

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

Б. А. Никольский

БОРТОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

САМАРА 2013

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

БОРТОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

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 «Техническая эксплуатация авиационных электросистем и пилотажно-навигационных комплексов».

САМАРА
Издательство СГАУ
2013

УДК 621.396.6(075)
ББК 3284я7
Н 641

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. А.Н. К о п т е в,
вед. спец. ФГУП «НИИ Эcran» В.Г. Б е л о з ё р о в

Никольский Б.А.

Н641 **Бортовые радиоэлектронные системы [Электронный ресурс]:** учеб. /
Б.А. Никольский. – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2013. –
1 электр. опт. диск (CD-ROM).

ISBN 978-5-7883-0935-4

Бортовые радиоэлектронные системы (БРЭС) составляют основу информационно-обеспечения пилотажно-навигационных комплексов (ПНК) современных летательных аппаратов (ЛА) и предназначены для передачи, приёма, измерения и преобразования информации. В учебнике рассмотрены общие сведения о бортовых радиоэлектронных 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.

Предназначен для студентов факультета инженеров воздушного транспорта, обучающихся по направлению подготовки бакалавров 162500.62 «Техническая эксплуатация авиационных электросистем и пилотажно-навигационных комплексов» по дисциплине «Бортовые радиоэлектронные системы».

Разработан на кафедре радиотехнических устройств СГАУ.

УДК 621.396.6(075)
ББК 3284я7

ISBN 978-5-7883-0935-4

© Самарский государственный
аэрокосмический университет, 2013

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список условных сокращений.....	4
Предисловие.....	6
Введение.....	8
Глава 1 <i>Общие сведения о бортовых радиоэлектронных системах</i>	9
1.1 Основные задачи, решаемые радиотехническими системами.....	9
1.2 Радиосигнал, как носитель информации.....	12
1.3 Классификация радиосистем.....	14
1.4 Обобщённая структурная схема РТС.....	17
1.5 Эксплуатационно-тактические характеристики РТС.....	34
1.6 Технические характеристики РТС.....	40
1.7 Энергетические характеристики РТС.....	43
1.8 Линии передачи электромагнитной энергии.....	50
1.9 Процесс излучения электромагнитных волн.....	79
1.10 Распространение электромагнитных волн.....	80
Глава 2 <i>Методы радионавигационных измерений</i>	97
2.1 Методы измерения расстояний.....	97
2.2 Методы измерения угловых координат.....	120
2.3 Методы измерения скорости движения объектов.....	150
2.4 Методы измерения углов ориентации летательных аппаратов.....	172
2.5 Методы радиолокационного обзора пространства.....	183
2.6 Методы определения местоположения объектов.....	199
2.7 Методы измерения угловой скорости движения объектов.....	210
2.8 Методы построения измерителей навигационных параметров следящего типа.....	212
2.9 Комплексирование измерителей навигационных параметров.....	226
Глава 3 <i>Радиотехнические системы передачи информации</i>	233
3.1 Общие сведения.....	233
3.2 Одноканальные РТС передачи информации.....	241
3.3 Многоканальные РТС передачи информации.....	253
3.4 Цифровые методы передачи информации.....	264
3.5 Методы защиты информации.....	274
3.6 Асинхронные адресные системы передачи информации.....	280
Глава 4 <i>Контроль 3 работы радиоэлектронных систем</i>	285
4.1 Общие сведения.....	285
4.2 Построение КПА внешнего контроля.....	287
4.3 Системы встроенного контроля.....	288
Заключение.....	290
Библиографический список.....	291

СПИСОК УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- А – антенна приёмно-передающая.
АБ – абонент.
АВУ – анализирующее и вычислительное устройство.
АД – амплитудный детектор.
АК – акселерометр.
АМ – амплитудная модуляция.
А_п – антенна передающая.
А_{пр} – антенна приёмная.
АПЧ – автоматическая подстройка частоты.
АРУ – автоматическая регулировка усиления.
АС – антенная система.
АЦП – аналого-цифровой преобразователь.
АЧ – анализатор частоты.
АЧМ – амплитудно-частотная модуляция.
АЧ РТС – 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.
ВСР – выделение сигналов рассогласования.
ВУ – видеоусилитель.
ВУМ – выходной усилитель мощности.
ВхУ – входное устройство.
ВЦ – входная цепь.
Г – генератор (гетеродин).
ГВЧ – генератор высоких частот.
ГГК – генератор гармонических колебаний.
ГМИ – генератор масштабных импульсов.
ГНЧ – генератор низких частот.
ГОЧ – генератор опорной частоты.
ГП – генератор перестройки (поиска).
ГПл – горизонтальная плоскость.
ГРМ – глассадный радиомаяк.
ГС – генератор строба.
Д – детектор.
ДИСС – доплеровский измеритель скорости и угла сноса.
ДК – декодер.
ДМ – демодулятор.
ДНК – демодулятор несущих колебаний.
ДС – дискриминатор.
ДСО – детектор сигнала ошибки.
ДЧ – делитель частоты.
ЗГ – задающий генератор.
Зм – Земля.
ЗУ – запоминающее устройство.
И – индикатор (измеритель).
ИАП – источник активных помех.
ИВП – источник внутренних помех.
ИИ – источник информации.
ИИЦ – источник информации о цели.
ИКО – индикатор кругового обзора.
ИН – интегратор.
ИПП – источник пассивных помех.
ИУ – исполнительное устройство.
К – коммутатор.
КГ – кварцевый генератор.
КД – калибратор длительности.
КМ – кольцевой мост.
КОМ – коммутатор.
КОС – канал опорного сигнала.
КП – командный пункт.
КПД – коэффициент полезного действия.
КПл – картинная плоскость.
КРМ – курсовой радиомаяк.
КСО – канал сигнала ошибки.
КСС – кодирование сигналов синхронизации.
КУ – кодирующее устройство.

ЛА – летательный аппарат.
 ЛВ – линия визирования.
 ЛЗ – линия задержки.
 ЛЮВ – лампа обратной волны.
 ЛС – линия связи.
 ЛЧМ – линейная частотная модуляция.
 М – модулятор.
 МВ – местная вертикаль.
 НИ – накопитель импульсов.
 ОБУ – объект управления.
 ОВ – объект взаимодействия.
 ОГ – ограничитель.
 ОКГ – опорный кварцевый генератор.
 ОПИ – обратный преобразователь информации.
 ОТ – ответчик.
 ОУ – оконечное устройство (оконечный усилитель).
 П – передатчик.
 ПВО – противовоздушная оборона.
 ПК – получатель команд.
 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.
 РТС – радиотехническая система.
 РЭС – радиоэлектронное средство.
 С – синхронизатор.
 СВ – схема вычитания.
 СВЗ – схема временной задержки.
 СВЧ – сверхвысокие частоты.
 СДЦ – селектор движущихся целей.
 СЗ – схема захвата.
 СИ – счётчик импульсов.
 СМ – смеситель.
 СП – система поиска.
 СПЗ – система поиска и захвата.
 СПЦ – станция подвета цели.
 СРС – среда распространения сигналов.
 СС – схема совпадений.
 СУА – система управления антенной.
 СФ – согласованный фильтр.
 СЧ – синтезатор частоты.
 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.
 УС – устройство суммирования.
 УУ – устройство управления.
 УЧ – умножитель частоты.
 Ф – фильтр.
 ФВ – фазовращатель.
 ФВЧ – фильтр высоких частот.
 ФД – фазовый детектор.
 ФМС – формирователь модулирующих сигналов.
 ФНЧ – фильтр низких частот.
 ФОС – формирователь опорного сигнала.
 ФСС – формирователь сигналов синхронизации.
 ФЦ – формирующая цепь.
 Ц – цель.
 ЦАП – цифроаналоговый преобразователь.
 Ц.М. – центр масс.
 ЧД – частотный детектор.
 ЧМ – частотная модуляция.
 ЭД – электродвигатель.
 ЭДС – электродвижущая сила.
 ЭМВ – электромагнитная волна.
 ЭПР – эффективная поверхность рассеяния.
 ЭЦ – энергетический центр.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Бортовые радиоэлектронные системы (БРЭС) составляют основу информационного обеспечения пилотажно–навигационных комплексов (ПНК) современных летательных аппаратов (ЛА) и предназначены для передачи, приёма, измерения и преобразования информации.

Специалистам разных направлений, осуществляющим техническую эксплуатацию сложных радиоэлектронных систем, 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 специалисты должны иметь представление о работе типовых радиосистем и о методах, определяющих алгоритм их функционирования в зависимости от назначения системы. Кроме того, специалисту не нужно запоминать 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 радиотехнических (радиоэлектронных) систем [1-13]. Она предназначена в основном для специалистов в области системного и схемотехнического проектирования таких систем, поэтому в ней не учтены специфика и особенности подготовки инженеров по 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 радиоэлектронных 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.

Главное внимание в учебнике обращено на физическую сторону рассматриваемых явлений и процессов. Однако приведённые матема-

тические выражения позволяют при необходимости произвести количественную оценку многих параметров аппаратуры, в которой используются рассматриваемые методы измерений.

Понятия «радиоэлектронная система» (РЭС) и «радиотехническая система» (РТС) тождественны [35]. Авторы учебной и научно-технической литературы в подавляющем большинстве используют словосочетание «радиотехническая система» [1-13], поэтому в данном учебнике также в основном используется это определение.

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

Учебник рекомендован Редакционно-издательским советом ФГБОУ ВПО «Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)» в качестве учебника для студентов факультета инженеров воздушного транспорта, обучающихся по направлению подготовки бакалавров 162500.62 «Техническая эксплуатация авиационных электросистем и пилотажно-навигационных комплексов» по дисциплине «Бортовые радиоэлектронные системы».

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

ВВЕДЕНИЕ

Учебник состоит из четырех глав, в которых рассмотрены общие сведения о бортовых радиоэлектронных системах, основные методы радионавигационных измерений, методы формирования, передачи и приёма радиосигналов, несущих информацию, методы радиуправления, 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.

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 радиоэлектроники и ряда других дисциплин.

Знания, приобретённые при изучении дисциплины «Бортовые радиоэлектронные системы», необходимы студентам при выполнении лабораторных 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 БОРТОВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

1.1 Основные задачи, решаемые радиотехническими системами

Радиоэлектронической системой (РЭС) 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 радиоэлектронных систем от других систем, связанных с передачей, приёмом и преобразованием информации является то, что носителем информации в РЭС являются радиосигналы. В аппаратной части РЭС 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 РЭС 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 управления 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; связные 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, реализован-

ных 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 радиоэлектронной 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 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

$$\begin{aligned} u(t) &= U(x) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad \text{или} \\ u(t) &= U_0 \cos[\omega(x)t + \varphi] \quad \text{или} \\ u(t) &= U_0 \cos[\omega t + \varphi(x)], \end{aligned} \quad (1.2)$$

где x – информационный параметр.

Иногда вместо параметров несущего колебания информационное сообщение может быть связано функциональной зависимостью с каким-либо параметром модулирующего сигнала, с 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, это 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

$$g_c = P_c / P_{\text{ш}}. \quad (1.3)$$

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

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

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

$$\Delta F \geq \Delta f. \quad (1.7, \text{а})$$

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

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

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

$$g_c \geq G. \quad (1.7, \text{в})$$

Произведение

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

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

$$V_{\text{ис}} \geq V_c. \quad (1.9)$$

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 радиосистем

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 радиоуправления, 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 радиоуправления 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 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.

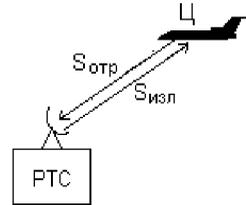


Рис.1.1 Активная РТС.

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 тактических ракет в комплексах ПВО (рис. 1.2). Передатчик системы П, расположенный на командном

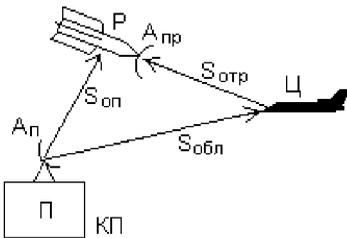


Рис.1.2 Полуактивная РТС.

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 взлё-

та 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

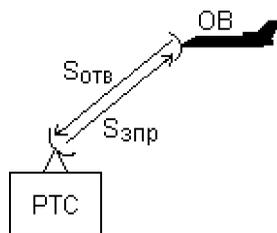


Рис.1.3 Активная РТС с активным ответом.

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.

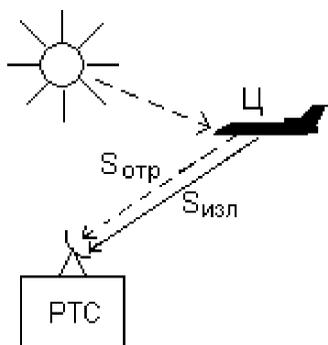


Рис.1.4 Пассивная РТС.

Пассивные РТС используют собственное радиоизлучение самих объек-

тов взаимодействия $S_{\text{изл}}$ или отражённые сигналы естественных облучателей $S_{\text{отр}}$ (рис. 1.4).

Основное достоинство пассивных систем – простота технической реализации, так как используется только приёмная аппаратура, а это обеспечивает относительно малые масса-габаритные 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 полезного сигнала могут флуктуировать 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.

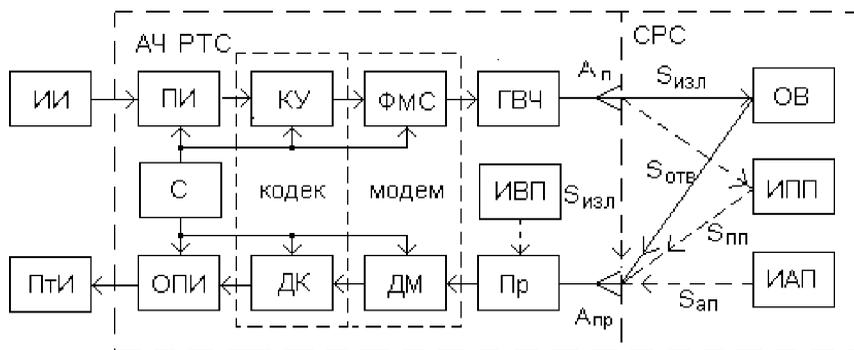


Рис.1.5 Обобщённая структурная схема РТС.

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 индикации. 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 пе-

ленгаторы, которые работают по сигналам радиомаяков и у них отсутствует 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 МГц 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 ре-

жиме, 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_n , к мощности, потребляемой передатчиком от источников питания $P_{пт}$.

$$\eta = P_n / P_{пт}. \tag{1.11}$$

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 Δf_n к её номинальному значению f_0 .

$$\delta_f = \Delta f_n / f_0. \tag{1.12}$$

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.

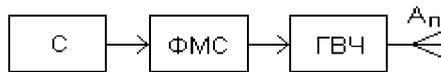


Рис.1.6 Структурная схема однокаскадного передатчика.

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 $A_{п}$ 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.

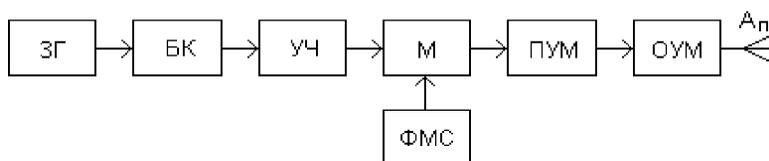


Рис.1.7 Структурная схема многокаскадного передатчика.

Маломощный задающий генератор ЗГ с кварцевой стабилизацией формирует колебания несущей частоты. Малая мощность позволяет обеспечить облегченный 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 [36]. 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 осуществ-

включают 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 оконечного ОУМ усилителей. Далее высокочастотный сигнал поступает на передающую антенну $A_{\text{п}}$ 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, например, передатчики метровых волн, сантиметровых волн и т.д.

По средней мощности излучаемых радиосигналов различают передатчики малой (до 10 Вт), средней (от 10 Вт до 500 Вт), большой (от 500 Вт 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 оконечного 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 оконечного 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 скатов $S_{ск}$, чем ближе характеристика к прямоугольной тем лучше час-

тотная избирательность (рис. 1.8). Иногда частотную избирательность оценивают коэффициентом прямоугольности, который показывает степень приближения формы характеристики к идеальной (прямоугольной) [56].

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

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

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.

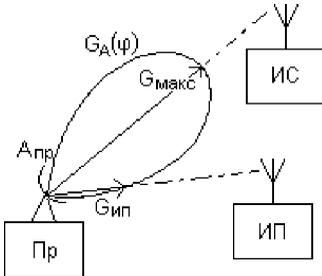


Рис.1.9 Пространственная избирательность приёмного канала.

Кoeffициент усиления антенны в направлении на источник сигнала. Кoeffициент усиления антенны в направлении на источник помехи $G_{\text{ип}}$ 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.

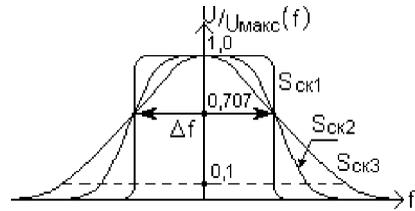


Рис.1.8 Нормированные АЧХ с различной крутизной скатов. $S_{\text{ск}1} > S_{\text{ск}2} > S_{\text{ск}3}$.

Пространственную избирательность осуществляют с помощью направленных антенн. Если источник сигнала ИС и источник помехи ИП разнесены в пространстве по угловым координатам, как это показано на рис. 1.9, то максимальный коэффициент усиления антенны $G_{\text{макс}}$ для сигнала можно получить совмещая максимум диаграммы направленности антенны с направлением на источник сигнала.

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.

Типовой вид такой характеристики показан на рис. 1.10. Полярность управляющего напряжения изменяется при увеличении или уменьшении частоты или фазы колебаний управляемого генератора и соответственного изменения частоты или фазы входного сигнала чувствительного элемента относительно переходного значения.

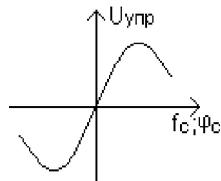


Рис. 1.10 Переходная характеристика чувствительного элемента АПЧ.

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).

Принятый антенной $A_{пр}$ сигнал поступает на входную цепь ВЦ, которая представляет собой одиночный колебательный контур.

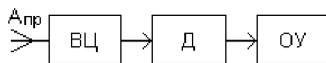


Рис.1.11 Структурная схема детекторного приёмника.

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.

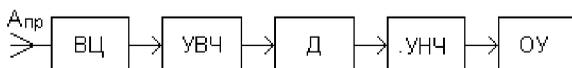


Рис.1.12 Структурная схема приёмника прямого усиления.

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

Для обеспечения надёжной работы оконечного устройства ОУ часто 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 уси-

ление. 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.

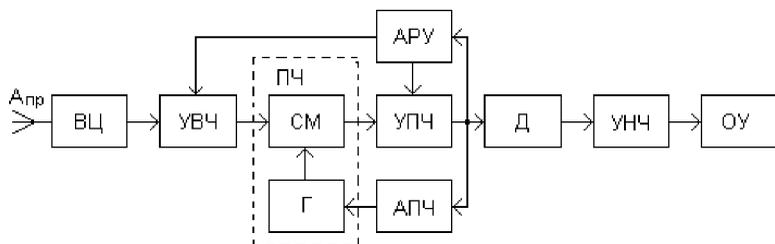


Рис.1.13 Структурная схема супергетеродинного приёмника.

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 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).

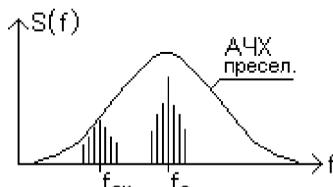


Рис.1.14 Приём сигналов по соседнему каналу.

Зеркальный канал образуется внешней помехой на частоте

$$f_{зк} = f_{г} + f_{пр} = f_{с} + 2f_{пр}. \quad (1.14)$$

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

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

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

$$f_{пр} = f_{г} - f_{с}, \quad (1.16)$$

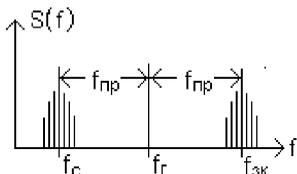


Рис. 1.15 Прием сигналов по зеркальному каналу.

Такой канал называется зеркальным, поскольку он расположен симметрично (зеркально) по отношению к каналу основного приёма на частоте $f_{с}$.

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 прохождения 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 $f_{с}$ 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 там с колебаниями принятого сигнала.

Рассмотрим преобразование амплитудно-модулированного сигнала вида:

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

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

та модулирующего сигнала; ω_c – несущая частота входного сигнала; ω_r – 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

$$u_k(t) = \frac{U_c U_r}{2} [1 + m \cos \Omega_M t] \cos \omega_1 t + \frac{U_c U_r}{2} [1 + m \cos \Omega_M t] \cos \omega_2 t, \quad (1.20)$$

где $\omega_1 = \omega_c - \omega_r$, $\omega_2 = \omega_c + \omega_r$.

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 составляющих. 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 оконечного устройства.

В системах, в которых 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).

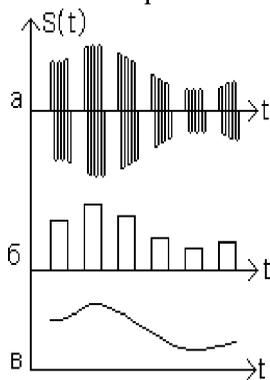


Рис.1.16 Преобразование сигналов с амплитудно – импульсной модуляцией.

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).

Максимальная дальность действия определяется возможностью

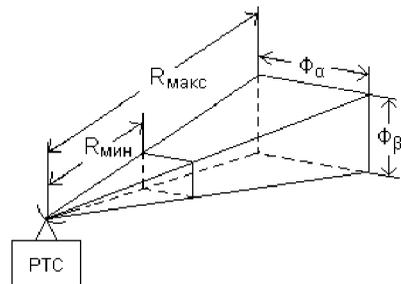


Рис.1.17 Рабочая зона действия РТС.

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 передатчика), 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 стыковки 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 законо-

мерности. 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, по направлению (по угловым координатам) и по скорости.

Разрешающая способность по дальности характеризуется минимальным расстоянием $\Delta R_{\text{мин}}$ между двумя целями ζ_1 и ζ_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.

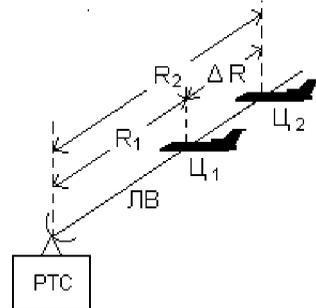


Рис.1.18 Разрешающая способность РТС по дальности.

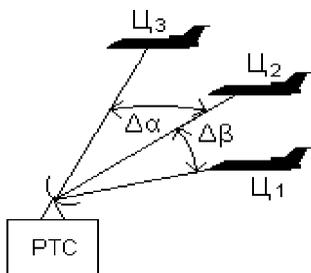


Рис.1.19 Разрешающая способность РТС по угловым координатам.

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).

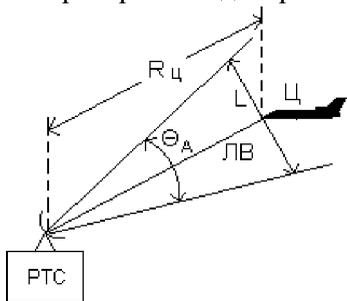


Рис.1.20 Линейный раскрыв диаграммы направленности антенны.

