроме того, энергия излучения расходуется на передачу колебаний только одной боковой полосы и нет необходимости расходовать её на передачу несущей и спектральных составляющих второй боковой полосы. Поэтому при заданной мощности передатчика можно обеспечить более высокий уровень из-

лучения полезного сигнала. Это, в свою очередь, увеличивает дальность действия системы радиосвязи.

На приёмной стороне канала радиосвязи однополосная передача позволяет уменьшить полосу пропускания приёмника, что увеличивает отношение полезного сигнала к шуму, повышая тем самым чувствительность приёмника.

Важным достоинством однополосных методов передачи информации является высокая скрытность передаваемых сообщений.

К недостаткам однополосной передачи следует отнести сложность обеспечения точного равенства несущей частоты передатчика и частоты гетеродина, воспроизводящего колебания несущей частоты в приёмнике. Кроме того, однополосные системы связи содержат примерно в пять раз больше элементов, чем системы с традиционной АМ [1]. Это увеличивает масса-габаритные характеристики аппаратуры, её стоимость, трудоёмкость эксплуатации.

Особенности работы приёмных каналов

Построение и принцип действия классического супергетеродинного приёмника, который применяют в одноканальных радиосистемах передачи информации, рассмотрен достаточно подробно в первой главе. В данном разделе рассмотрим особенности построения и работы приёмного канала для однополосных сигналов.

Преобразования, которым подвергается принятый однополосный сигнал в каскадах приёмника до детектора, аналогичны преобразованиям сигнала с обычной АМ. Основное отличие приёмника однополосного сигнала от классического супергетеродинного приёмника заключается в способе детектирования. При приёме сигналов с обычной АМ на детектор воздействуют напряжения преобразованной несущей и спектральные составляющие боковых полос. В однополосном сигнале составляющая несущей частоты подавлена, поэтому традиционными способами амплитудного детектирования нельзя восстановить форму и спектральный состав исходного модулирующего сигнала.

Для нормального выделения информационной составляющей принятого сигнала необходимо в приёмном устройстве для детектирования восстановить подавленную несущую. Принятый сигнал и восстановленное несущее колебание подаются на детектор, на выходе кото-

рого выделяется низкочастотный сигнал, соответствующий закону модуляции передаваемого сообщения.

На рис.3.13 приведена структурная схема одного из вариантов возможной реализации приёмника однополосных сигналов.

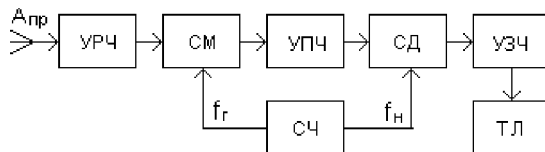


Рис.3.13. Структурная схема приёмника однополосных сигналов

Антенна $A_{\text{пр}}$ преобразует электромагнитную волну в высокочастотный электрический сигнал, который содержит информационную составляющую переданного сообщения. Этот сигнал усиливается в усилителе радиочастоты УРЧ и преобразуется в сигнал промежуточной частоты в преобразователе, состоящем из смесителя СМ и гетеродина. Роль гетеродина, как правило, выполняет синтезатор частоты СЧ, формирующий сигнал с частотой $f_{\text{г}}$.

Основное усиление и частотную избирательность принятого сигнала обеспечивает усилитель промежуточной частоты УПЧ. Выходной сигнал УПЧ поступает на синхронный детектор СД. На второй вход детектора с синтезатора частоты подаётся колебание восстановленной несущей с частотой $f_{\text{н}}$. В результате на выходе детектора образуется низкочастотный сигнал, изменяющийся по закону модуляции передаваемого сообщения. Требуемый уровень выходного сигнала, необходимый для нормальной работы телефона Т, создаёт усилитель звуковых частот УЗЧ. Телефон преобразует электрический информационный сигнал в акустический.

Как отмечалось ранее, основная сложность реализации однополосной радиосистемы передачи информации заключается в обеспечении стабильности несущей частоты излучаемого сигнала и восстановленной несущей в приёмном канале. Например, для обеспечения разборчивости речи в системах авиационной радиосвязи необходимо, чтобы максимально допустимый асинхронизм частот не превышал 100 Гц. Это возможно выполнить в том случае, когда относительная нестабильность частот передатчика и гетеродина приёмника не превышает

$\pm 3 \cdot 10^{-7}$. Для получения такого значения применяют кварцевую стабилизацию частоты.

Иногда в передающем канале несущее колебание подавляется не полностью. Небольшой остаток несущего сигнала, называемый пилот-сигналом, передаётся вместе с выделенной боковой полосой. В приёмном канале пилот-сигнал синхронизирует работу местного генератора несущего колебания. Структурная схема такого приёмника приведена на рис.3.14. Выходной сигнал УПЧ разделяется на два канала с помощью фильтра боковой полосы ФБП и фильтра несущей ФН, выделяющего пилот-сигнал.

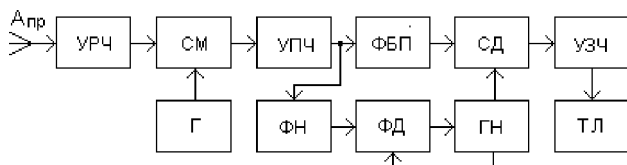


Рис.3.14. Структурная схема однополосного приёмника сообщений с пилот-сигналом

Этот сигнал сравнивается по фазе в фазовом детекторе ФД с колебаниями местного генератора несущей ГН. При фазовых различиях выходное напряжение фазового детектора подстраивает генератор несущей до полного совпадения частот и фаз пилот-сигнала и сигнала генератора. Выходные сигналы ФБП и ГН поступают на синхронный детектор СД.

Вопросы для самоконтроля

1. В каких случаях используют одноканальные РТС передачи информации?
2. Какой основной диапазон частот выделен для систем авиационной связи?
3. Назовите особенности построения аппаратуры по трансиверной схеме.
4. Какие требования предъявляют к бортовой аппаратуре?
5. Нарисуйте обобщённую структурную схему и поясните работу типовой станции радиосвязи.
6. Поясните принцип действия устройства прямого синтеза частоты.
7. Поясните принцип действия устройства косвенного синтеза частоты.
8. Почему в одноканальных системах связи чаще всего применяют амплитудную модуляцию несущих колебаний?
9. Что даёт использование режима однополосной модуляции?

10. Нарисуйте структурную схему и поясните работу передающего тракта однополосной радиостанции.

11. Нарисуйте структурную схему и поясните работу приёмника однополосного сигнала.

3.3 Многоканальные РТС передачи информации

Общие сведения

Во многих случаях организации связи требуется передача из одного пункта в другой не одного сообщения, а одновременно многих, получаемых от различных источников и предназначенных различным получателям. В принципе, возможно параллельное и одновременное действие независимых одноканальных систем ПИ, количество которых равно количеству передаваемых одновременно сообщений. Однако с экономической точки зрения гораздо выгоднее использование одних и тех же элементов линии передачи для работы многих каналов связи. Особенно заметен экономический эффект на протяжённых линиях, в состав которых входят десятки и сотни промежуточных усилительных пунктов, ретрансляторов и других сооружений. Такие линии связи называют многоканальными. Они позволяют передавать по одной линии сообщения от многих независимых источников.

Организация сетей, использующих многоканальные линии связи, определяется требованиями, которым должен удовлетворять обмен сообщениями между абонентами, рассредоточенными в пространстве. В простейшем случае циркулярной связи имеется один источник сообщений и множество независимых получателей. Такой вариант используется в радиовещании и телевидении. Достаточное распространение имеет также такая организация сети, когда один абонент может вести связь со многими абонентами на одном частотном канале поочередно (многоадресные системы сбора информации, системы диспетчерской связи с пункта управления и др.).

Наиболее сложен вариант сети, который охватывает большое число источников и получателей сообщений, причём каждый из абонентов должен иметь возможность обмена информацией с каждым из других абонентов. В таких многоканальных радиоперелиниях сообщения от не-

скольких источников информации передаются по общему высокочастотному тракту. Предварительно сообщения преобразуются и формируются в так называемые каналные сигналы.

Канальные сигналы объединяются по определённому правилу, в результате чего образуется суммарный групповой сигнал. Такая операция называется уплотнением каналов. Групповой сигнал модулирует несущее колебание по какому-либо параметру. Далее осуществляется излучение полученного радиосигнала. На приёмной стороне линии передачи после демодуляции несущей производится разделение каналов. Выделенные каналные сигналы декодируются и преобразуются к виду, удобному для потребителя.

Упрощенная структурная схема многоканальной системы радиосвязи приведена на рис.3.15.

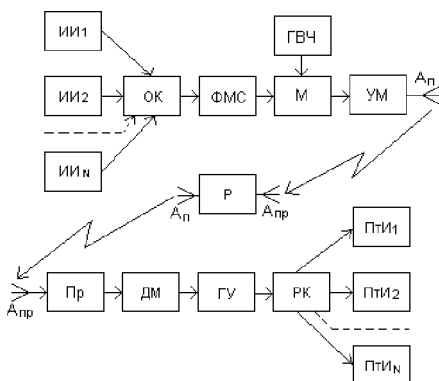


Рис.3.15. Обобщенная структурная схема многоканальной системы радиосвязи

На ней изображён вариант односторонней связи. При необходимости обратные каналы организуются аналогично. Сообщения, поступающие от источников информации ИИ, объединяются в устройстве объединения каналов ОК. Групповой сигнал усиливается до необходимого уровня в формирователе модулирующих сигналов ФМС и осуществляет модуляцию несущих колебаний, которые поступают в модулятор М от генератора высокой частоты ГВЧ.

Антенна передающего канала $A_{п}$ преобразует высокочастотные электрические сигналы в электромагнитную волну, которая излучается в окружающее пространство.

Антенна приёмного канала $A_{\text{пр}}$ осуществляет обратное преобразование электромагнитной волны в высокочастотный электрический сигнал, который поступает на вход приёмника Пр. Приёмник в большинстве случаев выполняется по классической супергетеродинной схеме. В нём производится основное усиление принятого сигнала, который с выхода приёмника подаётся на демодулятор ДМ. Демодулятор выделяет информационную составляющую из принятого сигнала и подаёт её на вход устройства разделения каналов РК, к выходам которого подключены потребители информации ПТИ.

На протяжённых линиях между передающей и приёмной антеннами канала связи может использоваться один или несколько ретрансляторов Р.

При построении многоканальных РТС ПИ задача надёжного разделения каналов является одной из основных. Разделение каналов должно осуществляться таким образом, чтобы для любого канала влияние помех, обусловленных действием всех других каналов, было минимальным. Причинами появления таких помех являются неидеальность модуляторов, искажения в групповом тракте передачи сигналов, несовершенство разделяющих устройств в приёмной части и ряд других. Это проявляется в нелинейных искажениях группового сигнала, а также в искажениях из-за изменений амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик передающего и приёмного трактов, то приводит к появлению мультипликативных помех.

Многоканальные системы, в которых используются не перекрывающиеся импульсные последовательности, называются системами с временным разделением каналов (ВРК). Системы, использующие не перекрывающиеся по спектру сигналы, называются системами с частотным разделением каналов (ЧРК). В системах с разделением каналов по форме используемых сигналов (РКФ) каналные сигналы могут перекрываться по времени и по спектру. Иногда такие системы называют системами с кодовым разделением каналов, так как каждому каналу в такой системе соответствует определённая кодовая комбинация.

Для увеличения скорости передачи информации по радиолинии необходимо увеличивать число уплотняемых каналов. Если работа уплотняемых источников информации ведётся в определённом порядке, т.е. в синхронном режиме, число уплотняемых каналов может получиться больше, чем при асинхронном режиме работы. Однако систе-

мы с асинхронным уплотнением каналов более удобны и просты, поскольку не требуют синхронизирующих устройств. Кроме того, групповой тракт в асинхронной системе может использоваться каждым источником независимо от работы других каналов. По этой причине в спутниковых системах связи асинхронные многоканальные радиолинии называют радиолиниями со свободным доступом.

Далее рассмотрим более подробно методы уплотнения каналов.

Частотное уплотнение каналов

В системах с частотным уплотнением используются каналные сигналы, частотные спектры которых располагаются в не перекрывающихся частотных полосах. К примеру, если имеется N сообщений, имеющих один и тот же спектр, например телефонные сообщения со спектром, ограниченным нижней $F_n = 300$ Гц и верхней $F_v = 3,5$ кГц частотами, то они не могут просто суммироваться, так как это вызовет потерю сообщений. Необходимо их так преобразовать, чтобы каждое сообщение было размещено в своём частотном участке. Для такого преобразования используют принцип модуляции вспомогательных гармонических колебаний, которые часто называют поднесущими колебаниями. Для каждого сообщения должна быть своя поднесущая, чтобы спектры всех N сообщений не перекрывались. Совокупность модулированных поднесущих образует групповой сигнал, который используют для модуляции высокочастотного несущего колебания, излучаемого через антенну и являющегося переносчиком группового сообщения. Модуляция может осуществляться по амплитуде, по частоте или по фазе. При двухэтапной модуляции могут быть использованы сочетания методов, например АМ-АМ, АМ-ЧМ, и т.д.

Для более эффективного использования диапазона частот и энергии передатчика из спектра каждой модулированной поднесущей отфильтровывают одну боковую полосу и подавляют поднесущую. В приёмном канале при этом должны быть восстановлены сигналы поднесущих частот с помощью местного генератора.

На рис.3.16 приведена упрощенная структурная схема передатчика многоканальной системы с частотным уплотнением каналов, а рис.3.17 иллюстрирует процесс частотного уплотнения. Для простоты рассмотрен случай для трёх информационных сообщений.

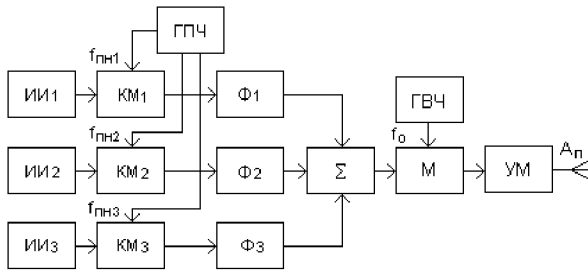


Рис.3.16. Структурная схема передатчика сигналов с частотным уплотнением каналов

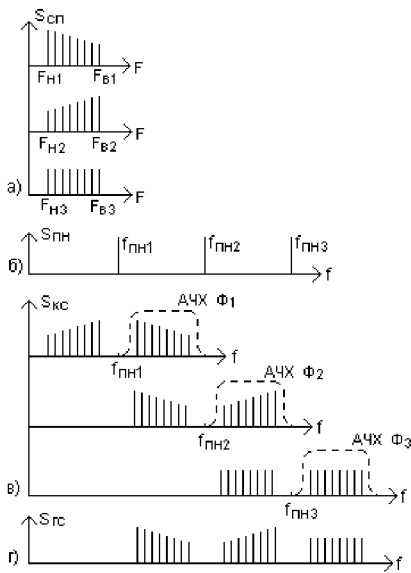


Рис.3.17. Графики, иллюстрирующие процесс формирования сигналов с частотным уплотнением

От источников информации ИИ первичные электрические сигналы $S_{сп}$ со спектром, ограниченным нижней F_n и верхней F_v частотами (рис. 3.17,а), поступают на каналные модуляторы КМ. В модуляторах осуществляется перенос спектров на вспомогательную промежуточную частоту, соответствующую каждой поднесущей $f_{пн}$ (рис.3.17,б), поступающих от генератора поднесущих частот ГПЧ, и подавляется поднесущее колебание.

Поднесущие частоты выбираются таким образом, чтобы спектры канальных сигналов не перекрывались между собой.

Далее канальные сигналы подаются на фильтры Φ , полосы которых согласованы со спектрами этих сигналов. Фильтры выделяют одну боковую полосу спектра и подавляют гармоники, образующиеся в канальных модуляторах (рис.3.17,в). Пунктиром на рисунке показаны амплитудно-частотные характеристики фильтров АЧХ Φ .

В суммирующем устройстве Σ каналные сигналы образуют групповой сигнал $S_{гс}$ (рис.3.17,г), который с помощью модулятора M модулирует несущее колебание f_o , вырабатываемое генератором высокой частоты ГВЧ. С выхода модулятора радиосигнал усиливается до необходимого уровня в усилителе мощности УМ и излучается с помощью передающей антенны $A_{п}$.

Упрощенная структурная схема приёмника многоканальной системы передачи информации с частотным уплотнением каналов приведена на рис.3.18.

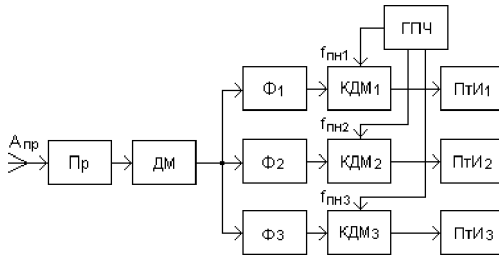


Рис.3.18. Структурная схема приёмника сигналов с частотным уплотнением каналов

Радиосигнал, принятый антенной $A_{пр}$, после усиления и преобразования в приёмнике Пр поступает на демодулятор ДМ, где производится выделение группового сигнала $S_{гс}$ (рис.3.19,а). Групповой сигнал подается на устройство разделения каналов, состоящее из параллельно включённых фильтров Φ . На выходе каждого фильтра выделяется соответствующий каналный сигнал.

В канальных демодуляторах КДМ с помощью сигналов $S_{пн}$ с восстановленной поднесущей частотой $f_{пн}$ (рис.3.19,б), поступающих от местного генератора поднесущих частот ГПН, воспроизводятся переданные сообщения $S_{сп}$ (рис.3.19,в).

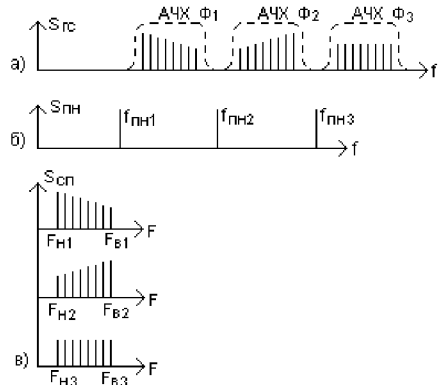


Рис.3.19. Графики, иллюстрирующие процесс выделения информационного сообщения в приемнике с частотным уплотнением каналов

Далее сигналы, соответствующие первичным электрическим сигналам передающего канала, направляются потребителю информации Пти.

Для идеального разделения каналов необходимо, чтобы затухание каждого фильтра в пределах полосы спектра сигнала равнялось нулю и было бесконечным вне пределов полосы спектра. В реальных полосовых фильтрах затухание вне полосы прозрачности конечно и имеют место переходные области, где спектры канальных сигналов перекрываются. Эти области определяют величину защитных интервалов между частотными спектрами соседних каналов.

Выбор способов модуляции при формировании канальных сигналов позволяет экономно использовать отведённую для передачи полосу частот. На первой ступени модуляции (модуляции поднесущих $f_{\text{пн}}$) применяют АМ, ФМ или ЧМ. Для более эффективного использования поднесущих могут применяться комбинированные способы модуляции: одна и та же поднесущая подвергается амплитудной модуляции сообщением источника одного канала и фазовой (частотной) модуляции сообщением другого источника. При этом число уплотняемых каналов увеличивается, однако возникают взаимные помехи при выделении сообщений. Применение однополосной модуляции с полным или частичным подавлением одной боковой полосы и поднесущей позволяет разместить в той же полосе частот примерно вдвое больше каналов.

На второй ступени модуляции (модуляции несущей f_0) групповой сигнал модулирует несущее колебание по амплитуде, фазе или по частоте. Таким образом, существуют различные комбинации способов модуляции первой и второй ступеней, в соответствии с которыми определяется тип системы с ЧРК, например: АМ–АМ, АМ–ОБП, ФМ–АМ, ЧМ–ФМ и т.п.

Помехоустойчивость передачи сообщений повышается при переходе к широкополосным видам модуляции (ЧМ или ФМ). Помехоустойчивость растёт с увеличением индекса модуляции. Однако при этом увеличивается полоса частотного канала. Например, при индексе модуляции 5–20 ширина полосы ФМ (ЧМ) канального сигнала в 8–24 раза больше полосы спектра АМ сигнала и в 16–48 раз больше полосы спектра сообщения. В связи с этим ЧМ и ФМ применяют в многоканальных системах, как правило, на второй ступени модуляции.

Групповой тракт должен обеспечивать неискажённую передачу группового сигнала. Это достигается линейностью амплитудной характеристики, а также постоянством амплитудно-частотной и линейностью фазовой характеристик.

Искажения в многоканальных системах могут возникать также из-за интерференционных явлений. При наложении сигнала на колебания, появляющиеся на входе приёмника и имеющие частоты, близкие к частоте сигнала, амплитуда и фаза полезного сигнала изменяются, что приводит к искажениям принятых сообщений. Особенно сильно такие помехи проявляются в условиях одновременной работы мощных сторонних радиосредств. В данном случае возникают задачи, характерные для проблемы электромагнитной совместимости радиосистем.

Временное уплотнение каналов

При временном уплотнении каналов носителем информации является последовательность видеоимпульсных сигналов, причём для каждого канала формируется своя последовательность. Часто такие импульсы называют импульсными поднесущими. В момент формирования каждого импульса какой-либо его параметр изменяется в соответствии с мгновенным значением информационного сообщения, передаваемого по данному каналу. Чаще всего изменяют амплитуду импульсов или их длительность, или положение импульсов на временной оси. Таким образом, в каждом канале осуществляется модуляция видеоимпульсов по закону передаваемого сообщения. В зависимости от вида изменяемого параметра это может быть амплитудно-импульсная модуляция АИМ, или широтно-импульсная модуляция ШИМ, или время-импульсная модуляция ВИМ.

Общая радиолиния системы посредством коммутации поочерёдно подключается к каждому каналу. Канальные импульсные сигналы, образованные из каждого передаваемого сообщения, имеют временной сдвиг друг относительно друга, согласованный с периодом коммутации каналов. В результате этого в промежутках времени между импульсами одного сообщения в общий тракт поступают импульсы других каналов и образуется групповой сигнал, который осуществляет модуляцию несущего колебания передатчика. Модуляция производится по амплитуде АМ или по частоте ЧМ, или по фазе ФМ. По видам

двухэтапной модуляции различают системы с модуляцией ВИМ–АМ, ШИМ–ЧМ, АИМ–ФМ и с другими сочетаниями.

Для синхронизации работы коммутаторов каналов в передающей и приёмной частях радиосистемы в передатчике формируются специальные синхроимпульсы, параметры которых отличаются от параметров канальных сигналов. Синхроимпульсы включаются в групповой сигнал, модулирующий несущее колебание.

Период следования канальных импульсных сигналов и период коммутации каналов определяют из условия восстановления передаваемого сообщения по его дискретным выборкам.

На приёмной стороне радиолинии осуществляется разделение каналов с помощью временных селекторов и последующая демодуляция выделенных последовательностей видеоимпульсов.

Несмотря на разновидность вариантов построения систем передачи информации с временным уплотнением каналов им присущи общие черты, которые рассмотрим на примере реализации трёхканальной системы с амплитудной модуляцией канальных видеоимпульсов. Структурная схема передатчика такой системы приведена на рис.3.20, а на рис.3.21 – временные графики сигналов в некоторых точках схемы.

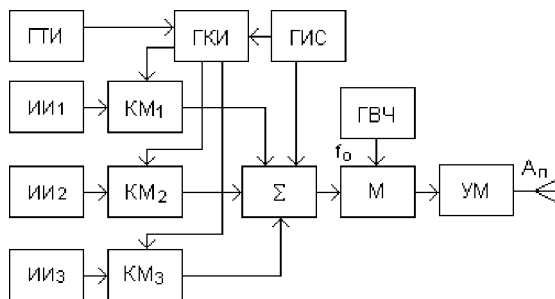


Рис. 3.20. Структурная схема передатчика сигналов с временным уплотнением каналов

Информационные сообщения $S_i(t)$ ($i = 1,2,3$) от источников информации $ИИ_i$ поступают на входы канальных модуляторов $КМ_i$ в виде непрерывных во времени первичных электрических сигналов (рис.3.21,а,б,в). Эти сигналы модулируют по амплитуде импульсные поднесущие, которые подаются на канальные модуляторы от генера-

тора канальных импульсов ГКИ. На выходах модуляторов появляются периодические последовательности видеоимпульсов, амплитуды которых равны мгновенным значениям информационных сообщений в моменты действия импульсов (рис.3.21, а,б,в).

Канальные импульсы, не перекрывающиеся во времени, объединяются в сумматоре Σ в групповой импульсный поток (рис.3.21,г). Синхроимпульсы, необходимые для разделения каналов на приёмной стороне радиолинии, вырабатывает генератор импульсов синхронизации ГИС. Эти импульсы также с помощью сумматора включаются в групповой поток ($S_{ис}$ на рис.3.21, г).

Сформированный групповой импульсный поток поступает на модулятор М, где осуществляет модуляцию несущего колебания f_0 , вырабатываемого генератором высокой частоты ГВЧ. Выходные сигналы модулятора усиливаются до необходимого уровня в усилителе мощности УМ и излучаются с помощью передающей антенны $A_{п}$. Ритм работы системы задаёт генератор тактовых импульсов ГТИ.

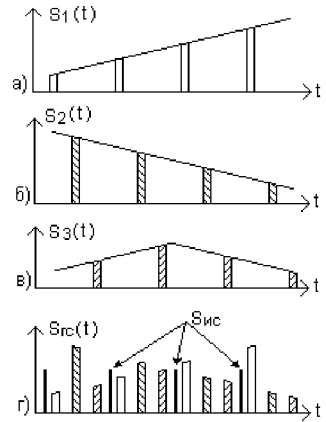


Рис.3.21. Графики, иллюстрирующие процесс формирования сигналов с временным уплотнением

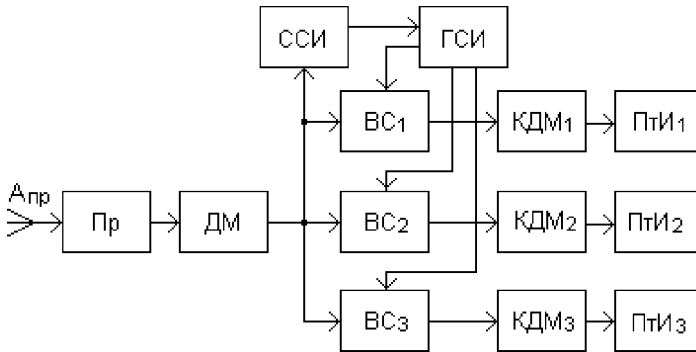


Рис. 3.22. Структурная схема приемника сигналов с временным уплотнением каналов

4. Нарисуйте структурную схему и поясните работу передатчика системы с частотным уплотнением каналов.
5. Поясните принцип временного уплотнения каналов.
6. Нарисуйте структурную схему и поясните работу передатчика системы с временным уплотнением каналов.

3.4 Цифровые методы передачи информации

Виды сообщений

По виду сообщения разделяют на непрерывные и дискретные.

Непрерывные сообщения отражают собой непрерывные физические процессы, представляемые величинами, плавно изменяющимися с течением времени (рис.3.24).

Для передачи по каналам связи такие сообщения преобразуются в первичные сигналы, т.е. в соответствующий электрический ток, мгновенные значения которого повторяют исходное сообщение. В качестве преобразователей сообщений не электрической природы используются микрофоны, передающие телевизионные трубки, гироскопы, датчики температуры, давления и т.п.

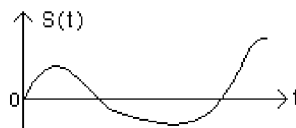


Рис.3.25. График непрерывного сообщения

Дискретные сообщения состоят из отдельных элементов. Содержание передаваемого сообщения отображается совокупностью этих элементов. На входе канала связи эти элементы также отображаются определёнными параметрами электрического тока. Однако, в отличие от непрерывных сообщений, они могут изменяться скачкообразно, например от нулевого уровня до своего максимального значения (рис.3.25).