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

Из рисунка и выражения (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 це-

ли или элементы целей на радиолокационном изображении не разделяются (рис. 1.21).

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

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.

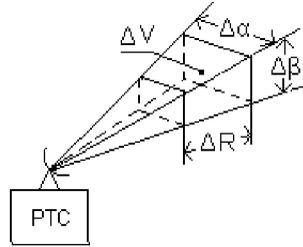


Рис.1.21 Объем разрешаемого пространства.

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).

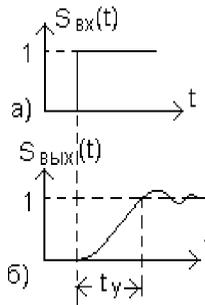


Рис.1.22 Определение быстродействия РТС.

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 $(U_c / U_{\Pi})_{\text{ВЫХ}}$ и $(U_c / U_{\Pi})_{\text{ВХ}}$ – 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 превы-

шают 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 аппаратурной 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 приеме 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 приема радиосигналов приходится использовать различные типы антенн, различные виды активных и пассивных элементов высокочастотных трактов передающих и приемных каналов РТС, электрические и конструктивные параметры которых в значительной степени определяются частотой колебаний.

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 $T = 1 / f$.

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

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. В связи с этим антенным устройствам посвящены отдельные разделы данной главы.

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.

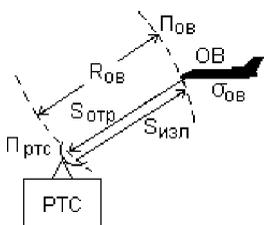


Рис. 1.23 К выводу основного уравнения дальности РТС.

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 $R_{ОВ}$. При изотропном излучении, т.е. равномерном по всем направлениям (isos – равный + tropos – 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

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

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

$$P_{\text{ов}} = \frac{P_{\Pi} G_{\Pi}}{4\pi R_{\text{ов}}^2}. \quad (1.30)$$

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

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. 1.1 приведены ЭПР некоторых объектов.

Таблица 1.1

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

$$P_{\text{ртс}} = \frac{\Pi_{\text{ов}} \sigma_{\text{ов}}}{4\pi R_{\text{ов}}^2} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} \sigma_{\text{ов}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ов}}^4}, \quad (1.31)$$

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 (1.55) 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 свети $P_{\text{пр.мин}}$ 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

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

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

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

и формула максимальной дальности принимает вид

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

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_{Π} 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_A 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.

В беззапросных линиях связи радиосигнал однократно проходит расстояние между передатчиком П и приёмником Пр, как это показано на рис. 1.24.

Плотность потока мощности, создаваемая излучаемым сигналом в месте расположения приёмной антенны на расстоянии R от передающей равна

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\Pi} G_{\Pi}}{4\pi R^2}, \quad (1.45)$$

а мощность сигнала на входе приёмника

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пр}} S_A = \frac{P_{\Pi} G_{\Pi} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^2 R^2}. \quad (1.46)$$

где γ_c – коэффициент потерь при одностороннем распространении сигнала.

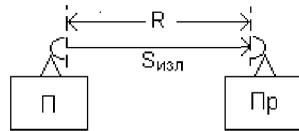


Рис. 1.24. Беззапросная линия связи

Заменив в уравнении (1.46) $P_{пр}$ на $P_{пр.мин}$ и решив его относительно R , мы получим значение максимальной дальности действия беззапросной линии связи

$$R_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{P_{\Pi} G_{\Pi} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^2 P_{\text{пр.мин}}}}. \quad (1.47)$$

Запросные системы с активным ответом состоят из двух радиолиний: радиолинии запроса ЗП и радиолинии ответа ОТ (рис. 1.25). Каждая радиолиния работает на своей несущей частоте. Обозначив параметры линий связи соответствующими индексами, для каждой из них можно найти максимальную дальность действия по формуле (1.47)

$$R_{\text{зп.макс}} = \sqrt{\frac{P_{\Pi.зп} G_{\Pi.зп} G_{\text{пр.от}} \lambda_{\text{зп}}^2 \gamma_c}{(4\pi)^2 P_{\text{пр.от.мин}}}}. \quad (1.48)$$

$$R_{\text{от.макс}} = \sqrt{\frac{P_{\Pi.от} G_{\Pi.от} G_{\text{пр.зп}} \lambda_{\text{от}}^2 \gamma_c}{(4\pi)^2 P_{\text{пр.зп.мин}}}}. \quad (1.49)$$

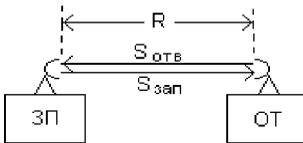


Рис. 1.25 Запросная линия связи с активным ответом.

Результирующая дальность действия системы определяется радиолинией с меньшей дальностью действия. Каналы запроса и ответа стремятся сделать равнонадёжными, а систему в целом сбалансированной, т.е. обеспечить

$$R_{\text{зп.макс}} \approx R_{\text{от.макс}}.$$

Часто при разработке радиосистем заданным параметром является максимальная дальность действия системы. В этом случае необходимо определить минимальную мощность передатчика, которая обеспечит заданную дальность действия. Решая уравнения (1.36), (1.47), (1.48) и (1.49) относительно P_{Π} , получим:

для запросной системы с пассивным ответом:

$$P_{\Pi.мин} = \frac{(4\pi)^3 P_{\text{пр.мин}} R_{\text{ов.макс}}^4}{G_{\Pi} \sigma_{\Pi} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_c}; \quad (1.50)$$

для беззапросной системы:

$$P_{\text{п.мин}} = \frac{(4\pi)^2 P_{\text{пр.мин}} R_{\text{макс}}^2}{G_{\text{п}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_{\text{с}}}; \quad (1.51)$$

для запросной системы с активным ответом:

$$P_{\text{п.зп.мин}} = \frac{(4\pi)^2 P_{\text{пр.от.мин}} R_{\text{зп.макс}}^2}{G_{\text{п.зп}} G_{\text{пр.от}} \lambda_{\text{зп}}^2 \gamma_{\text{с}}}; \quad (1.52)$$

$$P_{\text{п.от.мин}} = \frac{(4\pi)^2 P_{\text{пр.зп.мин}} R_{\text{от.макс}}^2}{G_{\text{п.от}} G_{\text{пр.зп}} \lambda_{\text{от}}^2 \gamma_{\text{с}}}. \quad (1.53)$$

Значительное влияние на дальность действия РТС оказывают условия распространения радиоволн (см. раздел 1.10).

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?

1.8 Линии передачи электромагнитной энергии

Назначение и определение длинной линии

Для передачи электромагнитной энергии от источника к потребителю широкое применение находят высокочастотные двухпроводные линии. В радиотехнических системах это, например, линии передачи высокочастотной энергии от генератора к передающей антенне или от приёмной антенны к приёмнику. Такие линии называют фидерными линиями.

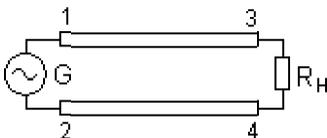


Рис.1.26 Схема фидерной линии.

Линия представляет собой два линейных близко расположенных проводника (рис. 1.26).

Точки 1 и 2, к которым подключён источник переменной э.д.с. G , называется входом линии, а точки 3 и 4, к которым подключена нагрузка R_n , называется выходом линии. Под влиянием переменной э.д.с. на входе линии будут появляться попеременно положительные и отрицательные заряды, которые приведут к возникновению электрического тока, текущего в обоих проводниках в противоположных направлениях. В моменты времени, когда э.д.с. будет иметь положительное значение, ток в верхнем проводе будет течь от источника, а в нижнем – к источнику. В течение другого полупериода, когда направление э.д.с. источника изменится на обратное, изменятся и знаки зарядов, а значит изменятся и направления токов в проводниках линии.

Если длина линии соизмерима с длиной волны электрических колебаний, передаваемых от источника э.д.с. в нагрузку или больше длины волны, то такую линию принято называть длинной линией. С этой точки зрения линию передачи электрической энергии длиной 100 км, работающей на частоте 50 Гц, нельзя отнести к разряду длинных, так как длина волны в этом случае составляет 6000 км, а линия, имеющая длину 10 см при частоте сигнала 10 ГГц, будет считаться длинной, потому что длина волны будет равна 3 см.

Отличие физических явлений, происходящих в длинных линиях, от явлений в электрически «коротких» линиях заключается в следующем. Если в линии длиной L укладывается небольшая доля волны (на рис. 1.27,а условно показано распределение амплитуды тока или напряжения по длине линии L), то с некоторым приближением можно считать, что в каждый данный момент времени напряжение и ток во всех точках линии одинаковы. Это позволяет судить о явлениях, происходящих в линии, по тем процессам, которые происходят в любой её точке.

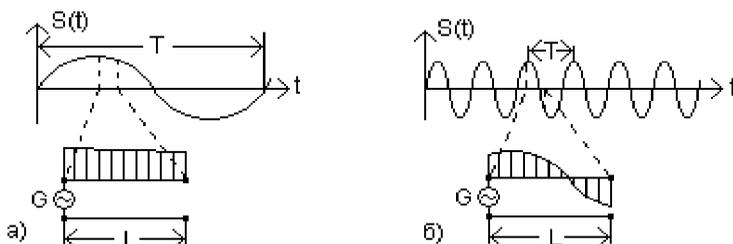


Рис.1. 27 Распределение тока (напряжения) в длинной линии.

Если увеличить частоту электрических колебаний, то длина волны уменьшится и на линии такой же длины L уложится уже значительная доля волны, а может быть и несколько волн (рис. 1.27,б). При этом в различных точках линии в один и тот же момент ток (или напряжение) может иметь не только различную величину, но и различное направление. Это значительно усложняет рассмотрение подобных систем. Становится невозможным говорить о процессах во всей линии в целом, не изучив процессы, происходящие в её отдельных точках.

На рис. 1.27 использованы некоторые упрощения. Распределение амплитуды тока или напряжения для какого-то момента времени приведено только для верхнего провода линии. Распределение амплитуды тока или напряжения в нижнем проводе не показано.

Бегущие волны в длинной линии

Рассмотрим бесконечно длинную линию, на входе которой включён источник гармонической э.д.с. (рис. 1.28). В линии будет распространяться волна переменного тока. Так как в любой момент времени провода линии будут иметь разноимённые заряды, то между проводами будет существовать переменное электрическое поле E .

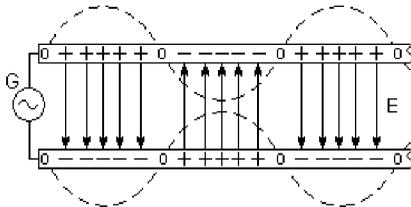


Рис.1.28 Распределение электрического поля вдоль линии

Силовые линии этого поля начинаются на положительных зарядах одного провода и кончаются на отрицательных зарядах другого провода. Напряжённость поля тем больше, чем больше плотность зарядов. Вдоль

линии в каждый момент времени электрическое поле распределено по такому же закону, что и заряды, т.е. по гармоническому закону.

Токи, текущие по проводам линии, создают магнитное поле H , силовые линии которого лежат в плоскостях перпендикулярных проводам и представляют собой концентрические окружности, охватывающие провода с током (рис. 1.29). Направление силовых линий определяется по правилу буравчика. Так как токи в проводах в каждый момент времени направлены в противоположные стороны, то и направления силовых линий магнитного поля противоположны. В области между проводами силовые линии обоих полей направлены в одну и ту

же сторону, а по внешним сторонам проводов – в противоположные стороны. Складываясь эти поля будут усиливать друг друга там, где они направлены в одну сторону, и ослаблять друг друга там, где они направлены навстречу. Поэтому наиболее сильное магнитное поле получается только в области между проводами, а в других областях оно будет ослаблено.

Следовательно, как электрическое, так и магнитное поля сосредоточены главным образом в области между проводами и расположены так, как показано на рис. 1.30. Эти поля взаимно перпендикулярны и изменения в них происходят по одному и тому же закону, определяемому законом изменения э.д.с. источника. Оба эти поля образуют единое электромагнитное поле, которое распространяется в направлении перпендикулярном направлениям электрического и магнитного полей, т.е. вдоль проводов линии.

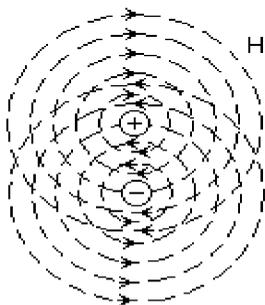


Рис.1.29 Распределение магнитного поля в линии.

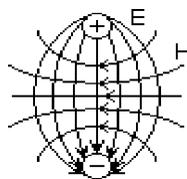


Рис. 1.30. Взаимное расположение электрического и магнитного полей в линии

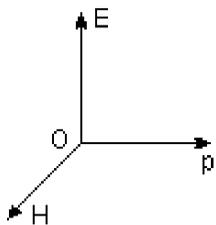


Рис.1.31 К определению направления движения электромагнитной волны.

Направление движения электромагнитного поля можно определить также с помощью правила буравчика. Если мы расположим буравчик в направлении, перпендикулярном направлениям обоих полей (рис. 1.31), и будем поворачивать его рукоятку от вектора E к вектору H по кратчайшему пути, то направление, в котором будет перемещаться (ввинчиваться или вывинчиваться) буравчик, укажет направление

перемещения электромагнитного поля. Вектор p , определяющий направление движения поля, называется вектором плотности потока энергии или вектором Умова – Пойтинга. По величине этот вектор равен количеству энергии, проходящей за одну секунду через площадку в 1 м^2 , расположенную в плоскости поперечного сечения линии.

Применяя это правило для линии, изображённой на рис. 1.28, с учётом направления магнитного поля, показанного на рис. 1.29, можно видеть, что электромагнитное поле распространяется в направлении от источника э.д.с. В течение каждого полупериода гармонического колебания направление э.д.с. изменяется на обратное, изменяются на обратные также знаки зарядов и направления токов в проводниках, а значит и направления обоих полей. Однако направление распространения электромагнитного поля, возникающего в начале линии, во все последующие моменты времени остаётся прежним – от источника.

Таким образом, в бесконечно длинной линии электромагнитная волна распространяется вдоль линии всегда в одном направлении – от источника э.д.с. Такой режим работы линии называется режимом бегущей волны.

Электромагнитная энергия, которую переносят бегущие волны вдоль линии, в каждый момент времени распределена по её длине пропорционально произведению тока на напряжение.

В режиме бегущей волны изменения тока и напряжения совпадают по фазе, поэтому изменения электрического и магнитного полей также совпадают по фазе. Такие фазовые соотношения говорят о том, что в режиме бегущей волны линия представляет для источника э.д.с. чисто активную нагрузку. Для того, чтобы найти сопротивление этой нагрузки (входное сопротивление линии), необходимо разделить амплитуду напряжения на амплитуду тока в линии

$$\frac{U}{I} = \rho = \text{const}, \quad (1.54)$$

где ρ – входное сопротивление линии в режиме бегущей волны, которое называют волновым сопротивлением.

Для любых точек бесконечно длинной линии волновое сопротивление постоянно, ибо какие бы точки линии мы ни взяли, справа будет находиться всё та же бесконечная линия, входное сопротивление которой равно её волновому сопротивлению. Волновое сопротивление

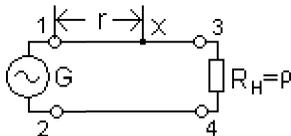


Рис.1.32 Схема согласованной линии.

целиком определяется конструктивными параметрами линии и не зависит от частоты колебаний источника э.д.с.

Режим бегущей волны можно получить в линии, имеющей относительно малые размеры. Для этого к выходу линии необходимо подключить активную нагрузку, сопротивление которой равно волновому сопротивлению линии $R_n = \rho$ (рис. 1.32). Это эквивалентно удлинению этой линии до бесконечности. Такая линия называется согласованной. Активное сопротивление нагрузки согласованной линии поглощает всю энергию, переносимую бегущей волной.

Если напряжение источника э.д.с. на входе линии изменяется по закону

$$u(t) = U \cos \omega t, \quad (1.55)$$

то в точке x , расположенной на расстоянии r от входа линии (рис. 1.7), оно будет изменяться таким же образом, но с запаздыванием на промежуток времени $\Delta t = r/c$, за который электромагнитная волна дойдёт до данной точки

$$u_x(t) = U \cos \omega(t - r/c). \quad (1.56)$$

Полученное выражение называется уравнением бегущей волны напряжения. Часто это уравнение записывают в другой форме

$$u_x(t) = U \cos(\omega t - mr), \quad (1.57)$$

где $m = \omega/c = 2\pi/Tc = 2\pi/\lambda$ – волновое число, равное изменению фазы волны при перемещении её на единицу длины (нормирует фазовый сдвиг к длине волны).

Аналогично можно получить уравнение бегущей волны тока

$$i_x(t) = I \cos(\omega t - mr). \quad (1.58)$$

В каждой линии имеются потери энергии. Поэтому амплитуды тока и напряжения бегущей волны по мере удаления её от генератора уменьшаются, т.е. волна при распространении вдоль линии затухает. Это объясняется тем, что часть энергии бегущих волн расходуется на активном сопротивлении проводов и в диэлектрике. Кроме того, неэкранированные линии излучают электромагнитную энергию в пространство. Затухание обычно определяют в децибелах

$$b = 10 \lg P_{\text{вх}}/P_{\text{н}}, \quad (1.59)$$

где $P_{\text{вх}}$ и $P_{\text{н}}$ – мощности на входе линии и на входе нагрузки.

Затухание на единицу длины линии называется коэффициентом затухания

$$\beta = b/L. \quad (1.60)$$

Коэффициент затухания зависит от частоты: с увеличением частоты увеличивается погонное активное сопротивление проводов и, следовательно, увеличивается коэффициент затухания. Кроме того, коэффициент затухания зависит от конструктивного выполнения линии, диаметра проводов, расстояния между ними.

Режимы работы разомкнутой длинной линии

Переносимая бегущей волной высокочастотная энергия полностью поглощается активной нагрузкой, равной волновому сопротивлению линии. Если сопротивление линии не равно волновому, то энергия бегущих волн потребляется только частично. Часть энергии, которую не поглотила нагрузка, отражается от конца линии и распространяется к её началу в виде отражённых бегущих волн электромагнитного поля.

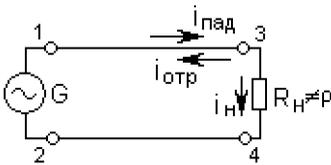


Рис. 1.33. Несогласованная линия

Таким образом, в линии будут распространяться две бегущие волны: одна – падающая – движется от генератора к концу линии, а другая – отражённая – движется в обратном направлении (рис. 1.33). Ток отражённой волны будет равен разности тока падающей волны и тока

в нагрузке

$$i_{отр} = i_{пад} - i_{н}, \quad (1.61)$$

откуда

$$i_{н} = i_{пад} - i_{отр}. \quad (1.62)$$

Напряжение на нагрузке равно

$$u_{н} = R_{н} i_{н} = R_{н} (i_{пад} - i_{отр}). \quad (1.63)$$

Полярность напряжения не зависит от направления движения зарядов, носителей тока, и определяется знаком заряда. Поэтому напряжение в любых точках линии, в том числе и на её конце, т.е. на нагрузке, равно сумме напряжений падающей и отражённой волн.

$$u_{н} = u_{пад} + u_{отр}. \quad (1.64)$$

Коэффициент, показывающий во сколько раз ток (или напряжение) отражённой волны меньше тока (или напряжения) падающей волны, называется коэффициентом отражения

$$k_i = i_{\text{отр}} / i_{\text{пад}}; \quad k_u = u_{\text{отр}} / u_{\text{пад}}. \quad (1.65)$$

Амплитуды отражённых волн можно определить по известным амплитудам падающих волн

$$I_{\text{отр}} = k_i I_{\text{пад}}; \quad U_{\text{отр}} = k_u U_{\text{пад}}. \quad (1.66)$$

Рассмотрим далее электрические процессы, происходящие в разомкнутой длинной линии. На конце такой линии нет потребителя энергии. Электромагнитная энергия падающей волны полностью отражается от конца линии и движется к её началу. Поэтому в разомкнутой длинной линии есть две волны с равными амплитудами: падающая и отражённая.

Отражённая волна представляет собой движение электромагнитного поля от конца линии к её началу. Ток на конце разомкнутой линии равен нулю, так как сопротивление нагрузки равно бесконечности $R_n = \infty$. Это означает, что ток отражённой волны на конце разомкнутой линии равен по величине и противоположен по знаку току падающей волны. Из этого следует, что количество зарядов, приходящих к концу линии, в каждый момент времени равно количеству зарядов, уходящих от конца линии. Благодаря встречному движению одноимённых зарядов их плотность на конце линии равна удвоенной плотности зарядов падающей волны, т.е. напряжение на конце линии в каждый момент времени равно удвоенному напряжению падающей волны.

Из сказанного следует, что от разомкнутого конца длинной линии волна тока отражается с изменением фазы на 180 градусов, а волна напряжения – без изменения фазы.

В результате сложения подающих и отражённых волн в линии образуются так называемые стоячие волны тока и напряжения или стоячие волны электромагнитного поля.

Чтобы выяснить, как образуются и что представляют собой стоячие волны, необходимо найти результат сложения падающей и отражённой волны в различных точках линии. Найдём выражения для тока и напряжения в любом поперечном сечении линии, например в сечении «а-а» (рис. 1.34), находящемся на расстоянии L от конца линии. Примем конец линии за начало координат. Будем считать, что напряжение падающей волны на конце линии изменяется по закону

$$u_{\text{к пад.}}(t) = U_{\text{пад}} \sin \omega t. \quad (1.67)$$

где $U_{\text{пад}}$ – амплитуда напряжения падающей волны.

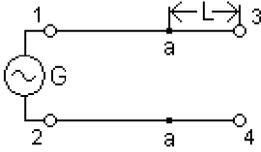


Рис.1.34 Разомкнутая линия

Напряжение падающей волны в точке «а» опережает напряжение на конце линии на время

$$\Delta t = \frac{L}{c}, \quad (1.68)$$

где c – скорость распространения волны в линии.

$$u_{\text{а пад.}}(t) = U_{\text{пад.}} \sin \omega(t + \frac{L}{c}). \quad (1.69)$$

Напряжение отражённой волны в точке «а» отстаёт от напряжения на конце линии на такое же время

$$u_{\text{а отр.}}(t) = U_{\text{пад.}} \sin \omega(t - \frac{L}{c}). \quad (1.70)$$

Аналогично запишем выражения для токов падающей и отражённой волн с учётом того, что ток отражённой волны противоположен по знаку току падающей волны

$$i_{\text{а пад.}}(t) = I_{\text{пад.}} \sin \omega(t + \frac{L}{c}); \quad (1.71)$$

$$i_{\text{а отр.}}(t) = -I_{\text{пад.}} \sin \omega(t - \frac{L}{c}). \quad (1.72)$$

Результирующие напряжение и ток в точке «а» равны сумме падающих и отражённых волн

$$u_{\text{а}}(t) = U_{\text{пад.}} [\sin \omega(t + \frac{L}{c}) + \sin \omega(t - \frac{L}{c})]; \quad (1.73)$$

$$i_{\text{а}}(t) = I_{\text{пад.}} [\sin \omega(t + \frac{L}{c}) - \sin \omega(t - \frac{L}{c})]. \quad (1.74)$$

Используя формулы преобразования суммы и разности тригонометрических функций

$$\sin \alpha + \sin \beta = 2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2}; \quad (1.75)$$

$$\sin \alpha - \sin \beta = -2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2}; \quad (1.76)$$

получим

$$u_a(t) = 2U_{\text{пад.}} \cos \omega \frac{L}{c} \sin \omega t; \quad (1.77)$$

$$i_a(t) = 2I_{\text{пад.}} \sin \omega \frac{L}{c} \cos \omega t. \quad (1.78)$$

Учитывая, что

$$\omega = 2\pi f; \quad f = 1/T; \quad \lambda = Tc; \quad 2\pi/\lambda = m, \quad (1.79)$$

окончательно получим уравнения стоячих волн напряжения и тока для разомкнутой длинной линии

$$u_{\text{ст.}}(t) = 2U_{\text{пад.}} \cos mL \sin \omega t, \quad (1.80)$$

$$i_{\text{ст.}}(t) = 2I_{\text{пад.}} \sin mL \cos \omega t. \quad (1.81)$$

Посмотрим внимательно на эти уравнения. Первые множители не зависят от времени и представляют собой амплитуды напряжения и тока колебательного процесса

$$2U_{\text{пад.}} \cos mL = U_a, \quad (1.82)$$

$$2I_{\text{пад.}} \sin mL = I_a. \quad (1.83)$$

В данном случае амплитуды изменяются от точки к точке по длине линии. Так на конце линии $L=0$, $\cos mL=1$ и $U_a=2U_{\text{пад.}}$, т.е. амплитуда напряжения будет в два раза больше напряжения, создаваемого генератором. В точке удалённой от конца линии на расстояние $L = \frac{\lambda}{4}$, $\cos mL=0$ и амплитуда напряжения также будет равна нулю $U_a=0$ в любой момент времени. На расстоянии $L = \frac{\lambda}{2}$ от конца линии амплитуда колебаний напряжения опять будет равна удвоенному значению напряжения генератора $U_a=2U_{\text{пад.}}$. Такая картина будет повторяться через каждые полволны.

Амплитуда тока также изменяется от точки к точке по длине линии, но характер этого изменения иной, чем у напряжения. На конце линии $L=0$, $\sin mL=0$ и амплитуда тока равна нулю $I_a=0$. На расстоянии $L = \frac{\lambda}{4}$ от конца линии $\sin mL=1$ и амплитуда тока равна удвоен-

ному значению тока генератора, а на расстоянии $L = \frac{\lambda}{2}$ амплитуда тока вновь будет равна нулю.

Полученные выражения показывают, что ток и напряжение в любых точках линии изменяются со сдвигом по фазе друг относительно друга на четверть периода, т.е. на 90 градусов. Это говорит о том, что, если в режиме бегущих волн входное сопротивление линии в любой её точке одинаково и по своему характеру активно (ток и напряжение совпадают по фазе), то в режиме стоячих волн оно может иметь самую различную величину, а по характеру реактивно.

Другим отличием режима стоячих волн от режима бегущих волн является то, что в режиме бегущих волн амплитуды напряжения и тока во всех точках линии одинаковы, то в режиме стоячих волн они изменяются от точки к точке от удвоенного значения до нуля. Эти изменения следуют периодически через полволны, считая от конца линии.

Рассмотрим образование стоячих волн в разомкнутой линии с помощью векторных диаграмм (рис. 1.35).

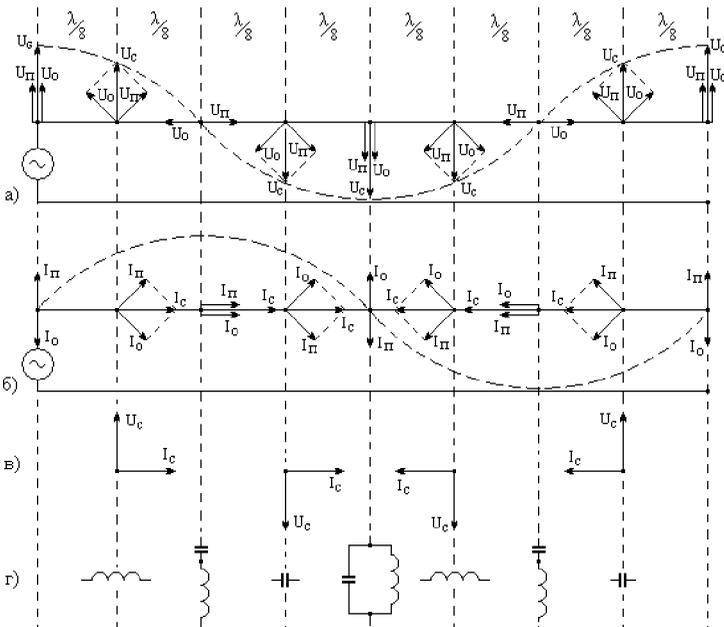


Рис. 1.35 Векторные диаграммы стоячих волн в разомкнутой линии.

Для этого линию разобьём на участки равные $\lambda/8$. Фазу напряжения падающей волны на конце линии примем за начальную, и относительно неё будем отсчитывать фазы падающих и отражённых волн во всех точках линии.

На конце линии падающая и отражённая волны совпадают по фазе и суммарный вектор напряжения равен удвоенному значению амплитуды падающей волны. В точке на расстоянии $\lambda/8$ от конца линии эти волны сдвинуты по фазе друг относительно друга на 90° , так как падающая волна опережает, а отражённая отстаёт на 45° от фазы напряжения на конце линии. Сумма векторов падающей и отражённой волн в этой точке даёт вектор стоячей волны напряжения меньший, чем на конце линии. Аналогично построены векторы напряжения стоячей волны для других точек линии. Огибающая концов этих векторов даёт график распределения напряжения стоячей волны вдоль линии (годограф распределения).

На рис. 1.35,а показано распределение напряжения, соответствующее максимальному (амплитудному) значению. Все другие значения напряжения на линии можно получить как проекции векторов стоячих волн на вертикальную линию, при их одновременном вращении против часовой стрелки с угловой скоростью ω .

На втором графике рис. 1.35,б показано образование стоячей волны тока для того же момента времени, что и на первом графике.

Векторы падающей волны тока совпадают по фазе с соответствующими векторами падающей волны напряжения. Так как ток при отражении изменяет фазу на 180° , то векторы отражённой волны тока противофазны соответствующим векторам отражённой волны напряжения. В результате сложения падающей и отражённой волн тока получим векторы стоячей волны тока, которые во всех точках линии занимают горизонтальное положение. Это говорит о том, что в данный момент времени ток во всей линии равен нулю, а напряжение имеет максимальную амплитуду. Все мгновенные значения тока получаются как проекции векторов стоячих волн тока на вертикальную линию, при их одновременном вращении против часовой стрелки с угловой скоростью ω .

На линии есть точки, в которых ток всегда равен нулю, а напряжение имеет максимальную амплитуду, равную удвоенной амплитуде падающей волны. В таких точках падающая и отражённая волны тока

всегда равны по величине и противоположны по знаку, а падающая и отражённая волны напряжения равны по величине и совпадают по направлению. Эти точки называются узлами тока или пучностями напряжения.

Есть также точки, в которых напряжение всегда равно нулю, а ток имеет удвоенную амплитуду по сравнению с амплитудой падающей волны. Эти точки называются узлами напряжения или пучностями тока.

Узлы тока и узлы напряжения или пучности тока и пучности напряжения расположены на расстоянии $\lambda/4$ друг от друга и для данной частоты питающего генератора не перемещаются вдоль линии. Поэтому такие волны называются стоячими волнами.

На третьем графике рис. 1.35,в показано взаимное расположение векторов стоячих волн напряжения и тока в одних и тех же точках линии. Из этого графика видно, что на одних участках линии напряжение стоячей волны опережает ток на 90° , а на других – отстаёт на 90° . В этом отношении линия подобна индуктивности или ёмкости (рис. 1.35,г). В точках, в которых реактивное сопротивление линии становится равным нулю или бесконечности, линия по своим свойствам оказывается подобной колебательному контуру без потерь соответственно при последовательном или параллельном резонансе.

Напомним некоторые свойства таких контуров.

В последовательном контуре, показанном на рис. 1.36, ток контура I_k равен токам, протекающим через ёмкость I_C и индуктивность I_L

$$I_k = I_L = I_C. \tag{1.84}$$

Падение напряжения на ёмкости

$$U_C = I_k X_C, \tag{1.85}$$

а на индуктивности

$$U_L = I_k X_L, \tag{1.86}$$

где $X_C = \frac{1}{\omega C}$, $X_L = \omega L$ – реактивные сопротивления ёмкости и индуктивности.

При изменении частоты генератора ω наступает момент, когда

$$X_C = X_L. \tag{1.87}$$

В этом случае будут также равны и напряжения на ёмкости и индуктивности

$$U_C = U_L. \tag{1.88}$$

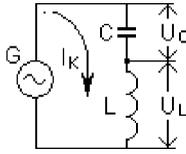


Рис.1.36 Последовательный колебательный контур.

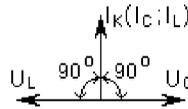


Рис.1.37 Векторные диаграммы токов и напряжений в последовательном контуре.

Ток, протекающий по ёмкости I_C , опережает напряжение U_C на 90° и на такую же величину ток, протекающий по индуктивности I_L , отстает от напряжения U_L (рис. 1.37). Поэтому напряжения на ёмкости и индуктивности последовательного контура будут противофазны и скомпенсируют друг друга, а результирующее напряжение на контуре будет равно

$$U_C - U_L = 0. \quad (1.89)$$

Такой режим контура называют резонансом напряжений.

Если ток, протекающий по участку цепи, не создаёт на нём падения напряжения, то сопротивление такого участка равно нулю, т.е. реактивное сопротивление последовательного контура без потерь при резонансе

$$X_{к.рез.} = X_C - X_L = 0. \quad (1.90)$$

В параллельном контуре (рис. 1.38) напряжение на контуре

$$U_k = U_C = U_L. \quad (1.91)$$

Ток, протекающий по ёмкости

$$I_C = \frac{U_k}{X_C}, \quad (1.92)$$

а по индуктивности

$$I_L = \frac{U_k}{X_L}. \quad (1.93)$$

При перестройке частоты генератора и равенстве реактивных сопротивлений

$$X_C = X_L. \quad (1.94)$$

Токи, протекающие по ёмкости и индуктивности, будут равны по амплитуде и противофазны (рис. 1.39). Результирующий ток в общей части цепи будет равен разности этих токов

$$I_C - I_L = 0. \quad (1.95)$$

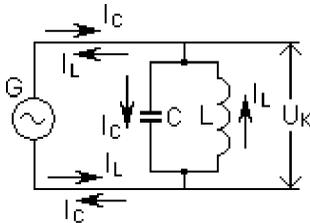


Рис.1.38 Парашельный колебательный контур.

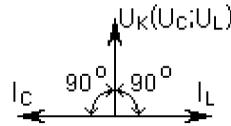


Рис.1.39 Векторные диаграммы токов и напряжений в параллельном контуре.

Это значит, что сопротивление идеального параллельного контура при равенстве его реактивных сопротивлений бесконечно велико

$$X_{к.рез.} = \infty. \quad (1.96)$$

Такой режим, возникающий в параллельном контуре, называют резонансом токов.

Рассмотренные режимы работы будут возникать при соответствующих длинах разомкнутой идеальной линии, Если длина линии равна нечётному числу четвертей длины волны

$$b = (2n + 1) \lambda/4, \quad (1.97)$$

то в линии возникает режим последовательного резонанса. Если длина линии равна целому числу полуволн

$$b = n \lambda/2, \quad (1.98)$$

то в линии возникает режим параллельного резонанса.

Возвращаясь к векторным диаграммам стоячих волн, можно видеть, что последовательные резонансы в линии соответствуют узлам напряжения и пучностям тока стоячих волн, а параллельные резонансы – узлам тока и пучностям напряжения.

По сравнению с обычными колебательными контурами длинная линия имеет ряд существенных особенностей. Её реактивное входное сопротивление становится равным нулю или бесконечности не на одной волне, как у обычного колебательного контура, а на бесконечной последовательности волн, целое число четвертей которых укладывается в линии, т.е. линия имеет бесконечное множество резонансных частот.

Режимы работы короткозамкнутой длинной линии

Все особенности режимов работы короткозамкнутой длинной линии определяются условиями, создающимися на её конце, как и в разомкнутой линии. Когда короткозамкнутая линия подключена к генератору высокой частоты (рис. 1.40), то от генератора к концу линии распространяются падающие волны. Энергия их на конце линии не потребляется, а полностью отражается.

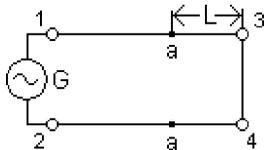


Рис.1.40 Короткозамкнутая линия.

Амплитуды отражённых волн напряжения и тока равны амплитудам падающих волн, так как те и другие распространяются по одной и той же линии и переносят одинаковую мощность. В результате сложения падающих и отражённых волн образуются стоячие волны, которые имеют те же характер-

ные признаки, что и в разомкнутой линии.

На конце короткозамкнутой линии напряжение равно нулю. Это означает, что напряжение отражённой волны в конце линии в каждый момент равно по величине напряжению падающей волны и противоположно ему по знаку. Ток на конце линии максимален, так как энергия электрического поля падающей волны переходит в энергию магнитного поля. Следовательно, от короткозамкнутого конца линии напряжение отражается с изменением фазы на 180° , а волна тока – без изменения фазы.

Образование стоячих волн в короткозамкнутой линии можно пояснить с помощью векторных диаграмм стоячих волн разомкнутой линии, приведённых на рис. 1.35. Разница заключается в том, что графики напряжения для разомкнутой линии будут графиками тока для короткозамкнутой линии, а графики тока разомкнутой линии будут графиками напряжения для короткозамкнутой линии.

Выведем уравнения стоячих волн в короткозамкнутой линии. Для этого найдём выражения для тока и напряжения в любом поперечном сечении линии, например в сечении «а-а» (рис. 1.40), находящемся на расстоянии L от конца линии. Примем конец линии за начало координат. Будем считать, что ток падающей волны на конце линии изменяется по закону

$$i_{\text{а пад.}}(t) = I_{\text{пад.}} \sin \omega t, \quad (1.99)$$

где $I_{\text{пад.}}$ – амплитуда тока падающей волны.

Ток падающей волны в точке «а» опережает ток на конце линии на время

$$\Delta t = \frac{L}{c}, \quad (1.100)$$

а ток отражённой волны в точке «а» отстаёт от тока на конце линии на такое же время:

$$i_{\text{а пад.}}(t) = I_{\text{пад.}} \sin \omega(t + \frac{L}{c}), \quad (1.101)$$

$$i_{\text{а отр.}}(t) = I_{\text{пад.}} \sin \omega(t - \frac{L}{c}). \quad (1.102)$$

Аналогично запишем выражения для напряжений падающей и отражённой волн с учётом того, что напряжение отражённой волны противоположно по знаку напряжению падающей волны:

$$u_{\text{а пад.}}(t) = U_{\text{пад.}} \sin \omega(t + \frac{L}{c}), \quad (1.103)$$

$$u_{\text{а отр.}}(t) = -U_{\text{пад.}} \sin \omega(t - \frac{L}{c}). \quad (1.104)$$

Результирующие ток и напряжение в точке «а» равны сумме падающих и отражённых волн

$$i_{\text{а}}(t) = I_{\text{пад.}} [\sin \omega(t + \frac{L}{c}) + \sin \omega(t - \frac{L}{c})], \quad (1.105)$$

$$u_{\text{а}}(t) = U_{\text{пад.}} [\sin \omega(t + \frac{L}{c}) - \sin \omega(t - \frac{L}{c})]. \quad (1.106)$$

Используя формулы преобразования суммы и разности тригонометрических функций, а также учитывая, что

$$\omega = 2\pi f; \quad f = 1/T; \quad \lambda = Tc, \quad (1.107)$$

окончательно получим уравнения стоячих волн тока и напряжения для короткозамкнутой длинной линии

$$i_{ст.}(t) = 2 I_{пад} \cos mL \sin \omega t,$$

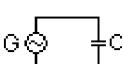
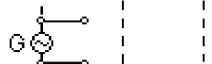
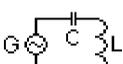
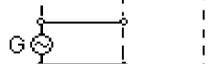
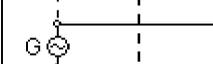
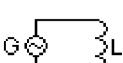
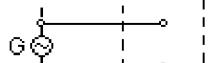
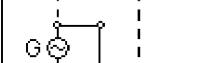
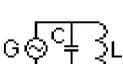
$$u_{ст.}(t) = 2U_{пад} \sin mL \cos \omega t, \tag{1.108}$$

где $2I_{пад} \cos mL = I_{ст.}$ и $2U_{пад} \sin mL = U_{ст.}$ – амплитуды тока и напряжения стоячих волн; $m = 2\pi / \lambda$ – волновое число.

Полученные выражения показывают, что в короткозамкнутой линии ток и напряжение стоячих волн взаимно сдвинуты по фазе на 90° . В чётных четвертях волн ток опережает напряжение на 90° , а в нечётных четвертях – отстаёт от напряжения на 90° . Это говорит о том, что входное сопротивление линии в режиме стоячих волн может иметь различную величину, а по характеру оно реактивно.

В табл. 1.2 показаны отрезки разомкнутых и короткозамкнутых длинных линий и их эквивалентные схемы. Последняя графа таблицы даёт представление о характере входного сопротивления линий различной длины.

Таблица 1.2

Длина разомкнутой линии	Длина короткозамкнутой линии	Эквивалентная схема линии	Входное сопротивление линии
$\lambda/4$ $\lambda/4$	$\lambda/4$ $\lambda/4$		$Z_{вх} = X_C$
			$Z_{вх} = 0$
			$Z_{вх} = X_L$
			$Z_{вх} = \infty$

Работа линии при различных нагрузках

Рассмотрим с некоторыми упрощениями работу длинной линии, нагруженную на активное сопротивление различной величины. Будем изменять нагрузку от нуля до бесконечности и построим графики распределения напряжения вдоль линии, а распределение тока рассматривать не будем. Кроме того, на графиках покажем распределение напряжения по модулю, т.е. распределение действующего значения напряжения, которое изменяется только по величине, но не меняет знака (рис. 1.41). Будем считать линию идеальной, а внутреннее сопротивление генератора, питающего линию, значительно меньше волнового сопротивления линии

$$R_H \ll \rho. \quad (1.109)$$

Когда нагрузочное сопротивление равно нулю или бесконечности,

то режим работы линии соответствует режиму короткозамкнутой линии (рис. 1.41,а) или разомкнутой линии (рис. 1.41,д). В таких линиях устанавливаются стоячие волны и вдоль линий чередуются узлы и пучности напряжения. У короткозамкнутой линии на конце находится узел напряжения, а у разомкнутой – пучность напряжения.

Когда нагрузочное сопротивление равно волновому сопротивлению, в линии распространяется бегущая волна и напряжение вдоль линии везде одинаково (рис. 1.41,в).

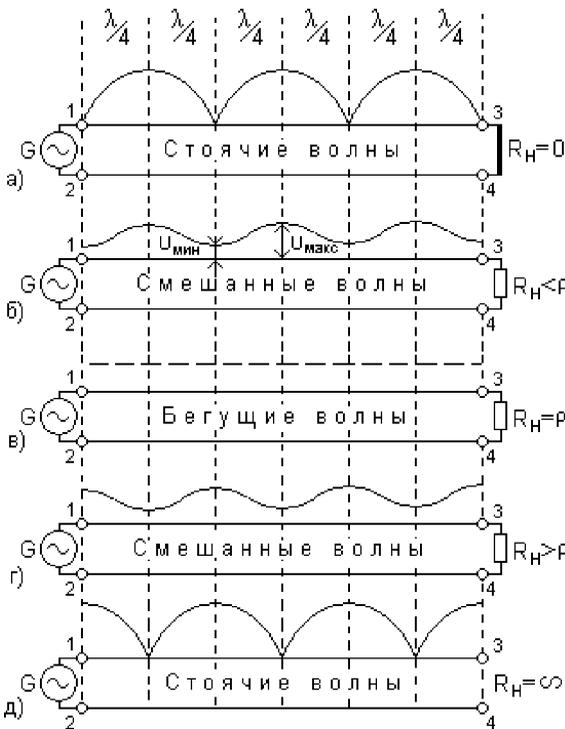


Рис.1.41 Работа линии при различных нагрузках.

Когда нагрузочное сопротивление меньше или больше волнового сопротивления, но не равно нулю или бесконечности, в линии возникает режим, средний между режимом бегущей волны и режимом стоячих волн. Так как сопротивление нагрузки не равно волновому сопротивлению, то в конце линии поглощается только часть энергии падающей волны. Остальная часть энергии уходит обратно с отражённой волной, вследствие чего возникают стоячие волны. Однако в линии имеется и бегущая волна, переносящая энергию от генератора к нагрузке. Такой режим называется режимом смешанных или комбинированных волн (рис. 1.41, б и г).

Распределение напряжения при таком режиме напоминает распределение в короткозамкнутой или в разомкнутой линии. Однако вследствие того, что амплитуда отражённой волны меньше амплитуды падающей, в том месте, где должен быть узел, суммарное напряжение не снижается до нуля. Оно имеет некоторое минимальное значение $U_{\text{мин}}$, равное разности напряжений падающей и отражённой волн. В местах пучностей получается напряжение $U_{\text{макс}}$, равное сумме этих напряжений, но меньшее, чем удвоенное напряжение падающей волны. Чем ближе нагрузочное сопротивление R_n к волновому сопротивлению линии ρ , тем ближе режим линии к режиму бегущей волны и тем меньше разница между $U_{\text{макс}}$ и $U_{\text{мин}}$. И наоборот, чем больше нагрузочное сопротивление отличается от волнового сопротивления линии, тем ближе режим к случаю короткозамкнутой или разомкнутой линии и тем резче выглядят максимумы и минимумы напряжения.

Распределение токов в линии при различных сопротивлениях нагрузки будет аналогичным рассмотренному выше распределению, но со сдвигом на четверть длины волны $\frac{\lambda}{4}$, т.е. в местах пучности напряжения будут находиться узлы тока, а в местах узлов напряжения – пучности тока. На конце короткозамкнутой линии будет находиться пучность тока, а на конце разомкнутой – узел напряжения.

Режим смешанных волн характеризуют коэффициентом бегущей волны $K_{\text{б.в.}}$, равным отношению минимального напряжения или минимального тока к максимальному напряжению или максимальному току

$$K_{\text{б.в.}} = \frac{U_{\text{мин}}}{U_{\text{макс}}} = \frac{I_{\text{мин}}}{I_{\text{макс}}} . \quad (1.110)$$

При чисто бегущей волне $K_{б.в.} = 1$, при чисто стоячей волне $K_{б.в.} = 0$. В режиме смешанных волн $K_{б.в.}$ может изменяться от нуля до единицы.