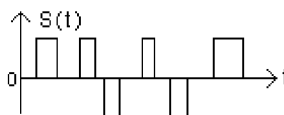


Рис.3.25. График дискретного сообщения

Группы подобных символов образуют слова и числа, несущие полезную информацию, которая заключается в последовательности элементарных сигналов. Например, слова состоят из букв, а буквы можно

пронумеровать (русский алфавит содержит 32 буквы). Передача слов в этом случае сводится к передаче чисел, составленных из номеров букв. Расстановка цифр в числе определяет смысловое выражение информационного сообщения (например: 2-1-2-1 и 1-2-2-1). Следовательно, словесные сообщения, представленные в таком виде, можно рассматривать как числовые. Поэтому все сообщения дискретного характера приводятся к числовым сообщениям, т.е. к передаче цифр, и системы передачи дискретной информации являются цифровыми системами связи.

В большинстве случаев реальные информационные сообщения, которые передают с помощью радиосистем, являются непрерывными функциями времени. Это речевая информация, изменение угловых координат, дальности, скорости движения объектов, изменения температуры, давления, влажности и т.п. Для того, чтобы обеспечить передачу и приём с помощью радиосистем не только дискретных, но и непрерывных сообщений, возникает необходимость отображения непрерывных сообщений цифровыми образами.

Любое непрерывное сообщение можно представить определённым множеством чисел, например, мгновенными значениями непрерывной функции. При этом необходимо решить, каким должен быть объём этого множества. Так как сообщение представляет собой непрерывную функцию времени, то на первый взгляд может показаться, что для её воспроизведения требуется бесконечно большое число мгновенных значений. Однако вспомним замечательного французского учёного, физика и математика Жана Батиста Жозефа Фурье, который примерно 200 лет назад доказал, что любую непрерывную функцию можно разложить на простейшие гармонические составляющие различной частоты, амплитуды и фазы и записал это доказательство в виде математического ряда, который благодарные потомки, не без основания, назвали рядом Фурье. Если произвести обратное действие, сложив некоторую совокупность простейших гармонических колебаний с учётом частот, амплитуд и фаз, можно синтезировать любую сложную функцию. Совокупность этих составляющих называют частотным спектром сигнала и характеризуют разностью максимальной $F_{\text{макс}}$ и минимальной $F_{\text{мин}}$ частот гармонических составляющих спектра:

$$\Delta F = F_{\text{макс}} - F_{\text{мин}}. \quad (3.2)$$

При рассмотрении реальных сообщений, спектр которых ограничен, оказывается, что для отражения сообщений достаточно использовать сравнительно небольшое число отсчётов, выбираемых из всего множества мгновенных значений. Физический смысл этого заключается в том, что если самая высокая частота спектра сообщения равна $F_{\text{макс}}$, то наибольшая скорость изменения функции будет определяться скоростью изменения этой компоненты. Следовательно, отсчёты значений функции, взятые через временной интервал Δt , соответствующий этой частоте, позволяют отразить все самые мелкие её детали. Более мелких элементов, чем элементы, отражаемые гармоническим колебанием частоты $F_{\text{макс}}$, функция не содержит.

Этот важный научный факт впервые доказал наш соотечественник академик В.А. Котельников, сформулировав такую теорему: «Любая непрерывная функция регулярного или случайного сигнала со спектром, ограниченным полосой частот от нуля до $F_{\text{макс}}$, можно однозначно определить последовательностью её мгновенных значений, взятых через интервалы времени $\Delta t = 1 / 2F_{\text{макс}}$ ». Эту теорему назвали теоремой Котельникова.

Теорема Котельникова представляет собой своеобразный связующий мост между непрерывными и дискретными сообщениями, между системами передачи непрерывных (аналоговых) сообщений и системами передачи дискретной (цифровой) информации. Из этой теоремы следует, что передачу непрерывных сообщений можно свести к передаче чисел, отображающих дискретные значения этих сообщений.

Преобразование сообщений

Практически передачу непрерывных сообщений цифровыми методами осуществляют путём последовательных операций по дискретизации непрерывных сигналов во времени, квантования дискретизированных сигналов по уровню и последующего преобразования квантованных отсчётов в цифровой сигнал. Техническая реализация такого алгоритма осуществляется с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). В приёмном канале линии связи производят обратное преобразование с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП).

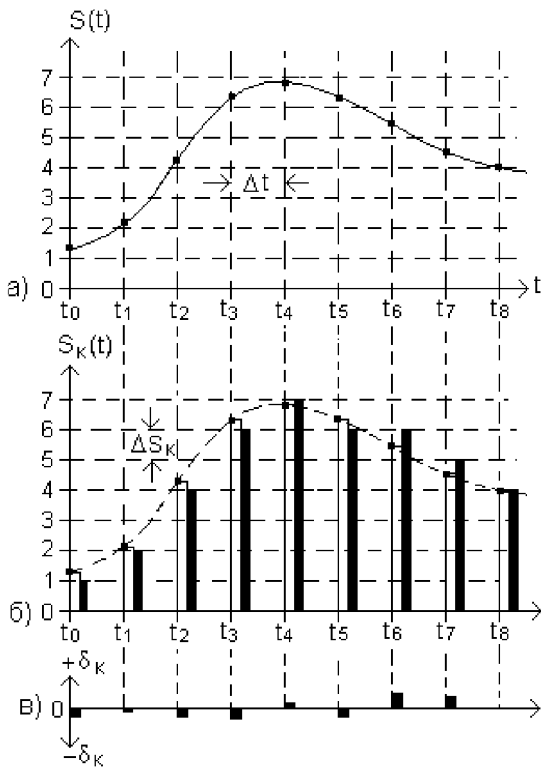


Рис.3.26. Графики, иллюстрирующие процесс аналого-цифрового преобразования непрерывных сигналов

Рассмотрим процесс аналого-цифрового преобразования. Предположим, что имеется аналоговый сигнал, заданный непрерывной функцией $S(t)$, показанной на рис.3.26,а. Дискретизация заключается в замене непрерывного сообщения последовательностью его отсчётов путём сохранения мгновенных значений только в детерминированные моменты времени $t_0, t_1, t_2 \dots$ (моменты дискретизации), отмеченные точками на рис.3.26,а. Промежуток времени Δt между двумя ближайшими отсчётами называется шагом дискретизации. Шаг дискретизации, в общем

случае, может быть как постоянным, так и переменным. Его значение обычно выбирают исходя из допустимой погрешности при восстановлении непрерывного сигнала по конечному числу его отсчётов. Предельное значение шага дискретизации определяет теорема Котельникова. Так, например, если в телефонии верхняя граничная частота каждого канала принята равной 3400 Гц, то отсчёты следует брать с частотой 6800 Гц. Однако для упрощения канальных фильтров была принята стандартная частота дискретизации 8000 Гц [59].

По сути в результате такого преобразования мы получаем последовательность коротких импульсов, амплитуда которых изменяется по закону передаваемой информации, т.е. последовательность амплитудно-модулированных импульсов (АИМ), показанных на рис.3.26,б (светлые импульсы).

Далее полученный АИМ сигнал подвергается операции квантования, которая состоит в замене отсчётов мгновенных значений сигнала ближайшими детерминированными значениями, ряд которых получают с помощью мер. Часто эти значения называют разрешенными уровнями квантования. Расстояние между двумя ближайшими разрешенными уровнями называют ступенью (иногда шагом) квантования (ΔS_k на рис.3.26,б). Различают равномерное и неравномерное квантование. При равномерном квантовании величина ступени квантования берётся постоянной, а при неравномерном – ступень является переменной.

Если в момент взятия i -го отсчёта мгновенное значение непрерывного сигнала $S(t_i)$ удовлетворяет условию

$$S_{kj} - (\Delta S / 2) \leq S(t_i) \leq S_{kj} + (\Delta S / 2), \quad (3.3)$$

то квантованному импульсу присваивается амплитуда разрешенного уровня квантования (тёмные импульсы на рис.3.26,б).

Замена непрерывного множества возможных значений передаваемого сообщения дискретным множеством фиксированных значений приводит к погрешности, называемой шумом квантования (рис.3.26,в). Эта погрешность δ_k представляет собой разность между передаваемой квантованной величиной S_{kj} и истинным значением непрерывного сигнала в данный момент времени $S(t_i)$:

$$\delta_k = S_{kj} - S(t_i). \quad (3.4)$$

Из рис.3.26,в видно, что ошибка квантования лежит в пределах

$$-(\Delta S / 2) \leq \delta_k \leq (\Delta S / 2). \quad (3.5)$$

Количественные значения в условных единицах мгновенных отсчётов $S(t_i)$ непрерывной функции (рис.3.26,а), квантованных величин $S_k(t_i)$ (рис.3.26,б) и погрешностей квантования δ_k (рис.3.26,в) приведены в табл. 3.1

Таблица 3.1

t_i	$S(t_i)$	$S_k(t_i)$	δ_k
t_0	1,2	1,0	- 0,2
t_1	2,1	2,0	- 0,1
t_2	4,2	4,0	- 0,2
t_3	6,3	6,0	- 0,3
t_4	6,8	7,0	+ 0,2
t_5	6,3	6,0	- 0,3
t_6	5,6	6,0	+ 0,4
t_7	4,7	5,0	+ 0,3
t_8	4,0	4,0	0

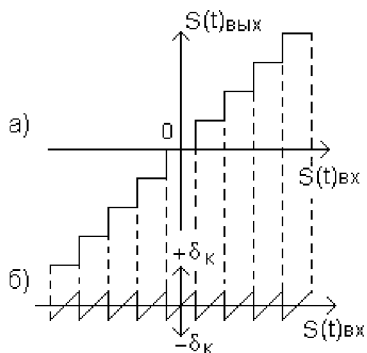


Рис.3.27. Амплитудная характеристика квантователя

Амплитудная характеристика квантующего устройства при равномерной шкале квантования приведена на рис.3.27,а. Она имеет ступенчатую форму. При изменении непрерывного сообщения $S(t)$ и соответствующего ему АИМ сигнала в пределах одной ступени выходной сигнал остаётся постоянным, а при достижении границы этой ступени он изменяется скачком на величину ступени квантования. При этом погрешность квантования δ_k за-

висит от вида входного сигнала и количества уровней квантования и представляет собой функцию с большим числом резких скачков. Эта функция показана на рис.3.27,б. Из рисунка видно, что частота следования скачков существенно выше частоты исходного сообщения $S(t)$, т.е при квантовании происходит расширение спектра сигнала. Это расширение будет тем больше, чем больше число уровней квантования. С другой стороны, увеличение числа уровней уменьшает шумы квантования, т.е увеличивает достоверность передаваемой информации. Эти обстоятельства необходимо учитывать при определении параметров РТС ПИ.

Одним из компромиссных решений при оптимизации параметров системы передачи информации является применение неравномерного квантования. Такое квантование хотя и сложнее в реализации, чем равномерное, довольно часто используется при передаче речевых сигналов. Это объясняется несколькими причинами. Одна из них заключается в том, что распределение мгновенных значений речевых сигналов отлично от равномерного. Как правило, малые значения более вероятны, чем большие. Поэтому при равномерном квантовании вероятности попадания сигнала в различные интервалы квантования также различны. Соответственно неодинаковым является вклад интервалов квантования в общую погрешность квантования. Очевидно, что погрешность квантования можно уменьшить, если ступень квантования брать меньшую для более вероятных значений сообщения и большую – для менее вероятных.

Вторая причина заключается в том, что в телефонных системах различие в средних значениях речевых сигналов может достигать 30 Дб и более. Чтобы сохранить разборчивость речи «тихого» абонента, степень квантования в области малых значений сигнала должна быть небольшой. В области больших значений можно допустить более крупную ступень. Таким образом, вновь приходим к неравномерному квантованию.

Неравномерное квантование чаще всего получают с помощью устройства с нелинейной амплитудной характеристикой, которое называют компрессором. Компрессор сжимает динамический диапазон входных сигналов. Далее осуществляют равномерное квантование. На приёмной стороне производят расширение динамического диапазона до исходного значения с помощью экспандера. Экспандер имеет амплитудную характеристику, противоположную компрессору, что обеспечивает линейность системы передачи информации. Совокупность операций сжатия динамического диапазона компрессором и расширения его экспандером называется компандированием сигналов. Структурная схема компандирования приведена на рис.3.28,а, где обозначено: КП – компрессор; КВ – квантователь; Э – экспандер. На рис.3.28,б показаны амплитудные характеристики отдельных устройств тракта передачи информации.

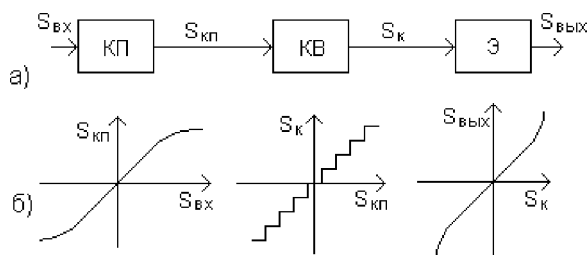


Рис.3.28. Структурная схема компандирования

Кодирование сообщений

Полученный после квантования многоуровневый дискретный сигнал можно передавать различными способами. На практике в РТС ПИ для этого чаще всего используют кодовые комбинации, каждая из которых соответствует определённому (разрешенному) уровню квантования, т.е. осуществляется кодирование квантованных сигналов.

Кодом называется конечное множество целых рациональных чисел, сопоставляемых по определённому алгоритму с множеством сообщений. Это математическое понятие. В информационных системах под множеством рациональных целых чисел подразумевается множество (совокупность) дискретных сигналов в виде кодовых комбинаций. Поэтому кодированием называется преобразование дискретных сообщений в дискретные сигналы в виде кодовых комбинаций, а декодированием – обратный процесс однозначного восстановления передаваемых дискретных сообщений.

Любой код имеет следующие основные характеристики:

1. Основание кода m , равное числу отличающихся друг от друга символов в алфавите (называемых также буквами в алфавите). Простейший число-импульсный код имеет алфавит, состоящий из одних единиц, $m = 1$. При использовании этого кода любое значение параметра передаваемого сигнала может быть представлено соответствующим числом импульсов. Например, для передачи числа $n = 100$ необходимо послать 100 импульсов. Все другие коды имеют алфавит, состоящий из двух и более символов, отличающихся друг от друга. В зависимости от значения основания кода m коды называют двоичными при $m = 2$, троичными при $m = 3$, десятичными при $m = 10$ и т.д.

2. Длина кодовой комбинации n равна количеству одинаковых или отличающихся друг от друга символов (цифр, элементарных сигналов) в кодовой комбинации. Этот параметр называют также разрядностью кода, длиной слова, значностью кода. Для каждого кода характерно своё множество (набор) кодовых комбинаций, каждая из которых может передавать отдельное дискретное сообщение. Код называется равномерным, если все кодовые комбинации одинаковы по длине ($n = \text{const}$), и неравномерным, если величина n в коде непостоянна.

3. Число кодовых комбинаций в коде N (число слов), каждая из которых может передавать своё отдельное сообщение. Это число называют также объёмом кода.

Перечисленные характеристики есть у любого кода и кодовой комбинации независимо от представления кода, физической его реализации или способа передачи и хранения кодовых комбинаций. Эти характеристики связаны следующей зависимостью:

$$N = m^n. \quad (3.6)$$

Так с помощью кода значности $n = 1$ можно составить m кодовых комбинаций. Двухзначный код позволяет сформировать m^2 комбинаций, трехзначный – m^3 и т.д. Подтверждением сказанному может служить пример десятичного кода ($m = 10$): при $n = 1$ $N = 10$, при $n = 2$ $N = 100$ и т.д.

Кроме рассмотренных обобщённых характеристик есть характеристики кодовых комбинаций, которые зависят от способа передачи. Так, по характеру передачи различают параллельный и последовательный способы передачи отдельных символов кода. При параллельной передаче все символы кодовой комбинации передаются одновременно. Каждому разряду выделяется отдельная линия или канал связи.

При последовательной передаче все кодовые комбинации и их элементарные импульсы передаются последовательно во времени по общей линии или каналу связи.

При выборе основания кода в первую очередь необходимо учитывать простоту, экономичность и удобство реализации цифрового представления непрерывных сообщений.

Любое число N в позиционной системе счисления можно записать в виде ряда, элементы которого представляют собой основание системы счисления m , в определённой степени умноженное на весовой коэффициент K :

$$N_m = \sum_{i=0}^{n-1} K_i m^i = K_{n-1} m^{n-1} + K_{n-2} m^{n-2} + \dots + K_1 m^1 + K_0 m^0. \quad (3.7)$$

Отдельные позиции элементов ряда в записи числа называются разрядами. Число образуется сложением элементов ряда. Степень основания и порядковый номер весового коэффициента зависят от разряда, т.е. от положения элемента в числе при счёте справа налево по старшинству. Степень основания старшего разряда и наибольший порядковый номер весового коэффициента всегда на единицу меньше, чем количество разрядов, так как счёт разрядов начинается с нулевой степени, а не с первой. Это объясняется тем, что с давних времён в десятичной системе счисления с основанием $m = 10$ используют десять цифр (знаков, символов): 0, 1, 2, ... 9. Однако, если пронумеровать какие-либо предметы, начиная с нуля, то их количество будет на единицу больше, чем номер последнего предмета. Поэтому в бытовой прак-

тике предметы (объекты) нумеруют, начиная с единицы, чтобы их количество и нумерация совпадали.

В радиотехнике, электронике, вычислительной технике принято осуществлять нумерацию с нуля, например моменты времени на графиках, параметры электрических величин (амплитуда, фаза, частота), навигационные параметры (расстояние, скорость, угловые координаты) и т.п.

В десятичной системе ряд имеет вид

$$N_{10} = \sum_{i=0}^{n-1} K_i 10^i = K_{n-1} 10^{n-1} + K_{n-2} 10^{n-2} + \dots + K_1 10^1 + K_0 10^0. \quad (3.8)$$

Так, число 5307 запишется следующим образом:

$$5307 = (5 \cdot 10^3) + (3 \cdot 10^2) + (0 \cdot 10^1) + (7 \cdot 10^0).$$

Среди двоичных кодов наибольшее применение нашел натуральный двоичный код, для которого $m = 2$ и

$$N_2 = \sum_{i=0}^{n-1} K_i 2^i = K_{n-1} 2^{n-1} + K_{n-2} 2^{n-2} + \dots + K_1 2^1 + K_0 2^0. \quad (3.9)$$

Так, десятичное число 26 запишется следующим образом:

$$26 = (1 \cdot 2^4) + (1 \cdot 2^3) + (0 \cdot 2^2) + (1 \cdot 2^1) + (0 \cdot 2^0) = 11010.$$

В многовековой практике человека получила распространение десятичная система счисления. Однако в цифровых системах передачи информации наиболее широко используются двоичные системы с основанием $m = 2$. Важным преимуществом таких систем является сравнительная простота аппаратной реализации логических операций и арифметических действий, а также устройств для передачи и запоминания сообщений. При реализации двоичной системы требуется всего лишь два элементарных символа: 0 и 1, которые просто и надёжно моделируются с помощью электронных схем. Ноль отображается временным интервалом, в течение которого ток в цепи отсутствует, единица представляется временным интервалом, в течение которого по цепи протекает ток установленного значения.

Техническая реализация преобразования непрерывного сообщения в цифровой код производится с помощью простых релейных элементов, которые могут находиться только в одном из двух устойчивых состояний: 0 и 1. Устройства с большим количеством состояний реализуются гораздо сложнее.

Другим существенным преимуществом двоичных систем является их высокая помехоустойчивость. В таких системах полезная информация закладывается не в величину параметра сигнала, а в факт его наличия или отсутствия, и влияние имеют лишь такие воздействия, при которых нулевой элемент воспринимается как единица, а единица – как нуль. Это может происходить только при действии помех очень большой интенсивности.

С экономической точки зрения важным является то, что в системах, построенных на цифровом принципе, снижаются требования к точности изготовления и стабильности элементов. Кроме того, операции преобразования непрерывных сообщений в цифровую форму выполняются с применением относительно небольшой номенклатуры типовых логических элементов (И, НЕ, ИЛИ). Это даёт возможность унифицировать узлы и аппаратуру в целом, а также автоматизировать технологические процессы изготовления, сборки и настройки элементов, узлов и систем.

К недостаткам цифровой аппаратуры можно отнести значительное возрастание общего количества используемых в ней элементов по сравнению с аналоговой аппаратурой. Однако этот недостаток в значительной степени компенсируется преимуществами цифровых систем.

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение непрерывных и дискретных сообщений.
2. В чём заключается суть теоремы В.А.Котельникова?
3. Поясните процесс дискретизации непрерывных сигналов.
4. Поясните процесс квантования дискретизированных сигналов.
5. Что представляет собой погрешность квантования?
6. Как выглядит амплитудная характеристика квантующего устройства?
7. С какой целью применяют компандирование сигналов?
8. Нарисуйте структурную схему и поясните работу устройства компандирования сигналов.
9. Дайте определение кода.
10. Назовите основные характеристики кода.
11. Из каких соображений выбирают основание кода?
12. Почему в цифровых РТС передачи информации используют двоичную систему счисления?

3.5 Методы защиты информации

Известно, что прохождение сигналов по каналам связи всегда сопровождается искажениями параметров сигналов. Изменяются амплитуда, форма, фазовые соотношения, временное положение и другие параметры сигналов. Это происходит из-за воздействия помех, шумов, изменений коэффициентов передачи узлов аппаратуры, неравномерности амплитудно-частотных характеристик элементов канала передачи и ряда других факторов.

Несмотря на высокую помехоустойчивость цифровых методов передачи информации искажения параметров сигналов могут вызвать также искажения передаваемой информации. Естественно, что разработчики РТС ПИ принимают различные меры для уменьшения погрешностей при передаче информации. Рассмотрим некоторые из них.

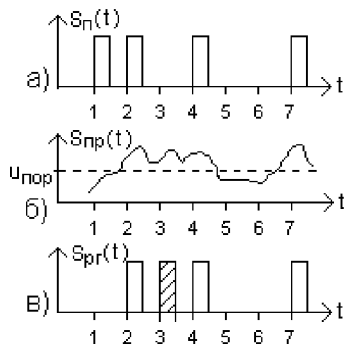


Рис.3.29. Искажения сигналов в каналах связи

На рис.3.29,а в качестве примера показаны импульсные сигналы на выходе передающей части РТС ПИ $S_n(t)$. Искаженные сигналы на выходе приёмника системы $S_{pr}(t)$ приведены на рис.3.29,б.

Для восстановления первоначальных параметров импульсных сигналов на всех ретрансляторных (переприёмных) и оконечных пунктах РТС ПИ устанавливают регенераторы. На вход регенератора подаётся сигнал с выхода приёмной части РТС ПИ (рис.3.29, б). Он равен

сумме прошедшего через систему исходного сигнала $S_n(t)$ (рис.3.29,а) и помех $\xi(t)$.

$$S_{pr}(t) = S_n(t) + \xi(t). \quad (3.10)$$

Анализируя входное колебание, регенератор в каждый тактовый момент t_1, t_2, t_3 и т.д. принимает решение о наличии на его входе суммы сигнала и помехи или только помехи. В первом случае регенератор формирует на выходе прямоугольный импульс $S_{pr}(t)$, в котором полностью устранены все искажения формы и временного положения, полученные при прохождении по каналу передачи (рис.3.29,в). Такое решение принимается, если уровень входного сигнала регенератора оказывается больше некоторого порогового значения $S_{pr}(t) > u_{пор}$ (такто-

вые моменты t_2, t_3, t_4, t_7 на рис.3.29). Если окажется, что $S_{\text{пр}}(t) < u_{\text{пор}}$, то импульс на выходе регенератора не формируется (тактовые моменты t_1, t_5, t_6 на рис.3.29).

Вероятность ошибочной регистрации символа при регенерации в большой степени зависит от выбора значения порога $u_{\text{пор}}$. При регенерации могут быть ошибки двух видов: ложный импульс и потеря импульса. Ложный импульс появляется, если уровень помехи превысит пороговый уровень (тактовый момент t_3 на рис.3.29). Потеря импульса происходит в том случае, если сумма сигнала и помехи окажется меньше порогового уровня $u_{\text{пор}}$ (тактовый момент t_1).

Для работы регенератора необходимо иметь последовательность тактовых импульсов с частотой $F_T = 1/T$, синхронную и синфазную с входным цифровым сигналом, которая формируется на основе этого сигнала.

Многие методы для обнаружения и исправления ошибок, возникающих при приёме из-за воздействия помех, используют так называемую избыточность кодов. Рассмотрим подробнее понятие избыточности кодов.

Обозначим буквой M максимальное количество сообщений, которое необходимо передавать кодовыми комбинациями. При использовании АЦП это количество будет равно максимальному числу уровней квантования непрерывного сигнала. Тогда при выборе кода необходимо выполнить условие

$$M < N, \quad (3.11)$$

где N – число кодовых комбинаций при выбранной разрядности.

Число разрядов цифрового кода при этом должно быть равно

$$n = \{\log_m M\}. \quad (3.12)$$

Фигурные скобки означают здесь округление n до ближайшего целого числа сверху. Так для максимального числа уровней квантования $M = 100$ и двоичного кода

$$n = \{\log_2 100\} = 7,$$

при этом $N = 2^7 = 128$; $M = 100$.

Следовательно, условие $M < N$ выполняется. Из всех $N = 128$ комбинаций число разрешённых комбинаций M составляет 100; число неиспользуемых комбинаций будет равно $N - M = 28$.

Коды, использующие избыточность, называются корректирующими. К таким кодам относится широко применяемая группа кодов, по-

лучившая название систематических, у которых каждая кодовая комбинация состоит из n_0 информационных элементов незащищённого (неизбыточного) кода и k проверочных (корректирующих) элементов, добавляемых с целью обнаружения и исправления ошибок. Общее количество элементов в кодовой комбинации в этом случае равно

$$n = n_0 + k. \quad (3.13)$$

Простейшим примером кода, обнаруживающего единичные ошибки, является двоичный код с проверкой на чётность. Такой код иногда называют кодом с контролем по паритету. К n_0 информационным элементам двоичного избыточного кода добавляется один проверочный элемент, так что общее число элементов в коде с проверкой на чётность равно

$$n = n_0 + 1. \quad (3.14)$$

Если данная кодовая комбинация содержит чётное число единиц в информационной части, то в конце кодовой комбинации добавляется проверочный элемент – нуль. Для кодовых комбинаций с нечётным числом информационных единиц проверочный элемент будет 1.

На приёмной стороне декодирующее устройство контролирует чётность информационных единиц. Если принятый проверочный элемент является нулём, а число принятых информационных единиц чётное, то это разрешённая комбинация и сигнал поступает на выход декодирующего устройства. Разрешённой комбинацией является и нечётное число информационных единиц, но с проверочным элементом единицей. При этом сигнал также поступает на выход декодирующего устройства. Во всех других случаях проверочное устройство вырабатывает защитный отказ и запрещает приём кодовой комбинации.

При использовании натурального двоичного кода из-за несовершенства аппаратуры и ряда других причин могут возникать значительные погрешности во время перехода от одного числа к другому. Эти погрешности обусловлены возможным одновременным изменением цифр в отдельных разрядах двоичного числа. Так, при переходе от десятичного числа 7 к десятичному числу 8 необходимо одновременно изменить цифры во всех четырёх разрядах двоичного кода. В результате могут возникнуть ложные комбинации, отличающиеся от кода цифры 7 на один, два или три знака.

Для устранения этих трудностей используют разновидность двухпозиционного кода – код Грея. Рассмотрим особенности этого кода.

Преобразование натурального двоичного кода в код Грея осуществляется путём суммирования по модулю 2 разрядов натурального двоичного кода с разрядами той же кодовой комбинации, сдвинутыми на один разряд в направлении большего разряда. Например, преобразование 5-разрядной кодовой комбинации натурального двоичного кода в код Грея можно записать в следующем виде:

$$\begin{array}{l} \text{нат. дв. код} \quad K_4 2^4 + K_3 2^3 + K_2 2^2 + K_1 2^1 + K_0 2^0 \\ \quad \quad \quad \quad + K_4 2^3 + K_3 2^2 + K_2 2^1 + K_1 2^0 \\ \hline \text{код Грея} \quad K_4 2^4 + (K_3 \oplus K_4) 2^3 + (K_2 \oplus K_3) 2^2 + (K_1 \oplus K_2) 2^1 + (K_0 \oplus K_1) 2^0 \end{array} \quad (3.15)$$

Символ \oplus означает суммирование по модулю 2.