На практике часто используют обратную величину, которую называют коэффициентом стоячей волны

$$K_{с.в.} = \frac{U_{\text{макс}}}{U_{\text{мин}}} = \frac{I_{\text{макс}}}{I_{\text{мин}}}. \quad (1.111)$$

После некоторых преобразований можно получить следующее выражение для коэффициента бегущей волны

$$K_{б.в.} = \frac{\rho}{R_H}, \quad (1.112)$$

которое показывает, во сколько раз сопротивление нагрузки больше или меньше волнового сопротивления линии. Определив этот коэффициент экспериментально, можно ответить на вопрос во сколько раз нужно изменить сопротивление нагрузки или волновое сопротивление линии, чтобы получить согласование линии с нагрузкой, чтобы $R_H = \rho$.

Если линия согласована и работает в режиме бегущих волн, то в нагрузочное сопротивление отдаётся наибольшая полезная мощность, т.е. вся мощность бегущей волны. Если же сопротивление нагрузки не равно волновому сопротивлению линии, то полезная мощность в нагрузке будет меньше, так как часть энергии возвратится с отражённой волной к генератору.

Конструктивные типы длинных линий

По конструктивному выполнению длинные линии разделяют на воздушные, экранированные и коаксиальные.

Воздушные линии (рис. 1.42) применяют на частотах до 200 МГц. Типовая линия состоит из двух параллельных медных проводов l диаметром $1 \div 6$ мм. Расстояние между проводами должно быть меньше четверти длины волны. Обычно это расстояние составляет $5 \div 30$ см и поддерживается постоянным с помощью изоляторов 2.

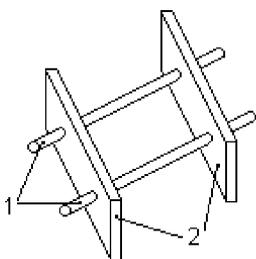


Рис.1.42 Воздушная линия.

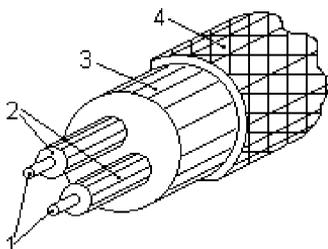


Рис.1.43 Экранированная линия.

Достоинство воздушной линии заключается в простоте её устройства. К недостаткам относят наличие потерь на излучение (так называемый антенный эффект), влияние внешних электромагнитных полей, неудобство прокладки и крепления.

Экранированная линия (рис. 1.43) отличается от воздушной тем, что её провода 1 окружены высокочастотным диэлектриком 2, защищённым от механических повреждений наружной резиновой изоляцией 3 и наличием экрана 4 в виде медной гибкой оплётки или свинцовой оболочки. Пробивное напряжение диэлектрика больше, чем воздуха, поэтому по экранированной линии можно передавать более высокую мощность, чем по воздушной линии таких же размеров. Экран устраняет антенный эффект. К недостаткам относят большую сложность изготовления и высокую стоимость такой линии.

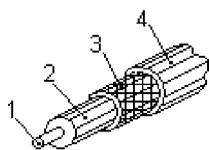


Рис.1.44 Коаксиальная линия.

Коаксиальная линия (рис. 1.44) состоит из внутреннего 1 и внешнего 3 проводов, расположенных друг относительно друга коаксиально. Внешний провод представляет собой медную оплётку или медную трубку. Провода изолированы друг от друга высокочастотным диэлектриком 2 в виде отдельных шайб или сплошного заполнения пространства между проводами. Снаружи такую линию покрывают защитной изоляционной оболочкой 4.

В отличие от рассмотренных линий коаксиальная линия несимметрична. Несимметрия состоит в том, что электромагнитное поле, заключённое между внутренним и внешним проводами, создаётся только токами и зарядами внутреннего провода. Токи и заряды внешнего провода не создают внутри него ни магнитного, ни электрического

го полей. Поэтому внешний провод коаксиальной линии подключается к такому полюсу генератора, который всё время равен нулю и его можно заземлять.

Характер электрического и магнитного полей в коаксиальной линии отличается от полей в симметричной двухпроводной линии (рис. 1.45).

Силовые линии электрического E поля между внутренним и внешним проводами направлены по радиусам. Силовые линии магнитного поля H представляют собой концентрические окружности, охватывающие центральный внутренний провод. Как видно из рисунка, конфигурация электромагнитного поля отличается от конфигурации поля в симметричной линии. Однако в том и другом случаях оба поля в каждой точке пространства направлены взаимно перпендикулярно. Поэтому электромагнитная волна вдоль коаксиальной линии распространяется так же, как вдоль двухпроводной линии.

Электромагнитное поле коаксиальной линии экранировано внешним проводом, вследствие чего отсутствует антенный эффект.

Основным недостатком коаксиальных линий является то, что они обладают относительно большими потерями в диэлектрике, которые возрастают с повышением частоты.

Выбор того или иного типа линии зависит от вида антенны, от мощности передатчика, от расстояния между передатчиком или приёмником и антенной, от рода работы системы и целого ряда конструктивных и эксплуатационных соображений.

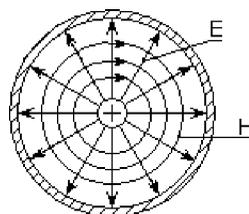


Рис.1.45 Электрическое и магнитное поля в коаксиальной линии.

Практическое применение длинных линий

В СВЧ технике находят широкое применение короткие отрезки длинных линий со стоячими волнами.

Рассмотрим некоторые варианты практического использования таких линий.

Линии размером в четверть длины волны или в половину длины волны применяют в качестве резонансных контуров СВЧ генераторов, усилителей, фильтров. Наиболее удобны короткозамкнутые четверть-

волновые линии, так как они имеют минимальные размеры при параллельном резонансе. Кроме того, благодаря малым потерям они обладают более высокой добротностью по сравнению с контурами, построенными на элементах со сосредоточенными параметрами.

Часто в схемах СВЧ генераторов отрезок короткозамкнутой линии используют как индуктивность колебательного контура (L на рис. 1.46). Ёмкостным элементом контура в этом случае служит выходная ёмкость $C_{ак}$ между анодом и катодом или входная ёмкость $C_{ск}$ между сеткой и катодом генераторной лампы (рис. 1.46,а).

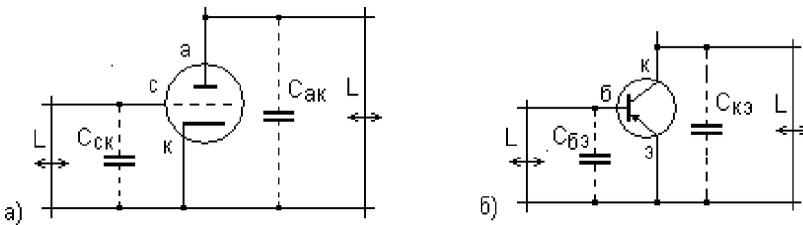


Рис 1.46 Применение линий в генераторах СВЧ: а) ламповый генератор; б) полупроводниковый генератор.

Если активным элементом генератора является полупроводниковый прибор, то в качестве ёмкостного элемента используют выходную ёмкость $C_{кэ}$ между коллектором и эмиттером или входную ёмкость $C_{бэ}$ между базой и эмиттером (рис. 1.46,б). Настройку контура в резонанс осуществляют изменением длины линии с помощью подвижного плунжера, изменяя тем самым величину индуктивности L .

Для передачи высокочастотной энергии от генератора к антенне в передатчике или от антенны к входу приёмника применяют линии с бегущей волной. При работе в таком режиме потери энергии в линии минимальные по сравнению с режимами стоячих или смешанных волн. Объясняется это тем, что напряжения и токи у стоячих волн больше, чем у бегущей волны, особенно в пучностях токов и напряжений. Потери мощности в проводах линии пропорциональны квадрату тока

$$P = I^2 R, \tag{1.113}$$

а потери в изоляторах тем больше, чем выше напряжение. Всё это особенно важно при значительном расстоянии передаваемых сигналов. Кроме того, при меньшем напряжении в режиме бегущих волн предъявляются менее жёсткие требования к изоляции проводников линии.

Чтобы получить режим бегущей волны, надо согласовать линию с нагрузкой. Согласование заключается в изменении сопротивления нагрузки R_n до величины волнового сопротивления линии ρ . Для этого применяют согласующие устройства в виде отрезков разомкнутых или короткозамкнутых длинных линий. Существует много различных вариантов согласования. Все варианты объединяет конечный результат: компенсация отражённой волны. Рассмотрим один из вариантов, в котором в качестве согласующего устройства используют реактивный щлейф.

Пусть линия нагружена на некоторое полное сопротивление Z_n , значение которого отличается от волнового сопротивления линии ρ

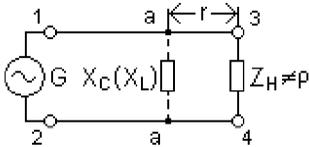


Рис.1.47 Согласование линии с нагрузкой

(рис. 1.47). В этом случае часть передаваемой по линии энергии будет поглощена нагрузкой, а часть – в виде отражённой волны – будет распространяться по линии в обратном направлении, и в линии будет возникать режим смешанных волн.

Однако недалеко от нагрузки можно создать другую отражённую волну, равную по величине, но противоположную по фазе первой. В этом случае обе отражённые волны взаимно уничтожатся и в основной линии будет существовать только падающая волна, т.е. в ней установится режим бегущей волны.

Вторую отражённую волну можно получить, если на некотором расстоянии от нагрузки r (в точках а-а на рис. 1.47) включить реактивное сопротивление ёмкостного X_c или индуктивного X_L характера. Необходимую амплитуду и фазу этой волны устанавливают выбором величины реактивного сопротивления X и изменением расстояния r , т.е. выбором точек подключения а-а. Реактивное сопротивление не вызывает потерь энергии, но создаёт необходимое отражение падающей волны.

В диапазоне СВЧ колебаний в качестве переменного реактивного сопротивления часто применяют отрезки короткозамкнутых линий, длину которых можно изменять с помощью подвижного плунжера П (рис. 1.48).

Такую линию называют шлейфом. Реактивное входное сопротивление такой линии зависит от её длины $r_{ш}$. При $r_{ш} < \lambda/4$ линия имеет индуктивный характер, а при $\lambda/4 < r_{ш} < \lambda/2$ – ёмкостной характер. Для сокращения размеров шлейфа его длину обычно выбирают меньше $\lambda/4$, т.е. используют шлейф как индуктивное сопротивление.

Перемещая плунжер и изменяя положение точек а-а, добиваются получения в основной линии (слева от точек а-а) режима близкого к режиму бегущих волн. В самом шлейфе будет режим стоячих волн, а в участке линии справа от точек а-а до нагрузки – режим смешанных волн.

Величины L и $r_{ш}$ получают расчётным путём, однако точное согласование всегда осуществляют опытным путём.

Рассмотрим ещё одно применение короткозамкнутых длинных линий.

С повышением частоты сигналов, передаваемых по линии, возрастают потери в изоляторах из диэлектрических материалов. Особенно это сказывается в коаксиальных линиях. Поэтому в СВЧ диапазоне иногда применяют так называемые «металлические изоляторы» в виде отрезков короткозамкнутых четвертьволновых линий (рис. 1.49). Входное сопротивление таких изоляторов может быть сделано очень большим, и поэтому потери в них могут оказаться меньше, чем в изоляторах из диэлектрика.

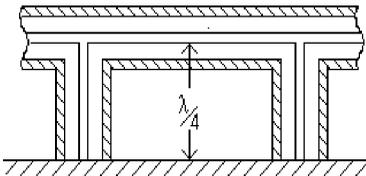


Рис.1.49 Четвертьволновая линия в качестве металлического изолятора.

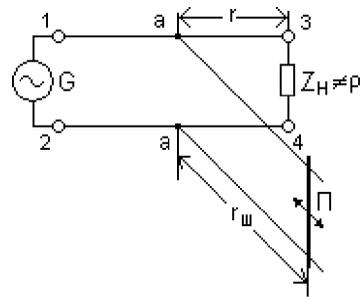


Рис.1.48 Согласование линии с помощью шлейфа.

Конструктивно такие изоляторы удобно использовать при относительно коротких волнах. С увеличением длины волны размеры изоляторов возрастают и в ряде случаев они становятся не приемлемыми.

Основной недостаток металлических изоляторов состоит в том, что они пригодны только для узкой полосы частот.

Волноводы

Для передачи высокочастотной энергии в сантиметровом и миллиметровом диапазонах широко применяют волноводы – металлические трубы прямоугольного или круглого сечения. Электромагнитная энергия распространяется внутри волновода, вдоль его оси.

Напомним, что электромагнитную волну, распространяющуюся в свободном пространстве или вдоль двухпроводной симметричной линии, называют поперечной электромагнитной волной. У таких волн электрические и магнитные силовые линии лежат в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения волны, т.е. в поперечной плоскости. Такие волны обозначают буквами *TEM*, где *T*-символ поперечного действия сил (*transverse* – поперечный).

На рис. 1.50 показана двухпроводная симметричная линия. Представим, что проводники линии закреплены на заданном расстоянии друг относительно друга с помощью металлических изоляторов, представляющих собой короткозамкнутые отрезки четвертьволновой линии. Так как такие линии обладают большим входным сопротивлением, то такие изоляторы не повлияют на распространение энергии вдоль линии. В изоляторах установятся стоячие волны напряжения и тока. Если расположить такие изоляторы с двух сторон и число их взять достаточно большим, то они образуют сплошную поверхность прямоугольного волновода (рис. 1.51).

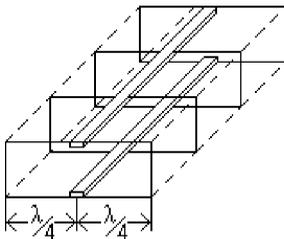


Рис.1.50 Схема превращения двухпроводной линии в волновод.

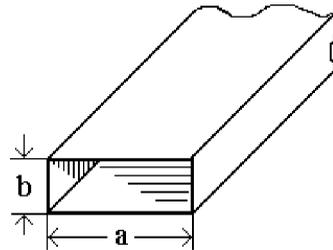


Рис.1.51 Прямоугольный волновод

Широкую стенку волновода обычно обозначают буквой «*a*». Размеры этой стенки определяет длина короткозамкнутых изоляторов и, соответственно, длина волны передаваемой по волноводу энергии. Узкую стенку волновода обозначают буквой «*b*». Размер этой стенки в

основном определяет предельное значение пробивного напряжения волны.

При определённых соотношениях длины волны источника передаваемой энергии и геометрических размеров волновода, в нём могут распространяться электромагнитные волны различных типов. Если $\lambda \ll a$ и $\lambda \ll b$, то в волноводе может распространяться волна типа *TEM*, как в свободном пространстве. Если длина волны соизмерима с размерами волновода, то изменится структура электромагнитного поля, и волна *TEM* будет трансформироваться в волны других типов, которые представляют собой сумму нескольких поперечных волн, распространяющихся вдоль волновода не прямолинейно, а зигзагообразно путём многократного отражения от стенок волновода.

Все эти волны разделяют на две группы. В первую группу включают электрические волны, имеющие электрическое поле, расположенное в поперечном и продольном направлениях, а магнитное поле – только в поперечной плоскости. Такие волны обозначают буквой *E*. Вторую группу составляют магнитные волны, имеющие магнитное поле, расположенное поперек и вдоль волновода, а электрическое поле – только в поперечной плоскости. Такие волны обозначают буквой *H*.

Иногда волны, распространяющиеся в волноводе, имеют другие названия. Так как у волн типа *E* магнитное поле только поперечное, то их иногда называют поперечно-магнитными волнами и обозначают буквами *TM*. Волны типа *H*, у которых поперечное только электрическое поле, иногда называют поперечно-электрическими волнами и обозначают буквами *TE*.

В зависимости от соотношения длины волны и размеров волновода все волны, распространяющиеся в волноводе обозначают дополни-

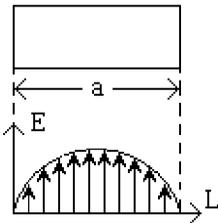


Рис. 1.52. Распределение электрического поля в волноводе

тельными индексами, например E_{mn} или H_{mn} (TM_{mn} или TE_{mn}). Первый индекс m указывает число стоячих полуволн, укладываемых вдоль широкой стенки волновода, а второй n – вдоль узкой стенки. Например H_{10} , E_{11} , H_{20} (TE_{10} , TM_{11} , TE_{20}) и т.д. Волны, индекс которых не превышает единицу, называются простейшими. Волны с индексом два и более имеют более сложное поле и называются волнами высших порядков.

Волноводы с волнами типа E по ряду причин применяют редко. В большинстве практически случаев основным типом волны в прямоугольных волноводах являются магнитные волны типа H_{10} . На рис. 1.52 показано мгновенное распределение напряжённости электрического поля такой волны вдоль широкой стенки волновода. Очевидно, что размер широкой стенки должен быть не менее половины длины волны. В случае, когда размер широкой стенки волновода меньше половины длины волны, короткозамкнутые отрезки, подключённые к двухпроводной линии в качестве изоляторов, будут иметь размер меньше четверти длины волны. Входное сопротивление отрезков уменьшится и нарушится нормальная передача энергии по волноводу.

Таким образом, по волноводу заданных размеров могут распространяться только волны короче определённой длины волны, которую называют критической длиной волны $\lambda_{кр}$ (иногда называют граничной или предельной длиной волны). В прямоугольном волноводе для волны типа H_{10}

$$\lambda_{кр} = 2a, \quad (1.114)$$

а размер широкой стенки волновода соответственно

$$a = \lambda_{кр}/2. \quad (1.115)$$

Волны длиннее критической в волноводе распространяться не могут. При заданной длине волны можно подобрать волновод стандартного сечения. Например, в сантиметровом диапазоне длин волн наибольшее распространение получили волноводы следующих размеров: 23 мм x 4 мм; 28,5 мм x 4 мм; 35 мм x 5 мм. Ширину волновода рекомендуется выбирать исходя из неравенства:

$$0,95\lambda > a > 0,6\lambda. \quad (1.116)$$

Узкую стенку волновода выбирают меньше $0,5\lambda$, чтобы в волноводе не возникала волна типа H_{11} . В основном размер этой стенки определяют предельной мощностью передаваемых колебаний и допустимыми потерями энергии.

В волноводах, также как и в двухпроводных линиях, могут возникать бегущие, стоячие и смешанные волны в зависимости от степени отражения на конце волновода. Это явление предполагает необходимость согласования волноводной линии с нагрузкой.

Вопросы для самоконтроля

1. Какую роль выполняет антенно-фидерный тракт в работе РТС?
2. Дайте определение понятию «длинная линия».
3. В чём заключается принципиальное отличие длинной линии от электрически короткой линии?
4. Как определяют направление движения электромагнитной волны в длинной линии?
5. Какую линию называют согласованной?
6. Поясните работу длинной линии в режиме бегущей волны.
7. Поясните режим работы разомкнутой длинной линии.
8. Поясните режим работы короткозамкнутой длинной линии.
9. Какие явления характеризуют работу последовательного колебательного контура при резонансе?
10. Какие явления характеризуют работу параллельного колебательного контура при резонансе?
11. Какими свойствами может обладать длинная линия в зависимости от её размеров?
12. Поясните работу длинной линии при различных нагрузках.
13. На какие конструктивные типы разделяют длинные линии?
14. Приведите примеры практического применения длинных линий.
15. Что представляет собой волновод?
16. По каким критериям определяют необходимые размеры волноводов?

1.9 Излучение электромагнитных волн

Переход от длинной линии к излучающему диполю

Передача информации от источника к потребителю в радиотехнических системах осуществляется с помощью электромагнитных волн, распространяющихся в открытом пространстве или по искусственным направляющим линиям. Процесс создания электромагнитных волн в открытом пространстве называется излучением. Рассмотрим подробнее процесс излучения.

Распространяясь вдоль длинной линии, электромагнитная волна всё время остаётся связанной с проводами линии: она «скользит» вдоль проводов, как бы опираясь на них. При использовании линии для передачи высокочастотной энергии всегда стремятся сделать так, чтобы линия была не излучающей. Но можно создать и такие условия,

при которых электромагнитная волна теряет свою связь с проводами линии и распространяется дальше в свободном пространстве. Такой режим возникает, например, если концы разомкнутой длинной линии разведены на 90 и становятся перпендикулярными к проводам линии, как это показано на рис. 1.54.

В разведённых участках, также как в проводах линии, будет происходить движение электрических зарядов и возникает электрический ток. Знаки зарядов и направление тока останутся такими же, как и в проводах линии. В каждый момент времени заряды на обоих участках равны по величине и противоположны по знаку, а токи совпадают по направлению и являются как бы одним продолжением другого.

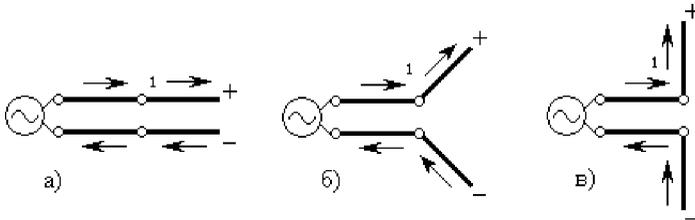


Рис.1.54 Переход от разомкнутой длинной линии а) к диполю в).

Сочетание двух связанных электрических зарядов, равных по величине и противоположных по знаку, называется диполем. Рассматриваемые участки длинной линии образуют такой диполь. В диполе происходят колебания тока и напряжения так же, как и в разомкнутой длинной линии. В зависимости от соотношения между длиной диполя l и длиной волны питающего генератора λ входное сопротивление диполя принимает различные значения и в нём устанавливается режим стоячих или смешанных волн. На концах диполя всегда будут формироваться узлы тока и пучности напряжения. На рис. 1.55 показано распределение тока по длине диполя l для различных его размеров.

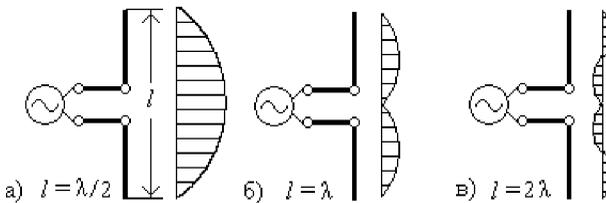


Рис.1.55 Распределение тока в диполях различной длины.

Конфигурации электрического и магнитного полей около диполя будут существенно отличаться от конфигурации соответствующих полей вокруг двухпроводной длинной линии. Так как две половины диполя в каждый момент заряжены разноимёнными зарядами, то силовые линии создаваемого ими электрического поля E начинаются на одной половине диполя и кончаются на другой (рис. 1.56), причём они будут лежать не только в плоскости рисунка, но и в любой плоскости, проходящей через диполь (рис. 1.57). Магнитные силовые линии H представляют собой концентрические окружности (рис. 1.56), расположенные в любой плоскости, перпендикулярной оси диполя (рис. 1.58). Центры окружностей лежат на продольной оси диполя.

Оба поля, создаваемые движущимися зарядами, изменяются во времени по тому же закону, по которому изменяется ток, текущий в диполе. Вокруг диполя возникает переменное электромагнитное поле, которое распространяется в виде электромагнитной волны.