Как видно из примера, коэффициенты при основании кода Грея связаны с соответствующими коэффициентами натурального двоичного кода следующими соотношениями:

$$K^r_{n-1} = K_{n-1}; K^r_{n-2} = (K_{n-2} \oplus K_{n-1}); \dots K^r_1 = (K_1 \oplus K_2); K^r_0 = (K_0 \oplus K_1). \quad (3.16)$$

Основная особенность кода Грея заключается в том, что любые две кодовые информационные комбинации, соответствующие соседним уровням квантования, отличаются друг от друга только в одном разряде. Это позволяет значительно снизить вероятность возникновения погрешностей, указанных выше, при использовании натурального двоичного кода.

Прохождение информации через цепочку логических операций требует времени, которое тем больше, чем больше длина этой цепочки. Поэтому другой особенностью кода Грея является то, что смена значений элементов в каждом разряде при переходе от одной комбинации к другой происходит вдвое реже, чем в натуральном двоичном коде. Это способствует повышению быстродействия кодирующих устройств.

В табл. 3.2 приведены записи различными кодами натуральных чисел от нуля до 15. В крайней правой колонке таблицы приведена запись натуральных чисел кодом Грея с защитой на чётность.

Дополнительно повысить помехоустойчивость каналов связи, и тем самым повысить достоверность передаваемой информации, можно выбором того или иного метода передачи кодированных сообщений.

При резервах в пропускной способности канала связи применяют метод передачи сообщений с повторением кодовых комбинаций несколько раз и выбор правильной комбинации путём «голосования». Этот метод называют мажоритарным методом (от слов мажор, майор –

старший, больший, большинство). Широко применяются двукратное повторение кода и выбор комбинации, которая дважды из трёх повторилась одинаково («голосование» два из трёх). Такой метод передачи кодов требует только один прямой канал связи.

Таблица 3.2

Натуральное число	Натуральный двоичный код		Код Грея		Код Грея с защитой на чётность
	Значение	К-во измен. элементов	Значение	К-во измен. элементов	
0	0000	0	0000	0	00000
1	0001	1	0001	1	00011
2	0010	2	0011	1	00110
3	0011	1	0010	1	00101
4	0100	3	0110	1	01100
5	0101	1	0111	1	01111
6	0110	2	0101	1	01010
7	0111	1	0100	1	01001
8	1000	4	1100	1	11000
9	1001	1	1101	1	11011
10	1010	2	1111	1	11110
11	1011	1	1110	1	11101
12	1100	3	1010	1	10100
13	1101	1	1011	1	10111
14	1110	2	1001	1	10010
15	1111	1	1000	1	10001

Часто применяют метод обратной связи (метод обратного канала), требующий при реализации дополнительного обратного канала. Такие системы разделяют на системы с информационной обратной связью и с решающей обратной связью.

В системах с информационной обратной связью принятый сигнал запоминается и передаётся по обратному каналу на передающую сторону. Иногда такой сигнал называют квитанцией. Здесь он сличается с первичным сигналом, и при искажении посылается команда запрещающая использовать данный сигнал или подтверждающая правильно принятый.

В системах с решающей обратной связью решение о правильности принятого сигнала вырабатывается на приёмной стороне. Для этого

используются коды с обнаружением ошибок и по обратному каналу посылается запрос повторения передачи при обнаружении ошибки. Запрос повторяется несколько раз до приёма неискажённой кодовой комбинации. Обычно при защитных отказах автоматическое повторение осуществляется до трёх раз и, если код не принят, возникает аварийный сигнал. Такие системы часто называют системами с переспросом.

Необходимо отметить, что в ранних разработках РТС ПИ использовались самые разнообразные коды и методы передачи. При дальнейшем развитии систем ПИ стали переходить к унификации аппаратных решений систем на базе интегральных микросхем, типовых конструктивных модулей и т.п. Наметилась тенденция и к сокращению разнообразия кодов и методов передачи кодированных сигналов. Характерен переход главным образом к адресным передачам цифровыми кодами.

Вопросы для самоконтроля

1. Какую роль выполняет регенератор в линиях связи?
2. Поясните понятие избыточности кода.
3. По каким критериям осуществляют проверку на чётность кодированных сообщений?
4. Как осуществляют преобразование натурального двоичного кода в код Грея?
5. Перечислите основные преимущества кода Грея.
6. Какие методы передачи сообщений позволяют повысить помехоустойчивость каналов связи?

3.6 Асинхронные адресные системы передачи информации

Потребности в повышении оперативной гибкости систем связи, организации связи между подвижными объектами привели к созданию асинхронных адресных систем, в которых сигналы от всех источников передаются в одном и том же диапазоне частот без синхронизации по времени. В качестве переносчиков сообщений в асинхронных системах используются кодовые последовательности импульсов, а на приёмной стороне осуществляется кодовое разделение каналов. Каждому або-

ненту присваивается определённая кодовая последовательность импульсов – адрес, по которому приёмное устройство в состоянии выделить нужного абонента и не реагировать на сигналы других источников. Такие системы называют асинхронными адресными системами связи ААСС. Разделение каналов в таких системах осуществляют при произвольных временных сдвигах сигналов различных абонентов, т.е. асинхронно.

Обобщённая структурная схема ААСС приведена на рис.3.30.

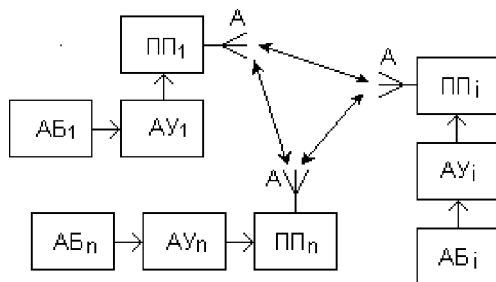


Рис.3.30. Обобщённая структурная схема асинхронной системы связи

Связь каждого абонента АБ с любым другим осуществляется в общем для всех абонентов диапазоне частот. Для этого абонент использует в качестве переносчика сообщения последовательность кодовых адресных групп вызываемой станции. Каждая станция имеет свой приёмопередатчик ПП. Кодовые группы вырабатываются в специальном адресном устройстве АУ, которое используется также для разделения каналов связи. В передающем канале системы такое устройство называется кодером адресов КА, а

в приёмном канале – декодером адресов ДКА.

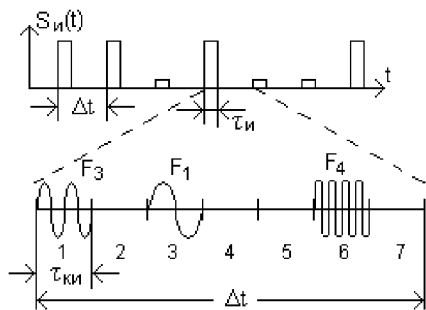


Рис.3.31. Принцип формирования частотно-временного адреса

Рассмотрим принцип формирования частотно-временного адреса. Будем считать, что передаваемое сообщение после различных преобразований и кодирования имеет вид последовательности нормализованных единичных и нулевых импульсов $S_{и}(t)$, показанных на рис.3.31.

Длительность импульсов равна $\tau_{и}$, интервал дискретных отсчётов Δt . Эта последовательность поступает в кодер адресов, в котором каждому импульсу ставится в соответствие адресная кодовая группа, равная по длительности интервалу отсчётов Δt . В кодовую группу входят m кодовых интервалов, длительность которых $\tau_{ки} = \Delta t / m$. В пределах каждой адресной группы в соответствии со структурой адреса формируется последовательность импульсов длительностью $\tau_{ки}$ с различным частотным заполнением из возможного набора частот F_1, F_2, \dots, F_n . Совокупность временных интервалов и величин частот заполнения называется частотно-временной матрицей ЧВМ. Адреса различных абонентов различаются интервалами между импульсами адресной группы и величинами частот.

В качестве примера составим ЧВМ, содержащую семь временных интервалов, три из которых заполнены колебаниями с частотами F_1, F_3 и F_4 , причём $F_1 < F_3 < F_4$ (рис.3.31 и 3.32).

Первый интервал заполнен колебанием с частотой F_3 , третий – с частотой F_1 и шестой – с частотой F_4 . За начало адресной группы принимается первый радиоимпульс. В нашем примере первый импульс имеет частоту F_3 .

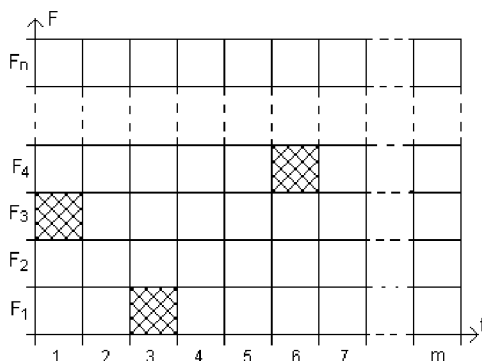


Рис.3.32. Частотно-временная матрица

Структурная схема выходной части передающего канала ААСС с кодером адресов КА приведена на рис. 3.33.

Для формирования ЧВМ в кодере адресов включена линия задержки ЛЗ с m отводами. Входные сигналы $S_{и}(t)$ имеют одинаковую задержку между отводами, равную кодовому интервалу $\tau_{ки}$, причём на первом отводе задержка нулевая, на втором – $\tau_{ки}$, на третьем – $2\tau_{ки}$, на четвертом – $3\tau_{ки}$ и т.д.

В соответствии с временной структурой адреса отводы линии задержки связаны с ключами $КЛ_1, КЛ_2, \dots, КЛ_m$, которые подключают к передатчику П генераторы Г с частотами колебаний F_1, F_2, \dots, F_n . Для нашего примера это отводы ЛЗ 1, 3, 6 и ключи $КЛ_1, КЛ_3, КЛ_6$. $КЛ_1$ под-

ключает на вход передатчика П через сумматор Σ генератор Γ_3 с частотой колебаний F_3 , КЛ₃ – генератор Γ_1 с частотой F_1 , КЛ₆ – генератор Γ_4 с частотой F_4 .

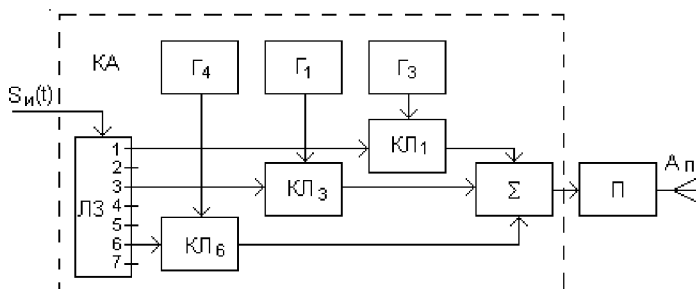


Рис.3.33. Структурная схема выходной части передающего канала ААСС

Сигналы ЧВМ, поступающие на передатчик с выхода сумматора модулируют высокочастотное несущее колебание передатчика и образующийся радиосигнал излучается антенной A_p .

На приёмной стороне радиосигналы, принятые приёмной антенной $A_{пр}$, после усиления и преобразования в приёмнике Пр поступают на декодер адреса ДКА (рис.3.34).

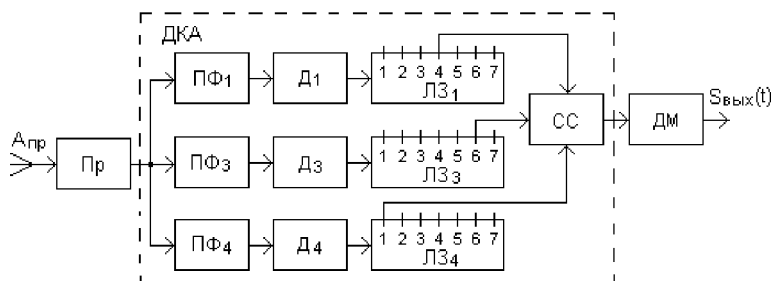


Рис.3.34. Структурная схема приёмного канала ААСС

Полосовые фильтры $ПФ_1$, $ПФ_3$ и $ПФ_4$, настроенные соответственно на частоты F_1 , F_3 и F_4 , разделяют ЧВМ сигнал на три подканала, где происходит детектирование радиоимпульсов в детекторах D_1 , D_3 и D_4 . Полученные на выходах детекторов видеоимпульсы задерживаются в канальных линиях задержки $ЛЗ_1$, $ЛЗ_3$ и $ЛЗ_4$ так, чтобы произошло их совпадение по времени в схеме совпадений $СС$. Поэтому огибающая элемента с частотой F_4 не задерживается, а огибающие элементов с

частотами F_1 и F_3 задерживаются на соответствующее время. В этом случае на выходе схемы совпадений вырабатывается символ «1».

Таким образом, с тактовым интервалом Δt на демодулятор ДМ поступает последовательность единиц и нулей. После демодуляции восстанавливается передаваемое сообщение $\hat{S}_n(t)$.

Перемена адреса для вызова другого абонента осуществляется сменной подключения ключей и генераторов к отводам ЛЗ кодера адресов, т.е. высокочастотный тракт системы доступен любому абоненту. По этой причине ААСС называют системами со свободным доступом.

Для ААСС характерны внутрисистемные помехи, возникающие вследствие воздействия других радиостанций, входящих в эту систему и имеющих сигналы, аналогичные сигналам данной радиостанции. К помехам относятся также так называемые шумы неортогональности. Причина этих шумов заключается в случайном образовании ложного адреса за счёт взаимодействия адресных сигналов других радиостанций, а также в пропадании отдельных элементов адресной группы.

Уровень внутрисистемных помех возрастает по мере увеличения числа одновременно работающих абонентов системы. В связи с этим стремятся максимально уменьшить среднее число передаваемых информационных символов. Наилучшие результаты достигаются, если в системе используются адреса с различными частотно-временными интервалами, т.е. реализуется рациональное кодирование адресов.

Количество различных адресов зависит от числа кодовых интервалов m , числа различных частот n и числа кодовых импульсов в группе.

Помимо систем с ЧВМ существуют другие разновидности ААСС. Это системы с ИКМ и ЧВМ, системы с аналоговыми видами импульсной модуляции. Кроме ЧВМ в качестве адресного кода можно использовать временной (интервальный) код, в котором признаками адреса являются временные интервалы между импульсами.

Вопросы для самоконтроля

1. Какой принцип разделения каналов используют в асинхронных системах передачи информации?
2. Поясните принцип формирования частотно-временного адреса.
3. Что представляет собой частотно-временная матрица?
4. Нарисуйте структурную схему и поясните работу выходной части передающего канала с кодером адресов.

5. Нарисуйте структурную схему и поясните работу приёмного канала с декодером адресов.

6. Каким образом осуществляется смена адреса в асинхронных системах связи?

3.7 Ретрансляционные линии связи

Общие сведения

Возрастающая потребность передачи больших потоков информации за малое время с приемлемым качеством приводит к необходимости повышать частоту радиосигналов, используемых в качестве носителя информации. Повышение частоты позволяет увеличить количество частотных каналов, повысить скорость передачи информации, уменьшить масса-габаритные характеристики аппаратуры и т.д. Однако с увеличением частоты радиосигналов уменьшается дальность радиосвязи, и в пределах земной атмосферы для диапазонов ультракоротких волн она ограничивается пределами прямой видимости. Естественно, это огорчает разработчиков РТС ПИ, так как они помнят из уроков школьной географии, что Земля почти круглая и дальность прямой видимости определяет линия горизонта. Они помнят также то, что чем выше точка наблюдения, тем дальше линия горизонта. Отсюда можно сделать вывод: для увеличения дальности связи необходимо поднимать передающие и приёмные антенны, используемые в канале связи. Однако даже самые высокие земные сооружения обеспечивают устойчивую радиосвязь на дальностях примерно 100 км. Дальнейшее увеличение дальности радиосвязи можно реализовать последовательной ретрансляцией сигналов с помощью наземных ретрансляторов или размещать аппаратуру на объектах, не связанных с земной поверхностью. Первое направление привело к разработке наземных радиорелейных линий связи, а второе – к разработке спутниковых ретрансляционных линий связи.

Идея ретрансляции была известна человечеству с древних времён, когда определённую информацию (например о приближении врага) передавали с помощью костров, размещённых в пределах видимости между последовательно расположенными пунктами.

В 18 веке в России был построен и успешно действовал правительственный оптический телеграф семафорного типа между С.-Петербургом и Варшавой. На расстоянии 1200 км были размещены 150 ретрансляционных пунктов, обслуживанием которых занимались 2000 человек. Исходный пункт находился на крыше одного из зданий Зимнего дворца в виде башни, на которой размещались элементы семафора, соединённые между собой с помощью шарниров. Различные положения элементов обозначали буквы, слова, типовые предложения. Исходное положение элементов было в виде буквы Т. В башне был механизм, приводящий в движение эти элементы. Там же находились обслуживающий персонал и оператор, который отдавал команды для формирования различных знаков. На приёмном пункте оператор с помощью подзорной трубы определял положение элементов семафора и отдавал команду для формирования подобных знаков на семафоре своего пункта и т.д.

Размещение ретрансляционной телевизионной аппаратуры на объектах, не связанных с земной поверхностью, в нашей стране впервые осуществили в 1957 г. Аппаратура, установленная на самолётах ЛИ-2, с высоты 4000 м производила телевизионную трансляцию мероприятий Московского международного молодёжного фестиваля на города Киев, Минск и Смоленск. Зрители этих городов одновременно с москвичами могли смотреть фестивальные мероприятия в реальном масштабе времени.

Наземные радиорелейные линии связи

В современных наземных радиорелейных линиях связи радиосигналы, принятые одной станцией, например С-1 на рис.3.35, усиливаются, а при необходимости проходят дополнительную обработку и передаются к следующей станции С-2, находящейся в пределах прямой видимости, а от неё к С-3 и т.д.

Упрощенная структурная схема радиорелейной линии, состоящей из двух оконечных станций ОС-1 и ОС-2 и двух промежуточных станций ПС-1 и ПС-2, приведена на рис.3.36. В состав

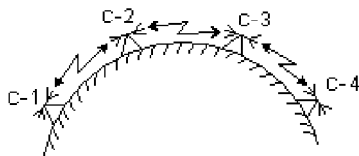


Рис.3.35. Наземная радиорелейная линия связи

оконечных станций помимо передатчиков П и приёмников Пр входят интерфейсы ИФ, связывающие их с внешними средствами связи. В данном примере показана связь с автоматическими телефонными сетями АТС, а также телецентрами ТЦ. В интерфейсе групповые сигналы телефонных абонентов и спектры телевизионных программ объединяются в единый модулирующий спектр, т.е. интерфейс представляет собой аппаратуру уплотнения каналов.

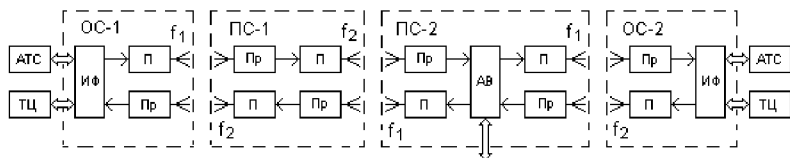


Рис.3.36. Структурная схема радиорелейной линии связи

На отдельных станциях, называемых узловыми, возможно выделение и ответвление части каналов связи с помощью аппаратуры выделения АВ, как это показано на рис.3.36 для станции ПС-2. Эта аппаратура позволяет также вводить новые каналы, которые могут быть направлены в обе стороны от ПС-2. В частности, выделение телевизионного канала позволяет осуществлять затем телевизионную передачу через передатчик, расположенный в населённом пункте на трассе радиорелейной линии.

Передатчик ОС-1 излучает модулированные радиосигналы с частотой f_1 , а передатчики ПС-1 излучают в направлении ОС-1 и ПС-2 радиосигналы с частотой f_2 . Это облегчает развязку между передатчиками и приёмниками каждой станции. Последующие станции могут использовать эти же частоты, так как осуществляется пространственная развязка за счёт как минимум двойного расстояния между станциями, использующими одинаковые частоты.

В некоторых случаях радиосигналы могут распространяться на расстояния больше прямой видимости. Тогда интерференция сигналов на входе приёмника, принятых не только от передатчика смежной станции, но и от передатчика более отдалённой станции, работающих на одинаковых частотах, может привести к искажению передаваемой информации. В этом случае используют зигзагообразное расположение станций на некоторых участках радиорелейной линии, как это показано на рис.3.37. Излучение передатчика станции ПС-1 на частоте f_1

будет ориентировано в направлении точки B и не попадёт на вход приёмника станции ПС-4. Излучение передатчика станции ПС-4 на частоте f_2 будет ориентировано в направлении точки C и не попадёт на вход приёмника станции ПС-1.

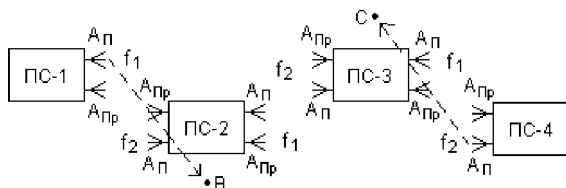


Рис.3.37. Зигзагообразное расположение станций радиорелейной линии связи

Если между станциями радиорелейной линии имеются возвышенности или горы (рис.3.38), на которых размещение станций по каким-либо причинам затруднительно, то их можно обойти, применяя пассивные ретрансляторы ПР-1 и ПР-2 в виде металлизированных отражателей радиоволн площадью $30 - 40 \text{ м}^2$.

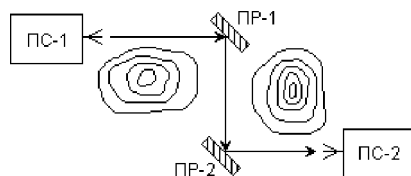


Рис.3.38. Пример использования пассивных ретрансляторов

Для передачи в одном направлении двух или более телевизионных программ и больших потоков другой информации на каждой станции устанавливают по несколько передающих и приёмных комплектов аппаратуры, работающих в разных частотных каналах. Совокупность оборудования, обеспечивающая связь в каждом направлении по одному радиочастотному каналу, называется стволом радиорелейной линии.

Аппаратуру станций радиорелейных линий размещают в общих помещениях и обеспечивают общим электрооборудованием, охлаждением, общим обслуживанием. Поэтому система из нескольких стволов гораздо дешевле, чем несколько отдельных радиорелейных линий. Значительную экономию даёт использование одной антенны для нескольких стволов. Для повышения надёжности работы линии на станциях размещают также резервные комплекты аппаратуры. Кроме того,

имеется аппаратура служебной связи, аппаратура для дистанционного управления, автоматического контроля и т.п.

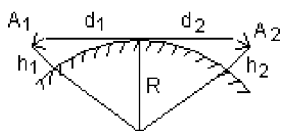


Рис. 3.39. К определению расстояния между станциями радиорелейной линии связи

Расстояния между станциями зависят от высоты, на которой расположены антенны. Для относительно ровной поверхности расстояние можно определить из рис.3.39, где обозначено: $R = 6370$ км – средний радиус Земли; h_1 и h_2 – высоты расположения антенн A_1 и A_2 соседних станций. Предполагается, что прямая линия, состоящая из отрезков d_1 и d_2 и показывающая траекторию радиосигналов, почти касается Земли.

Применяя теорему Пифагора и учитывая, что высоты антенн h_1 и h_2 малы по сравнению с радиусом Земли R , можно определить максимальное расстояние между антеннами:

$$D = d_1 + d_2 = \sqrt{2R} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (3.17)$$

или приблизительно

$$D \approx 3,5 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (3.18)$$

где D – в километрах; h – в метрах.

Например, при $h_1 = h_2 = 30$ м $D \approx 40$ км. Значительное увеличение высоты подъёма антенн резко увеличивает стоимость сооружений для их размещения. Поэтому расстояние между соседними станциями обычно не превышает 40 – 60 км. Увеличения дальности связи можно достичь, размещая антенны на высотных сооружениях, на естественных возвышенностях – холмах, горах.

В радиорелейных линиях используют сантиметровые волны, в основном в районе 5–7,5 см. Применение более коротких волн позволило бы занять более широкие полосы частот и соответственно увеличить пропускную способность линий, а также уменьшить размеры и стоимость антенн. Однако на волнах короче 5 см усиливается поглощение радиоволн в атмосфере, особенно при осадках. Поэтому в линиях значительной протяжённости используют полосы частот в районах 4 ГГц и 6 ГГц.

Для уменьшения мешающего действия передатчика на приёмник той же станции применяют по возможности большое разнесение частот передачи и приёма каждого ствола. Для этой же цели используют разделение радиоволн по поляризации. Это даёт возможность приме-

нять одну антенну как для приёма, так и для передачи радиосигналов. Правда, такое упрощение практически возможно только при небольшом количестве стволов и когда разнос частот между ними достаточно большой.

Спутниковые линии связи

Общие сведения

В 1965 г. был запущен первый советский спутник-ретранслятор «Молния», предназначенный для обеспечения телефонной, телеграфной и телевизионной связи между Москвой и районами Сибири и Дальнего Востока. Движение спутника осуществлялось по вытянутой эллиптической орбите с апогеем в северном полушарии. Апогей составлял 40000 км, а перигей – 500 км, наклон орбиты относительно плоскости экватора – 63,4°. При такой орбите из 2-го закона Кеплера следует, что для относительно неподвижного земного наблюдателя угловая скорость движения спутника в апогее будет значительно медленнее, чем скорость в перигее.

Была выбрана так называемая синхронная орбита с периодом обращения спутника $T_{об} = 12$ ч. Синхронность заключалась в том, что период обращения был кратен времени оборота Земли вокруг своей оси. Это дало возможность осуществлять сеансы связи в одно и то же время суток. Длительность сеанса связи при указанных характеристиках движения спутника составляла 8–9 ч. Для обеспечения постоянства связи необходимо иметь на орбите не менее трёх спутников с временным сдвигом 7–8 ч.

Для приёма ретранслированных спутником сигналов был разработан сложный комплекс наземной аппаратуры «Орбита». Параболическая приёмная антенна комплекса, изготовленная из специального алюминиевого сплава, имеет диаметр 12 м и массу 5 т. Антенна должна сопровождать постоянное движение спутника и поэтому она содержит сложную систему автоматического и ручного наведения и сопровождения. Так как бортовой передатчик спутника «Молния» имел выходную мощность всего 40 Вт, требовалось обеспечение высокой чувствительности приёмника наземного комплекса. Для этого на входе приёмной аппаратуры устанавливали специальный малошумящий па-

раметрический усилитель, охлаждаемый жидким азотом. Вес всего наземного комплекса составлял 50 т.

Эксплуатация такой линии связи требует большого количества высококвалифицированных специалистов. Эксплуатация усложняется также тем, что движение спутника на орбите приводит к изменению несущей частоты принимаемых сигналов за счёт эффекта Доплера и значительному изменению уровня сигналов при изменении расстояния. Эффект Доплера особенно осложняет приём узкополосных радиосигналов, приводит к снижению помехоустойчивости приёма, может изменять частоту модулирующих колебаний. Кроме того, при уходе спутника из зоны видимости необходимо осуществлять переключение аппаратуры с одного спутника на другой.

Ещё в 1945 г. известный писатель-фантаст Артур Кларк высказал мысль об использовании связных спутников на геостационарной орбите. Такая орбита имеет форму окружности и лежит в плоскости экватора на высоте 35875 км. Спутник, находящийся на такой орбите, будет иметь период обращения равный 24 ч, и поэтому для неподвижного наблюдателя на Земле спутник кажется неподвижным, зависшим в строго определенной точке небосклона.

Так почему же не стали выводить спутники-ретрансляторы на геостационарную орбиту, вместо вытянутой эллиптической? В то время не было подходящей ракеты. Первые искусственные спутники Земли (ИСЗ) выводились носителями, мощности которых не хватало для вывода груза на геостационарную орбиту. Через несколько лет космической эры появились более мощные носители, которые, дополнив отдельным разгонным блоком, уже можно было использовать для вывода спутников на геостационарную орбиту. Сначала ракетоноситель выводит спутник на промежуточную орбиту, а затем с помощью разгонного блока – на геостационарную. В нашей стране впервые на геостационарную орбиту был выведен спутник-ретранслятор 26 октября 1976 года.

Использование геостационарной орбиты для спутников-ретрансляторов имеет ряд важных преимуществ по сравнению с другими видами орбит:

- связь со спутником осуществляется непрерывно, без необходимости переключения с одного спутника на другой;

- значительно упрощается устройство и эксплуатация наземного комплекса, т.к. не требуется непрерывного слежения за спутником;
- отсутствует или становится очень малым частотный сдвиг сигнала из-за эффекта Доплера;
- неизменное расстояние от спутника до Земли обеспечивает постоянство уровня сигнала на входе приёмных устройств;
- зона видимости спутника с Земли составляет около трети земной поверхности, и три спутника позволяют создать глобальную систему связи;
- повышается надёжность систем электропитания, поскольку спутник находится вне радиационного поля Земли, вредно воздействующего на его солнечные батареи.

Немаловажной проблемой в области космонавтики является утилизация отслуживших свой срок космических аппаратов. Обычно такие спутники постепенно приближаются к Земле и сгорают в атмосфере. Однако иногда происходит падение остатков аппаратов в самые неподходящие для этого места. Геостационарная орбита и тут имеет свои преимущества. После принятия решения об окончании эксплуатации спутника он на остатках горючего переводится на так называемую «кладбищенскую орбиту», которая располагается на 200 км выше геостационарной. Здесь спутник не представляет никакой опасности для своих соседей по орбите. Кроме того, после проведения такой коррекции он постепенно будет удаляться от Земли, тогда как находясь ниже геостационарной орбиты, он приближался бы к Земле.

К недостаткам ретрансляции сигналов с геостационарной орбиты можно отнести то, что на высоких широтах ($\geq 73^\circ$) геостационарный спутник виден под малыми углами и совсем не виден у полюсов. Из-за малых углов спутник затеняется и увеличиваются шумы в приёмной антенне системы бортовой станции, создаваемые излучением Земли. Углы уменьшаются также с удалением по долготе точки приёма от долготы спутника.

Другим фактором, осложняющим эксплуатацию геостационарных спутниковых линий связи, является то, что вследствие несферичности Земли, неточности вывода спутника на орбиту, а также переменного влияния на него гравитационных сил Луны и Солнца, положение космического аппарата в пространстве относительно Земли всё же непостоянно. Он совершает сложные гармонические годовые и суточные

колебания, которые с Земли наблюдаются в виде изменяющейся восьмёрки. Стабилизация положения спутника обеспечивается применением на нём специальных двигателей. Допустимая нестабильность положения спутника на орбите является одним из важных его параметров и регламентируется соответствующими международными соглашениями. В настоящее время допустимой считается нестабильность $0,1^\circ$, чему на геостационарной орбите соответствуют колебания спутника в пространстве около 150 км. Этот параметр учитывается при выборе и проектировании наземной антенны.

Ещё одной проблемой является расположение космодрома. Чем он дальше находится от оси экватора, тем более мощный требуется носитель, что увеличивает затраты на выведение спутника.

Несмотря на вышеперечисленные недостатки, эксплуатация геостационарных спутниковых линий связи окупается дешевизной и простотой построения приёмной аппаратуры.

Наиболее существенными проблемами спутниковых систем связи являются слабая помехозащищённость, влияние атмосферы на распространение радиоволн и значительная задержка радиосигналов.

Как известно, помехозащищённость характеризуют отношением сигнал/шум на входе приёмника. Огромные расстояния между земными станциями и спутником являются причиной того, что это отношение очень мало, гораздо меньше, чем для большинства наземных радиорелейных систем связи. Для обеспечения приемлемого качества передаваемой информации используют большие антенны, малозумящие элементы, сложные помехоустойчивые коды и т.п. Особенно остро эта проблема ощущается в системах подвижной связи, так как в них могут быть ограничения на размеры антенн и мощность передатчика.

Поглощение радиосигнала в атмосфере зависит от его частоты. Максимум поглощения приходится на 23,3 ГГц (резонанс водяных паров) и 60 ГГц (резонанс кислорода). В целом поглощение существенно сказывается на распространение сигналов с частотой выше 10 ГГц. Кроме поглощения на распространение влияет эффект замирания, причиной которого является различие в коэффициентах преломления слоёв атмосферы.

Сильное влияние на распространение радиосигналов оказывает ионосфера. К ионосферным эффектам относят мерцание, поглощение, дисперсию, изменение частоты, вращение плоскости поляризации. Од-

нако все эти эффекты ослабляются с увеличением частоты сигналов. Для сигналов с частотами выше 10 ГГц их влияние невелико.

Проблема задержки распространения сигналов так или иначе затрагивает все спутниковые системы связи. Наибольшей задержкой обладают системы, использующие спутниковый ретранслятор на геостационарной орбите. В этом случае задержка, обусловленная конечностью скорости распространения радиоволн, составляет примерно 250 мс, а с учётом мультиплексирования, коммутации и инерционности устройств обработки сигналов общая задержка может составлять до 400 мс.

Задержка распространения наиболее нежелательна в приложениях реального времени, например в телефонной связи, где разница во времени между репликами абонентов не может быть меньше 500 мс.

В некоторых системах сигнал дважды передаётся через спутниковый канал связи и в этом случае общая задержка удваивается.

Классификация спутниковых систем связи

Часть поверхности Земли, с которой спутник находится в поле зрения наземной антенны под углом больше некоторой минимально допустимой величины, называют зоной видимости.

Поверхность Земли, на которой расположены или могут располагаться земные станции данной сети связи при условии нормальной их работы, называется зоной обслуживания. Согласно международным соглашениям каждый спутник-ретранслятор может обслуживать только строго определённую территорию, причём с достаточно жесткими ограничениями.

По охватываемой территории, принадлежности и назначению все спутниковые системы связи разделяют на международные, региональные, национальные и ведомственные. Международные системы предназначены для обслуживания различных стран, находящихся в разных точках земной поверхности. Примером таких систем служат системы «Интерспутник» и «Интелсат» («Intelsat»). Для обслуживания ряда стран Западной Европы и стран, членов Арабской лиги, созданы соответственно региональные системы «Евтелсат» («Eutelsat») и «Арабсат» («Arabsat»). Национальные системы обслуживают территорию одного государства. Примерами национальных систем являются системы «Эк-

ран» и «Москва», успешно эксплуатирующиеся в нашей стране с 1976 года. Ведомственные системы используются в интересах какого-либо ведомства, службы, фирмы (например, военного ведомства, метеорологической службы и т.д.).

По технической реализации системы спутниковой связи разделяют:

- на фиксированную спутниковую службу, которая обеспечивает радиосвязь между земными радиостанциями, расположенными в определённых пунктах;

- подвижную спутниковую службу, которая обеспечивает связь между подвижными земными радиостанциями;

- радиовещательную спутниковую службу, в которой сигналы спутникового ретранслятора предназначены для непосредственного приёма населением, индивидуального или коллективного. Системы индивидуального телевидения получили название систем непосредственного телевизионного вещания – НТВ. При коллективном приёме информация, принятая земной станцией, доставляется абонентам с помощью дополнительной системы распределения – эфирной или кабельной.

В зависимости от вида передаваемой информации различают специализированные системы и многофункциональные (универсальные). Специализированные предназначены для решения одной задачи, например, для передачи только телефонных или только телевизионных сообщений. Многофункциональные обеспечивают передачу самой разнообразной информации. В последнее время они находят наибольшее применение. Один спутник в многофункциональной системе может работать в составе нескольких систем связи, и в то же время в составе одной спутниковой системы связи могут использоваться несколько спутников, связанных между собой через земные станции или непосредственно с помощью линии межспутниковой связи.

Особенности построения земных станций

На рис.3.40 показана структурная схема спутниковой системы радиосвязи. Такая система включает в себя космическую станцию КС и совокупность земных станций $ЗС_1, ЗС_2...ЗС_n$, которые получают информацию от источников информации ИИ для передачи её на космическую станцию и обслуживают потребителей информации ПИ. При

этом под земной станцией подразумевают станцию, расположенную на земной поверхности или в основной части земной атмосферы (например, на самолёте, корабле) и предназначенную для работы в составе какой-либо спутниковой системы связи. В отличие от земных станций другие станции наземных систем радиосвязи, не относящихся к спутниковым системам, называют наземными станциями.

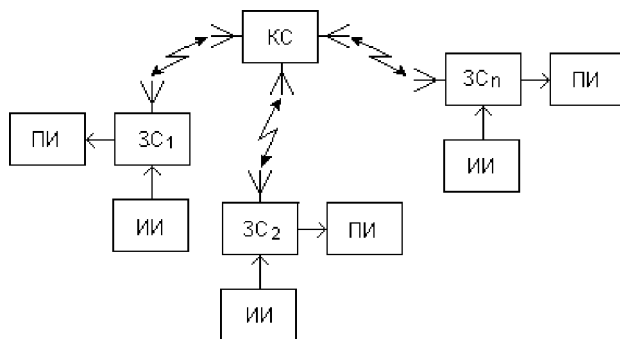


Рис. 3.40. Структурная схема спутниковой системы радиосвязи

Земные станции – самая многочисленная часть спутниковых систем. Число таких станций, работающих через один спутник, может достигать десятков тысяч. Земные станции существенно различаются по функциональному назначению, пропускной способности, составу и стоимости, что затрудняет возможность их чёткой классификации. Ориентировочно их можно разделить:

- на передающие станции, осуществляющие в составе системы связи подачу с Земли на спутник циркулярных программ, подлежащих передаче на сеть приёмных земных станций. Если передающая станция находится в зоне обслуживания системы связи, то на ней устанавливают также приёмное оборудование для контроля передаваемых сигналов;
- приёмные станции, осуществляющие в составе системы связи только приём циркулярных сообщений: телевизионных программ, программ звукового вещания, изображений газетных полос и т.д. При приёме программ вещания станция такого типа направляет их непосредственно группе абонентов, представляя собой, таким образом, коллективную земную станцию;

- приёмопередающие станции, осуществляющие в составе системы дуплексную передачу многоканальных телефонных сообщений или обмен программами вещания. Станции этого типа используют для приёма циркулярных программ вещания в составе распределительных систем фиксированной спутниковой службы;

Антенны земных станций должны иметь высокий коэффициент усиления и низкую шумовую температуру, обеспечивать возможность наведения луча на спутник и ручного или автоматического его сопровождения, иметь необходимое постоянство электрических характеристик, надёжную работу и сохранение конструкции в заданных климатических условиях. Они должны обладать большим сроком службы и возможностью проводить ремонтно-профилактические работы на антенне без перерыва связи, а также должны иметь высокую экономическую эффективность, определяемую стоимостью антенны и затратами на её эксплуатацию.

Наиболее полно в настоящее время приведённым выше требованиям удовлетворяют зеркальные антенны, которые в основном и применяются в спутниковой радиосвязи.

Параметры антенн в значительной мере определяют энергетику и стоимость всей системы связи. В настоящее время наибольшее распространение получили различные виды одно- и двухзеркальных параболических антенн, основным параметром которых является диаметр раскрытия основного зеркала (рефлектора). Диаметр зеркала антенны непосредственно связан с её коэффициентом усиления и шириной диаграммы направленности. При увеличении размеров возрастает коэффициент усиления антенны и улучшаются её направленные свойства. Это уменьшает энергопотребление спутниковой системы и соответственно уменьшает эксплуатационные затраты. Однако при этом усложняется и удорожается конструкция антенны и значительно сложнее осуществлять точную её ориентацию в направлении спутникового ретранслятора.

Для сохранения параметров антенны в холодное время года и для защиты от обледенения зеркало и облучатель искусственно подогревают. С этой целью на задней поверхности зеркала монтируют электронагреватели. Для защиты антенны от влияния солнечной радиации её излучающие поверхности покрывают радиопрозрачными диффузионными красками.

Передающие устройства земных станций отличаются диапазоном рабочих частот, выходной мощностью, типом выходного усилительного элемента, назначением системы связи, системой охлаждения. От этих показателей существенно зависит конструкция и электрические характеристики передающих устройств. Международный союз электросвязи, входящий в состав ООН, в зависимости от назначения, типа и размещения наземных станций выделяет определённые полосы частот в диапазоне от $\sim 1,5$ до 86 ГГц. В соответствии с этим земной шар разделён на три региона, для каждого из которых выделены определённые полосы частот. В регион 1 входят Европа, Африка и Россия с прилегающими странами; в регион 2 входят Северная и Южная Америки; в регион 3 входят Азия, Океания и Австралия. Конкретные значения частотных полос приведены в справочной литературе. В настоящее время наиболее широко используются полосы частот, лежащие в диапазоне от $\sim 2,5$ до $\sim 18,1$ ГГц.

Выделенные полосы частот или группы полос часто называют и обозначают по округлённым значениям частот на участках «Земля–спутник» и «спутник– Земля». Так, например, группу частот в районе 6 и 4 ГГц называют полосой или диапазоном 6/4 ГГц. Аналогично используют понятия диапазонов 14/11, 30/20 ГГц и т.д. Ширина полосы частот, которая может быть выделена для отдельного ретранслятора в каждом диапазоне, ограничена значением 500 МГц в полосах 6/4 и 14/11 ГГц. В диапазоне 30/20 ГГц допускается ширина полосы частот, занимаемых одним ретранслятором, до 3,5 ГГц.

Обычно в земных станциях используют передатчики мощностью от 0,2 до 3 кВт. Как правило, все типы передатчиков позволяют осуществлять передачу телевидения, цифровых информационных потоков, аналоговых и цифровых телефонных сообщений с частотным разделением. Один из вариантов структурной схемы передающего устройства земной станции приведён на рис.3.41.

В устройство входят два передающих канала А и Б, один из которых является рабочим, а другой – резервным. На входы каналов через разветвитель Р подаются колебания промежуточной частоты (обычно 70 МГц) от задающего генератора ЗГ, несущие передаваемые сообщения $S_{\text{вх}}$ в виде частотной модуляции этих колебаний многоканальным телефонным сигналом или телевизионным сигналом совместно со звуковым сопровождением. Частотная модуляция колебаний задающего

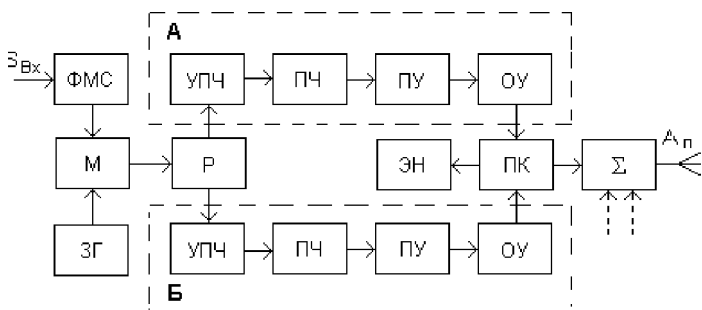


Рис. 3.41. Структурная схема передающего устройства земной станции

генератора осуществляется в модуляторе М сигналами формирователя модулирующих сигналов ФМС. Промодулированные колебания усиливаются в усилителе промежуточной частоты УПЧ и переносятся в преобразователе частоты ПЧ в диапазон СВЧ-сигналов. Далее сигналы усиливаются в предварительном ПУ и окончном ОУ усилителях и через переключатель каналов ПК и сумматор Σ подводятся к передающей антенне $A_{п}$. Антенна преобразует высокочастотные электрические колебания в электромагнитную волну, распространяющуюся в свободном пространстве. Выход резервного комплекта через ПК соединён с эквивалентом нагрузки ЭН. Как правило, сумматор Σ позволяет подключить к передающей антенне несколько таких же комплектов аппаратуры (пунктир на рис.3.41).

Построение бортовой аппаратуры

В настоящее время находят применение два основных типа ретрансляторов: с однократным или двукратным преобразованием частоты. В первом случае происходит непосредственное преобразование частоты сигнала на участке «Земля-спутник» в более низкую частоту, используемую на участке «спутник-Земля».

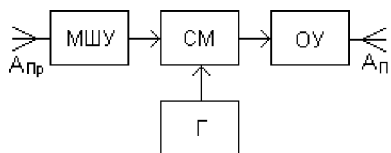


Рис. 3.42. Структурная схема спутникового ретранслятора прямого усиления

Преобразование частоты возможно одновременно с усилением с помощью малошумящего усилителя (МШУ) соответствующего вида. Ретрансляторы такого вида называют ретрансляторами прямого усиления, так как усиление происходит только в тракте СВЧ (рис.3.42).

В некоторых случаях, когда оказывается невозможным обеспечить требуемое усиление в диапазоне СВЧ (например, в полосе 30/20 ГГц), используют двукратное преобразование частоты и усиление в тракте промежуточной частоты (рис.3.43). Промежуточная частота при этом составляет обычно от нескольких сотен до нескольких тысяч МГц.

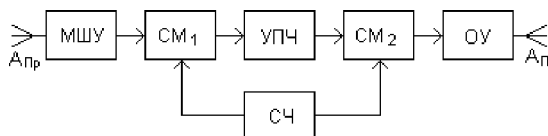


Рис. 3.43. Структурная схема спутникового ретранслятора с двукратным преобразованием частоты

Большинство ретрансляторов, как правило, многоствольные. Ствол ретранслятора это тракт приёмопередачи одного или нескольких радиосигналов, являющийся частью общего приёмопередающего тракта с общим для этих радиосигналов выходным усилителем мощности. При этом каждому стволу ретранслятора отводится определённая полоса частот, зависящая от объёма передаваемой по нему информации и вида модуляции. Число стволов может достигать нескольких десятков. Радиосигналы стволов могут разделяться по частоте, поляризации и пространству.

Вопросы для самоконтроля

1. Какие факторы ограничивают дальность действия радиолиний связи?
2. Назовите основные направления развития радиолиний связи, позволяющие увеличить дальность их действия.
3. Поясните принцип построения и действия наземных радиорелейных линий связи.
4. В каких случаях применяют пассивные ретрансляторы?
5. Назовите основные преимущества геостационарной орбиты для спутниковых ретрансляторов.
6. Какие проблемы возникают при ретрансляции сигналов с геостационарной орбиты?
7. В чём заключаются основные проблемы спутниковых систем связи?
8. По каким критериям классифицируют спутниковые системы связи?
9. Перечислите особенности построения и работы земных станций.
10. Какие типы ретрансляторов применяют в спутниковых системах связи?
11. Назовите методы, позволяющие использовать спутниковые ретрансляторы одновременно несколькими пользователями.

Глава 4 МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

4.1 Общие принципы построения систем радиоуправления

Основные задачи, решаемые системами радиоуправления

Радиоуправление – это область радиоэлектроники, изучающая методы управления какими-либо аппаратами, приборами или процессами с помощью радиосредств.

Основными задачами радиоуправления, так же как и задачами любой системы автоматического управления, является осуществление стабилизации параметров какого-либо процесса или управление этими параметрами по заранее определённым (заданным) законам.

Эти задачи можно представить следующим образом.

В общем случае состояние объекта управления может быть охарактеризовано в любой момент времени текущими (измеренными) параметрами $\alpha_i, \beta_i, \dots, \lambda_i$. Цель управления также может быть задана требуемыми параметрами состояния $\alpha_T, \beta_T, \dots, \lambda_T$. Разности этих параметров

$$\begin{aligned} \alpha_T - \alpha_i &= \Delta\alpha; \\ \beta_T - \beta_i &= \Delta\beta; \\ &\dots\dots\dots \\ \lambda_T - \lambda_i &= \Delta\lambda \end{aligned} \tag{4.1}$$

являются сигналами рассогласования (сигналами ошибки).

Основная задача системы управления в этом случае состоит в выделении и определении сигналов рассогласования, формировании управляющих сигналов и управлении объектом таким образом, чтобы сигналы рассогласования изменялись до некоторого заданного значения. Это значение зависит от метода управления, типа управляемого объекта и других факторов. Во многих случаях стараются поддерживать нулевое рассогласование.

При управлении движением летательных аппаратов (ЛА) сигналы рассогласования являются главными, но не единственными сигналами, влияющими на движение ЛА. На привод управляющего органа (в соответствии с аэродинамической схемой ЛА и способом создания

управляющей силы это может быть, например, аэродинамический руль или элерон, газодинамический руль или поворотное сопло двигателя) подаётся управляющий сигнал, в состав которого могут входить сигналы от дополнительных измерителей. Дополнительные измерители предназначены для улучшения качества процесса управления или стабилизации свойств ЛА как объекта управления. Например, эффективность работы аэродинамических рулей определяет сила давления на них воздушного потока, параметры которого, в свою очередь, зависят от высоты полёта, скорости движения летательного аппарата, скорости и направления ветра. В качестве дополнительных измерителей используют высотомеры, акселерометры, гироскопы и др. Упрощенная структурная схема системы радиоуправления показана на рис.4.1. На схеме обозначено: ДТП – датчик требуемых параметров; ДИП – датчик измеренных параметров; ВСП – устройство выделения сигналов рассогласования; ФСУ – устройство формирования сигналов управления; ИУ – исполнительное устройство; ОБУ – объект управления; ДДП – датчики дополнительных параметров.

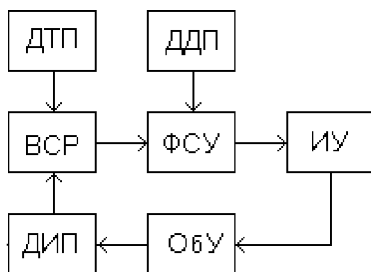


Рис.4.1. Структурная схема системы радиоуправления

Различные виды ЛА могут предназначаться для решения самых разнообразных задач. В зависимости от этих задач и вида управляемого ЛА выбирается принцип действия и технические характеристики системы управления, которые разделяют на системы радиотеленавигации, системы командного радиоуправления, системы самонавигации, корреляционно-экстремальные системы управления.

Летательный аппарат является сложным телом, состоящим из совокупности твёрдых, жидких и газообразных масс, которые в полёте могут перемещаться друг относительно друга, изменять свою массу и объём (например, выгорание топлива). Полное математическое описание движения летательного аппарата весьма сложно и поэтому при составлении уравнений движения обычно прибегают к ряду ограничений и допущений. Путь следования летательного аппарата разбивают на характерные участки и на каждом участке летательный аппарат считают абсолютно твёрдым телом постоянной массы, а его сложное

движение представляют совокупностью поступательного движения центра масс и вращательного движения вокруг центра масс.

Поступательное движение происходит при условии, что направление действующей силы (вектор F_1 на рис.2.75,а) проходит через центр масс ЦМ объекта. Вращательное движение совершается под действием моментов, образуемых силами, направление действия которых не проходит через центр масс объекта (F_2 на рис.2.75,б). Это движение называется ориентацией летательного аппарата. Поэтому управление движением любого ЛА в общем случае заключается в управлении поступательным перемещением его центра масс и управлении поворотами вокруг центра масс. Первый вид управления называют управлением полётом, а второй – управлением ориентацией или просто ориентацией. Следовательно, в общем случае управление движением ЛА состоит из управления полётом и ориентации.

Виды траекторий полёта ЛА

Траектория, по которой движется центр масс летательного аппарата в полёте, определяется уравнением

$$m \frac{d\vec{V}}{dt} = m\vec{W} = \vec{F}, \quad (4.2)$$

где m – масса; \vec{V} и \vec{W} – векторы скорости и абсолютного ускорения летательного аппарата; \vec{F} – главный вектор внешних сил, приведённый к центру масс. Вид траектории во многом определяет тип системы управления и её параметры.

При выборе траектории стремятся к уменьшению её кривизны. В этом случае уменьшается время наведения и снижаются требования к манёвренности ЛА. Количественным показателем манёвренности является минимально допустимый радиус кривизны траектории $\rho_{\text{мин}}$ или максимальное поперечное ускорение ЛА $\omega_{\text{макс}}$. При постоянной скорости полёта $V = \text{const}$ значение минимального радиуса кривизны траектории связано с величиной максимального ускорения следующим выражением:

$$\omega_{\text{макс}} = \frac{V^2}{\rho_{\text{мин}}}. \quad (4.3)$$

Часто вместо абсолютной величины максимально допустимого ускорения используют понятие коэффициента перегрузки, который получают при нормировании ускорения к ускорению свободного падения $g = 9,81 \text{ м/с}^2$:

$$\eta = \frac{\omega_{\text{макс}}}{g} = \frac{V^2}{g \rho_{\text{мин}}}, \quad (4.4)$$

Выражение (4.4) показывает противоречивые требования к конструкции объектов управления. Так, любой летательный аппарат стараются сделать максимально манёвренным. Однако уменьшение минимального радиуса кривизны траектории увеличивает перегрузки, действующие на летательный аппарат. Чтобы не произошло физического разрушения объекта, производят ужесточение его конструкции. Это, в свою очередь, приводит к увеличению масса-габаритных характеристик и, следовательно, к увеличению инерционности объекта и уменьшению его манёвренности.

На цели с известными и не изменяющимися координатами наведение осуществляют по фиксированным или опорным траекториям, вид которых определяют до пуска (взлёта, старта) управляемого летательного аппарата. При наведении на маневрирующие цели или цели с неизвестными координатами применяют нефиксированные траектории, вид которых зависит от метода наведения.

При определении методов управления летательным аппаратом, расчёте параметров его движения используют понятия кинематической, динамической и фактической траекторий.

Кинематическая траектория – это расчётная кривая, полученная при идеализации системы управления. При этом считают, что система управления обеспечивает точное исполнение заданного закона управления, а объекты, участвующие в процессе наведения (летательный аппарат, командный пункт и цель) рассматриваются в этом случае как материальные точки пространства, не имеющие массы.

Динамическая траектория – это кривая, при расчёте которой учитывают инерционные свойства летательного аппарата и системы управления.

Фактическая траектория – это реальная траектория, которая получается с учётом влияния на летательный аппарат и его систему управ-

ления различного рода случайных возмущений: порывы ветра, неравномерность тяги двигателей, люфты органов управления, организованные помеховые воздействия и т.д.

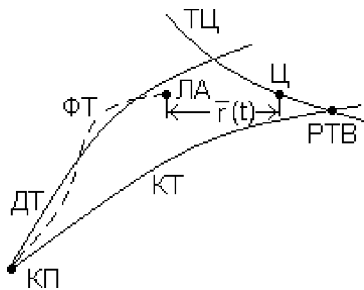


Рис.4.2. Виды траекторий ЛА

Ясно, что все три типа траекторий отличаются друг от друга степенью учёта характеристик летательного аппарата и системы управления (рис.4.2). Чем больше инерционность летательного аппарата или постоянная времени системы управления, тем значительней динамическая траектория ДТ будет отличаться от кинематической КТ. Однако с ростом инерционности меньшее

воздействие оказывают случайные возмущения и меньше расхождение между динамической и фактической ФТ траекториями. Все траектории – кривые трехмерного пространства с началом в точке расположения командного пункта КП. На рис.4.2 показаны также траектория цели ТЦ, точки мгновенного положения управляемого летательного аппарата ЛА и цели Ц и вектор текущего расстояния между ними $r(t)$. В расчётной точке встречи РТВ модуль вектора расстояния должен быть равен нулю.

$$|r(t)| = 0. \quad (4.5)$$

Однако из-за несовпадения фактической и кинематической траекторий «встречи» в буквальном смысле практически не происходит. Минимальное значение модуля вектора текущего расстояния называется промахом. Для успешного наведения промах должен быть меньше радиуса эффективного действия боевой части управляемого летательного аппарата $r_{\text{мин.б.ч.}}$.

$$|r(t)| < r_{\text{мин.б.ч.}} \quad (4.6)$$

Для систем противовоздушной обороны (ПВО), защищающих «свои» объекты, радиус эффективного действия боевой части не может быть большим. В среднем он составляет примерно 15–20 м. Это означает, что радиотехнические системы управления должны обеспечить наведение ЛА с точностью не хуже этого значения на дальностях нескольких десятков километров.

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение понятию радиоуправление.
2. Назовите основные задачи радиоуправления.
3. Что представляют из себя сигналы рассогласования в системах радиоуправления?
4. Какую роль в системах радиоуправления выполняют дополнительные измерители навигационных параметров?
5. Какие ограничения и допущения принимают при составлении уравнений движения летательных аппаратов?
6. Назовите основные условия, при которых объект совершает поступательное или вращательное движение.
7. Какие основные требования предъявляют к траекториям полёта летательных аппаратов?
8. С какими противоречиями сталкиваются разработчики систем и объектов управления?
9. Дайте сравнительную характеристику различных видов траекторий, которые используют при радиоуправлении.
10. Назовите причины промаха при наведении и сформулируйте требования к точности работы систем радиоуправления.

4.2 Методы наведения летательных аппаратов

В зависимости от характера цели разделяют методы наведения по фиксированным и нефиксированным траекториям. Реализацию методов наведения будем рассматривать на примерах наведения управляемых ракет различных классов на движущиеся и неподвижные цели.