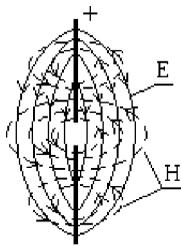


Рис. 1.56 Электрическое E и магнитное H поля около диполя.

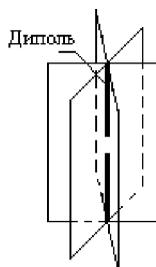


Рис. 1.57 Плоскости расположения электрических силовых линий.

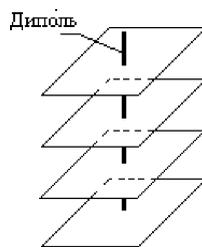


Рис. 1.58 Плоскости расположения магнитных силовых линий.

Процесс излучения электромагнитных волн

Эффективность излучения диполя зависит от соотношения длины волны и размеров диполя. Наиболее эффективно излучают диполи, на длине которых укладывается примерно половина стоячей волны. Такой диполь, поэтому часто называют симметричным полуволновым вибратором.

Рассмотрим подробнее процесс излучения в пределах одного периода электромагнитной волны. Для упрощения рассуждений будем рассматривать в плоскости рисунка процесс образования только элек-

трического поля, генерируемого симметричным полуволновым вибратором. Изменение амплитуды электрического поля во времени показано на рис. 1.59,а. На рис. 1.59,б приведены этапы формирования электромагнитной волны.

Допустим, что в момент $t = 0$ заряд вибратора был равен нулю и электрические силовые линии не связывали половин вибратора (① на рис. 1.59,б). Через четверть периода питающего тока (② на рис. 1.59,б) разноимённые заряды половин вибратора достигают максимума, а электрическое поле распространяется на расстояние, равное $\lambda / 4$. В момент $t = T / 2$ (③ на рис. 1.59,б) заряд вибратора вновь становится равным нулю и не остаётся электрических силовых линий, связанных с вибратором.

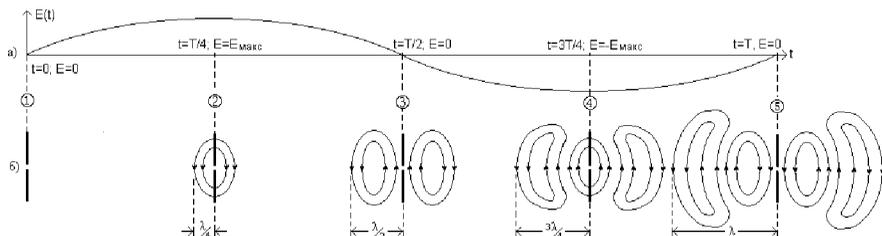


Рис.1.59 Процесс излучения электромагнитных волн.

Линии поля замыкаются сами на себя. Наибольшее расстояние силовых линий от вибратора составляет $\lambda / 2$. В следующий момент $t = 3T / 4$ (④ на рис. 1.59,б) диполь начинает заряжаться с обратной полярностью, и вокруг него возникают новые силовые линии, которые как бы «оттесняют» линии предыдущей волны и деформируют их, создавая в них выемки. К моменту $t = T$ (⑤ на рис. 1.59,б) полностью образуется вторая полуволна излучённого поля, и далее процесс повторяется. Приведённые рисунки имеют некоторые условности:

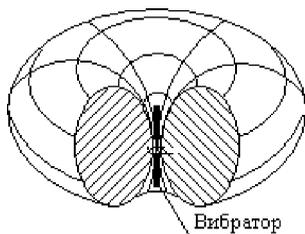


Рис. 1.60 Пространственная диаграмма излучения полуволнового вибратора (торроид).

1) Линии электрического поля располагаются не только в плоскости рисунка, но и в любой плоскости, проходящей через ось ра. Поэтому полное поле излучения

вибратора можно представить в виде объёмной фигуры торроида с внутренним радиусом, равным радиусу вибратора (рис. 1.60).

2) Ток вибратора и движущееся электрическое поле создают магнитное поле, которое на рисунках не показано.

Удаляясь от диполя электромагнитная волна теряет связь с ним и распространяется в свободном пространстве, где нет ни токов, ни зарядов. Это движение электромагнитного поля обусловлено явлением электромагнитной индукции, законы которой обосновал замечательный английский учёный Джеймс Максвелл еще в 1862–1864 годах. Эти законы в несколько упрощенном варианте можно сформулировать следующим образом:

- Переменное во времени электрическое поле в любой точке пространства создаёт изменяющееся магнитное поле. Силовые линии магнитного поля охватывают силовые линии вызывающего их переменного электрического поля.

- Переменное во времени магнитное поле в любой точке пространства создаёт изменяющееся электрическое поле. Силовые линии электрического поля охватывают силовые линии вызывающего их переменного магнитного поля.

Поляризация электромагнитных волн

Для обоих законов в каждой точке рассматриваемого пространства вектор напряжённости электрического поля E и вектор напряжённости магнитного поля H взаимно перпендикулярны и лежат в плоскости перпендикулярной направлению распространения волны (вектору Умова – Пойтинга p). Эту плоскость называют фронтом волны. Ориентацию всех векторов можно представить в виде комбинации из трёх пальцев правой руки, если прямые большой, указательный и средний пальцы расположить перпендикулярно друг относительно друга. Большой палец будет указывать направление вектора E , указательный – вектора H , а средний покажет направление распространения радиоволны, т.е. направление вектора p .

Ориентацию векторов напряжённости электрического и магнитного полей определяют пространственно-временной характеристикой, которая называется поляризацией электромагнитной волны. Условно поляризацию электромагнитных волн оценивают по ориентации вектора напряжённости электрического поля E . Если вектор p направлен

горизонтально, то при вертикальном направлении вектора E радиоволны называются вертикально поляризованными (рис. 1.61). Такие волны излучаются вертикально ориентированными вибраторами. Для приёма радиоволн необходимо использовать антенну такой же ориентации. Если вектор p направлен горизонтально, то при горизонтальном же направлении вектора E радиоволны называются горизонтально поляризованными (рис. 1.62). Для передачи и приёма таких волн используют горизонтально расположенные вибраторы.

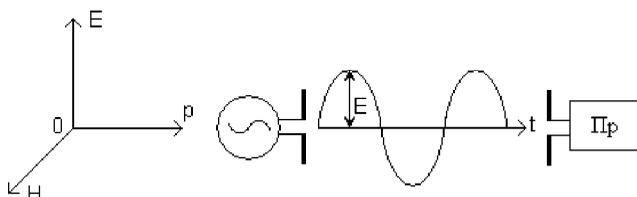


Рис.1.61 Излучение и приём вертикально поляризованных волн.

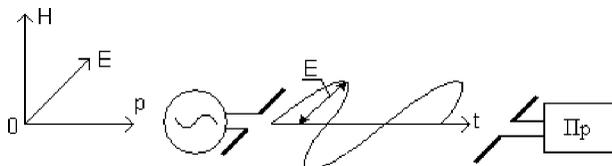


Рис.1.62 Излучение и приём горизонтально поляризованных волн.

Электрические и магнитные поля однозначно связаны в пространстве не только по фазе, но и по величине своих напряжённостей, т.е. каждому значению напряжённости магнитного поля соответствует определённая напряжённость электрического поля и наоборот. Это значит, что можно полностью характеризовать количественно электромагнитное поле излучения, указывая величину и закон изменения пространственной ориентации только одного из векторов этого поля.

Важная особенность электромагнитного поля состоит в том, что оно перемещается в пространстве во все стороны от точки, в которой возникло первоначальное возмущение. Это поле может существовать самостоятельно и после того, как источник электромагнитного возмущения перестал действовать. Изменяющиеся электрические и магнитные поля, переходя от точки к точке пространства, распространяются со скоростью света.

Сопротивление излучения

Переменное электромагнитное поле образуется вибратором при его питании переменным током. Энергия поля, излучаемого вибратором, отдаётся в пространство, на что расходуется мощность генератора.

Если длина диполя подобрана соответствующим образом и потери энергии в диполе малы, то почти вся мощность, которую приносит с собой распространяющаяся вдоль линии и питающая диполь электромагнитная волна, передаётся волнам, излучаемым диполем в окружающее пространство. В отношении потребления подводимой из линии мощности диполь ведет себя так же, как включённое в конец линии сопротивление, потребляющее всю подводимую мощность. Можно сказать, что диполь обладает сопротивлением излучения $R_{\text{изл}}$, в котором потреблялась бы такая же мощность. Это сопротивление равно

$$R_{\text{изл}} = \frac{P_{\text{изл}}}{I^2}. \quad (1.117)$$

Сопротивление излучения зависит только от относительной длины излучателя, а не от его абсолютных размеров. Так, например, все полуволновые диполи обладают сопротивлением излучения $R_{\text{изл}} = 73,1$ Ом не зависимо от того, равна ли их длина сотням метров или нескольким сантиметрам. Все вибраторы длиной в целую волну имеют сопротивление $R_{\text{изл}} = 200$ Ом.

Реально провода диполя обладают некоторым активным сопротивлением, которое зависит от материала и размеров антенны, и мощность, подводимая к антенне, расходуется не только на излучение, но и на нагрев проводов, а также на другие потери. Поэтому полное активное сопротивление антенны состоит из сопротивления излучения $R_{\text{изл}}$ и сопротивления потерь $R_{\text{п}}$, соединённых последовательно, т.е.

$$R_A = R_{\text{изл}} + R_{\text{п}}. \quad (1.118)$$

Сопротивление $R_{\text{изл}}$ является полезным и чем больше сопротивление излучения по сравнению с сопротивлением потерь тем эффективнее работа антенны, как излучающей системы. Количественно эффективность работы антенны оценивают её коэффициентом полезного действия η (КПД), численно равным отношению мощности излучения антенны к полной мощности, подводимой к антенне

$$\eta = \frac{P_{\text{изл}}}{P_A} = \frac{R_{\text{изл}}}{R_A}, \quad (1.119)$$

где

$$P_A = P_{\text{изл}} + P_{\text{п}} = I (R_{\text{изл}} + R_{\text{п}}). \quad (1.120)$$

Расчёт потерь энергии в антенне не может дать достаточно точных результатов, так как значительную долю потерь, приходящуюся на утечки через изоляторы, переходные сопротивления в соединителях, противовесах, заземлениях, подсчитать и учесть не представляется возможным. Поэтому обычно величину сопротивления излучения определяют теоретически, исходя из относительных размеров излучателя, и затем определяют сопротивление потерь.

Плотность потока энергии (мощности)

Электромагнитную энергию, которую переносят радиоволны, количественно характеризуют плотностью потока энергии (мощности).

Плотностью потока энергии называется количество энергии, проходящее за одну секунду через площадку в один квадратный метр, расположенную перпендикулярно направлению распространения электромагнитной волны (вектору Умова – Пойтинга), и равное

$$\Pi \text{ [Вт / м]} = E \text{ [В / м]} H \text{ [А / м]}, \quad (1.121)$$

где E и H – напряжённости электрического и магнитного полей в свободном пространстве. E и H связаны между собой следующим уравнением

$$E = \rho_{\text{св}} H, \quad (1.122)$$

где $\rho_{\text{св}} = 377 \text{ Ом}$ – волновое сопротивление свободного пространства.

Из этого следует

$$\begin{aligned} \Pi &= 377 H^2 \quad \text{или} \\ \Pi &= 2,65 \cdot 10^{-3} E^2. \end{aligned} \quad (1.123)$$

Плотность потока энергии зависит от расстояния до излучателя.

На рис. 1.63 излучатель помещён в центре двух сферических поверхностей Сф1 и Сф2 с радиусами r_1 и r_2 . Предположим, что сфера пересекает коническая поверхность, которая вырезает части их с площадями S_1 и S_2 . Эти

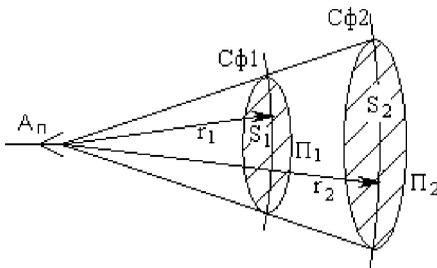


Рис. 1.63 К определению плотности потока энергии (мощности).

площади, как и площади сферических поверхностей, пропорциональны квадратам радиусов r_1 и r_2

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{r_2^2}{r_1^2}. \quad (1.124)$$

Будем считать, что во всех точках поверхностей S_1 и S_2 плотности потока энергии постоянны и равны соответственно Π_1 и Π_2 . Следовательно, поток энергии через площадь S_1 равен $\Pi_1 S_1$, а через площадь S_2 поток энергии равен $\Pi_2 S_2$. Так как радиоволны распространяются прямолинейно, то потоки энергии через поверхности S_1 и S_2 , ограниченные одной конической поверхностью, равны между собой

$$\begin{aligned} \Pi_1 S_1 &= \Pi_2 S_2 \quad \text{или} \\ \frac{\Pi_1}{\Pi_2} &= \frac{S_2}{S_1} = \frac{r_2^2}{r_1^2}. \end{aligned} \quad (1.125)$$

Таким образом, плотность потока энергии обратно пропорциональна квадрату расстояния от излучателя.

Так как

$$\begin{aligned} \Pi_1 &= 2,65 \cdot 10^{-3} E_1^2, \\ \Pi_2 &= 2,65 \cdot 10^{-3} E_2^2, \end{aligned} \quad (1.126)$$

где E_1 и E_2 – напряжённости электрического поля радиоволны соответственно на расстояниях r_1 и r_2 от излучателя, то

$$\begin{aligned} \frac{\Pi_1}{\Pi_2} &= \frac{E_1^2}{E_2^2} = \frac{r_2^2}{r_1^2} \quad \text{или} \\ \frac{E_1}{E_2} &= \frac{r_2}{r_1}, \end{aligned} \quad (1.127)$$

т.е. напряжённость поля излучения обратно пропорциональна расстоянию до излучателя.

Аналогично можно показать зависимость магнитного поля излучения от расстояния

$$\frac{H_1}{H_2} = \frac{r_2}{r_1}. \quad (1.128)$$

Вопросы для самоконтроля

1. При каких условиях длинная линия становится излучающей?
2. В чём различие электрического и магнитного полей диполя и двухпроводной линии?
3. Поясните процесс излучения электромагнитных волн полуволновым вибратором.
4. Какой вид имеет пространственная диаграмма излучения полуволнового вибратора?
5. Какое явление обосновал в своих законах Джеймс Максвелл?
6. По каким критериям определяют поляризацию электромагнитных волн?
7. С какой скоростью распространяются электромагнитные волны в свободном пространстве?
8. Чему равно сопротивление излучения полуволнового вибратора?
9. Дайте определение плотности потока энергии.
10. Какова зависимость плотности потока энергии от расстояния?

1.10 Распространение электромагнитных волн

Общие сведения

Значительное влияние на распространение электромагнитных волн оказывают следующие факторы: длина волны изучаемых колебаний, форма и свойства земной поверхности, состав и состояние атмосферы. Прежде, чем рассмотреть степень влияния указанных факторов, приведём некоторые обобщённые положения, характеризующие распространение радиоволн.

1. Радиоволны в однородной среде распространяются прямолинейно. Фронт волны, т.е. поверхность на которой напряжённость электрических и магнитных полей находятся в одной фазе, имеет в однородной среде сферическую форму. На достаточно большом расстоянии от излучателя и в пределах геометрических размеров приёмной антенны фронт волны можно считать плоским.

2. Радиоволны, встречая на своём пути препятствие, могут заходить в область геометрической тени. Это явление называется дифракцией (от лат. *diffraction* – разламывание). Особенно дифракция проявляется, когда геометрические размеры препятствия соизмеримы с длиной волны. В этом случае препятствие играет роль резонансного

диполя, принимающего и вновь излучающего радиоволны. Возникает так называемое резонансное переизлучение.

3. При переходе из одной среды распространения в другую, в которой скорость распространения другая, радиоволны испытывают отражение и преломление (рис. 1.64).

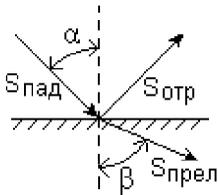


Рис. 1.64 Отражение и преломление радиоволн.

При этом угол падения равен углу отражения, а относительный показатель преломления $n_{1,2}$ равен отношению синуса угла падения к синусу угла преломления

$$n_{1,2} = \frac{n_2}{n_1} = \frac{\sin \alpha}{\sin \beta}, \quad (1.129)$$

где n_1 и n_2 – абсолютные показатели преломления двух сред.

4. В неоднородных средах, показатель преломления которых от слоя к слою изменяется, радиоволны распространяются по криволинейной траектории (рис. 1.65).

Кривизна траектории определяется степенью неоднородности среды. Такое явление получило название рефракции (от лат. *refraction* – преломление).

5. Если угол падения радиоволны превосходит некоторое критическое значение при переходе луча из среды оптически более плотной в среду меньшей плотности, то луч не проникает во вторую среду, а целиком отражается от границы раздела сред. Это явление называется полным внутренним отражением лучей.

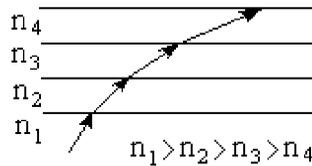


Рис.1.65 Рефракция радиоволн.

Диапазоны радиоволн, используемых в бортовой аппаратуре

Важнейшими характеристиками радиосистемы являются частота или длина волны несущих колебаний. Напомним, что длиной волны называют расстояние, которое проходит радиосигнал в среде распространения за время, равное одному периоду колебания $T = 1/f$:

$$\lambda = c T = c / f, \quad (1.130)$$

где c – скорость распространения радиоволн.

От частоты (длины волны) радиосигналов зависят особенности их распространения, отражения и рассеяния. Для излучения и приёма радиоволн приходится использовать различные типы антенн, электрические и конструктивные параметры которых в значительной степени определяются длиной волны. Кроме того, от длины радиоволн зависят электрические и масса-габаритные характеристики ряда элементов антенно-фидерного тракта.

Чтобы учесть эти особенности весь диапазон радиочастот (радиоволн) 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 этих диапазонов приведены в табл.1.3, в которой указаны также соответствующие диапазоны длин волн, официальные полные и сокращённые наименования этих диапазонов, используемые в технической документации.

Таблица 1.3

Диапазон радиочастот	Наименование радиочастот	Диапазон длин волн	Наименование вида радиоволн
3 ÷ 30 кГц	Очень низкие частоты ОНЧ	10 ÷ 100 км	Мириаметровые волны МРМВ
30 ÷ 300 кГц	Низкие частоты НЧ	1 ÷ 10 км	Километровые волны КМВ
300 кГц ÷ 3 МГц	Средние частоты СЧ	100 м ÷ 1 км	Гектометровые волны ГКМВ
3 МГц ÷ 30 МГц	Высокие частоты ВЧ	10 ÷ 100 м	Декаметровые волны ДКМВ
30 МГц ÷ 300 МГц	Очень высокие частоты ОВЧ	1 ÷ 10 м	Метровые волны МВ
300 МГц ÷ 3 ГГц	Ультравысокие частоты УВЧ	10 см ÷ 1 м	Дециметровые волны ДДМВ
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

Влияние атмосферы Земли

Земная атмосфера играет значительную роль при распространении электромагнитных волн.

Атмосфера (от греч. *atmos*–пар и *sphaira*–шар), это газовая оболочка, окружающая Землю, состоящая в основном из азота, кислорода и водяного пара и вращающаяся вместе с Землёй как единое целое. Высота атмосферы достигает 2000-3000 км. Атмосферу разделяют на три основных слоя: тропосферу, высотой примерно 11 км от поверхности Земли, стратосферу – на высоте примерно от 11 до 80 км и ионосферу – на расстоянии более 80 км до высоты 450-800 км. Слоистое строение атмосферы в сильной степени сказывается на распространение радиоволн, причём по-разному в различных частотных диапазонах.

Наибольшее влияние на распространение радиоволн оказывают тропосфера и ионосфера.

Свойства и состояние тропосферы характеризуется тремя величинами: давлением воздуха, температурой и влажностью. Нормально эти показатели по мере подъёма от Земли уменьшаются. С уменьшением давления уменьшается и плотность воздуха, т.е. число молекул в кубическом сантиметре. С изменением давления, влаги и температуры изменяются и показатели преломления слоёв тропосферы: они медленно уменьшаются при подъёме. Это приводит к изменению скорости распространения радиоволн и, как следствие, к изменению направления их движения, т.е. к рефракции радиоволн.

В тропосфере происходят основные метеорологические процессы, определяющие погоду. Это заметно влияет на распространение радиоволн. Когда размеры капель дождя, града, снега, пыли становятся соизмеримыми с длиной волны, происходит поглощение и рассеивание радиоволн. Кроме того, на сантиметровых и миллиметровых волнах наблюдается так называемое характеристическое, или резонансное, поглощение, вызываемое воздействием радиоволн на электроны, находящихся на внешней оболочке молекул газа. Так, волны длиной 1,3 см поглощаются парами воды, а волны длиной 0,5 и 0,25 см – кислородом воздуха.

Верхние слои атмосферы под действием ультрафиолетового и рентгеновского излучения Солнца подвергаются ионизации. Степень ионизации на разных высотах различна и зависит от времени суток,

времени года, солнечной активности, географической широты и других факторов. Ионосфера в зависимости от частотного диапазона радиоволн может их отражать, поглощать и искривлять траекторию их распространения. Траектория распространения радиоволн в ионосфере зависит от концентрации электронов, длины волны и угла облучения. Чем больше концентрация электронов, тем больше ионосфера приближается по своим свойствам к проводнику, лучше отражает волны и меньше их поглощает.

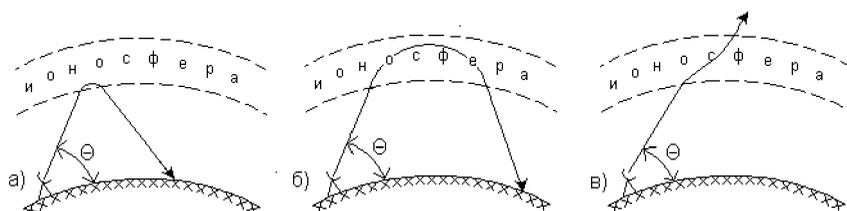


Рис.1.66 Влияние ионосферы на распространение радиоволн различной длины.
 а) $\lambda \sim 100 \text{ км} \pm 100 \text{ м}$; б) $\lambda \sim 100 \text{ м} \pm 1 \text{ м}$; в) $\lambda \sim 10 \text{ м} \pm 1 \text{ мм}$.

На рис. 1.66 показано прохождение радиоволн различной длины в ионосфере при одинаковом угле возвышения θ (угол излучения радиоволн относительно земной поверхности).

При увеличении угла возвышения длинные волны более глубоко заходят в ионосферу, а короткие волны могут проходить сквозь ионосферу. Если установить некоторую частоту передатчика и изменять постепенно угол возвышения, то для данной электронной концентрации ионизированного слоя можно определить критическое значение угла возвышения $\theta_{\text{кр}}$. При углах больше критического, волны данной частоты проходят сквозь ионосферу, а при углах меньше критического возвращаются на Землю, причём пологие лучи возвращаются на больших расстояниях от передатчика, чем более крутые.