Наведение по фиксированным траекториям

Фиксированные траектории определяют до взлёта (пуска, старта) ЛА и рассчитывают программу движения ЛА по этой траектории. Программу закладывают в память бортового комплекса радиоуправления. Она определяет моменты достижения заданных точек траектории полёта и, при необходимости, выдаёт команды исполнительным органам управления для изменения режима полёта так, чтобы вектор скорости ЛА в любой момент времени имел бы требуемое направление. Часто такой метод называют наведением по опорной траектории.

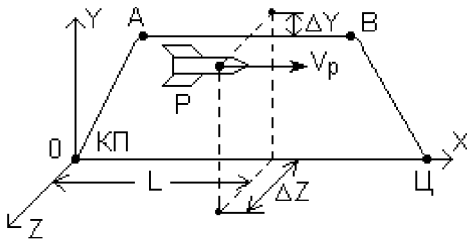


Рис.4.3. Наведение ЛА по опорной траектории

На примере движения ракеты класса «земля – земля», рассмотрим реализацию метода наведения по опорной траектории (рис.4.3).

Для относительно небольших дальностей полёта можно пренебречь кривизной и вращением Земли. Тогда опорная траектория будет кривой, лежащей в вертикальной плоскости (плоскости прицеливания), и будет состоять из трёх характерных участков:

ОА – участок набора высоты, АВ – участок горизонтального полёта и ВЦ – участок снижения или пикирования на цель. На этом же рисунке показано некоторое положение ракеты Р в полёте, характеризующее случайное отклонение координат фактической траектории от кинематической расчётной: ΔY – по высоте и ΔZ – в боковом направлении. Эти параметры называют параметрами рассогласования. Чтобы удерживать ракету на фиксированной траектории, необходимо в каждый момент времени обеспечивать выполнение следующих требований:

$$\Delta Y(t) = 0 \text{ и } \Delta Z(t) = 0 \quad (4.7)$$

Таким образом, для наведения по фиксированной траектории необходимо на управляемом ЛА иметь измерители текущих навигационных параметров, чтобы сравнивать их с заданными параметрами. Это измерители высоты полёта, угловых координат, пройденного пути, бокового отклонения и др.

Высоту полёта определяют барометрическими измерителями или радиовысотомерами.

Угловые координаты измеряют с помощью систем, основанных на методах пеленгации радиоизлучения некоторых естественных или искусственных небесных тел, законы движения которых известны. Естественными ориентирами могут служить, например, источники космического радиоизлучения (радиозвёзды), Солнце, а также объекты подстилающей поверхности, отражающие радиоволны. В качестве искусственных радиоориентиров используют непрерывно излучающие навигационные радиомаяки, расположенные на космических объектах или на земной поверхности с точно известными координатами.

Применение измерителей, основанных на использовании эффекта Доплера, позволяет получить информацию о скорости движения и бокового сноса ЛА. Интегрируя скорость, получают значение пройденного пути L , необходимого для изменения режима полёта, например в точке В на рис.4.3.

В некоторых случаях для формирования параметров рассогласования в системах автономного радиоуправления используют корреляционно-экстремальные системы, основанные на методах распознавания образов. В частности, применяют системы, в которых осуществляется сравнение текущего изображения подстилающей поверхности с эталонным изображением, полученным заранее. Критерием сравнения является значение взаимной пространственной функции корреляции обоих изображений.

Для повышения точности измерений и надёжности работы автономных систем управления ЛА в ряде случаев применяют комбинацию двух или более систем, использующих различные физические принципы получения навигационной информации. Примером может служить комплексирование инерциальных и радиотехнических информационно – измерительных систем.

В инерциальных системах в качестве измерителей навигационных параметров используют датчики линейных ускорений – акселерометры и свободные гироскопы, дающие информацию об углах ориентации ЛА. Интегрируя ускорение, получают скорость движения ЛА, а после второго интегрирования – пройденный путь.

В качестве радиотехнических датчиков используют доплеровские измерители путевой скорости и угла сноса, радиовысотомеры, радиовертиканты и др.

Основным достоинством наведения по опорной траектории является скрытность работы системы управления и, как следствие, её высокая помехозащищённость. Кроме того, автономность работы позволяет осуществлять наведение на цели, расположенные на больших удалениях от места старта летательного аппарата (до нескольких тысяч километров). Однако при полётах на большие расстояния могут возникать трудности управления из-за того, что условия на трассе полёта могут существенно изменяться и предусмотреть заранее реальную обстановку практически невозможно. В этом случае система управления должна быть адаптивной, а на борту летательного аппарата должны нахо-

даться дополнительные средства получения информации об окружающей обстановке.

Наведение по нефиксированным траекториям

Нефиксированные траектории реализуют с помощью различных методов наведения в зависимости от типов ЛА, от задач, решаемых при наведении, и других факторов. Различают двухточечные и трёхточечные методы.

В двухточечных методах в наведении участвуют два объекта: управляемый ЛА и цель, на которую осуществляется наведение. В трёхточечных методах участвуют три объекта: ЛА, цель и командный пункт КП. Командный пункт – это обобщённое понятие места взлёта, старта или пуска ЛА. В качестве КП может использоваться подвижной носитель, например, самолёт-ракетоносец, танк, надводное судно и т.п., поэтому при формировании траектории наведения необходимо учитывать параметры движения носителя.

Рассмотрим некоторые методы наведения по нефиксированным траекториям.

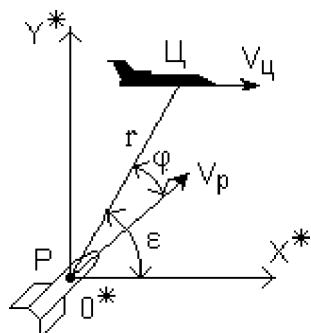


Рис.4.4. К пояснению двухточечных методов наведения ЛА

Геометрические соотношения при реализации двухточечных методов показаны на рис.4.4.

Введём некоторые определения обозначений, приведённых на этом рисунке.

Линию r , соединяющую управляемую ракету P с целью $Ц$, называют линией визирования цели. Угол φ между линией визирования цели и направлением вектора скорости ракеты V_p называют углом упреждения. Угол ϵ между линией визирования цели и осью X^* стабилизированной системы координат называют углом визирования цели. Для упрощения рассуждений будем считать, что векторы r , V_p и V_c лежат в одной плоскости X^*, O^*, Y^* стабилизированной системы координат.

Напомним, что стабилизированная система координат относится к виду так называемых подвижных систем координат. Характерной осо-

бенностью такой системы является то, что начало координат совмещено с центром масс движущегося летательного аппарата (в данном случае ракеты Р), а оси ориентированы параллельно осям опорной (отсчётной) системы, начало которой, как правило, совмещено с командным пунктом.

Наведение методом погони

Характерной особенностью метода погони является то, что в любой момент времени вектор скорости ракеты V_p направлен на цель (рис.4.5). Угол упреждения при этом равен нулю:

$$\varphi = 0. \quad (4.8)$$

Скорость сближения ракеты с целью будет равна

$$V_{сб} = V_p \pm V_{ц} \cos \beta. \quad (4.9)$$

Так как скорость есть производная от расстояния, то можно записать:

$$\frac{dr}{dt} = V_p \pm V_{ц} \cos \beta. \quad (4.10)$$

Это уравнение называют уравнением метода погони.

Аппаратура, реализующая этот метод, должна постоянно определять рассогласование между направлением линии визирования цели и направлением вектора скорости ракеты и вырабатывать команды управления полётом для устранения этого рассогласования.

Произведем построение кинематической траектории ракеты, наводимой на цель по этому методу. При построении заданными являются траектория цели $Ц_1, Ц_2, \dots, Ц_k$, отношение скоростей цели и ракеты $n = \frac{V_{ц}}{V_p}$ и точки расположения цели $Ц_1$ и ракеты P_1 в момент начала на-

ведения (рис.4.6). Для построения траектории ракеты разобьём траекторию цели на ряд малых участков $Ц_1Ц_2, Ц_2Ц_3, Ц_3Ц_4$ и т.д. Так как участок $Ц_1Ц_2$ мал, то можно считать, что во время движения цели по этому участку ($t_1 - t_2$) ракета движется по направлению $P_1Ц_1$ (так как вектор скорости V_p направлен на цель) и проходит путь

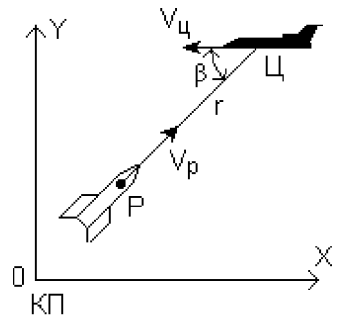


Рис.4.5. Наведение ЛА методом погони

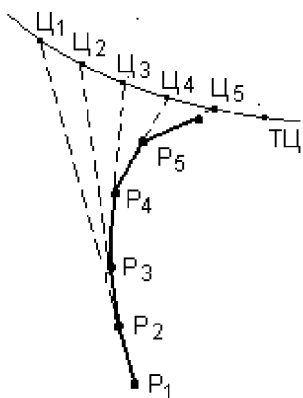


Рис.4.6. Расчетная траектория ракеты при наведении методом погони

$$P_1P_2 = \frac{Ц_1Ц_2}{V_{ц}} V_p = \frac{Ц_1Ц_2}{n}. \quad (4.11)$$

Откладывая отрезок P_1P_2 , находим точку P_2 , в которой ракета окажется в момент t_2 (с учётом, что $V_p > V_{ц}$). Так как вектор в каждый момент времени должен быть направлен на цель, то в момент t_2 он будет направлен по прямой $P_2Ц_2$. Поэтому, когда цель пройдёт путь $Ц_2Ц_3$, ракета пройдёт путь

$$P_2P_3 = \frac{Ц_2Ц_3}{n}. \quad (4.12)$$

Откладывая этот отрезок на направлении $P_2Ц_2$, находим точку положения ракеты в момент времени t_3 , т.е. P_3 . Продолжая аналогичные построения, находим, что траектория ракеты проходит через точки P_1, P_2, P_3, P_4 и т.д. Чем меньше выбраны отрезки $Ц_1Ц_2, Ц_2Ц_3$ и др., тем точнее будет построение.

Если скорости цели и ракеты изменяются во времени, то при построении отношение скоростей также должно быть задано как функция времени $n(t)$ и определение отрезков P_1P_2, P_2P_3 и т.д. нужно производить соответственно для значений $n(t_1), n(t_2)$ и т.д.

Траектория метода погони при поперечных или встречно-поперечных курсах имеет возрастающую кривизну по мере приближения к цели. Когда радиус кривизны траектории становится меньше допустимого радиуса разворота для данной ракеты, ракета может сойти с расчётной траектории, что приведёт к определённому промаху. Чем больше скорость цели, тем больше может быть промах. Это является недостатком метода погони, поэтому такой метод применяют при наведении на медленно движущиеся цели.

Наведение по методу параллельного сближения

При таком методе вектор скорости ракеты в каждый момент времени направлен в упреждённую точку, соответствующую этому моменту времени.

Упреждённая точка – это такая точка пространства, в которой ракета встретилась бы с целью, если бы векторы скорости цели и ракеты в дальнейшем оставались неизменными.

Предположим, что цель летит по произвольной траектории ТЦ и в произвольный момент времени t находится в точке Ц, а ракета в этот момент находится в точке Р (рис.4.7). Тогда упреждённую точку А, соответствующую этому моменту времени, можно найти из условия

$$\Delta t_{ц} = \Delta t_{р}, \quad (4.13)$$

где $\Delta t = \frac{ЦА}{V_{ц}}$ и $\Delta t = \frac{РА}{V_{р}}$ соответственно

времена полёта цели и ракеты до точки встречи.

Следовательно, условие идеального упреждения имеет вид

$$\frac{ЦА}{V_{ц}} = \frac{РА}{V_{р}}. \quad (4.14)$$

Найдём, чему равны отрезки ЦА и РА. Для этого проведем перпендикуляр из точки А на линию визирования цели. Тогда

$$ЦА = \frac{АВ}{\sin \alpha}, \quad РА = \frac{АВ}{\sin \varphi_0}. \quad (4.15)$$

Подставим эти значения в условие идеального упреждения (4.14)

$$\frac{АВ}{V_{ц} \sin \alpha} = \frac{АВ}{V_{р} \sin \varphi_0}. \quad (4.16)$$

Сократив на АВ, получим

$$V_{р} \sin \varphi_0 = V_{ц} \sin \alpha. \quad (4.17)$$

Составляющие этого уравнения представляют собой проекции векторов скоростей ракеты $V_{р}$ и цели $V_{ц}$ на нормаль к линии визирования цели. Для выполнения этого условия проекции должны быть равны друг другу в течение всего этапа наведения. Очевидно, они будут равны только в том случае, если линия визирования цели в процессе наведения будет поступательно перемещаться параллельно самой себе. По-

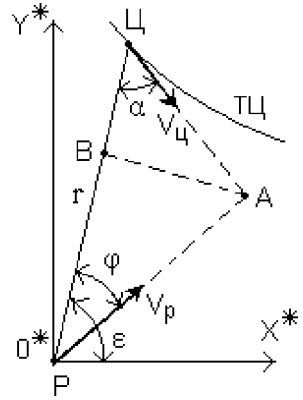


Рис.4.7. Наведение ЛА по методу параллельного сближения

этому такой метод наведения называется методом параллельного сближения. Для реализации такого метода необходимо поддерживать скорость изменения угла визирования равной нулю, т.е.

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = 0. \quad (4.18)$$

Отличие от нулевого значения угловой скорости вращения линии визирования цели будет являться параметром рассогласования.

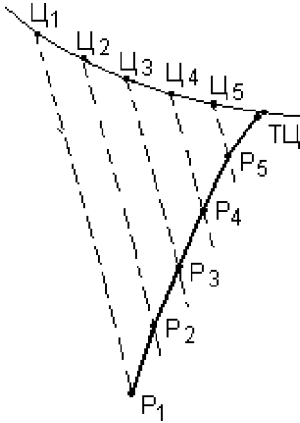


Рис.4.8. Расчетная траектория ракеты при наведении методом параллельного сближения

Построим траекторию движения ракеты при наведении методом параллельного сближения. Для выполнения такого построения необходимо знать траекторию цели ТЦ, отношение скоростей полёта цели и ракеты $n = \frac{V_{ц}}{V_p}$ и

точки начального положения цели $Ц_1$ и ракеты P_1 (рис.4.8).

Разобьём траекторию цели на ряд малых участков $Ц_1Ц_2$, $Ц_2Ц_3$ и т.д. Каждый из этих участков цель должна проходить за одинаковое время. Точки P_1 и $Ц_1$ соединим линией визирования цели. Из точек $Ц_2$, $Ц_3$ и т.д. проведём прямые,

параллельные линии визирования цели. Далее вычислим соответствующие участки траектории ракеты. Время прохождения цели расстояния $Ц_1Ц_2$ со скоростью $V_{ц}$ равно времени прохождения ракеты расстояния P_1P_2 со скоростью V_p , т.е.

$$\frac{Ц_1Ц_2}{V_{ц}} = \frac{P_1P_2}{V_p}, \quad (4.19)$$

откуда

$$P_1P_2 = \frac{Ц_1Ц_2}{V_{ц}} V_p = \frac{Ц_1Ц_2}{n}. \quad (4.20)$$

Аналогично находим

$$P_2P_3 = \frac{Ц_2Ц_3}{n} \quad (4.21)$$

и т.д.

Из точки P_1 радиусом, равным P_1P_2 , находим точку P_2 на прямой, проходящей через точку $Ц_2$. Далее из точки P_2 радиусом, равным P_2P_3 , находим точку P_3 и т.д. Чем меньше взяты участки на траектории цели, тем точнее построение траектории ракеты.

Как видно из рис.4.8, кривизна траектории ракеты при наведении методом параллельного сближения получается гораздо меньше, чем при наведении методом погони и приближается к минимально возможной из всех методов наведения. При прямолинейном движении цели и постоянстве отношении скоростей цели и ракеты угол упреждения не изменяется $\varphi = \text{const}$ и траектория ракеты получается прямолинейной.

Наведение методом накрытия цели

Такой метод наведения относится к трёхточечным методам, так как в процессе наведения участвуют три объекта (рис.4.9): командный пункт КП, ракета Р и цель Ц. На рис.4.9 обозначено: $r_{кц}$ – линия визирования цели относительно командного пункта; $r_{кр}$ – линия визирования ракеты относительно командного пункта; $\varepsilon_{кц}$ – угол визирования цели; $\varepsilon_{кр}$ – угол визирования ракеты.

При наведении методом накрытия цели ракета в любой момент времени должна находиться на линии визирования цели относительно командного пункта, т.е. должно выполняться условие

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_{кц} - \varepsilon_{кр} = 0. \quad (4.22)$$

Ракета в этом случае как бы закрывает видимость цели от наблюдателя, находящегося на командном пункте.

Угол $\Delta\varepsilon$ является параметром рассогласования. Он либо вычисляется как разность углов $\varepsilon_{кц}$ и $\varepsilon_{кр}$, либо измеряется непосредственно.

Рассмотрим графическое построение траектории ракеты при наведении методом накрытия цели. Для построения должны быть заданы: траектория цели ТЦ, траектория командного пункта ТКП, отношения

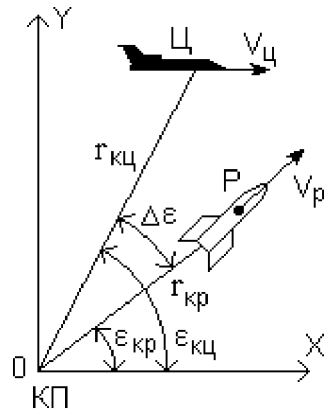


Рис.4.9. К пояснению трёхточечных методов наведения ЛА

скоростей цели и ракеты $n_1 = \frac{V_{ц}}{V_p}$ и цели, и командного пункта

$n_1 = \frac{V_{ц}}{V_p}$, начальное положение всех трёх объектов.

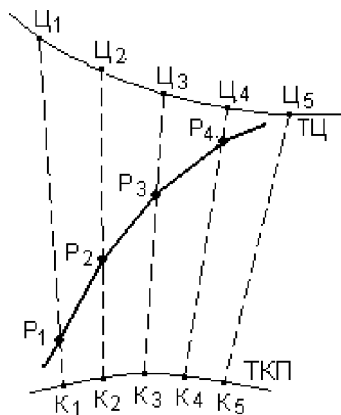


Рис.4.10. Расчетная траектория ракеты при наведении методом накрытия цели

Траекторию цели ТЦ (рис.4.10) разделим на ряд малых участков $Ц_1Ц_2$, $Ц_2Ц_3$ и т.д. Соответствующие участки траектории командного пункта находим из следующих соотношений:

$$K_1K_2 = \frac{Ц_1Ц_2}{V_{ц}} V_{к} = \frac{Ц_1Ц_2}{n_2};$$

$$K_2K_3 = \frac{Ц_2Ц_3}{V_{ц}} V_{к} = \frac{Ц_2Ц_3}{n_2} \quad (4.23)$$

и т.д.

Соединим прямыми линиями точки положения командного пункта с соответствующими точками положения цели: K_1 и $Ц_1$, K_2 и $Ц_2$ и т.д. Далее вычислим отрезки траектории:

$$P_1P_2 = \frac{Ц_1Ц_2}{V_{ц}} V_p = \frac{Ц_1Ц_2}{n_1}; \quad P_2P_3 = \frac{Ц_2Ц_3}{V_{ц}} V_p = \frac{Ц_2Ц_3}{n_1} \quad (4.24)$$

и т.д.

Из точки начального положения ракеты P_1 радиусом P_1P_2 делаем засечку на линии визирования $K_2Ц_2$ и находим положение ракеты P_2 . Аналогично определяем последующие точки положения ракеты. Соединяя найденные точки, находим искомую траекторию движения ракеты.

Если наведение по методу накрытия цели начинается с момента старта ракеты с командного пункта, то точка начального положения ракеты P_1 совпадает с точкой начального положения командного пункта K_1 . Если движение командного пункта происходит по закону параллельного сближения, то ракета будет двигаться так же, как если бы она наводилась по методу параллельного сближения.

Вопросы для самоконтроля

1. Какие требования должны быть выполнены при наведении летательных аппаратов по опорной траектории?
2. Какую аппаратуру используют при наведении летательных аппаратов по опорной траектории?
3. Назовите основное достоинство метода наведения по опорной траектории.
4. В чём заключается различие двухточечных и трёхточечных методов наведения летательных аппаратов?
5. Назовите методы, которые чаще всего используют для наведения летательных аппаратов по нефиксированным траекториям.
6. Поясните характерные особенности наведения летательных аппаратов методом погони.
7. Поясните характерные особенности наведения летательных аппаратов методом параллельного сближения.
8. Поясните характерные особенности наведения летательных аппаратов методом накрытия цели.

4.3 Системы радиотеленавещения

Основным наиболее общим признаком, характеризующим радиотеленавещение, является наличие определённой структуры электромагнитного поля, создаваемого передающими устройствами командного пункта. При этом некоторый параметр поля η оказывается функционально связанным с координатами соответствующей точки пространства $\eta (X, Y, Z)$, где X, Y, Z – опорная (отсчётная) система координат, связанная с командным пунктом. Бортовая аппаратура, размещённая на управляемом летательном аппарате, способна измерять параметр электромагнитного поля и таким образом определять своё фактическое положение относительно командного пункта.

Управляя излучением передатчика на командном пункте, можно изменять структуру поля и, соответственно, изменять направление движения управляемого летательного аппарата. Таким образом, можно осуществлять радиотеленавещение по произвольной траектории, которая может изменяться в процессе наведения в соответствии с относительным движением объектов, участвующих в наведении.

Принцип действия и структура радиотехнических средств системы радиотеленавещения определяются прежде всего используемым ин-

формационным параметром поля: амплитудой, частотой, фазой, временным запаздыванием сигналов. В соответствии с этим различают амплитудные, частотные, фазовые и временные системы.

Часто структуру электромагнитного поля формируют таким образом, чтобы информационные параметры оставались неизменными на некоторой линии или поверхности. Такие линии и поверхности называют равносигнальными. Любое отклонение управляемого летательного аппарата от равносигнальной линии или поверхности приводит к появлению так называемого сигнала ошибки на выходе бортовой приёмной аппаратуры. На основании сигнала ошибки формируют команды, управляющие движением летательного аппарата. Управление производится таким образом, чтобы сигнал ошибки был минимальным в течение всего управляемого полёта летательного аппарата.

Системы наведения по радиолучу

Характерным примером систем пространственного радиотеленавещения, в которых в качестве информационного параметра используется изменение амплитуды принимаемых сигналов, являются системы наведения по радиолучу. Один из вариантов реализации такого метода рассмотрим на примере системы наведения ракеты на цель. Радиотехническая часть системы наведения состоит из управляющей передающей

РТС, находящейся в командном пункте КП, и приёмной аппаратуры, размещённой на ракете Р. Пространственное положение всех объектов, участвующих в процессе наведения, показано на рис.4.11, где также обозначено: Л – радиолуч; $r_{кц}$ и $r_{кр}$ – линии визирования цели и ракеты относительно командного пункта; Л', Ц' и Р' – проекции луча и линий визирования цели и ракеты на горизонтальную координатную плоскость XOZ .

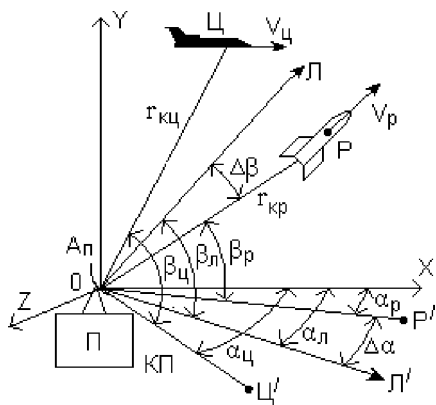


Рис. 4.11. Пространственное положение объектов, участвующих в процессе наведения ЛА по радиолучу

Управляющая РТС с помощью передатчика П и антенного устройства A_{Π} формирует радиолуч Л в виде равносигнального направления. Положение радиолуча в пространстве в любой момент времени определяется угловыми координатами $\alpha_{\text{л}}$ – в азимутальной плоскости и $\beta_{\text{л}}$ – в угломестной плоскости. Управление положением радиолуча осуществляется на основании информации о текущих навигационных параметрах цели Ц, на которую осуществляется наведение ракеты Р. Это угловые координаты цели $\alpha_{\text{ц}}$ и $\beta_{\text{ц}}$, определяющие положение линии визирования $r_{\text{кц}}$ цели Ц относительно командного пункта КП. Пространственное положение ракеты характеризуют соответствующие координаты: $\alpha_{\text{р}}$, $\beta_{\text{р}}$ и $r_{\text{кр}}$.

В зависимости от принятого метода наведения радиолуч может быть направлен на цель (метод накрытия цели) или в упреждённую точку (метод параллельного сближения). При наведении ракета в любой момент времени должна находиться на радиолуче. Параметры

$$\Delta\alpha = \alpha_{\text{л}} - \alpha_{\text{р}} \quad \text{и} \quad \Delta\beta = \beta_{\text{л}} - \beta_{\text{р}} \quad (4.25)$$

определяют отклонение траектории ракеты от направления радиолуча.

При реализации такого метода чаще всего используют антенну с относительно узкой, симметричной диаграммой направленности, ось которой смещена относительно оси антенны на небольшой угол γ (рис.4.12).

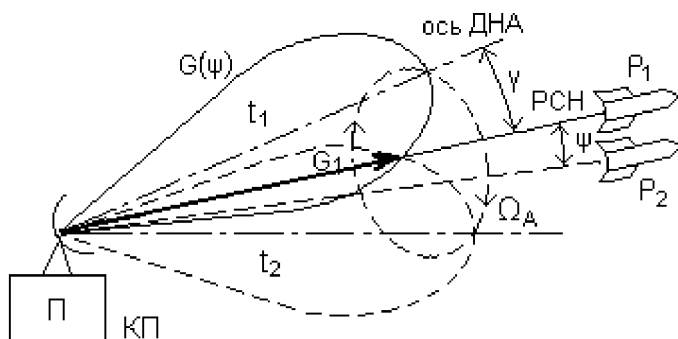


Рис.4.12. Формирование радиолуча в виде равносигнального направления

Диаграмма направленности вращается в пространстве вокруг оси антенны с угловой скоростью Ω_{Δ} . Так как ось диаграммы направленности при вращении перемещается по образующей кругового конуса, такое вращение носит название конического сканирования. На рис.4.12

показано пространственное положение вращающейся диаграммы направленности для двух произвольных моментов времени t_1 и t_2 . Из рисунка видно, что вдоль оси вращения диаграммы образуется равносигнальное направление (РСН), характерное тем, что для любого пространственного положения сканирующей диаграммы коэффициент усиления антенны определяет величина одного и того же вектора G_1 , и амплитуда сигналов, принимаемых бортовой аппаратурой с этого направления (направление на P_1 , рис.4.12), остаётся постоянной, равной U_0 (рис.4.13,а).

Если же ракета будет смещена относительно РСН (P_2 на рис.4.12) на угол ψ , то в направлении на P_2 будет происходить периодическое изменение коэффициента усиления передающей антенны с частотой, равной угловой скорости вращения диаграммы направленности, и вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

$$u_{\text{пр}}(t) = U_0 [1 + m \cos(\Omega_{\Delta} t - \Phi)] \cos \omega_0 t, \quad (4.26)$$

где U_0 – амплитуда сигнала при отсутствии углового рассогласования ($\psi = 0$); ω_0 – частота несущего колебания; Ω_{Δ} – частота сканирования;

Φ – начальная фаза огибающей модуляции; m – коэффициент глубины модуляции:

$$m = \frac{\Delta U}{U_0}.$$

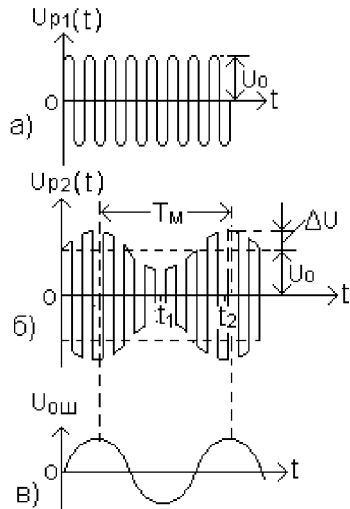


Рис.4.13. Вид сигналов, принимаемых бортовой аппаратурой

При этом глубина амплитудной модуляции m пропорциональна углу рассогласования ψ , а в фазе огибающей модуляции заложена информация о направлении углового отклонения ракеты относительно РСН. Вид амплитудно-модулированного сигнала, принимаемого бортовой аппаратурой с направления на P_2 , показан на рис.4.13,б, на котором амплитуды сигналов в моменты времени t_1 и t_2 соответствуют положениям диаграммы направленности в эти же моменты на рис.4.12. Период модуляции принимаемого сигнала равен

$$T_M = 2\pi / \Omega_{\Delta}. \quad (4.27)$$

Таким образом, с помощью сканирующей диаграммы направленности антенной системы передающего канала осуществляется преобразование угла рассогласования в изменение амплитуды принимаемых сигналов.