Промежуточная среда – стратосфера – обладает малой плотностью воздуха и небольшой концентрацией электронов и ионов. Поэтому стратосфера оказывает слабое влияние на распространение радиоволн и, по сравнению с тропосферой и ионосферой, её считают радиопрозрачной зоной.

Влияние поверхности Земли

Земля является почти шарообразным телом с радиусом $R \approx 6370$ км. Поэтому точки А и Б, находящиеся близко к поверхности Земли (рис. 1.67), будут закрыты друг от друга шаровым сегментом высотой d , что исключает возможность радиосвязи между ними при прямолинейном распространении радиоволн.

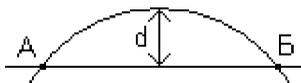


Рис.1.67 Влияние кривизны Земли на дальность радиосвязи

значено: R – средний радиус Земли; h_1 и h_2 – высоты расположения передающей $A_{п}$ и приёмной $A_{пр}$ антенн 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, которое приблизительно равно

$$R_{св} \approx 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (1.131)$$

где $R_{св}$ – в километрах; h_1 и h_2 – в метрах.

Так, например, подняв антенны на высоту девяти этажного дома (примерно 30 м), мы получим дальность связи $R_{св} \approx 40$ км.

На процесс распространения радиоволн значительное влияние оказывают электрофизические свойства почвы, особенно вокруг расположения антенн передающей и приёмной аппаратуры. Разные почвы характеризуются различными значениями проводимости и диэлектрической проницаемости. Поэтому энергия радиоволн, распространяющихся вдоль земной поверхности, поглощается вследствие того, что в почве создаются токи проводимости и токи смещения. Чем больше частота радиосигналов, тем больше токи смещения по сравнению с токами проводи-

Дальность связи в этом случае зависит от высоты подъёма над поверхностью Земли передающей $A_{п}$ и приёмной $A_{пр}$ антенн.

Для относительно ровной поверхности дальность связи $R_{св}$ можно определить из рис. 1.68, где обо-

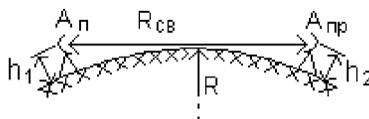


Рис.1.68 К определению дальности радиосвязи

мости. Поэтому, например, почва средней влажности для длинных волн служит почти проводником, а для дециметровых и более коротких волн – почти диэлектриком. Морская вода преимущественно обладает свойствами проводника в широком диапазоне частот.

Поверхность земного шара обладает большим разнообразием находящихся на ней неровностей. Это горы, холмы, волны на водной поверхности, различные постройки, растительность и т.д. О влиянии неровной земной поверхности на процессы распространения радиоволн можно судить только сопоставляя размеры неровностей с длиной волны. Если линейный размер, характеризующий неровность поверхности, много меньше длины волны, поверхность является для данного излучения гладкой, зеркальной и отражение от неё происходит по законам геометрической оптики: угол падения равен углу отражения (рис. 1.64). Если размеры неровностей поверхности сравнимы с длиной волны, поверхность является для данного излучения шероховатой, а отражение от неё происходит диффузно, равномерно во всех направлениях, как это показано на рис. 1.69. Интенсивность отражённого сигнала не зависит от угла приёма радиоволн.

Для километровых и более длинных волн все виды земной поверхности, за исключением гор, можно считать гладкими, а для дециметровых и более коротких волн даже небольшое волнение на поверхности воды или трава являются заметными неровностями.

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 размерами, гораздо большими длины волны, но они сами имеют неровности сравнимые с длиной волны или меньше её. В общем случае такую поверхность можно представить в виде модели, состоящей из совокупности большого числа независимых и случайно расположенных отражающих

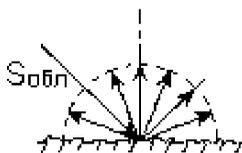


Рис.1.69 Диффузное отражение радиоволн



Рис.1.70 Диаграмма отражения реальной земной или водной поверхности

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 многолепестковая диаграмма вторичного излучения, показанная на рис. 1.70.

Форма такой диаграммы имеет случайный характер и зависит от направления облучения. Кроме того, на неё накладываются острые лепестки отражений от таких объектов, размеры которых s кратны нечётному числу полувольт

$$s = (2n + 1) \lambda / 2; \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1.132)$$

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

Прямые, поверхностные и пространственные радиоволны

Влияние атмосферы и поверхности Земли приводит к тому, что радиоволны могут распространяться между передатчиком и приёмником по различным траекториям.

Прямые волны в однородном пространстве распространяются по прямолинейным траекториям. Дальность связи в этом случае определяется радиусом оптической видимости.

Поверхностные волны распространяются в непосредственной близости от земной поверхности и частично огибают её вследствие дифракции, рефракции и рассеяния в тропосфере. Такие волны могут распространяться в пределах атмосферы на гораздо большее расстояние, чем прямые волны.

Пространственные волны достигают ионосферы, отражаются от неё и вновь попадают на поверхность Земли, от которой они также могут отражаться. Это действие может повторяться неоднократно и радиоволна распространяется как в естественном волноводе с двумя сферическими стенками. Такие волны могут обеспечить в пределах атмосферы наибольшую дальность радиосвязи.

Различные траектории распространения радиоволн могут при определённых условиях оказать влияние на устойчивость работы каналов связи. Так в ряде случаев при увеличении расстояния между передатчиком и приёмником принимаемый сигнал может уменьшиться до полного ис-

чезновения, а затем при большем удалении от передатчика вновь появиться и будет осуществляться нормальный приём сигналов.

В этом случае между двумя зонами приёма сигналов возникает так называемая «зона молчания». Эта зона определяется максимальной дальностью поверхностных волн и минимальной дальностью пространственных волн, возвратившихся к земной поверхности после отражения от ионосферы (рис. 1.71). Ширина зоны молчания непостоянна, Она зависит от длины волны, мощности передатчика, типа антенны, состояния атмосферы и ряда других факторов.

Иногда при приёме возникают кратковременные замирания сигналов (фединги). Это явление возникает за счёт интерференции радиоволн, приходящих в пункт приёма различными путями (рис. 1.72).

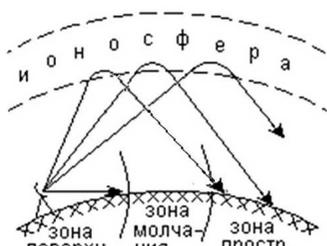


Рис.1.71 К определению зоны молчания.

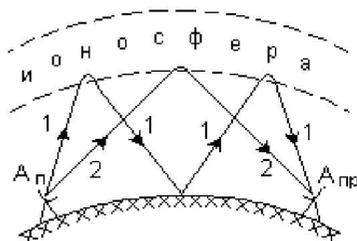


Рис.1.72 Образование эффектов "замирания" сигналов и "радиозко".

Фазовые соотношения между этими сигналами могут изменяться случайным образом из-за изменения состояния ионосферы. Если сигналы в пункте приёма будут иметь одинаковую фазу, то результирующая напряжённость поля на входе приёмной антенны увеличится. Если эти сигналы окажутся в противофазе, то напряжённость поля будет уменьшаться и сигнал может совершенно исчезнуть. Для борьбы с этим явлением применяют приём сигналов с помощью двух разнесённых на некоторое расстояние антенн, а также используют автоматическую регулировку усиления в канале приёма.

При приёме относительно коротких сигналов может возникать эффект «радиозко», когда один и тот же сигнал воспроизводится в приёмнике два раза или больше. Такой эффект может появиться, если запаздывание сигнала, приходящего на приёмную антенну по траектории 1 (рис. 1.72), по сравнению с сигналом, принимаемым по траектории 2, будет больше его длительности. В этом случае сигнал будет принят дважды.

Вопросы для самоконтроля

1. Какую форму имеет фронт электромагнитной волны точечного источника излучения?
2. Что представляет из себя дифракция радиоволн?
3. Что представляет из себя рефракция радиоволн?
4. При каких условиях возникает полное отражение радиоволн?
5. Дайте определение понятию «длина волны».
6. Какие частотные диапазоны используют большинство современных РТС?
7. Как атмосфера влияет на распространение радиоволн?
8. Поясните влияние поверхности Земли на распространение радиоволн.
9. В каких случаях объекты могут переизлучать радиосигналы?
10. По каким траекториям радиоволны могут распространяться от передатчика к приёмнику?
11. Какие факторы определяют «зону молчания»?
12. В чём заключаются эффекты фединга радиосигналов и «радиоэхо»?

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.

Беззапросный метод основан на том, что время распространения радиоволн от источника излучения – передатчика П до точки расположения приёмника Пр (рис. 2.1) пропор-

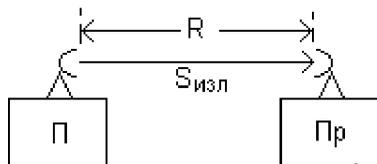


Рис.2.1 Беззапросный метод измерения расстояний.

ционально 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 (эталонные времени), обеспечивающие формирование местных шкал времени, согласованных между собой и привязанных с высокой точностью к шкале единого системного времени, хранителем которого является 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.

Эталонные радиомаяки, 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_n 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 1 с 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 дальнометров 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

$$t_R = \frac{2R}{c}, \tag{2.4}$$

а искомое расстояние

$$R = \frac{ct_R}{2}. \tag{2.5}$$

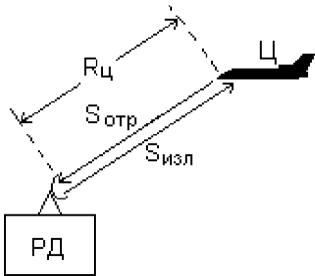


Рис.2.2 Запросный метод измерения расстояний с пассивным ответом (с отражёнными сигналами).

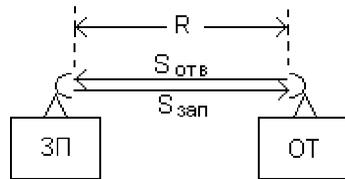


Рис.2.3 Запросный метод измерения расстояний с активным ответом (с ретранслированными сигналами).

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 или импульсными методами. Это связано с тем, что большее распространение получили радио-

дальномеры, 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.

Период следования излучаемых импульсов $T_{\text{и}}$ определяет синхронизатор С, который управляет работой формирователя модулирующих сигналов ФМС. В ФМС формируются прямоугольные импульсы заданной длительности $\tau_{\text{и}}$ и необходимой амплитуды для модуляции колебаний генератора высокой частоты ГВЧ. Радиоимпульсы с выхода ГВЧ через антенный переключатель АП поступают в антенну А и излучаются в пространство. Антенный переключатель служит для записания 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 видеоимпульсов 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.

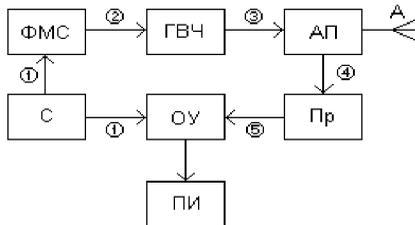


Рис. 2.4 Структурная схема импульсного радиодальномера.

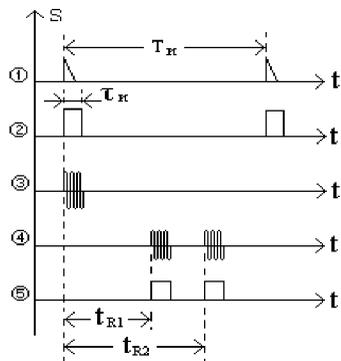


Рис. 2.5 Временные диаграммы сигналов импульсного радиодальномера.

В зависимости от вида потребителя информации ПИ в импульсных дальномерах в качестве окончного устройства ОУ применяют электронные 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.

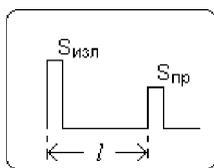


Рис. 2.6 Вид экрана индикатора типа «А».

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 $V_p = const$ 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.

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).

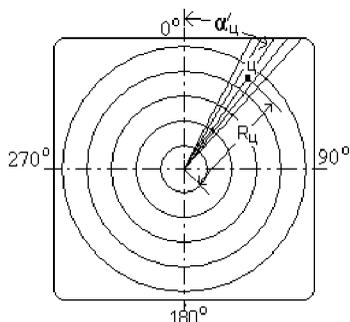


Рис. 2.7 Вид экрана индикатора типа «С» (ИКО).

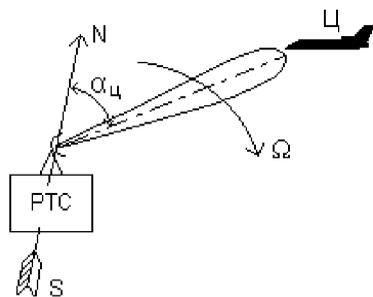


Рис. 2.8 Радиолокационный обзор пространства.

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 $R_{ц}$, 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 concentрических окружностей, калиброванное расстояние между которыми образует на экране масштабную сетку дальностей. Иногда для отчёта дальности используют электронную метку в виде окружности переменного радиуса. Отчёт дальности в этом случае осуществляется по специальной шкале устройства, формирующей 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).

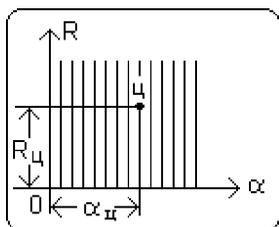


Рис. 2.9 Вид экрана индикатора типа «В».

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.

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 измерите-

ля приведена на рис. 2.10,а на рис. 2.11 показаны е 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.

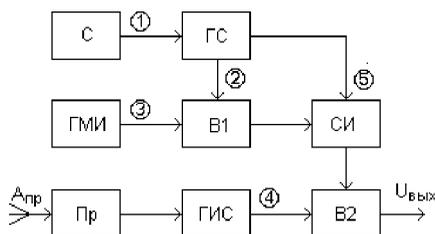


Рис.2.10 Структурная схема автоматического измерителя дальности.

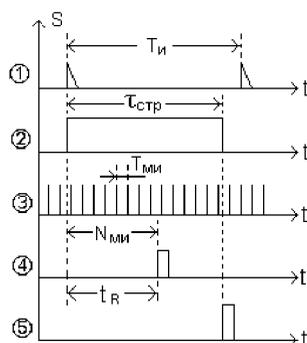


Рис.2.11 Временные диаграммы сигналов автоматического измерителя дальности.

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.

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.

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.

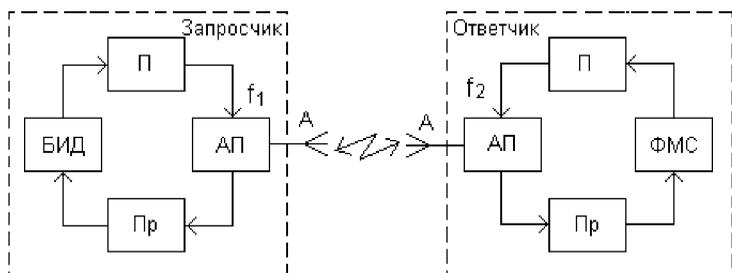


Рис. 2.12 Структурная схема радиодальномерной системы с ретрансляцией сигналов.

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 сигнала

лов 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

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

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

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

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

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 t_{R2} или t'_{R2}).

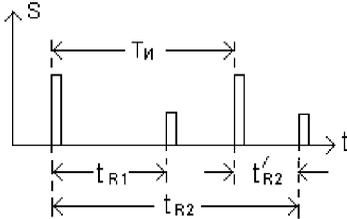


Рис. 2.13 К определению максимальной дальности действия импульсных дальномеров.

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.

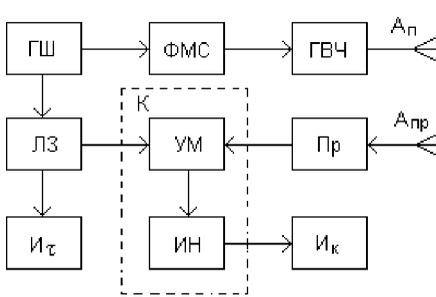


Рис. 2.14 Структурная схема радиодальномера с шумовой модуляцией.

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 $A_{п}$, имеет вид:

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 $A_{п}$, имеет вид:

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

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

Отражённый от цели сигнал, через приёмную антенну $A_{пр}$, 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 $\tau_{лз}$ напряжение генератора шума. Результат перемножения сигналов интегрируется за время наблюдения $T_{н}$ и на выходе коррелятора получаем (рис. 2.15)

$$U_K = a \int_0^{T_H} U_{\text{пр}}(t) U_{\text{ш}}(t - \tau_{\text{ЛЗ}}) dt, \quad (2.14)$$

где a – коэффициент пропорциональности.

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

Основное преимущество рассмотренного метода измерения расстояний состоит в использовании шумоподобного сигнала, обладающего однокорреляционной функцией, и то, что диапазон однозначного измерения дальности таким измерителем принципиально не ограничен. Кроме того, излучаемый дальномером сигнал подобен собственным шумам приёмного 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.

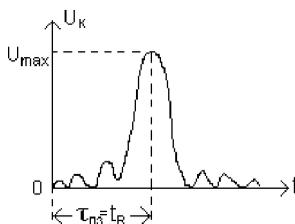


Рис. 2.15 Выходное напряжение коррелятора радиодальномера с шумовой модуляцией.

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.

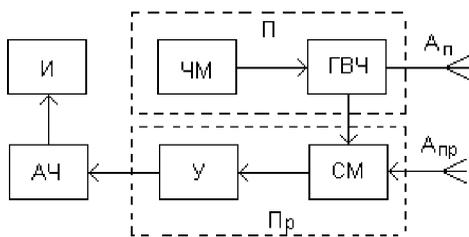


Рис. 2.16 Структурная схема частотного радиодальномера.

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

$$\Delta f_d = f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}} \tag{2.15}$$

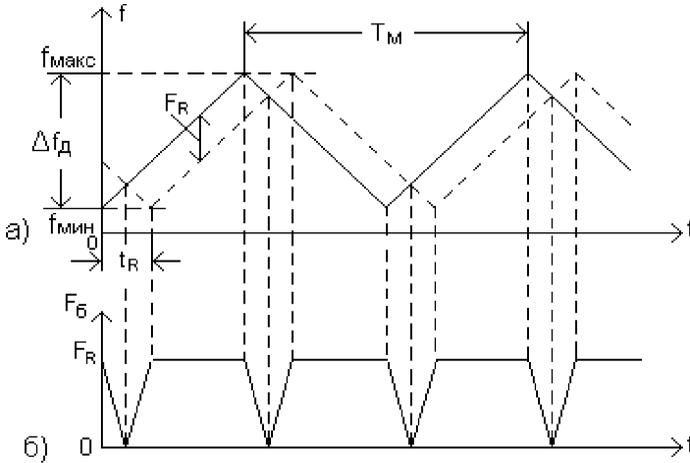


Рис.2.17 Временные графики сигналов частотного радиодальномера
 а) изменение несущей частоты излучаемых и принимаемых сигналов; б) изменение частоты биений.

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

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_b (частота биений). График, характеризующий изменение F_b во времени, приведён на рис. 2.17,б. Если частота биений много больше частоты модуляции, т. е.

$$F_b \gg F_M = 1 / T_M, \tag{2.16}$$

то, с достаточной точностью, можно записать

$$F_{\bar{o}} = \frac{2\Delta f_{\bar{o}}}{T_M} t_R. \quad (2.17)$$

Учитывая, что $t_R = 2R / c$, получим

$$F_{\bar{o}} = \frac{4\Delta f_{\bar{o}} R}{c T_M}. \quad (2.18)$$

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

$$F_{\bar{o},\text{ср}} = \frac{4\Delta f_{\bar{o}}}{c T_M} R \left(\frac{T_M - t_R}{T_M} \right). \quad (2.19)$$

Обычно выполняется условие $t_R \ll T_M$, при котором $F_{\bar{o},\text{ср}} \approx F_{\bar{o}}$. Тогда, решая уравнение для частоты биений относительно R , получим

$$R = \frac{F_{\bar{o}} c T}{4\Delta f_{\bar{o}}} = k F_{\bar{o}}, \quad (2.20)$$

где $k = \frac{c T_M}{4\Delta f_{\bar{o}}} - \text{const}$ – 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_M . Этой разности соответствует разность расстояний

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

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)

$$\Delta F_{\phi} = F_{\phi,н} - F_{\phi,в}, \quad (2.22)$$

где $F_{\phi,н}$ и $F_{\phi,в}$ – низшая и высшая частоты диапазона.

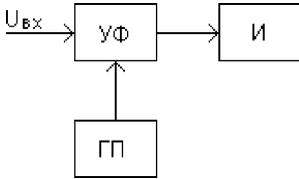


Рис. 2.18. Структурная схема последовательного анализатора частоты

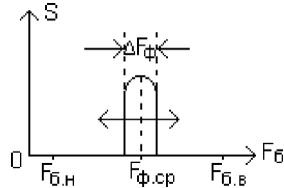


Рис. 2.19. Амплитудно-частотная характеристика перестраиваемого фильтра

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.

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).

Количество фильтров зависит от величины заданного диапазона и необходимой точности измерений

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

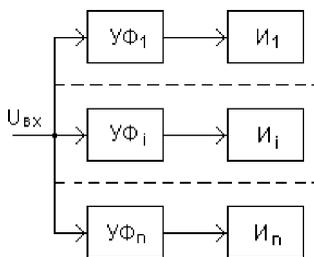


Рис. 2.20. Структурная схема параллельного анализатора частоты

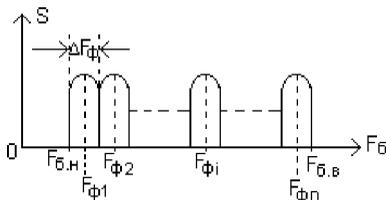


Рис. 2.21. Амплитудно-частотные характеристики фильтров параллельного анализатора

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 $F_{б1}$ в течение одного полупериода модуляции, из-за доплеровского смещения F_d , не равна частоте биений $F_{б2}$ в течение второго полупериода. Для учёта этой составляющей необходимо осуществлять раздельное измерение частоты биений в каждом из двух полупериодов модуляции.

Тогда в первом полупериоде получим

$$F_{б1} = F_R + F_d, \quad (2.26)$$

а во втором

$$F_{б2} = F_R - F_d. \quad (2.27)$$

Решая эти выражения как систему уравнений, получим

$$F_{б1} + F_{б2} = 2F_R \quad (2.28)$$

и

$$F_{б1} - F_{б2} = 2F_d, \quad (2.29)$$

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.

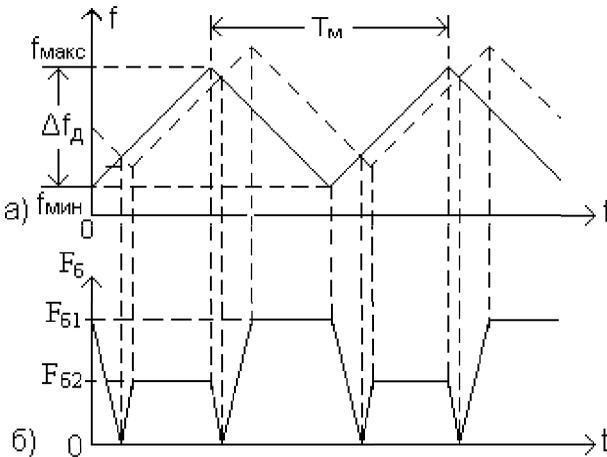


Рис. 2.22 Графики изменения несущей частоты дальномера (а) и частоты биений (б) с учётом доплеровского сдвига частоты.