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигналов в приёмном канале (рис.4.13,в), можно получить информацию о величине и стороне отклонения ракеты от РСН. Огибающую амплитудно-модулированного сигнала в этом случае называют сигналом ошибки:

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} \cos (\Omega_A t - \Phi). \quad (4.28)$$

Упрощенная структурная схема передающего канала, формирующего радиолуч управляющей РТС, приведена на рис.4.14, на котором обозначено: ИИЦ – источник информации о цели; АБУ – анализирующее и вычислительное устройство; СУА – система управления антенной; УСД – система управления сканированием диаграммы направленности антенны; КУ – кодирующее устройство; ФМС – устройство формирования модулирующих сигналов; ГВЧ – генератор высокой частоты; $A_{\text{п}}$ – передающая антенна.

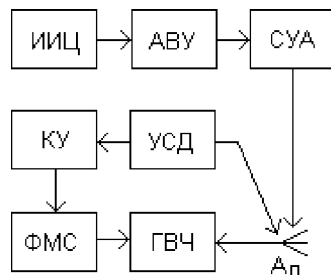


Рис.4.14. Структурная схема передающего канала, формирующего радиолуч

АБУ получает от ИИЦ информацию о текущих параметрах цели и вырабатывает сигналы управления антенной. ГВЧ генерирует высокочастотные импульсы, которые излучаются антенной со сканирующей диаграммой направленности. В излучаемую последовательность импульсов с помощью КУ и ФМС закладывается информация об опорном напряжении с частотой сканирования, которую необходимо передать на борт ракеты для определения фазовых соотношений между сигналом ошибки и опорными сигналами.

Структурная схема бортовой аппаратуры приведена на рис.4.15. Супергетеродинный приёмник Пр преобразует по частоте, усиливает и нормирует принятые антенной $A_{\text{пр}}$ сигналы. Далее сигналы после амплитудного детектора АД разделяются на два канала: канал сигнала ошибки КСО и канал опорных сигналов КОС. В первом выделяется

сигнал рассогласования, характеризующий отклонение ракеты от радиолуча, а во втором – опорные напряжения, фазы которых однозначно определяет пространственное положение сканирующей диаграммы направленности антенны передающего канала.

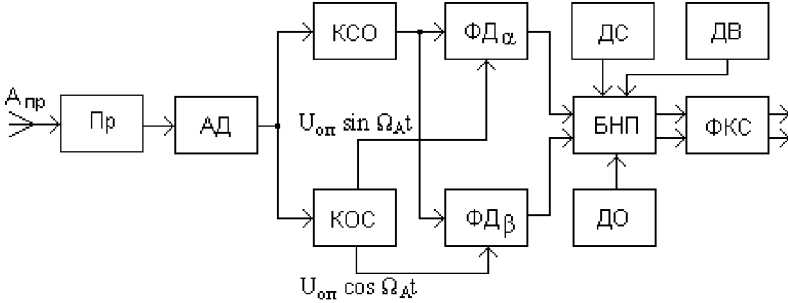


Рис.4.15. Структурная схема бортовой аппаратуры системы наведения по радиолучу

Управление ракетой осуществляется в азимутальной и угломестной плоскостях автономно. В связи с этим сигнал ошибки необходимо разложить на две ортогональные составляющие, пропорциональные угловым отклонениям ракеты α и β в этих плоскостях. Эти углы показаны на рис.4.16. Определим их.

Линейное отклонение ракеты ρ относительно РСН на расстоянии R от передатчика системы радиопользования равно

$$\rho = R \sin \psi, \quad (4.29)$$

где R – расстояние до ракеты.

При $R \gg \rho$ $\sin \psi \cong \psi$, тогда

$$\rho = R\psi. \quad (4.30)$$

Аналогично можно определить отклонения проекций ракеты на координатные оси OX и OY в картинной плоскости КПЛ, т.е. плоскости, перпендикулярной РСН:

$$\Delta x = R \alpha \quad \text{и} \quad \Delta y = R \beta. \quad (4.31)$$

Эти же отклонения можно определить как проекции вектора ρ на оси OX и OY :

$$\Delta x = \rho \cos \Phi \quad \text{и} \quad \Delta y = \rho \sin \Phi, \quad (4.32)$$

где Φ – угловая координата ракеты в картинной плоскости.

производится таким образом, чтобы ракета всегда находилась на равносигнальном направлении. Для улучшения качества процесса управления с помощью блока навигационных поправок БНП в командные сигналы вводят корректирующие поправки по информации датчика скорости движения ДС, датчика высоты полёта ДВ и датчика углов ориентации ракеты в пространстве ДО.

Системы наведения по радиозоне

Системы наведения по радиозоне обеспечивают движение летательного аппарата в заданной плоскости (радиозоне).

На рис.4.17 показана упрощенная структурная схема передающего канала одного из вариантов такой системы, формирующей радиозону в виде равносигнальной плоскости РСП.

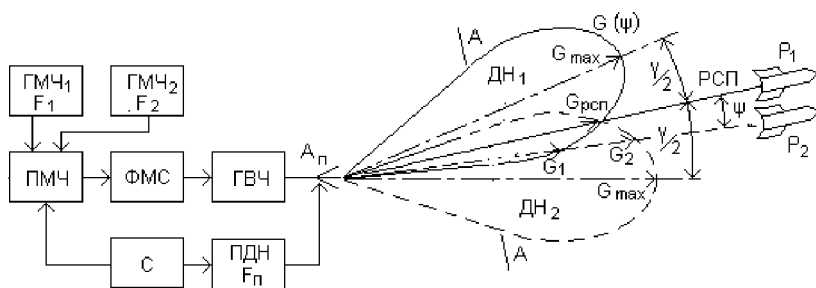


Рис.4.17. Структурная схема передающего канала, формирующего радиозону

Узкая диаграмма направленности передающей антенны A_n изменяет своё положение в пространстве с частотой F_n работы переключателя диаграммы направленности ПДН, занимая поочерёдно положения либо ДН₁, либо ДН₂. В каждом положении диаграмма находится одинаковое время

$$\tau_1 = \tau_2 = T_n / 2, \quad (4.37)$$

где $T_n = 1 / F_n$ – период переключений диаграммы.

В направлении осевой линии зоны перекрытия переключаемой диаграммы формируется равносигнальная плоскость РСП или радиозона. На рис.4.18 эта плоскость показана в поперечном сечении диаграммы направленности по линии АА (рис.4.17).

Как видно из рисунков, коэффициент усиления передающей антенны $G_{\text{реп}}$ для сигналов, принимаемых бортовой аппаратурой управляемого летательного аппарата P_1 , находящегося в пределах этой плоскости, остаётся постоянным и не зависит от пространственного положения переключаемой диаграммы направленности. Вследствие этого амплитуда принимаемых сигналов также остаётся неизменной (U_0 на рис.4.19,а). Отсутствие амплитудной модуляции принимаемого сигнала является критерием того, что управляемый летательный аппарат находится в пределах радиозоны. Ориентацию радиозоны в пространстве можно изменять, управляя антенной системой передающего канала, и тем самым изменять траекторию движения летательного аппарата.

Любые отклонения летательного аппарата от РСР (например P_2 на рис.4.17) вызовут различие коэффициентов усиления антенны в направлении на P_2 (G_1 и G_2). Это, в свою очередь, приведёт к периодическому изменению амплитуды сигналов на входе приёмного канала системы, т.е. к появлению амплитудной модуляции с частотой F_n (рис.4.19,б). Глубина амплитудной модуляции

$$m(\gamma) = \frac{\Delta U}{U_0} \tag{4.38}$$

несёт информацию о величине углового отклонения летательного аппарата от РСР.

Для того, чтобы определить, в какую сторону отклонился летательный аппарат от радиозоны, сигнал при нахождении диаграммы в

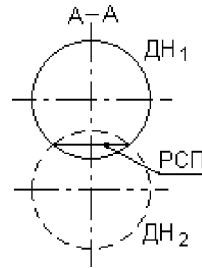


Рис. 4.18. Равносигнальная плоскость РСР в сечении АА на рис.4.17

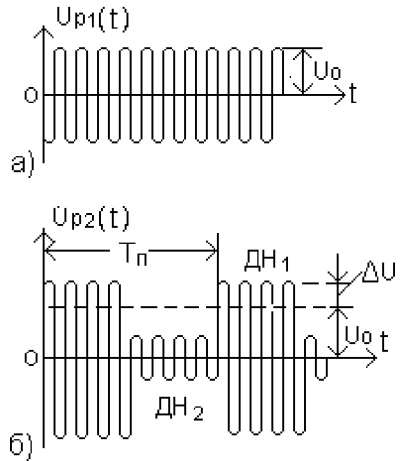


Рис.4.19. Вид сигналов, принимаемых бортовой аппаратурой

положении ДН₁ должен по тем или иным признакам отличаться от сигнала при положении диаграммы ДН₂. С этой целью осуществляется своеобразная «окраска» сигналов в виде амплитудной модуляции несущего колебания двумя гармоническими сигналами с различными частотами F_1 и F_2 . Такие сигналы формируют генераторы модулирующих частот ГМЧ₁ и ГМЧ₂, выходы которых подключаются к формирователю модулирующих сигналов ФМС через переключатель модулирующих частот ПМЧ. При нахождении диаграммы направленности антенны в положении ДН₁ модуляция несущего колебания в генераторе высокой частоты ГВЧ осуществляется одной модулирующей частотой, а в положении ДН₂ – другой. Временной режим работы переключателей ПМЧ и ПДН обеспечивает синхронизатор С.

Упрощенная структурная схема бортовой приёмной аппаратуры приведена на рис.4.20. Сигналы передатчика, принятые приёмной антенной А_{пр}, преобразуются и усиливаются в приёмнике Пр и детектируются в амплитудном детекторе АД. Выходные сигналы детектора поступают на два канала: канал сигнала ошибки КСО и канал опорного сигнала КОС.

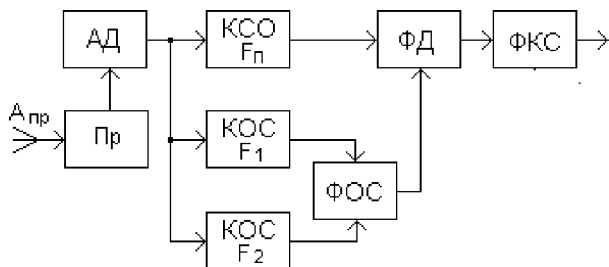


Рис.4.20. Структурная схема бортовой приёмной аппаратуры

Канал сигнала ошибки содержит фильтр, настроенный на частоту переключений диаграммы направленности антенны передатчика $F_{п}$. Сигнал ошибки, выделенный этим фильтром, представляет собой гармоническое колебание с частотой $F_{п}$. Амплитуда этого сигнала пропорциональна глубине модуляции принятого сигнала, т.е. величине угла отклонения, а фаза (0 или 180°) несёт информацию о стороне отклонения летательного аппарата относительно равносигнальной плоскости.

В канале опорного сигнала КОС два фильтра настроены на модулирующие частоты: один – на F_1 , другой – на F_2 . Выходные сигналы фильтров используют для формирования опорного сигнала в устройстве ФОС. Чаще всего опорный сигнал имеет форму меандра, формируемого с помощью триггера. Амплитуда выходного сигнала триггера не зависит от глубины амплитудной модуляции принятого сигнала, а фаза всегда имеет постоянное значение.

В ключевом фазовом детекторе ФД осуществляется умножение сигнала ошибки на опорный сигнал с последующим интегрированием результата. Величина и знак выходного напряжения фазового детектора определяются величиной и стороной отклонения летательного аппарата от радиозоны. Из этого напряжения формирователь командных сигналов ФКС формирует команды для исполнительного устройства, управляющего движением летательного аппарата.

Радиозону можно также создать с помощью антенной системы, в которой вместо переключающейся диаграммы направленности используются две одновременно существующие диаграммы, но со сдвинутыми на небольшой угол друг относительно друга направлениями максимального излучения. Каждой диаграмме соответствует сигнал со своей частотой модуляции F_1 и F_2 .

Вопросы для самоконтроля

1. Назовите основные признаки, характеризующие радиотеленаведение летательных аппаратов.
2. Поясните принцип наведения летательных аппаратов по радиолучу.
3. Какую информацию несёт сигнал ошибки на выходе бортовой аппаратуры при наведении по радиолучу?
4. С какой целью осуществляется разложение сигнала ошибки на две ортогональные составляющие?
5. Для чего при наведении по радиолучу в командные сигналы вносят корректирующие поправки?
6. Поясните принцип наведения летательного аппарата по радиозоне.
7. Какие методы используют для формирования радиозоны?
8. По каким критериям определяют отклонение летательного аппарата от радиозоны?

4.4 Системы командного радиотелеуправления

Виды систем командного радиотелеуправления

Системы командного радиотелеуправления позволяют удерживать летательный аппарат на заданной траектории с помощью команд, передаваемых с командного пункта. Команды формируются на основе информации, полученной на командном пункте с помощью радиоэлектронных систем обзора пространства и целеуказания, систем определения местоположения и параметров движения цели и управляемого летательного аппарата. Передача команд на управляемый объект осуществляется с помощью специализированной командной радиолинии.

По способу получения информации о цели различают командное радиотелеуправление (КРТУ) 1-го и 2-го вида.

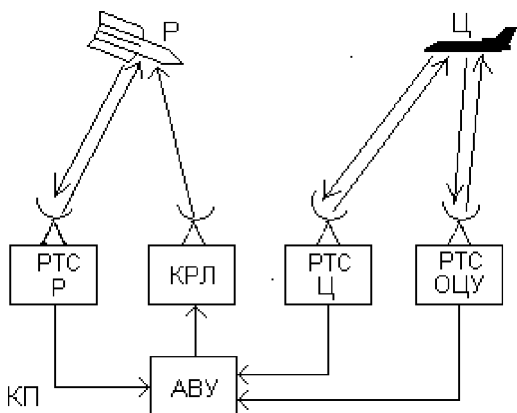


Рис.4.21. Командное радиотелеуправление 1-го типа

В системах 1-го вида КРТУ-1(рис.4.21) для получения информации, необходимой при формировании команд, используют аппаратуру, расположенную только на командном пункте КП. Текущие координаты и параметры движения объектов, участвующих в процессе наведения, определяют с помощью радиотехнической системы сопровождения ракеты РТС Р, радиотехнической системы обзора и целеуказания РТС ОЦУ и радиотехнической системы сопровождения цели РТС Ц. По результатам анализа полученной информации в анализирующем и вычислительном устройстве АВУ формируются команды управления для корректировки траектории движения ракеты Р. На борт управляемого объекта команды передаются с помощью командной радиолинии КРЛ.

В системах 1-го вида КРТУ-1(рис.4.21) для получения информации, необходимой при формировании команд, используют аппаратуру, расположенную только на командном пункте КП. Текущие координаты и параметры движения объектов, участвующих в процессе наведения, определяют с помощью радиотехнической системы сопровождения

Для получения информации о местоположении и параметрах движения целей в системах телеуправления 2-го вида КРТУ-2 (рис.4.22) применяют аппаратуру, расположенную на управляемом объекте. Эта информация с помощью радиотехнической системы передачи информации РТС ПИ передаётся на анализирующее вычислительное устройство АВУ командного пункта КП. Командная радиолиния КРЛ передаёт сформированные в АВУ команды на управляемый объект.

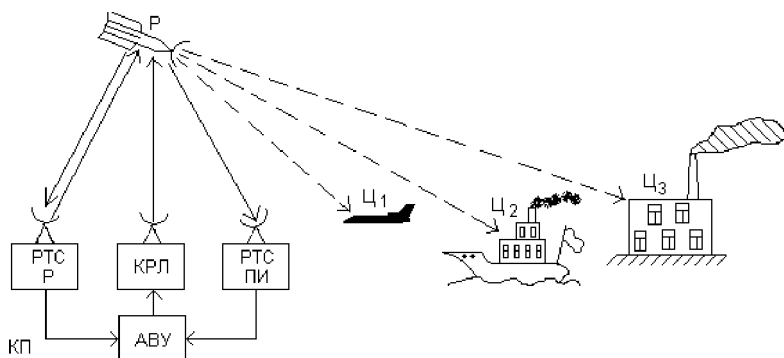


Рис.4.22. Командное радиотелеуправление 2-го типа

Системы КРТУ-1 по сравнению с системами КРТУ-2 имеют более простое построение аппаратуры, расположенной на борту управляемого объекта. Кроме того, бортовая аппаратура обладает высокой помехозащищённостью, так как приёмный канал ориентирован на приём только сигналов командной радиолинии. К недостаткам таких систем можно отнести малую дальность действия, которая ограничивается пределами прямой видимости. Особенно это сказывается в системах теленаведения класса «земля–земля». Поэтому такие системы применяют в основном для наведения ракет классов «воздух–земля» и «воздух–воздух», в которых командный пункт, формирующий команды управления, находится на борту летательного аппарата – ракетноносца. В этом случае при формировании команд управления необходимо иметь и учитывать информацию о параметрах движения носителя КП, что усложняет процесс наведения.

Бортовая аппаратура систем КРТУ-2, получающая информацию о цели и ретранслирующая её на командный пункт, значительно увеличивает дальность действия и позволяет осуществлять наведение ракет

класса «земля – земля» на низколетящие, наземные и надводные цели. Однако это существенно увеличивает сложность бортовой аппаратуры и снижает её помехозащищённость, так как приёмный канал открыт со стороны цели и это даёт возможность создавать умышленные помехи системе наведения.

Классы и виды радиокоманд

По условиям исполнения радиокоманды, которые формируются на командном пункте и передаются на объект управления, разделяют на два класса:

- команды в реальном масштабе времени, которые исполняются сразу после приёма их на борту летательного аппарата;
- команды временных программ, которые предварительно записываются в бортовое запоминающее устройство и исполняются в заданный момент времени по сигналу бортового программно-временного устройства (бортовой ЭВМ) или по дополнительной команде, переданной с командного пункта.

Командные радиолинии, как правило, являются многоканальными. В общем случае одна и та же линия может использоваться для одновременной работы с несколькими управляемыми объектами. В связи с этим различают внешние и внутренние адреса команд. Внешний адрес команды определяет объект, на который должна поступить переданная команда. Внутренний адрес команды обозначает устройство в составе аппаратуры объекта, которое является потребителем данной команды.

По виду сигналов команды могут быть аналоговыми (непрерывными) и дискретными.

Аналоговые команды представляют собой электрические сигналы, параметры которых (ток или напряжение) плавно изменяются с течением времени и могут принимать любые значения в заданных пределах. При формировании аналоговых команд на командном пункте используют вычислительные устройства или различные датчики.

Дискретные команды состоят из отдельных элементов (символов) в виде импульсов электрического тока. Содержание передаваемой команды отражается совокупностью этих элементов. Такие команды могут вырабатываться с помощью ЭВМ или получаться в результате преобразования аналоговых команд в дискретные. Дискретные команды,

как правило, передаются на летательный аппарат с помощью цифровых радиолиний, поэтому часто такие команды называют цифровыми.

Преобразование аналоговых команд в цифровые осуществляют путём дискретизации непрерывных сигналов во времени, квантованием дискретизированных сигналов по уровню и последующим преобразованием квантованных отсчётов в цифровой сигнал. Техническая реализация такого алгоритма осуществляется с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Процесс аналого-цифрового преобразования подробно рассмотрен в разделе 3.4. В приёмном канале командной радиолинии производят обратное преобразование с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП).

Обобщенная структурная схема командной радиолинии

Обобщённая структурная схема передающей части командной радиолинии приведена на рис.4.23.

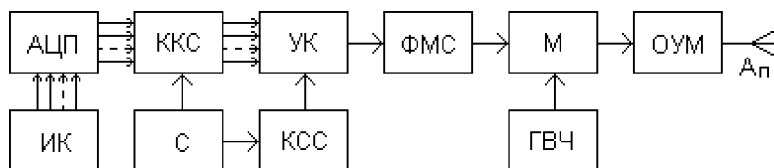


Рис.4.23. Структурная схема передающей части командной радиолинии

На выходе источников (датчиков) команд ИК образуется совокупность командных сигналов, которые после преобразования в АЦП поступают на кодирующее устройство ККС. В этом устройстве осуществляется кодирование преобразованных исходных команд. Кодированные сигналы объединяются в устройстве уплотнения каналов УК. В большинстве случаев в командных радиолиниях применяют линейные методы уплотнения каналов. К этим методам относят временное, частотное и структурное уплотнения. Временное и частотное уплотнения основаны на использовании сигналов, которые не перекрываются между собой во временной или частотной областях. Структурное уплотнение использует сигналы, которые различаются между собой по форме. Такие сигналы могут одновременно передаваться в общей полосе

частот радиолинии, не создавая междуканальных помех. Такой вид уплотнения каналов иногда называют уплотнением по форме.

Для обеспечения необходимой временной последовательности преобразований командных сигналов в передающей части радиолинии используются синхронизирующие сигналы синхронизатора С. К таким сигналам относятся, например, сигналы кадровой синхронизации, тактовой синхронизации, пословной синхронизации и т.п. Синхронизирующие сигналы передаются по командной радиолинии на управляемый объект совместно с командными сигналами. Для этого они кодируются в устройстве кодирования сигналов синхронизации КСС и поступают на устройство уплотнения каналов.

На выходе устройства уплотнения каналов образуется групповой низкочастотный сигнал, который через формирователь модулирующих сигналов ФМС осуществляет модуляцию несущих колебаний генератора высокой частоты ГВЧ по амплитуде, частоте или фазе в модуляторе М.

Передачик в командных радиолиниях чаще всего выполняют по схеме генератора с независимым возбуждением. В этом случае колебания несущей частоты формирует маломощный задающий генератор ГВЧ с кварцевой стабилизацией частоты, а необходимую мощность выходных сигналов передатчика обеспечивает оконечный усилитель ОУМ, выход которого подключён к передающей антенне $A_{п}$. Малая мощность позволяет обеспечить облегчённый тепловой режим автогенератора, что повышает стабильность его работы.

В современных многоканальных передатчиках в качестве задающих генераторов используют синтезаторы частот, позволяющие мгновенно формировать несущие колебания на многих частотах заданного диапазона. Применяют два способа синтеза: прямой (пассивный) и косвенный (активный). Принцип действия устройств прямого и косвенного синтеза рассмотрен в разделе 3.2.

На рис.4.24 приведена обобщённая структурная схема приёмной части командной радиолинии.

Поступающие на приёмную антенну $A_{пр}$ высокочастотные сигналы преобразуются по частоте и усиливаются в приёмнике Пр и поступают на демодулятор несущих колебаний ДНК. На выходе демодулятора образуется низкочастотный сигнал, поступающий на устройство выделения и декодирования командных сигналов ВКС. В результате такого

преобразования выделяется совокупность командных сигналов, которая через формирователь командных сигналов ФКС поступает к получателям команд ПК.

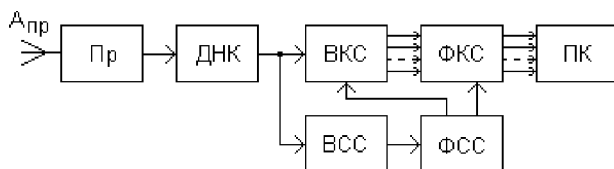


Рис.4.24. Структурная схема приёмной части командной радиолинии

Для обеспечения правильной работы устройств преобразования и декодирования командных сигналов предназначен канал выделения (ВСС) и формирования (ФСС) синхронизирующих сигналов.

Вопросы для самоконтроля

1. Поясните принцип действия систем командного радиотелеуправления 1-го вида.
2. Поясните принцип действия систем командного радиотелеуправления 2-го вида.
3. Дайте сравнительную характеристику систем КРТУ-1 и КРТУ-2.
4. Перечислите основные классы и виды радиокоманд.
5. Какое назначение имеют внешний и внутренний адреса команд?
6. Какой тип передатчика используют в командных радиолиниях?
7. Нарисуйте структурную схему и поясните работу передающего канала командной радиолинии.
8. Нарисуйте структурную схему и поясните работу приёмного канала командной радиолинии.

4.5 Системы самонаведения

Общие сведения

Самонаведением называется способ радиоуправления, при котором команды управления формируются в бортовой аппаратуре управляемого летательного аппарата на основе информации, содержащейся в сигналах, поступающих от целей. Это может быть собственное излучение цели (радиолокационное, тепловое) или отраженный от цели сигнал передатчика системы наведения.

Под РТС самонаведения понимают совокупность устройств, обеспечивающих наведение управляемого объекта на цель. В зависимости от того, где размещается первичный источник электромагнитной энергии, используемой для наведения, различают РТС активного, полуактивного и пассивного самонаведения.

В системах самонаведения основную роль выполняют системы и каналы автоматического сопровождения по направлению АСН, с помощью которых определяется направление на источник излучения и осуществляется угловая селекция целей. Повышение избирательности угломерных координаторов связано с необходимостью сужения диаграммы направленности антенной системы, что вызывает увеличение

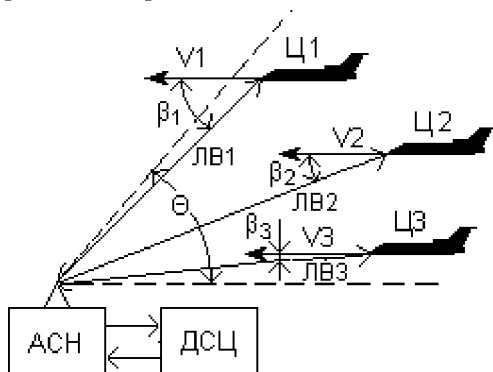


Рис.4.25. Групповая цель в растворе диаграммы направленности антенны системы АСН

масса-габаритных характеристик антенных устройств. Размещение таких устройств на малоразмерных носителях затруднительно. Поэтому в системах самонаведения применяют дополнительные меры по пространственной селекции целей, попадающих в раствор диаграммы направленности приёмной антенны Θ (рис.4.25).

В системах с импульсным излучением в качестве дополнительных селекторов целей ДСЦ используют следящие дальномеры, а в системах, работающих в режимах непрерывного излучения, – следящие селекторы по скорости.

Угломерный координатор совместно с устройствами дополнительной селекции (по дальности или по скорости движения цели) образуют радиовизир цели. Бортовая аппаратура, как правило, размещается в носовой части управляемого объекта и вместе с нерадиотехническими устройствами системы управления (привод антенны, гироскопические датчики и т.п.) образует головку самонаведения ГСН.

Построение и принцип действия радиовизиров зависит от принятого метода пеленгации источников излучения, под которым понимают процесс определения направления на источник радиоизлучения.

Пеленгатор, состоящий из направленной приёмной антенны $A_{пр}$ и приёмника $Пр$ (рис. 4.26), представляет собой угловой дискриминатор, с помощью которого осуществляется преобразование

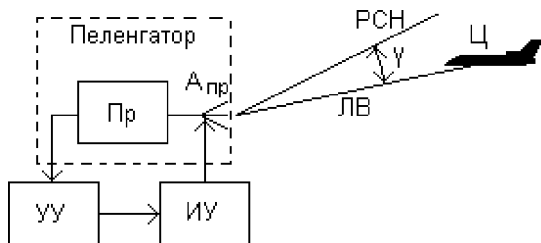


Рис.4.26. Схема системы АСН

информации об угловых координатах сопровождаемого объекта в токи и напряжения, однозначно зависящие от этих координат.

Сопровождаемый объект может сам излучать радиосигналы и быть первичным излучателем или отражать сигналы внешнего облучения, то есть быть вторичным излучателем. В общем виде любой радиопеленгатор строит нормаль к фазовому фронту волны, приходящей от источника излучения. Сравнение полученного таким образом направления с некоторым исходным (базовым, опорным) направлением, принятым за начало отсчёта, позволяет определять угловые координаты излучающего объекта.