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.

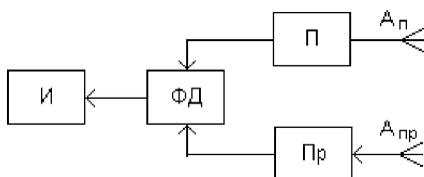


Рис. 2.23 Структурная схема фазового радиодальномера.

Передатчик П с помощью передающей антенны $A_{п}$ излучает непрерывные немодулированные колебания

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

Принятые антенной $A_{пр}$ и приёмником Пр сигналы,

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

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

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

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

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

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

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

где $\Delta\varphi_{\text{изм}}$ – измеренное значение; $n = 0, 1, 2, \dots$. В связи с этим в фазовом дальнометре может возникнуть неоднозначность отсчёта дальности, когда разность фаз $\Delta\varphi$ будет больше 2π .

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

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

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 дальнометрах используют амплитудную модуляцию излучаемых колебаний гармоническими колебаниями с относительно низкой частотой. Структурная схема фазового дальнометра, использующего такие сигналы, приведена на рис. 2.24.

Излучаемый сигнал, в этом случае, можно представить в следующем виде

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

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

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

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

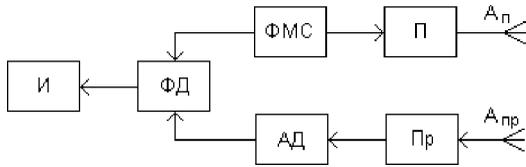


Рис. 2.24 Структурная схема фазового радиодальнометра с модуляцией излучаемых сигналов.

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

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 дальномера, структурная схема которого показана на рис. 2.25.

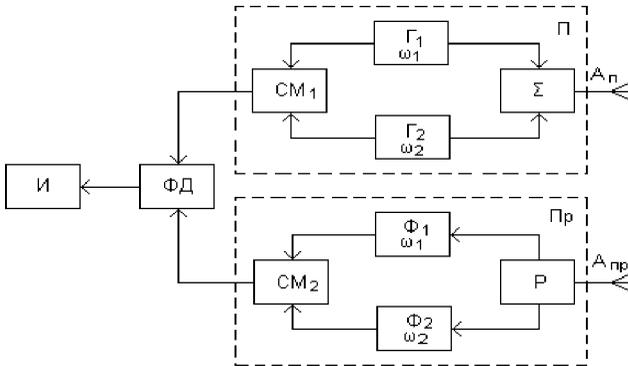


Рис. 2.25 Структурная схема двухчастотного фазового радиодальномера.

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 $\omega_p = \omega_1 - \omega_2$, 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_R .

Разность фаз этих колебаний выделяется фазовым детектором ФД

$$\Delta\varphi = \frac{2R}{c} \omega_p, \quad (2.44) \text{ от-}$$

куда

$$R = \frac{\Delta\varphi c}{2\omega_p}. \quad (2.45)$$

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 многошкальный 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 дальномерам?
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 радиоизлучения. Объект, координаты которого определяются, 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.

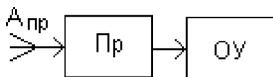


Рис.2.26 Обобщённая структурная схема пеленгатора.

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 методы 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_{Δ} 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 флуктуирует, 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.

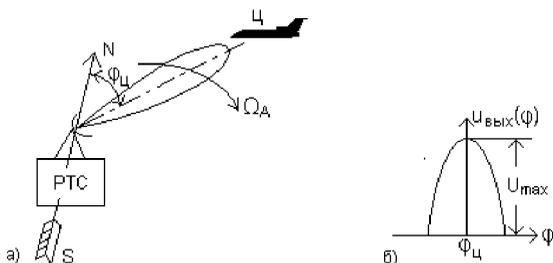


Рис. 2.27 Пеленгация по методу максимума; а) пояснение метода; б) пеленгационная характеристика.

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 $A_{\text{Пр}}$ и сопоставлять эти показания во времени.

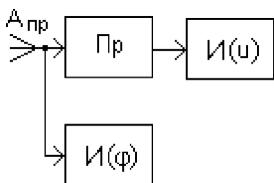


Рис. 2.28. Структурная схема пеленгатора.

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 массогабаритных 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. 2.29,а приведена пеленгационная характеристика такой РТС в виде огибающей пачки принятых импульсов (пунктир), следующих с периодом $T_{и}$, при вращении антенны со скоростью Ω_A .

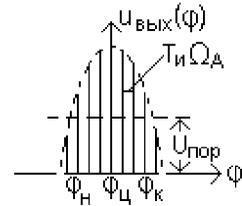


Рис. 2.29,а. Пеленгация методом «вилки».

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. 2.29,б. Входные импульсы после ограничения в устройстве порогового уровня УПУ поступают на калибратор длитель-

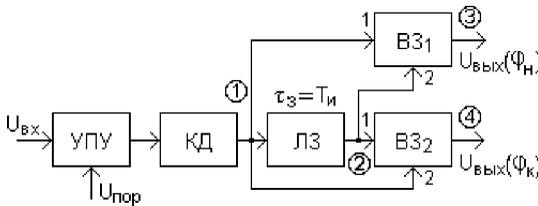


Рис. 2.29,б. Структурная схема пеленгатора.

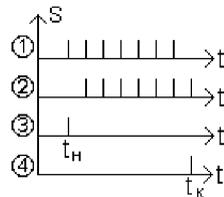


Рис. 2.29,в. Временные диаграммы сигналов.

ности КД и далее на вентили запрета ВЗ и линию задержки ЛЗ, где задерживаются на время периода следования $\tau_з = T_{и}$. 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. 2.29,в.

Время $t_{н} = \varphi_{н} / \Omega_A$ соответствует началу пачки, а время $t_{к} = \varphi_{к} / \Omega_A$ – концу пачки, откуда

$$\varphi_{н} = t_{н} \Omega_A \quad \text{и} \quad \varphi_{к} = t_{к} \Omega_A. \quad (2.50)$$

Пеленгация по методу минимума

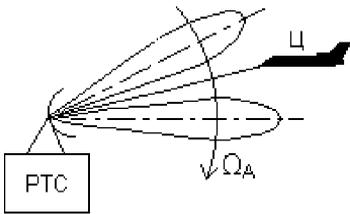


Рис. 2.30. Пеленгация по методу минимума.

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 направленности 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 (см. рис. 1.90).

Диаграмма направленности такой антенны в плоскости, перпендикулярной плоскости рамки, представляет собой восьмерку, образованную двумя касающимися окружностями, с резко выраженными направлениями нулевого приема (рис. 2.31).

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

Антенна вращается до совпадения направления минимума с направлением на источник излучения. Координаты

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

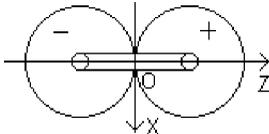


Рис. 2.31 Диаграмма направленности рамочной антенны.

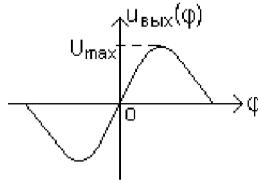


Рис. 2.32 Пеленгационная характеристика пеленгатора с рамочной антенной.

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

$$u_{\text{вых}}(\varphi) = U_{\text{in}} \sin\varphi. \tag{2.51}$$

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 пассивного 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. 2.33,а. Пересекаясь в пространстве диаграммы формируют так называемую равносигнальную плоскость.

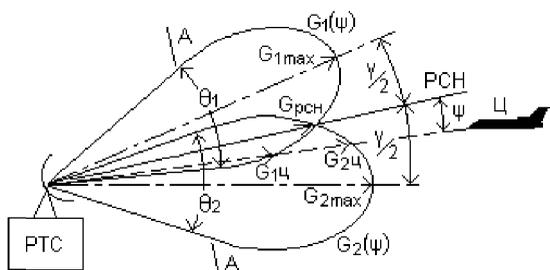


Рис.2.33,а. Формирование равносигнального направления.

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. 2.33,а) приведет к различию амплитуд принятых антеннами сигналов (пропорционально коэффициентам усиления антенн $G_{1ц}$ и $G_{2ц}$). Различие будет тем значительнее, чем больше ψ .

На рис. 2.33,б 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

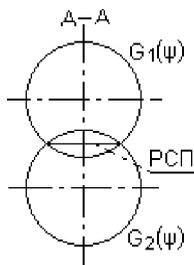


Рис.2.33,б. Равносигнальная плоскость в сечении А-А.

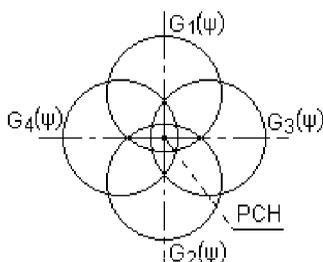


Рис.2.33,в. Равносигнальное направление в сечении А-А

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

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.

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

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 сравниваются 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 $u_{вых}(\psi)$ равно нулю.

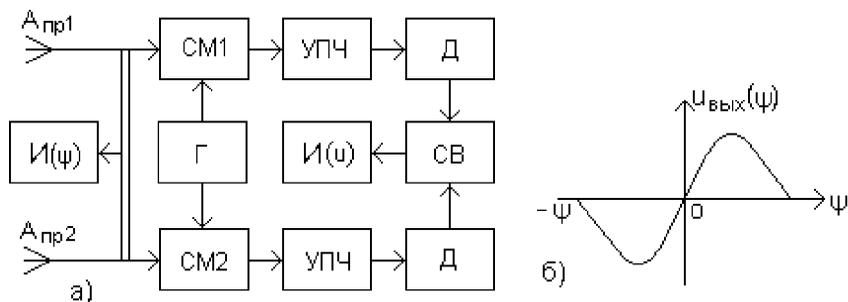


Рис.2.34 Моноимпульсный пеленгатор: а) структурная схема; б) пеленгационная характеристика.

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.

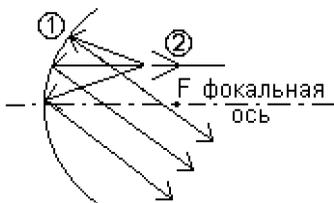


Рис. 2.35. Отклонение луча в параболическом отражателе.

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

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

где $G_{\text{РЧН}}$ – 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 происходит одновременно во всех каналах.

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.

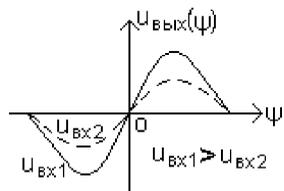


Рис. 2.36. Влияние амплитуды входных сигналов пеленгатора на крутизну пеленгационной характеристики.

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.

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.

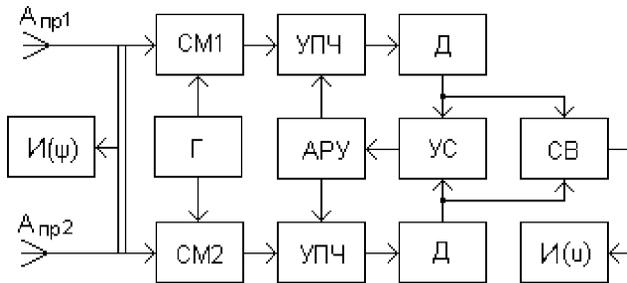


Рис.2.37 Структурная схема суммарно – разностного пеленгатора.

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, на 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.

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, об-

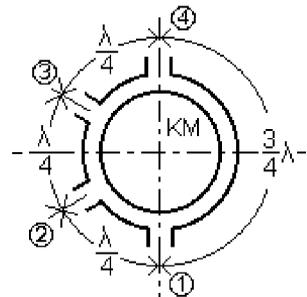


Рис.2.38 Схема высокочастотного кольцевого моста.

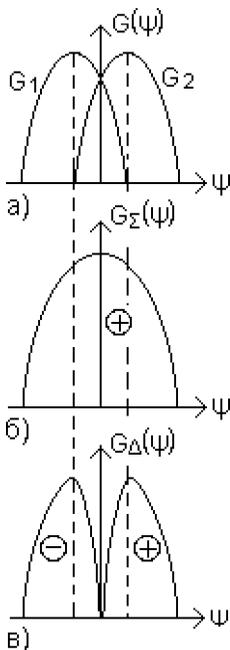


Рис. 2.39. Диаграммы направленности антенной системы пеленгатора с кольцевым мостом:
 а) диаграмма отдельных облучателей;
 б) суммарная диаграмма;
 в) разностная диаграмма

нать 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).

разующиеся 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 , либо противоположна фазе суммарного сигнала \ominus .

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, СМ2 и гетеродина Г 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 срав-

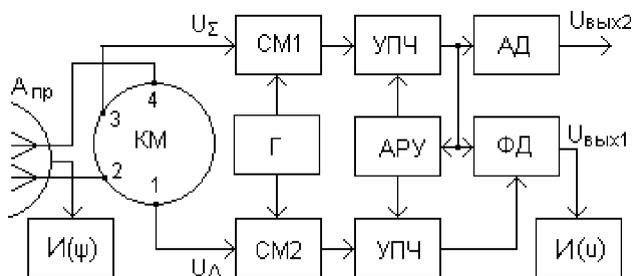


Рис.2.40 Структурная схема моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом.

В данном случае в качестве опорного (управляющего) используется суммарный сигнал U_{Σ} пеленгатора, который замыкает ключ при положительной полуволне 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

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

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).

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.

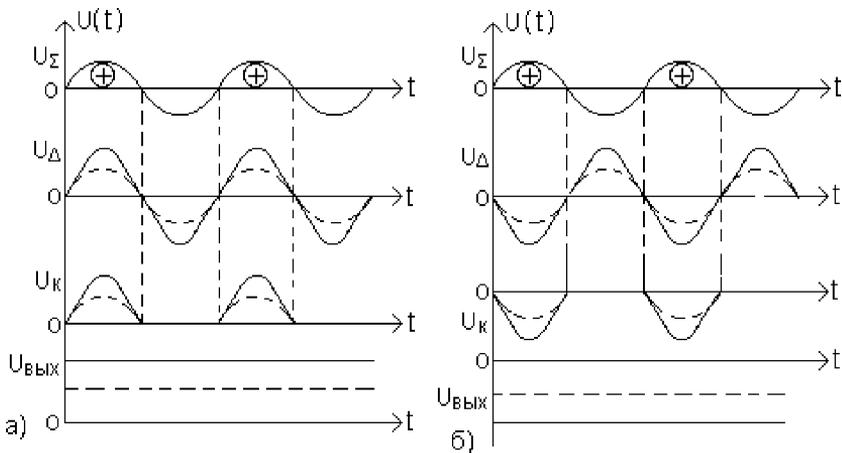


Рис.2.42 Диаграммы поясняющие работу ключевого фазового детектора: а) суммарный и разностный сигналы синфазные; б) – противофазные.

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).

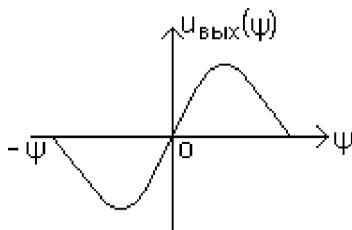


Рис. 2.43. Пеленгационная характеристика моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом

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 малы. 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. 2.44,а).

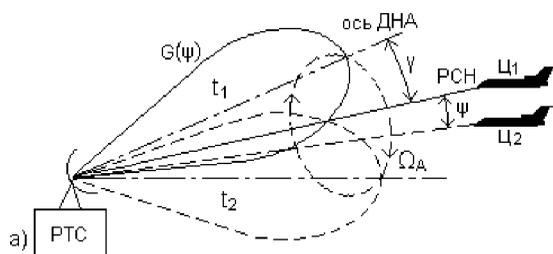


Рис.2.44, а Формирование равносигнального направления в амплитудно – фазовом пеленгаторе.

Диаграмма направленности вращается в пространстве вокруг оси антенны с угловой скоростью Ω_A . Так как ось диаграммы направленности при вращении перемещается по образующей кругового конуса, такое вращение

носит название конического сканирования. На рис. 2.44,а 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. 2.44,б), не зависят от текущего положения в пространстве сканирующей диаграммы (направление на Ц_1 , рис. 2.44,а). Если же источник сигнала будет смещен относительно РСН (Ц_2 на рис. 2.44,а) на угол ψ , то в направлении на Ц_2 будет происходить периодическое изменение коэффициента усиления приёмной ан-

тенны с частотой, равной угловой скорости вращения диаграммы и вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

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

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

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

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 Ц₂, показан на рис. 2.44,в. Моменты времени t_1 и t_2 соответствуют положениям диаграммы направленности на рис. 2.44,а. 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).

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

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

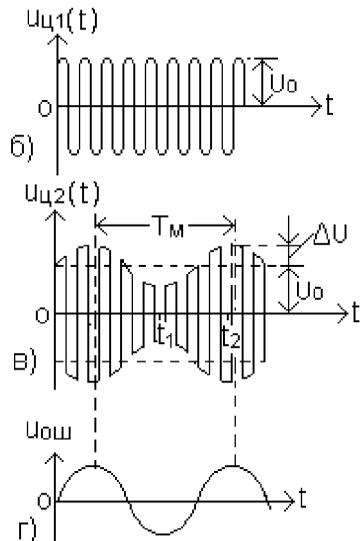


Рис.2.44 б) и в) Вид принимаемых сигналов с направлений на Ц₁ и на Ц₂; г) Сигнал ошибки.

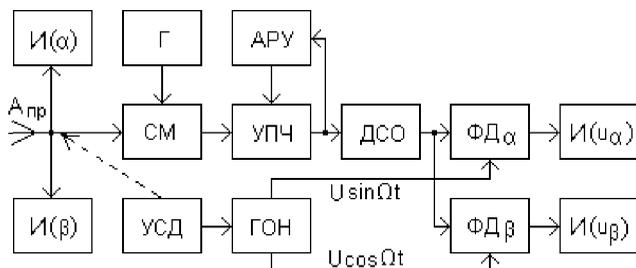


Рис.2.45 Структурная схема амплитудно – фазового пеленгатора.

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

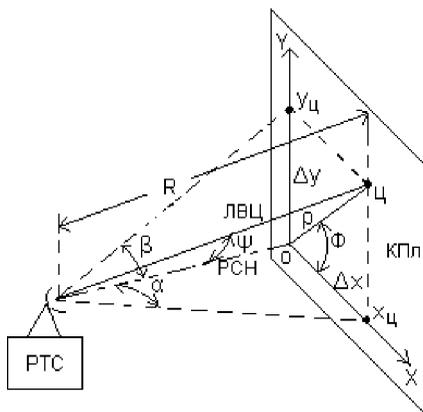


Рис.2.46 Определение углов отклонения цели относительно равносигнального направления.

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 углместной 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 массогабаритные 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 проходящего 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 радиотехнических системах ближней навигации. В частности, он реализован в микроволновой доплеровской системе посадки типа DMLS.

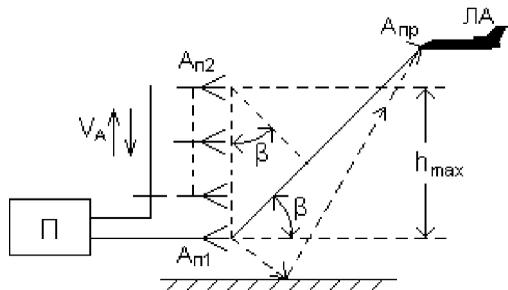


Рис. 2.47 Частотный метод пеленгации.

Рассмотрим особенности этого метода на примере глиссадного радиомаяка (рис. 2.47).

Радиомаяк имеет две передающие антенны, одна из которых неподвижна $A_{п1}$, а другая $A_{п2}$ поступательно перемещается со скоростью V_A относительно $A_{п1}$ в интервале высот от $h = 0$ до $h = h_{\text{макс}}$. 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:

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

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 (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 $h_{\text{макс}}$ 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 диаграммы 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 временно́го типа с фиксацией начала отсчёта и иллюстрируется рис. 2.48.

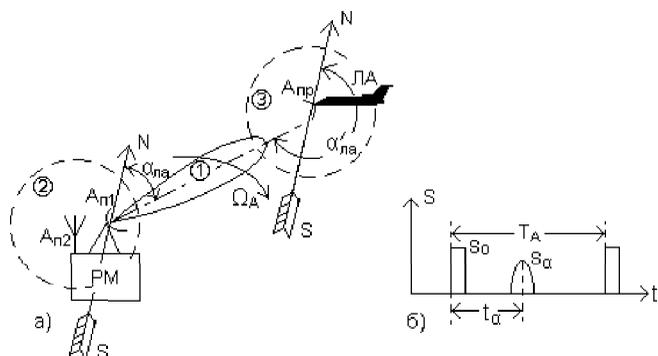


Рис.2.48 Метод измерений с фиксацией начала отсчёта: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка, б) выходные сигналы пеленгатора.

Узкая диаграмма направленности передающей антенны A_{n1} 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_{n2} радиомаяка излучает так называемый «нулевой» сигнал, который принимается пеленгатором, расположенном на летательном аппарате ЛА, и является началом отсчёта времени.

Антенна A_{n2} 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 азимутальных 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.

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 временному интервалу t_α между опорным S_0 и азимутальным S'_α импульсами.

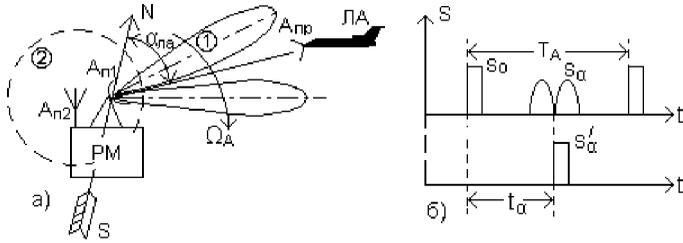


Рис.2.49 Повышение точности угловых измерений: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) выходные сигналы пеленгатора.

Далее рассмотрим второй вариант угловых измерений, который называют методом угловых измерений временно/го 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_n 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_A . 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_n . 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.

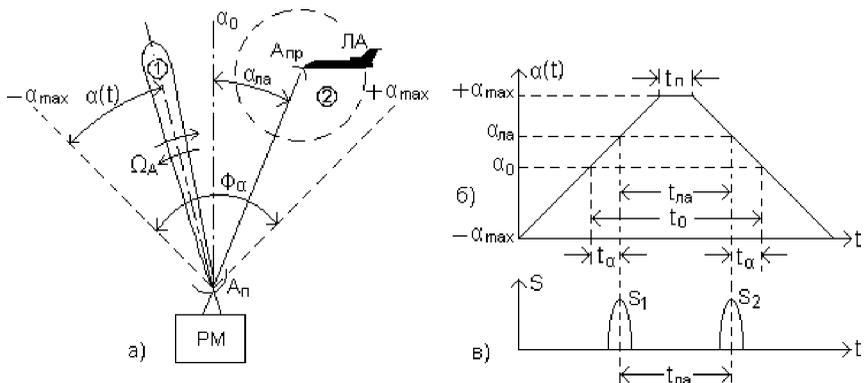


Рис. 2.50. Метод измерения без фиксации начала отсчета: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) закон перемещения диаграммы направленности; в) выходные сигналы пеленгатора.