Как правило, в системах АСН используют равносигнальные методы пеленгации, позволяющие получать более высокую точность определения направления на источник излучения по сравнению с другими методами. В таких устройствах с помощью антенной системы формируется равносигнальное направление (РСН), положение в пространстве которого известно, и оно служит опорным направлением. Задачей системы АСН является непрерывное автоматическое совмещение в пространстве опорного РСН с направлением прихода электромагнитных волн от источника излучения, т.е. с линией визирования цели ЛВ (рис.4.26). Это совмещение производится с помощью устройства управления УУ и исполнительного устройства ИУ, осуществляющих перемещение РСН в пространстве в соответствии с выходными сигналами пеленгатора. Для решения этой задачи переходная характеристика углового дискриминатора выбирается нечётной функцией напряжения $u_{\text{вых.д}}$ от углового рассогласования γ (рис.4.27).

Таким образом, выходное напряжение дискриминатора является электрическим аналогом углового рассогласования.

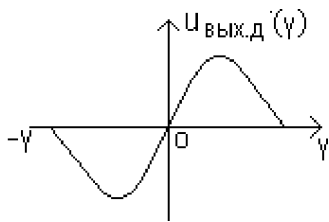


Рис. 4.27. Переходная характеристика углового дискриминатора

Часто его называют сигналом рас-
согласования или сигналом ошибки.
Апертура дискриминатора (область меж-
ду экстремальными значениями пере-
ходной характеристики на рис.4.27) оп-
ределяет разрешающую способность
следящей системы.

При совмещении РСН с линией визи-
рования ЛВ сопровождаемой цели Ц
(рис.4.26) угловое рассогласование и со-
ответствующее ему выходное напряжение дискриминатора устремля-
ются к нулю. Точка апертуры, в которой $u_{\text{вых.д}} = 0$, называется точкой
устойчивого равновесия.

В процессе наведения летательного аппарата на цель на ГСН дей-
ствуют различные возмущающие факторы, вызывающие ошибки наведе-
ния. Это внутренние и внешние шумы, силовое воздействие турбу-
лентной атмосферы и др.

Внутренние шумы образуются за счёт теплового движения заря-
женных частиц в элементах электрических цепей, из-за дробового эф-
фекта в электронных приборах и ряда других явлений. Внешние шумы
разделяют на амплитудные, обусловленные флуктуациями мощности
отражённых сигналов, и угловые, вызванные эффектом блуждания
энергетического центра отражённой от цели энергии. Воздействие этих
факторов может быть ослаблено соответствующей обработкой и
фильтрацией сигналов.

Особо следует выделить влияние обтекателя на точность наведения
летательного аппарата. Обтекатель ГСН защищает её элементы конст-
рукции от механических и других видов повреждений. Он размещается
в головной части летательного аппарата и является прозрачным для
энергии радиосигналов. Электромагнитная волна при прохождении
через обтекатель преломляется и фактический угол визирования цели ϵ
(рис.4.28) будет отличаться от его значения на выходе обтекателя ϵ_0 на
некоторую величину $\Delta\epsilon$:

$$\Delta\epsilon = \epsilon_0 - \epsilon, \quad (4.39)$$

называемую статистической пеленгационной характеристикой обтека-
теля.

Эта зависимость носит случайный характер и может изменяться от аэродинамического нагрева, деформации обтекателя вследствие аэродинамической нагрузки, от неоднородности материала обтекателя и других факторов.

Борьба с ошибками, вызываемыми влиянием обтекателя, ведётся в двух направлениях: созданием более совершенных обтекателей и разработкой соответствующих алгоритмов управления РСН. Применяемые материалы и технология изготовления совершенствуются, однако ошибки, вносимые обтекателями, являются значительными и в ряде случаев могут достигать $0,5^\circ$. Эти меры усложняют систему и увеличивают её стоимость.

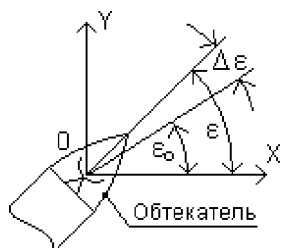


Рис. 4.28. Влияние обтекателя на работу системы АСН

По виду используемых сигналов различают радиовизоры систем с непрерывным и импульсным излучением. Принципиально такие радиовизоры различаются используемыми методами дополнительной селекции целей.

Более простую техническую реализацию имеют радиовизоры, основу которых составляют пеленгаторы с последовательным сравнением сигналов. Кроме того, такие пеленгаторы обладают относительно малыми масса-габаритными характеристиками, что позволяет использовать их в ГСН тактических ракет систем ПВО.

Радиовизир системы самонаведения с непрерывным излучением

На рис.4.29 приведена упрощенная структурная схема одного из вариантов технической реализации радиовизора системы полуактивного самонаведения, работающей в режиме непрерывного излучения.

Как видно из схемы, радиовизир включает в себя два канала:

- автоматического сопровождения целей по направлению (АСН), в качестве которого применен амплитудно-фазовый пеленгатор;
- автоматического сопровождения целей по скорости (АСС).

В пеленгаторе используется антенна $A_{пр1}$ с относительно узкой, симметричной диаграммой направленности $G(\varphi)$, ось которой смещена

относительно оси антенны на небольшой угол γ (рис.4.30). Диаграмма направленности вращается в пространстве вокруг оси антенны с угловой скоростью Ω_A (коническое сканирование). На рис.4.30 показано пространственное положение вращающейся диаграммы направленности для двух произвольных моментов времени t_1 и t_2 .

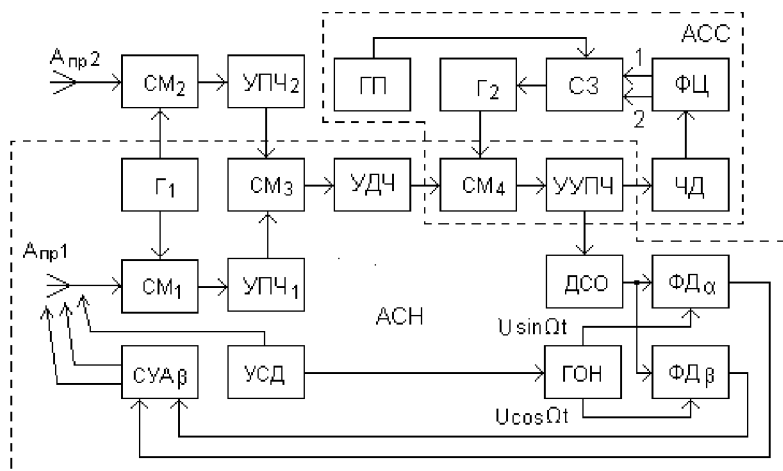


Рис. 4.29. Структурная схема радиовизира системы самонаведения с непрерывным излучением

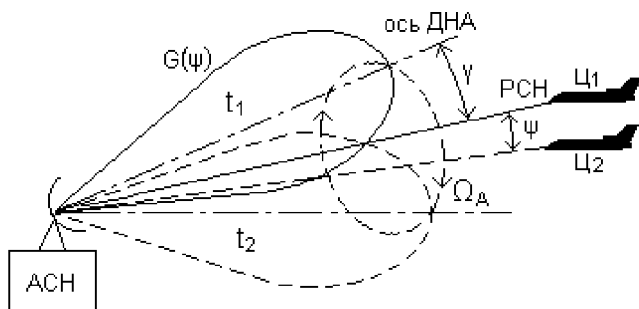


Рис.4.30. Формирование равносигнального направления в системе АСН

Из рисунка видно, что вдоль оси вращения диаграммы образуется равносигнальное направление РСН, характерное тем, что коэффициент усиления антенны $G(\varphi)$ в этом направлении ($\psi = 0$) будет постоянным:

$$G(\varphi)_{\psi=0} = \text{const} \quad (4.40)$$

и амплитуда сигналов, принимаемых с этого направления (направление на Ц₁, рис.4.30), не зависит от текущего положения в пространстве сканирующей диаграммы и остаётся постоянной, равной U_0 (рис.4.31,а).

Если же источник сигнала будет смещен относительно РСН на угол ψ (Ц₂ на рис.4.30), то в направлении на Ц₂ будет происходить периодическое изменение коэффициента усиления приёмной антенны с частотой, равной угловой скорости вращения диаграммы Ω_A , и вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

$$u_{пр}(t) = U_0 [1 + m_c(\psi) \cos(\Omega_A t - \Phi_c)] \cos \omega_0 t, \quad (4.41)$$

где U_0 – амплитуда сигнала при отсутствии углового рассогласования ($\psi = 0$); ω_0 – частота несущего колебания; Ω_A – частота сканирования; Φ_c – начальная фаза огибающей модуляции; $m_c(\psi)$ – коэффициент глубины модуляции;

$$m_c(\psi) = \frac{\Delta U}{U_0}. \quad (4.42)$$

При этом глубина амплитудной модуляции m_c прямо пропорциональна углу рассогласования ψ , а в фазе огибающей модуляции заложена информация о направлении углового отклонения. Вид амплитудно-модулированного сигнала, принимаемого с направления на Ц₂, показан на рис.4.31,б. Моменты времени t_1 и t_2 на рис.4.31,б соответствуют положениям диаграммы направленности на рис. 4.30. Период модуляции принимаемого сигнала равен

$$T_M = 2\pi / \Omega_A. \quad (4.43)$$

Таким образом, с помощью антенной системы осуществляется преобразование угла рассогласования в изменение амплитуды принимаемых сигналов.

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигнала

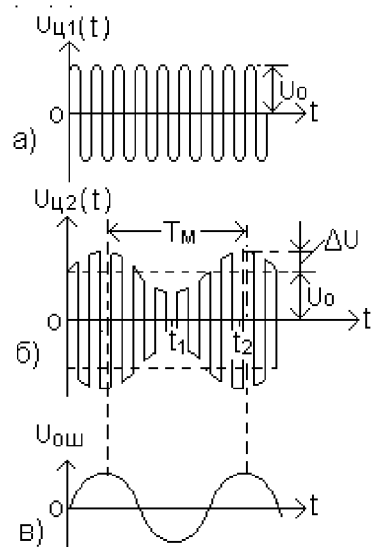


Рис. 4.31. Вид сигналов в системе АСН

лов (сигнал ошибки, рис.4.31,в), получают информацию о величине и стороне отклонения источника излучения (цели Ц) от РСН:

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} m_c \cos(\Omega_A t - \Phi_c). \quad (4.44)$$

Выделение сигнала ошибки осуществляется в детекторе сигнала ошибки ДСО (см. рис.4.29) после преобразования по частоте, усиления и нормирования в супергетеродинном приёмнике сигналов, принятых антенной ($A_{\text{пр1}} - \text{СМ}_1 - \text{УПЧ}_1 - \text{М}_3 - \text{УДЧ} - \text{М}_4 - \text{УУПЧ} - \text{ДСО}$). Используя эту информацию формируют сигналы, управляющие положением РСН в пространстве, совмещая его с линией визирования цели ЛВ с помощью системы управления антенной СУА.

Управление антенной производится, как правило, в азимутальной и угломестной плоскостях автономно. В связи с этим сигнал ошибки необходимо разложить на две ортогональные составляющие, пропорциональные угловым отклонениям цели в этих плоскостях, т.е. произвести преобразование информации об угловых координатах цели, полученной в полярной системе координат, в сигналы, управляющие положением антенны, в прямоугольной (декартовой) системе.

Аппаратурное разделение сигнала ошибки на две составляющие осуществляется в фазовых детекторах $\Phi\text{Д}_\alpha$ и $\Phi\text{Д}_\beta$, в которых производится умножение сигнала ошибки на опорные напряжения, вырабатываемые генератором опорных напряжений ГОН и имеющие фазовый сдвиг друг относительно друга на $\pi/2$:

$$u_{\text{оп1}}(t) = U_{\text{оп1}} \cos \Omega_A t \quad \text{и} \quad u_{\text{оп2}}(t) = U_{\text{оп2}} \sin \Omega_A t. \quad (4.45)$$

Синхронизация ГОН осуществляется устройством сканирования диаграммы направленности антенны УСД, и поэтому фазы опорных напряжений однозначно связаны с пространственным положением сканирующей диаграммы.

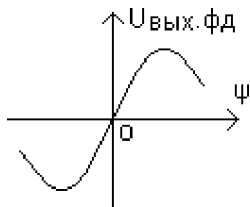


Рис. 4.32. Переходная характеристика фазового детектора

Переходная характеристика каждого фазового детектора представляет собой нечётную функцию выходного напряжения от величины углового рассогласования линии визирования цели и равносигнального направления (рис.4.32).

тель промежуточной частоты УУПЧ, который имеет фиксированную настройку, а перестраивается по частоте лишь гетеродин Γ_2 .

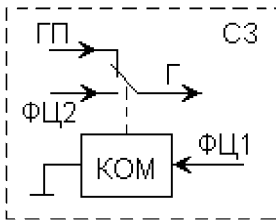


Рис. 4.34. Эквивалентное представление схемы захвата системы АСС

захвата СЗ в виде коммутатора КОМ релейного типа и распределение управляющих сигналов.

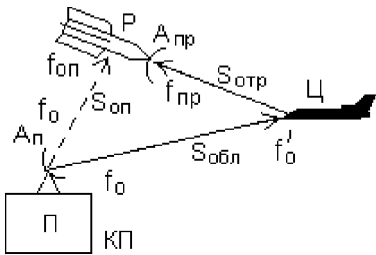


Рис. 4.35. К определению диапазона возможных доплеровских частот

на командном пункте КП, излучает сигналы облучения цели $S_{обл}$ с частотой f_0 , осуществляя т.н. «подсвет» цели. Если бы приёмник сигналов находился на цели Ц, то на его входе действовал бы сигнал с частотой

$$f'_0 = f_0 + F_{дц}, \quad (4.48)$$

где $F_{дц}$ – доплеровское приращение частоты сигнала за счёт движения цели. Цель отражает сигналы с частотой f'_0 . Приёмник системы АСН, расположенный на ракете Р, принимает отражённые от цели сигналы $S_{отр}$ с частотой

$$f_{пр} = f'_0 + F_{дц} + F_{др}, \quad (4.49)$$

где $F_{др}$ – доплеровское приращение частоты сигнала за счёт движения ракеты.

В исходном состоянии, когда на входе радиовизира нет сигналов, система работает в режиме поиска. В этом режиме гетеродин Γ_2 с помощью управляющего напряжения генератора поиска ГП периодически перестраивается по частоте. Управляющее напряжение, изменяющееся по линейному закону, поступает на гетеродин через схему захвата СЗ. На рис.4.34 показано эквивалентное представление схемы

Поиск осуществляется в диапазоне доплеровских приращений частоты входных сигналов. Этот диапазон определяется возможными значениями скорости сближения ракеты и цели. Ориентировочно его можно определить из следующих соображений (рис.4.35).

Передатчик П системы полуактивного самонаведения, расположенный на командном пункте КП,

излучает сигналы облучения цели $S_{обл}$ с частотой f_0 , осуществляя т.н. «подсвет» цели. Если бы приёмник сигналов находился на цели Ц, то на его входе действовал бы сигнал с частотой

где $F_{дц}$ – доплеровское приращение частоты сигнала за счёт движения цели. Цель отражает сигналы с частотой f'_0 . Приёмник системы АСН, расположенный на ракете Р, принимает отражённые от цели сигналы $S_{отр}$ с частотой

где $F_{др}$ – доплеровское приращение частоты сигнала за счёт движения ракеты.

Одновременно на дополнительный канал ГСН ($A_{\text{пр}2}$ - $СМ_2$ -УПЧ₂, см. рис.4.29) поступают опорные сигналы $S_{\text{оп}}$ от передатчика с КП. Так как расстояние между КП и управляемой ракетой Р увеличивается, то опорный канал принимает сигналы передатчика с частотой

$$f_{\text{оп}} = f_0 - F_{\text{др}}. \quad (4.50)$$

Сигналы обоих каналов, принятые антеннами $A_{\text{пр}1}$ и $A_{\text{пр}2}$, преобразуются по частоте в смесителях $СМ_1$ и $СМ_2$, усиливаются в УПЧ₁ и УПЧ₂ и поступают на $СМ_3$, на выходе которого образуются колебания с разностной (доплеровской) частотой, пропорциональной скорости сближения ракеты с целью:

$$f_{\text{пр}} - f_{\text{оп}} = f_0 + F_{\text{дц}} + F_{\text{дц}} + F_{\text{др}} - f_0 + F_{\text{др}} = 2(F_{\text{дц}} + F_{\text{др}}) = F_{\text{д}}. \quad (4.51)$$

Возможные значения этой частоты, зависящей от скоростей движения ракеты и цели, определяют границы поиска по частоте в системе АСС.

Сигналы с частотой $F_{\text{д}}$ усиливаются в усилителе доплеровских частот УДЧ и подаются на вход смесителя $СМ_4$ системы АСС. На второй вход $СМ_4$ поступают колебания гетеродина Γ_2 .

В процессе поиска, когда разность частот перестраиваемого гетеродина Γ_2 и сигнала с частотой $F_{\text{д}}$ будут находиться в пределах полосы пропускания УУПЧ, сигнал с разностной частотой f_p , полученный на выходе смесителя $СМ_4$:

$$f_p = f_{\Gamma} - F_{\text{д}} \quad (4.52)$$

проходит через УУПЧ, частотный детектор ЧД, формирующую цепь ФЦ и заставляет сработать схему захвата СЗ (цепь ФЦ₁ на рис.4.34), которая останавливает поиск и переводит систему АСС в режим сопровождения целей по доплеровской частоте. В этом случае управление частотой гетеродина осуществляется напряжением, поступающим с выхода ЧД (цепь ФЦ₂).

Переходная характеристика ЧД (рис. 4.36) представляет собой нечётную функцию выходного напряжения от рассогласования Δf частоты разностного сигнала на выходе $СМ_4$ f_p и средней частоты настройки УУПЧ $f_{\text{пч}}$:

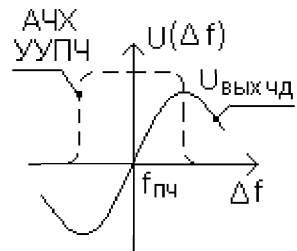


Рис. 4.36. Переходная характеристика частотного детектора

$$u_{\text{вых}} = \varphi(\Delta f), \quad (4.53)$$

где $\Delta f = f_p - f_{\text{пч}}$.

Пунктиром на рис.4.36 показана амплитудно-частотная характеристика УУПЧ.

Частотный детектор вырабатывает управляющее напряжение, величина и знак которого пропорциональны величине и стороне частотного рассогласования. Это напряжение через ФЦ (цепь ФЦ₂) и СЗ изменяет частоту гетеродина до тех пор, пока рассогласование частот не станет равным нулю. Выходное напряжение ЧД при этом также будет равно нулю, изменение частоты гетеродина прекратится и система будет работать в режиме устойчивого сопровождения принимаемых от цели сигналов по частоте. Средний уровень управляющего напряжения, соответствующий текущему значению скорости движения сопровождаемой цели, поддерживается интегрирующими устройствами ФЦ.

Из рис.4.29 видно, что на вход детектора сигнала ошибки ДСО поступают сигналы, несущие информацию об угловых координатах цели, с выхода узкополосного усилителя промежуточной частоты УУПЧ. Благодаря высокой избирательности этого усилителя по частоте на систему автоматического сопровождения по направлению ГСН эта информация будет поступать только от одной цели, выбранной для сопровождения по скорости. Сигналы от других целей, находящихся в пределах диаграммы направленности антенны $A_{\text{пр1}}$ (рис.4.25), но имеющие другие значения доплеровского приращения частоты, через УУПЧ не пройдут и не окажут влияния на работу системы АСН, основного канала ГСН.

Радиовизир системы самонаведения с импульсным излучением

Упрощенная структурная схема радиовизира системы работающей в режиме импульсного излучения показана на рис.4.37.

Такой радиовизир, так же как и радиовизир системы с непрерывным излучением, состоит из двух основных каналов: следящего пеленгатора (система АСН) и канала автоматического сопровождения целей по дальности (система АСД), выполняющего роль дополнительного селектора целей.

система сопровождения по дальности (АСД). Формируемый системой АСД импульсный сигнал, который открывает на короткое время приёмный канал пеленгатора, часто называют стробом дальности.

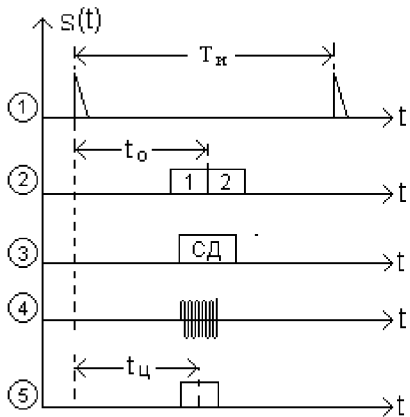


Рис. 4.38. Временные диаграммы сигналов в системе АСД

Рассмотрим работу системы АСД в составе радиовизира ГСН. Временные диаграммы сигналов в некоторых точках структурной схемы радиовизира приведены на рис.4.38.

В системах с полуактивным самонаведением передатчик расположен на командном пункте, поэтому для нормальной работы системы АСД на борту управляемого летательного аппарата установлен дополнительный приёмник сигналов синхронизации, передаваемых с командного пункта ($A_{пр2}$ – ПСС).

Синхроимпульсы, формируемые на выходе ПСС (график 1 на рис.4.38), через схему временной задержки СВЗ запускают генератор селекторных импульсов ГСП. На выходе ГСП формируются два следующих один за другим селекторных импульса (график 2). Положение этих импульсов на временной оси зависит от величины задержки сигналов синхронизации в схеме временной задержки СВЗ, которая, в свою очередь, определяется управляющим напряжением, подаваемым через схему захвата СЗ. Вид управляющего напряжения зависит от режима работы системы АСД.

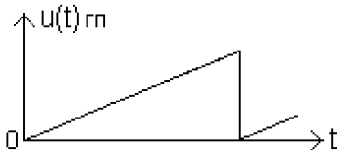


Рис.4.39. Вид управляющего напряжения генератора поиска

В режиме поиска, когда на входе приёмника нет отраженных от цели сигналов, управляющее напряжение поступает от генератора поиска ГП. Чаще всего это линейно изменяющееся напряжение (рис.4.39), под воздействием которого селекторные импульсы плавно перемещаются по оси времени от минимального значения, соответствующего минимально возможной дальности действия системы, до максимально-

минимально возможной дальности действия системы, до максимально-

го значения, определяемого максимальной дальностью действия системы.

Одновременно с селекторными импульсами изменяет своё временное положение строб дальности, который вырабатывает устройство формирования строба УФС (график 3). Строб дальности, подаваемый на УПЧ, открывает приёмный канал пеленгатора на время своего действия. Как только строб дальности совпадёт по времени с принятым отраженным от цели сигналом (график 4), сигнал пройдет через УПЧ, амплитудный детектор АД и видеоусилитель ВУ (график 5) на схему захвата СЗ. Схема захвата отключает генератор поиска ГП от управления временной задержкой в СВЗ и подключает к ней через формирующую цепь ФЦ выход временного различителя ВР. Эквивалентное представление схемы захвата в виде электромагнитного коммутатора КОМ показано на рис.4.40.

Время задержки отражённого сигнала на входе ГСН в любой момент времени будет зависеть от взаимного расположения объектов, участвующих в самонаведении. Ориентировочно оно будет равно (рис.4.41)

$$\tau \approx \frac{R_{кц} + R_{рц} - R_{кр}}{c}, \quad (4.54)$$

где $R_{кц}$ – расстояние командный пункт – цель Ц; $R_{рц}$ – расстояние ракета Р – цель; $R_{кр}$ – расстояние командный пункт – ракета; c – скорость распространения радиоволн.

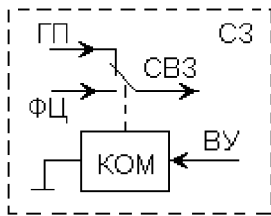


Рис.4.40. Эквивалентное представление схемы захвата системы АСД

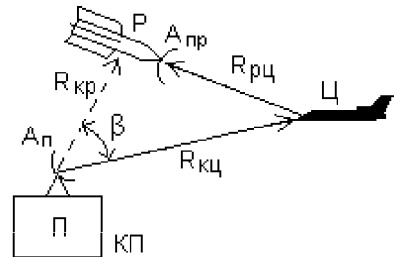


Рис.4.41. К определению времени задержки входных сигналов системы АСД

Угол β между линиями визирования цели $R_{кц}$ и ракеты $R_{кр}$ по мере удаления ракеты от командного пункта и сближения её с целью будет

уменьшаться и при ориентировочных расчётах его можно не учитывать.

Выходное напряжение временного различителя ВР зависит от взаимного расположения на временной оси принятого сигнала, отражённого от цели, и двух селекторных импульсов.

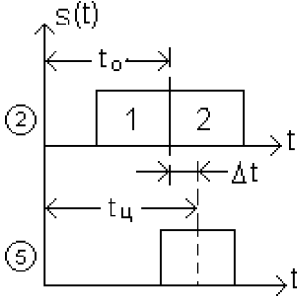


Рис.4.42. Временное рассогласование селекторных импульсов и входного сигнала

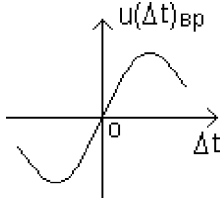


Рис.4.43. Переходная характеристика временного различителя

Если середина принятого от цели сигнала точно совпадает с осью симметрии селекторных импульсов, то управляющее напряжение на выходе различителя отсутствует. При появлении временного рассогласования

$$\Delta t = t_0 - t_ц, \quad (4.55)$$

как это показано на укрупнённых графиках 2 и 5 на рис.4.42, возникает управляющее напряжение.

Величина и знак этого напряжения определяются величиной и знаком временного рассогласования. С этой целью переходная характеристика временного различителя выбирается нечётной функцией временного рассогласования (рис.4.43).

Управляющее напряжение через формирующую цепь ФЦ и схему захвата СЗ поступает на схему временной задержки запуска селекторных импульсов СВЗ.

Это напряжение сфазировано таким образом, чтобы оно, изменяя временную задержку селекторных импульсов, уменьшало бы временное рассогласование Δt .

При точном сопровождении цели выходное напряжение временного различителя близко к нулю, поэтому формирующая цепь ФЦ поддерживает средний уровень управляющего напряжения соответственно текущему значению дальности до цели.

Вопросы для самоконтроля

1. Назовите основные особенности самонаведения летательных аппаратов.
2. По каким критериям классифицируют РТС самонаведения?

3. Дайте сравнительную характеристику активных, полуактивных и пассивных РТС самонаведения.
4. Зачем в РТС самонаведения используют дополнительную пространственную селекцию целей?
5. Из каких элементов состоит радиовизир цели?
6. Из каких элементов состоит головка самонаведения (ГСН)?
7. Какие виды пеленгаторов используют в радиовизирах ГСН?
8. Поясните влияние обтекателя ГСН на точность наведения летательных аппаратов.
9. Каким образом формируется равносигнальное направление в амплитудно-фазовом пеленгаторе?
10. Поясните принцип действия системы АСН.
11. С какой целью в системах АСН производят преобразование информации об угловых координатах цели?
12. В каких параметрах входных сигналов радиовизира заключена информация об угловом положении цели?
13. Поясните принцип действия системы АСС.
14. Какие элементы радиовизира определяют селекционирующие свойства системы самонаведения?
15. Поясните принцип действия системы АСД.
16. Какую роль выполняет строб дальности в системе АСД?
17. Почему переходную характеристику временного различителя выбирают в виде нечётной функции временного рассогласования?

4.6 Корреляционно-экстремальные системы радиоуправления

Принцип работы корреляционно-экстремальных систем радиоуправления основан на методах распознавания образов. Понятие «образ» представляет собой описание некоторого объекта в виде совокупности определённых признаков. Часто в качестве таких объектов используют изображения радиоориентиров в виде яркостной радиокарты или отрезков реализации одно- или двумерной развёртки рельефа подстилающей поверхности. Такие изображения иногда называют полями и в общем случае они являются функциями двух или более аргументов. Поэтому под образом можно понимать любой фрагмент (отрезок) такого поля, описывающий изображение конкретного участка подстилающей поверхности.

Вид представления образа зависит от потребителя информации: человека-оператора или вычислительного устройства, и может быть аналоговым, цифровым, графическим и т.п.

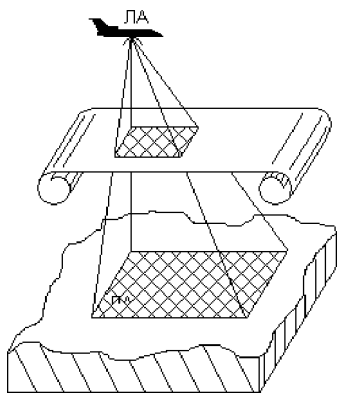


Рис. 4.44. Принцип действия корреляционно-экстремальной системы радиуправления

В системах, использующих методы распознавания образов, осуществляется сравнение текущего изображения подстилающей поверхности с эталонным изображением, полученным заранее (рис.4.44).

Критерием сравнения является значение взаимной пространственной функции корреляции эталонного и текущего изображений. Наибольшее (экстремальное) значение этой функции содержит информацию о величине относительной дезориентации сравниваемых изображений, а максимум функции корреляции соответствует их точному со-

вмещению. Поэтому такие системы называют корреляционно-экстремальными. Несовпадение изображений позволяет получить сигнал рассогласования и сформировать команды для управления движением летательного аппарата, чтобы возвратить его на требуемую траекторию.

Обобщённая структурная схема такой системы приведена на рис.4.45.

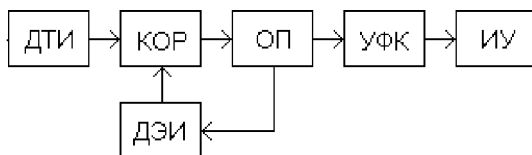


Рис. 4.45. Обобщённая структурная схема корреляционно-экстремальной системы радиуправления

Сигналы с датчика текущего изображения ДТИ и датчика эталонного изображения ДЗИ сравниваются в корреляторе КОР. Автоматический оптимизатор ОП осуществляет поиск координат наибольшего

значения корреляционной функции, обеспечивает управление ДЭИ для соответствующего перемещения эталонного изображения и выдаёт информацию для устройства формирования командных сигналов УФК. Исполнительное устройство ИУ ликвидирует отклонение летательного аппарата от заданной траектории.

Корреляционно-экстремальный метод управления летательными аппаратами впервые был использован союзниками антигитлеровской коалиции в годы второй мировой войны для определения текущего местоположения ночных бомбардировщиков, совершавших многократные полёты к целям по одним и тем же маршрутам. В первых полётах радиолокационное изображение подстилающей поверхности, полученное на экране обзорной РЛС, фиксировалось с помощью кинокамеры на фотоплёнку. В последующих полётах это изображение принималось в качестве эталонного и сравнивалось с текущим изображением местности с помощью зеркальной системы. Совмещение двух изображений обеспечивало необходимую точность слепого полёта. Такая система представляла собой первую полуавтоматическую корреляционную систему, в которой сравнение изображений осуществлялось оператором.

В современных корреляционно-экстремальных системах текущее и эталонное изображения формируют с помощью различных физических полей – как искусственных (вторичных), так и естественных (первичных). В качестве таких полей используют радиолокационное, оптическое, тепловое, магнитное, гравитационное поля.

В рельефометрической корреляционной системе в память бортовой аппаратуры управляемого летательного аппарата вводится эталонная карта рельефа различных участков поверхности на предполагаемой трассе полёта. Основным источником измерительной информации является установленный на борту радиовысотмер, регистрирующий реальный рельеф местности под летательным аппаратом (рис.4.46).

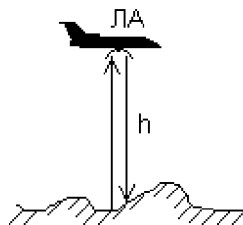


Рис.4.46. Принцип действия рельефометрической системы

Входная информация в каждый момент времени снимается в одной точке подстилающей поверхности, а выходной сигнал является скалярной величиной одной переменной. В бортовом корреляционном

устройстве наблюдаемый текущий рельеф сравнивается с заложенными в память эталонными наборами реализаций рельефа для различных участков трассы полёта.

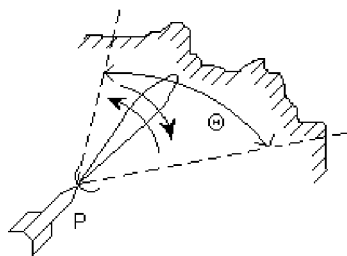


Рис.4.47. Сканирование диаграммы направленности антенны по линии горизонта

В одном из вариантов корреляционно-экстремальной системы в качестве датчика текущего изображения используют радиолокационную систему, диаграмма направленности антенны которой сканирует по линии горизонта и входная информация на борту летательного аппарата воспроизводится в виде произвольной линии, соответствующей рельефу горизонта (рис.4.47).

Сравнение рельефа горизонта с эталонным позволяет осуществлять полёт по заданному маршруту. Выходной сигнал в данном случае является векторной величиной.

В картосличительных корреляционных системах текущее изображение подстилающей поверхности на борту управляемого объекта получают за счёт сканирования в заданных пределах подстилающей поверхности каким-либо чувствительным преобразователем (например радиолокационным, оптическим или другим). В некоторых системах текущее изображение получают с помощью многоканальной системы, снимающей мгновенную информацию с некоторого участка площади (кадра). Выходная информация описывается двумерной векторной величиной. В бортовом вычислительном устройстве хранятся изображения, соответствующие ожидаемым в момент сравнения.

В другом варианте корреляционно-экстремальной системы на борту управляемого объекта используют радиолокационную станцию со слабонаправленным излучением импульсных сигналов (рис.4.48,а). В результате приёма сигналов, отражённых от отдельных наиболее радиоконтрастных ориентиров, которые разрешаются по дальности, но находятся в пределах ширины диаграммы направленности антенны, формируется видеоимпульс характерной формы (рис.4.48,б).

Форма этого импульса определяется относительным положением отдельных ориентиров и управляемого объекта. Серия таких видеоимпульсов используется в качестве текущего изображения, а в качестве

эталонного – серия видеоимпульсов, полученная заранее при полёте по данному маршруту на определённой высоте. Если высота планируемого полёта управляемого объекта отличается от высоты полёта при записи эталонных изображений, необходимо прибегать к пересмотру формы эталонных видеоимпульсов с учётом изменения высоты, т.е. к синтезу эталонного изображения.

Достоинством рассмотренной системы управления является простота антенной системы и возможность её установки на объектах без каких-либо существенных конструктивных требований. К недостаткам можно отнести то, что её точность в значительной степени зависит от высоты полёта управляемого объекта и ухудшается с увеличением высоты. Это объясняется тем, что на больших высотах импульсный объём сигнала возрастает и суммируются отражённые сигналы от множества объектов-ориентиров. Форма результирующего видеоимпульса оказывается сглаженной и слабо зависящей от положения объекта относительно наблюдаемых ориентиров.

Основным преимуществом корреляционно-экстремальных систем является их автономность, высокая помехозащищённость и точность. Точность в основном определяется точностью совмещения текущего информационного и эталонного изображений при условии корректности и стабильности эталонных карт и ограничивается размерами ячейки эталонного изображения.

К недостаткам таких систем можно отнести трудности составления сложных эталонных изображений, связанных с выделением устойчивых информационных признаков, не зависящих от освещённости и не подверженных сезонным изменениям. Кроме того, масштаб изображения и его ориентацию необходимо изменять в зависимости от высоты

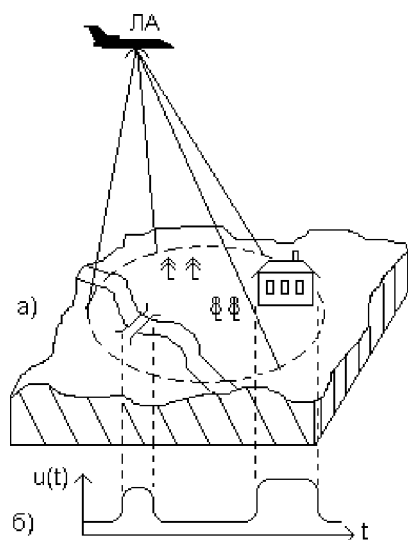


Рис.4.48. Использование слабонаправленной антенны

полёта и от углового рассогласования систем координат, в которых получены сличаемые изображения.

Сложность возрастает также с увеличением необходимого количества ячеек эталонного изображения. Количество ячеек зависит от планируемой дальности полёта управляемого объекта и возрастает по квадратичному закону с увеличением дальности. В связи с этим корреляционно-экстремальные системы применяют на относительно небольших дальностях полёта управляемых объектов. Часто такие системы комплексируют с другими более грубыми навигационными системами (например, инерциальными) и подключают их к управлению объектом на конечном этапе полёта, когда необходимо обеспечение высокой точности управления. Такая комбинация обеспечивает большую дальность полёта управляемых объектов и высокую конечную точность наведения при приемлемой сложности и стоимости аппаратуры.

Вопросы для самоконтроля

1. Что представляет собой понятие образа в корреляционно-экстремальных системах радиуправления?
2. Какой критерий используют для получения информации об ошибке наведения?
3. Постройте обобщённую структурную схему корреляционно-экстремальной системы управления и поясните алгоритм работы такой системы.
4. Какие виды корреляционно-экстремальных систем используют для управления летательными аппаратами?
5. В каких случаях требуется корректировать параметры эталонного изображения?
6. Перечислите основные достоинства и недостатки корреляционно-экстремальных систем радиуправления.
7. Какие меры принимают для увеличения дальности действия корреляционно-экстремальных систем управления летательными аппаратами?

Глава 5 КОНТРОЛЬ РАБОТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

5.1 Общие сведения

Сложность современной радиоэлектронной аппаратуры, используемой в авиации, космонавтике, военном деле и других отраслях народного хозяйства вызывает серьёзную проблему обеспечения её качественного хранения и эксплуатации. Это означает, что должна обеспечиваться постоянная готовность РТС к действию при заданном уровне надёжности.

Надёжность системы оценивают вероятностью того, что её характеристики и параметры в течение заданного времени и в заданных условиях окружающей среды не выйдут за пределы допустимых значений. Опыт эксплуатации показывает, что с течением времени вероятность отказа систем возрастает, т.е. надёжность является убывающей функцией времени.

Постоянная готовность РТС к действию обеспечивается контролем параметров систем, находящихся в эксплуатации и на хранении. Стоимость такого контроля и при необходимости замена, настройка и ремонт отказавших узлов и блоков составляют значительную часть эксплуатационных расходов. Специалисты подсчитали, что затраты на эксплуатацию радиоэлектронного оборудования летательных аппаратов (самолётов, ракет, космических объектов) во много раз превышают затраты на его проектирование и производство.

Одним из основных путей снижения эксплуатационных расходов является сокращение времени на проведение контроля параметров и автоматизация средств контроля. Для этих целей в состав сложных радиоэлектронных комплексов, как правило, включают специализированную контрольно-проверочную аппаратуру (КПА). Систему контроля считают автоматической, если число ручных операций при контроле не превышает 2 %. Если количество ручных операций находится в пределах от 2 до 50 %, то систему считают полуавтоматической. Если количество ручных операций превосходит 50 %, то систему считают ручной.

Ручные системы проще и дешевле в производстве, но их малая производительность приводит к повышению стоимости эксплуатации. Автоматизация процессов контроля позволяет существенно сократить

время на проверку параметров и снизить количество и квалификацию обслуживающего персонала.

Радиоэлектронные системы и комплексы, подлежащие систематической проверке и контролю в процессе производства, хранения и эксплуатации, называют объектами контроля. Объект контроля характеризуется совокупностью контролируемых параметров. К числу таких параметров относят основные выходные характеристики, а также параметры, позволяющие оценить состояние и работоспособность объекта контроля: токи, напряжения, температура, давление и т.п. В сложных объектах число контролируемых параметров может достигать нескольких сотен, а иногда и нескольких тысяч. Поэтому необходимо стремиться к минимизации числа контролируемых параметров. Это означает, что из общего числа параметров должны быть исключены все зависимые параметры и контролировались только взаимно независимые характеристики.

Контроль параметров и проверка работоспособности объекта контроля может осуществляться при работе его в режиме эксплуатации или в специальном проверочном режиме. Например, контроль радиоэлектронного оборудования самолёта перед взлётом или ракеты перед стартом осуществляется в условиях, когда работа аппаратуры происходит в режимах, существенно отличающихся от режима эксплуатации. В этом случае используют проверочный режим контроля параметров. Такой режим требует подачи на вход объекта контроля испытательных сигналов, по выходной реакции на которые можно судить о характеристиках проверяемого объекта.

В зависимости от вида контролируемого объекта испытательные сигналы могут иметь различную физическую природу в виде напряжений постоянного тока или тока высокой частоты, угловых или линейных перемещений, перепадов давления, изменения температуры и т.п. Выходная реакция объекта контроля также может иметь вид электрических сигналов, механического перемещения, теплового потока и т.д. Примером объекта контроля, у которого входные и выходные сигналы электрические, является радиолокационная станция. У ракеты, управляемой радиоэлектронным комплексом, входными являются электрические сигналы, а выходными сигналами могут быть, например, отклонения рулевых элементов, т.е. механическое перемещение.

Для оценки исправности объекта контроля чаще всего используют критерий «годен – не годен».

По технической реализации разделяют КПА внешнего контроля и КПА встроенного контроля.

5.2 Построение КПА внешнего контроля

КПА внешнего контроля представляет собой автономную, конструктивно и схемно независимую систему контроля. Алгоритм внешнего контроля с помощью КПА предусматривает следующие операции:

- формирование испытательных сигналов и подачу их на вход объекта контроля;
- сравнение выходной реакции объекта контроля со стандартными сигналами;
- анализ результатов сравнения и выработку команды для дальнейшего продолжения проверки или её прекращения;
- индикацию результатов проверки.

Структурная схема, реализующая указанный алгоритм внешнего контроля, приведена на рис.5.1.

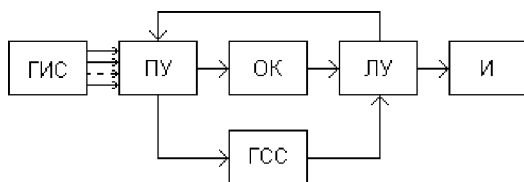


Рис. 5.1. Структурная схема внешнего контроля

Как видно из схемы, система контроля в общем случае должна включать в себя генераторы испытательных сигналов ГИС, генераторы стандартных сигналов ГСС, программирующее ПУ и логическое ЛУ устройства и индикатор результатов проверки И. Для проверки различных устройств, входящих в объект контроля ОК, требуются различные генераторы сигналов: для проверки электронных схем – генераторы электрических сигналов, для проверки герметизации блоков – генераторы давления, для проверки гироскопических приборов автопилота – генераторы движений в виде поворотного стола и т.п.

Программирующее устройство управляет последовательностью работы всей системы контроля, осуществляет переключения испытательных и стандартных сигналов и контролируемых цепей. Память

программирующего устройства содержит в закодированном виде инструкцию проведения контроля. Сравнение выходной реакции объекта контроля со стандартными сигналами осуществляется в логическом устройстве. Результаты сравнения поступают на индикатор и по цепи обратной связи на программирующее устройство для реализации следующего шага контроля или остановки проверки.

Индикация результатов проверки обычно производится с помощью различных световых табло и фиксируется в виде документа на каком-либо носителе.

Важное значение имеет приспособленность объекта контроля для целей проверки. Для этого, помимо выбора параметров контроля и методов их измерения, необходимо предусмотреть устройства для ввода испытательных сигналов и вывода сигналов реакции. При этом подключение цепей контроля не должно изменять режим проверяемой цепи, а само присоединение должно быть простым и удобным.

5.3 Системы встроенного контроля

Основное отличие КПА встроенного контроля заключается в том, что элементы контрольной аппаратуры схемно и конструктивно встраиваются в функциональные блоки и приборы объекта контроля. Это обеспечивает дистанционный допусковый контроль параметров отдельных функциональных устройств и комплекса в целом в режиме эксплуатации.

Сложные радиоэлектронные комплексы обычно состоят из большого числа функциональных блоков и устройств, размещаемых часто в различных местах носителя (самолёта, вертолёта). Поэтому системы встроенного контроля строятся по принципу измерительной пирамиды (рис.5.2).

Измерительной пирамидой называют такую последовательность измерения и отображения результатов, когда низшие звенья – функциональные устройства (объекты контроля OK_1, OK_2, OK_n на рис.5.2) – контролируются детально, но в следующее звено – промежуточное регистрирующее устройство ПРУ – поступает лишь обобщённая информация, а в высшее звено – центральное регистрирующее устройство ЦРУ – передаётся лишь главная информация, характеризующая состояние объекта контроля в целом.

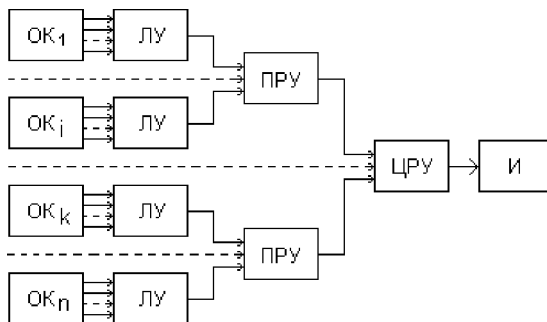


Рис. 5.2. Структурная схема встроенного контроля
(принцип измерительной пирамиды)

Допусковая оценка контролируемых параметров производится в логических устройствах ЛУ, а результат оценки передаётся в следующее звено в виде обобщённого сигнала «годен – не годен».

Индикация окончательных результатов контроля И осуществляется в виде световых или звуковых сигналов, свидетельствующих о способности радиоэлектронного комплекса в целом выполнять возложенные на него функции в соответствии с техническими условиями.

Вопросы для самоконтроля

1. Какие меры принимают для обеспечения постоянной готовности РТС к действию?
2. Для чего в состав сложных радиоэлектронных комплексов включают специализированную контрольно-проверочную аппаратуру?
3. Из каких соображений выбирают параметры, подлежащие контролю?
4. Перечислите операции, которые предусматривает алгоритм внешнего контроля.
5. Нарисуйте структурную схему и поясните работу аппаратуры, реализующей алгоритм внешнего контроля.
6. Какие требования предъявляют к устройствам подключения аппаратуры контроля?
7. Назовите основные отличия КПА встроенного контроля от КПА внешнего контроля.
8. Поясните алгоритм контроля параметров объекта по принципу измерительной пирамиды.
9. Вспомните, какой критерий используют для оценки исправности объекта контроля.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Достоинство радиотехнических средств состоит в их способности обеспечить получение наибольшего объёма информации, обработку её в реальном масштабе времени и адаптацию датчиков информации к изменяющимся внешним условиям. Эти средства обладают высокой точностью измерения параметров движения летательного аппарата, имеют большую дальность действия, позволяют решать разнообразные навигационные задачи независимо от времени нахождения в пути, при любых погодных условиях, в любое время суток.

При разработке радиотехнических систем необходимо учитывать исторический опыт и перспективы развития систем не только рассматриваемого класса, но и конкурирующих с ними. Особенно важно это при создании управляющих комплексов, включающих системы различного назначения. Разработчик должен уметь применять методы математического моделирования и автоматического проектирования сложных радиотехнических систем.

Основными направлениями развития и совершенствования радиоэлектронных средств являются: комплексирование и интеграция информации радиотехнических средств в пилотажно-навигационных комплексах; автоматическая обработка пилотажно-навигационной информации на базе цифровых методов и микропроцессорной техники; совершенствование элементной базы в части повышения быстродействия, расширения частотного диапазона, стабильности работы при воздействии внешних дестабилизирующих факторов и т.п.; новая схемотехника радиоэлектронной аппаратуры, позволяющая использовать усовершенствованные методы обработки сигналов и более полно реализовать цифровые методы; применение совмещённых средств индикации пилотажно-навигационной информации; уменьшение электропотребления, массы и габаритных размеров бортовой аппаратуры.

Методы и средства, используемые при проектировании сложных радиотехнических систем, непрерывно расширяются. Это предъявляет высокие требования к образованию современного радиоспециалиста, в котором дисциплина «Основы радиотехнических систем» играет особую роль, объединяя в единую систему знания, приобретённые студентами в процессе обучения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Лёзин, Ю.С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем [Текст]: учеб. пособие для вузов / *Ю.С. Лёзин.* – М.: Радио и связь, 1986. – 280 с.
2. Радиотехнические системы [Текст]. учеб. для вузов / *Ю.П. Гришин, В.П.Ипатов, Ю.М.Казаринов* [и др.]; под ред. *Ю.М. Казаринова.* – М.: Академия, 2008. – 590 с.
3. Теоретические основы радиолокации [Текст]: учеб. пособие для вузов / под ред. *В.Е. Дулевича.* – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
4. *Дымова, А.И.* Радиотехнические системы [Текст]: учеб. для вузов / *А.И. Дымова, М.Е. Альбац, А.М. Бонч-Бруевич.* – М.: Сов. радио, 1975. – 440 с.
5. Радиосистемы управления [Текст]: учеб. для вузов. / под ред. *В.А. Вейцеля.* – М.: Дрофа, 2005. – 416 с.
6. *Финкельштейн, М.И.* Основы радиолокации [Текст]: учеб. для вузов / *М.И. Финкельштейн.* – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
7. *Виницкий, А.С.* Автономные радиосистемы [Текст]: учеб. пособие для вузов / *А.С. Виницкий.* – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.
8. Информационные технологии в радиотехнических системах [Текст]: учеб. пособие / под ред. *И.Б. Фёдорова.* – М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2003.-672 с.
9. Системы радиосвязи [Текст]: учеб. для вузов / под ред. *Н.И. Кашеникова.* – М.: Радио и связь, 1988. – 352 с.
10. Радиосвязь [Текст]: / под ред. *О.В. Головина.* – М.: Горячая линия – Телеком, 2000. – 288 с.
11. *Аграновский, К.Ю.* Радиотехнические системы [Текст]: учеб. пособие для студентов вузов / *К.Ю. Аграновский, Д.Н. Златогурский, В.Г. Киселёв.* – М.: Высш. школа, 1979. – 333 с.
12. *Никольский, Б.А.* Методы радионавигационных измерений [Текст]. Ч. 1: учеб. пособие / *Б.А. Никольский.* – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2003. – 96 с.

13. *Никольский, Б.А.* Методы радионавигационных измерений [Текст]. Ч. 2: учеб. пособие / *Б.А. Никольский*. – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2006. – 99 с.
14. Радиоэлектронное оборудование [Текст] / под ред. проф. *В.М. Сидорина*. – М.: Воениздат, 1990. – 288 с.
15. *Васин, В.В.* Справочник-задачник по радиолокации [Текст] / *В.В. Васин, Б.М. Степанов*. – М.: Сов. радио, 1977. – 320 с.
16. *Верещака, А.И.* Авиационная радиоэлектроника, средства связи и радионавигации [Текст]: учеб. для вузов / *А.И. Верещака, П.В. Олянюк*. – М.: Транспорт, 1993. – 343 с.
17. *Никольский, Б.А.* Активное радиоподавление [Текст]: учеб. пособие / *Б.А. Никольский*. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2007. – 80 с.
18. *Тихонов, А.П.* Радиолокационное оборудование самолётов [Текст] / *А.П. Тихонов*. – М.: Транспорт, 1991. – 280 с.
19. Авиационная радионавигация [Текст]: справочник / под ред. *А.А. Сосновского*. – М.: Транспорт, 1990. – 264 с.
20. *Софронов, Н.А.* Радиооборудование самолётов [Текст]: учеб. для авиационных техникумов / *Н.А. Софронов*. – М.: Машиностроение, 1993. – 392 с.
21. *Никольский, Б.А.* Самолётные антенны [Текст]: учеб. пособие / *Б.А. Никольский*. – Самара: СГАУ, 1999. – 62 с.
22. *Никольский, Б.А.* Излучение и распространение радиоволн [Текст]: учеб. пособие / *Б.А. Никольский*. – Самара: СГАУ, 1999. – 32 с.
23. Радиолокационные устройства [Текст] / под ред. *В.В. Григорина-Рябова*. – М.: Сов. Радио, 1970. – 680 с.
24. *Флеров, А.Г.* Доплеровские устройства и системы навигации [Текст] / *А.Г. Флеров, В.Т. Тимофеев*. – М.: Транспорт, 1987. – 191 с.
25. *Давыдов, П.С.* Эксплуатация авиационного радиоэлектронного оборудования [Текст]: справочник / *П.С. Давыдов, П.А. Иванов*. – М.: Транспорт, 1990. – 240 с.
26. Радиолокационные станции обзора земли [Текст] / под ред. *Г.С. Кондратенкова*. – М.: Радио и связь, 1983. – 272 с.

27. *Никольский, Б.А.* Методы и средства радиоэлектронной защиты летательных аппаратов [Текст]. Ч. 1: учеб. пособие / *Б.А. Никольский*. – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2004. – 110 с.
28. *Никольский Б.А.* Методы и средства радиоэлектронной защиты летательных аппаратов [Текст]. Ч. 2: учебн. пособие / – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2007. – 110 с.
29. *Лобкова, Л.М.* Распространение радиоволн над морской поверхностью [Текст] / *Л.М. Лобкова*. – М.: Радио и связь, 1991. – 256 с.
30. *Атражеев, М.П.* Борьба с радиоэлектронными средствами [Текст] / *М.П. Атражеев, В.А. Ильин, Н.П. Марьин*. – М.: Воениздат, 1972. – 272 с.
31. *Палий, А.И.* Радиоэлектронная борьба [Текст] / *А.И. Палий*. – М.: Воениздат, 1989. – 350 с.
32. *Кочержевский, Г.Н.* Антенно-фидерные устройства [Текст]: учеб. для вузов / *Г.Н. Кочержевский, Г.А. Ерохин, Н.Д. Козырев*. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
33. Защита от радиопомех [Текст] / под ред. *М.В Максимова*. – М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.
34. *Перунов, Ю.М.* Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием [Текст] / *Ю.М. Перунов, К.И. Фомичёв, Л.М. Юдин*. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
35. *Van Brunt.* Applied ECM / E.W. – Engineering, USA, 1978. v. 7.
36. *Пересада, С.А.* Борьба с низколетающими средствами воздушного нападения [Текст] / *С.А. Пересада, А.И. Филиппов, Л.И. Демидов*. – М.: Воениздат, 1971. – 174 с.
37. Защита от радиопомех [Текст] / под ред. *М.В Максимова*. – М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.
38. Информационные технологии в радиотехнических системах [Текст]: учеб. пособие / под ред. *И.Б. Фёдорова*. – М.: Изд. МГТУ им. Н.Е. Баумана, 2003. – 672 с.
39. Радиосистемы передачи информации [Текст]: учеб. пособие для вузов / под ред. *И.Б. Фёдорова и В.В. Калмыкова*. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 472 с.

40. *Касперский, Е.В.* Компьютерные вирусы и методы борьбы с ними [Текст] / *Е.В. Касперский*. – М.: НТЦ Информтехника, 1992.
41. *Ефимов, Е.Г.* Бортовое оборудование самолётов РЭБ групповой защиты [Текст] / *Е.Г. Ефимов, М.Н. Серёгин* // Зарубежное военное обозрение, 1995, №9.
42. Радиоприёмные устройства [Текст] / под ред. *А.П. Жуковского*. – М.: Высшая школа, 1989. – 342 с.
43. *Дьяконов, В.П.* Электронные средства связи [Текст] / *В.П. Дьяконов, А.А. Образцов*. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 432 с.
44. *Бакулев, П.А.* Радионавигационные системы [Текст]: учеб. / *П.А. Бакулев*. – М.: Радиотехника, 2011. – 269 с.
45. *Куприянов А.И.* Теоретические основы радиоэлектронной борьбы [Текст]: учеб. пособие. / *А.И. Куприянов*. – М.: Вуз. книга, 2007. – 356 с.

Учебное издание

Никольский Борис Аркадьевич

ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Учебник

Редакторская обработка Н. С. Купринова
Компьютерная доверстка Т. Е. Пловнева

Подписано в печать 28.02.13. Формат 60x84 1/16

Бумага офсетная. Печать офсетная

Печ. л. 19,75.

Тираж 20 экз. Заказ № . Арт. 3/2013.

Самарский государственный
аэрокосмический университет
443086 Самара, Московское шоссе, 34.

Изд-во Самарского государственного
аэрокосмического университета
443086 Самара, Московское шоссе, 34.