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

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

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

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

Это выражение отображает зависимость угловой координаты $\alpha_{\text{ла}}$ от длительности измеряемого интервала времени $t_{\text{ла}}$. 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.

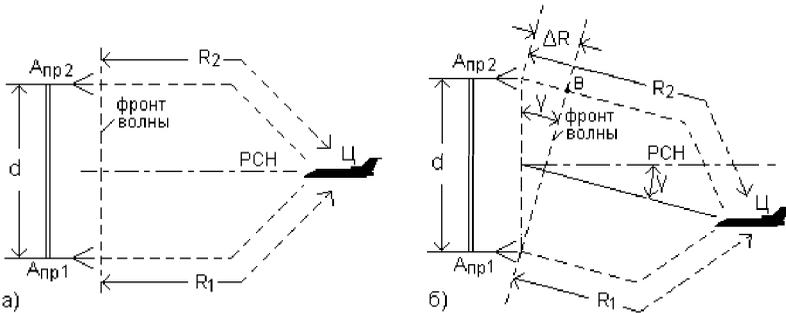


Рис. 2.51 Фазовый метод пеленгации: а) линия визирования цели совпадает с равносигнальным направлением (РСН); б) линия визирования цели отклонена от РСН.

Фазовые центры приемных антенн $A_{Пр1}$ и $A_{Пр2}$ 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 приходящей волны в пределах базы плоским, а пути прихода радиоволны в окрестности антенной системы параллельными. Если источник излучения будет находиться на направлении, совпадающем 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 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 рассогласованиях

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

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

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

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

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

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 $I(\gamma)$.

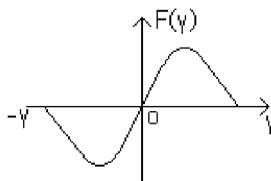


Рис.2.53 Пеленгационная характеристика фазового пеленгатора.

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).

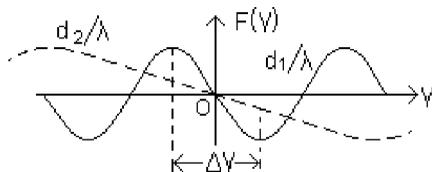


Рис.2.54 Влияние относительной базы на пеленгационную характеристику фазового пеленгатора.

Для исключения неоднозначности производят измерения при различных отношениях d/λ , то есть используют многогошкальный 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.

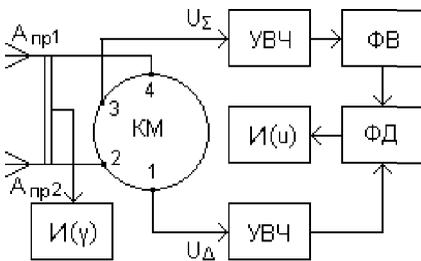


Рис.2.55 Структурная схема суммарно – разностного фазового пеленгатора.

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. Из-

менения 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 временно/м методе пеленгации с фиксацией начала отсчёта.
20. Расскажите о временно/м 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 лишую 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

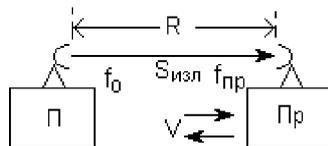


Рис.2.56 К пояснению эффекта Доплера.

$$f_{\text{Пр}} = f_0. \quad (2.95)$$

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

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

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).

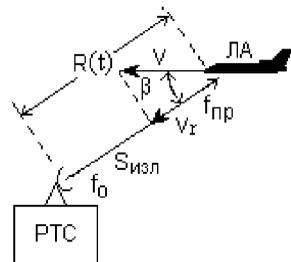


Рис.2.57 К определению доплеровского приращения частоты в беззапросных методах измерения скорости.

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

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

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

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

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.

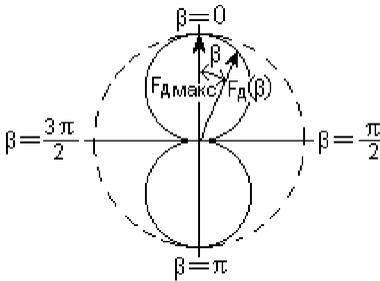


Рис. 2.58 Зависимость доплеровского приращения частоты от угла приёма сигналов.

Годограф доплеровского приращения имеет вид двух соприкасающихся окружностей (вид восьмёрки). Напомним, что годографом называется геометрическое место конца векторной величины при изменении направления вектора. Из диаграммы видно, что как при сближении так и при удалении объекта доплеровская частота достигает 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 случаев 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.

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

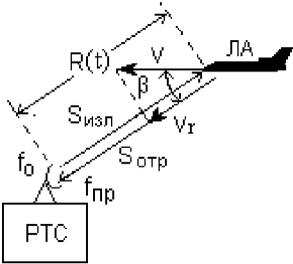


Рис.2.59 К определению доплеровского приращения частоты в запросных методах измерения скорости.

Передатчик 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

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

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

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

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

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

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

Передающая антенна $A_{\text{п}}$ преобразует высокочастотные колебания передатчика П в электромагнитную волну. Приёмная антенна $A_{\text{пр}}$ осуществляет обратное преобразование отражённой от движущегося объекта радиоволны в высоко-

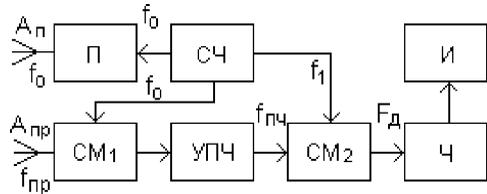


Рис.2.60 Структурная схема системы измерения скорости

частотный сигнал, поступающий на вход смесителя приёмного канала $СМ_1$. 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 $СМ_2$, гетеродинный сигнал для которого формирует также синтезатор частоты передающего канала. Частота выходного сигнала $СМ_2$ 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 точности измерения сказывается уход частоты этого генератора только за время распространения сигнала до отражающего объекта и обратно.

Обеспечить 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).

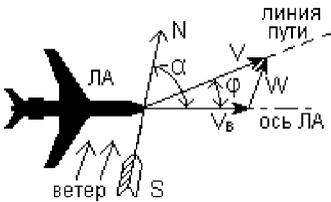


Рис. 2.61 К определению путевой скорости (навигационный треугольник).

Угол между векторами путевой скорости V и воздушной скорости $V_{\text{в}}$ называется углом сноса φ . Величина угла сноса определяется силой и направлением ветра. Направление вектора воздушной скорости $V_{\text{в}}$ определяется 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.

Она определяется как векторная сумма воздушной скорости $V_{\text{в}}$, т.е. скорости движения ЛА относительно воздушной среды, и скорости ветра W , т.е. скорости движения воздушной среды относительно Земли. Все три вектора образуют так называемый навигационный треугольник.

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

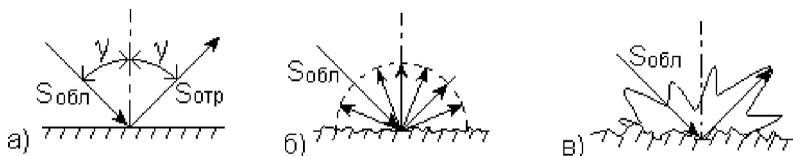


Рис.2.62 Отражения радиоволн от различных поверхностей: а) при неровностях много меньше длины волны; б) при неровностях сравнимых с длиной волны; в) от реальных поверхностей.

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, от-

ражѐнных от различных элементов поверхности, формируется сложная многолепестковая 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 нечѐтному числу полуволн

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

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, отражѐнных от различных поверхностей, вводят понятие коэффициента обратного рассеяния $K_{ор}$, который равен отношению мощности, переизлучѐнной 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 отражѐнных 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 полѐте летательного аппарата и для приѐма отражѐнных сигналов. Для получения доплеровского приращения частоты отражѐнного сигнала, излучение передатчика должно быть направлено под острым углом к оси летательного аппарата в нижнюю полусферу, например, как показано на рис. 2.63.

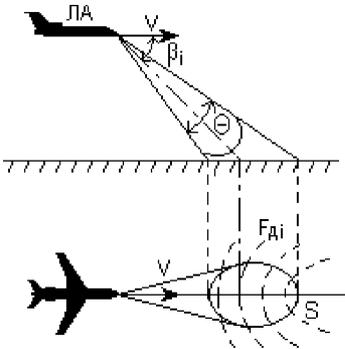


Рис. 2.63 Формирование спектра отражённого сигнала.

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 со-

держит в своём спектре многие составляющие доплеровских частот.

Очевидно, что элементарные отражатели, облучаемые под одинаковым углом β_i , при прочих равных условиях дадут одинаковое значения доплеровской частоты. Следовательно, линией положения отражателей, дающих одно и тоже 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, меют 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 .

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

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

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

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 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

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

соответствует направлению максимума диаграммы направленности.

Ширину доплеровского спектра на уровне половинной мощности нетрудно определить, используя рисунки 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

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

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

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

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

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

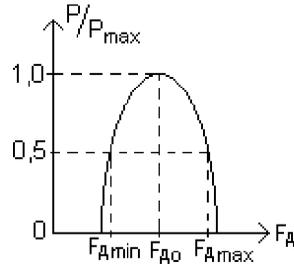


Рис.2.64 Огибающая спектра отражённого сигнала.

Принцип действия однолучевых ДИСС

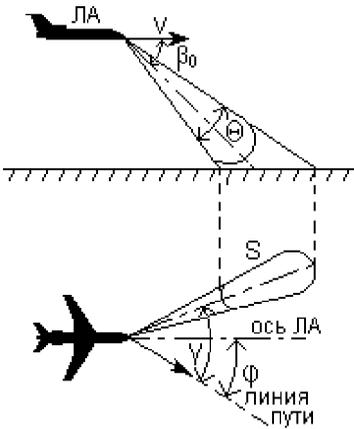


Рис.2.65 К принципу действия однолучевых ДИСС.

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 ан-

тенны 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

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

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

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 $f_{\text{пр}} = f_0 + F_d$, 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,

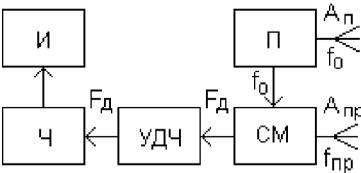


Рис.2.67 Структурная схема однолучевого ДИСС.

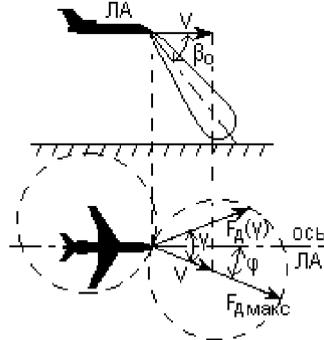


Рис.2.66 Зависимость доплеровской частоты от угла приёма сигналов в однолучевых ДИСС.

частота которого равна F_d . 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 пре-

дельная 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 $F_{д \text{ макс}}$ крутизна годографа $F_{д}(\gamma)$, равная $dF_{д}/d\gamma$, близка к нулю, что приводит к недопустимой погрешности измерения угла сноса φ .

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

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

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

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

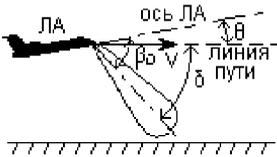


Рис. 2.68 Влияние углов ориентации ЛА на точность измерений в однолучевых ДИСС.

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 большее 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.

Уменьшение 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

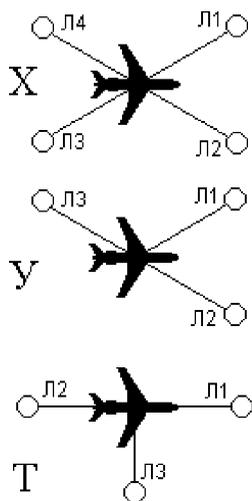


Рис. 2.69 Варианты конфигураций радиолучей в многолучевых ДИСС.

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 т.н. 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 ,

Наиболее радикальным путём повышения точности измерений путевой скорости и угла сноса является применение многолучевых ДИСС, с различными конфигурациями направленности антенных лучей. В основном находят применение трёх- и четырёх лучевые 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 приёмо-передатчик с четырьмя передающими и четырьмя приёмными антеннами, укрепленными на подвижной платформе АПП, которая может поворачиваться в горизонтальной плоскости.

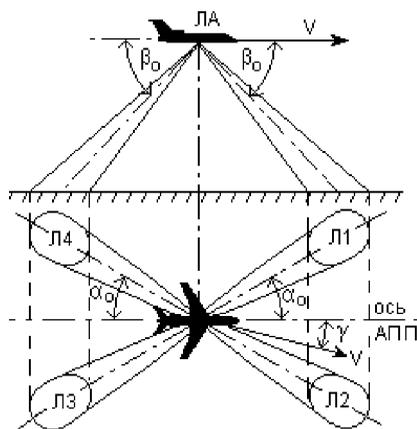


Рис. 2.70 К принципу действия четырёхлучевого ДИСС.

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

$$F_{д} = F_{д} \gg F_{д} = F_{д0}. \quad (2.132)$$

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

$$V = \frac{F_{до} \lambda}{4 \cos \beta_0 \cos \alpha_0}. \quad (2.134)$$

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:

а) Высокая точность совмещения оси антенной платформы с направлением вектора путевой скорости, так как сравнение частот сигналов происходит на участках большой крутизны $dF_d/d\gamma$ годографа F_d (γ) для всех лучей антенны (рис. 2.71).

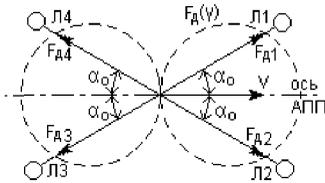


Рис.2.71 Расположение радиолучей относительно годографа доплеровского приращения частоты.

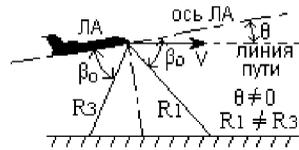


Рис.2.72 Влияние углов ориентации ЛА на точность измерений в многолучевых ДИСС:

Лучи на этих участках при повороте антенны пересекают изочастотные 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 $\theta = 0$

$$F_{д1}+F_{д3}=\frac{4V}{\lambda} \cos\alpha_o \cos\beta_o \cos\theta \approx (F_{д1о}+F_{д3о})(1-\frac{\Theta^2}{2}). \quad (2.136)$$

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 меньшей, 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.

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 ширина 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 $A_{\text{ПР}}$ 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

$$\mathcal{E}_{\text{п}} = P_{\text{п}} G_{\text{п}}, \quad (2.138)$$

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 пространственной 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.

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 по-

следним 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.

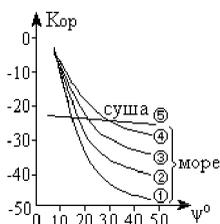


Рис.2.73 Зависимость коэффициента обратного рассеяния от угла падения радиоволн на различные поверхности.

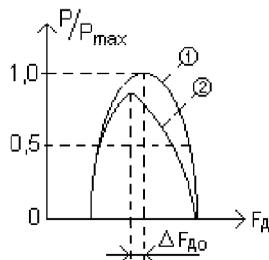


Рис.2.74 Смещение спектра отражённого сигнала.

При полёте над морем на точности 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».

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.

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 проходят 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).

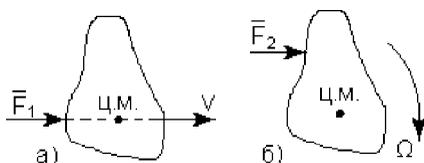


Рис.2.75 К определению вида движения объектов: а) поступательное движение; б) вращательное движение.

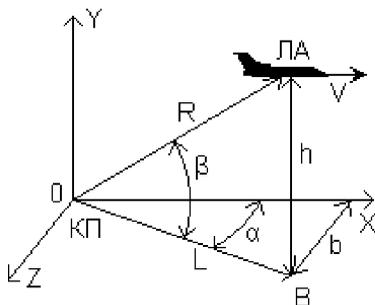


Рис.2.76 Положение летательного аппарата в декартовой и полярной системах координат.

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.

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 плоскости 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 радиоуправлении вместо r_0 используют текущую высоту полёта.



Рис. 2.77 Географическая система координат.

Высота называется истинной, если она отсчитывается от поверхности Земли, или относительной, если отчёт ведется от условного нулевого уровня (уровня мирового Океана).

Описание движения космических аппаратов осуществляют в какой-либо системе координат, неподвижной в простран-

ве. 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.

На рис. 2.78, в качестве примера, показана геоцентрическая система координат. Начало координат совмещено с центром Земли Z_m , 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.

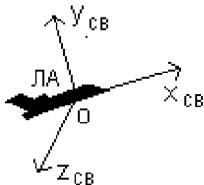


Рис. 2.79 Связанная система координат.

Оси подвижных систем, как правило, обозначают малыми латинскими буквами. В так называемой связанной системе координат (рис. 2.79) направление оси ox_{sv} совпадает с продольной осью симметрии летательного аппарата (строительной осью), а ось oy_{sv} 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.

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.

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 .

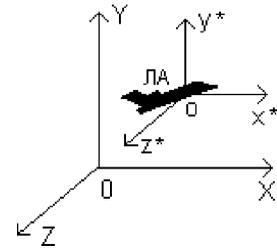


Рис.2.80 Стабилизированная система координат.

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, проходящие через оси опорной системы координат (рис. 2.81).

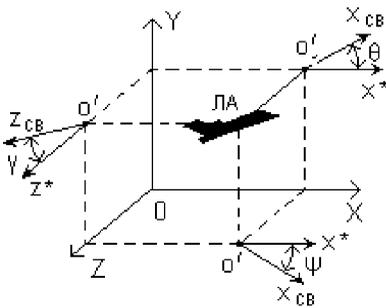


Рис.2.81 Углы ориентации летательного аппарата.

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 положение своей главной оси вращения неизменным в пространстве (рис. 2.82).

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.

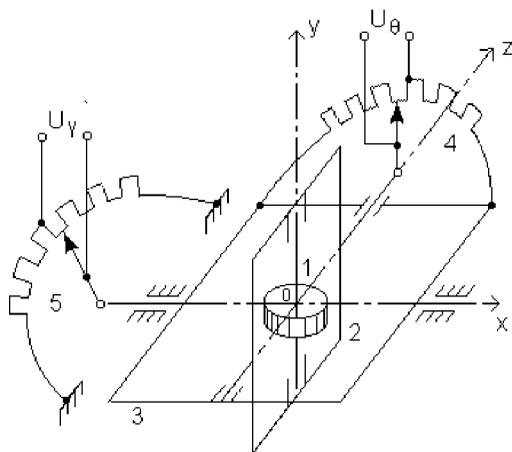


Рис.2.82 Свободный гироскоп.

Для увеличения момента инерции ротор выполняется массивным и, по возможности, с большим диаметром. Ротор 1 (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 относятся 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./час.

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 принятых 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

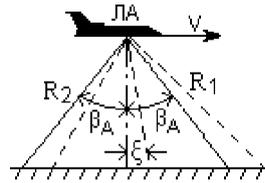


Рис. 2.83 Принцип действия многолучевого радиовертиканта.

$$\Delta R = R_1 - R_2 \quad \text{и} \quad \Delta t = t_{R1} - t_{R2} \quad (2.142)$$

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).

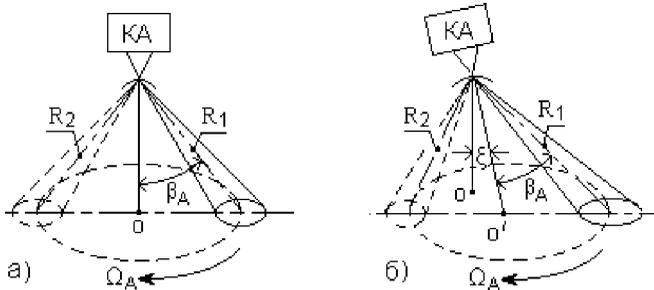


Рис.2.84 Принцип действия однолучевого радиовертиканта со сканирующей антенной: а) ось сканирования совпадает с направлением местной вертикали; б) ось сканирования не совпадает с направлением местной вертикали.

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). 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.

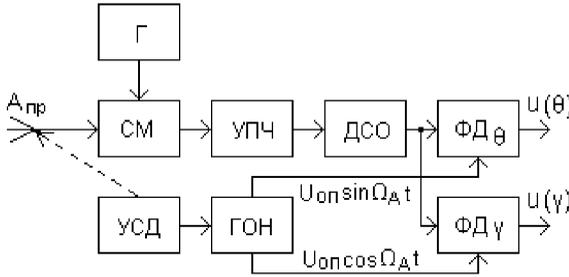


Рис.2.85 Структурная схема приёмного устройства однолучевого радиовертканта.

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:

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} m \cos(\Omega_A t - \psi). \quad (2.145)$$

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_γ, в которых производится умножение сигнала ошибки на опорные напряжения, вырабатываемые генератором опорных напряжений ГОН и имеющие фазовый сдвиг друг относительно друга на $\pi/2$:

$$u_{\text{оп1}}(t) = U_{\text{оп}} \cos \Omega_A t \quad \text{и} \quad u_{\text{оп2}}(t) = U_{\text{оп}} \sin \Omega_A t. \quad (2.146)$$

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 расхождения 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).

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.

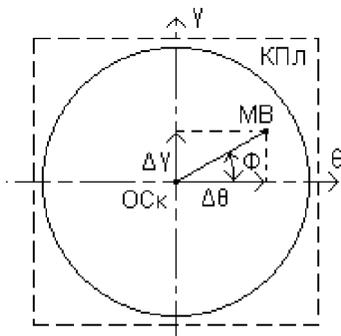


Рис.2.86 Углы ориентации космического аппарата в картинной плоскости.

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 $\Phi Д_{\theta}$ и $\Phi Д_{\gamma}$ 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.

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 максимальной $R_{\text{макс}}$ дальностями действия РТС обзорного типа (рис. 2.87).

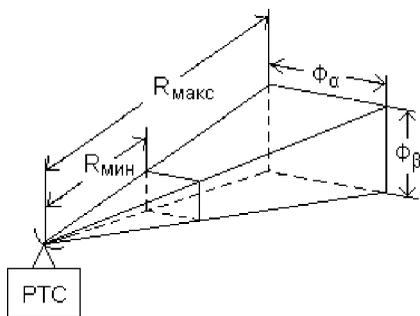


Рис. 2.87 Зона обзора.

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 радиолокационное 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.

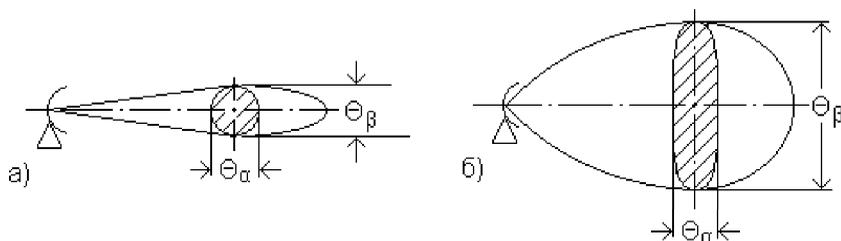


Рис. 2.88 Виды диаграмм направленности антенн РТС обзорного типа: а) игольчатая; б) веерная.

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.

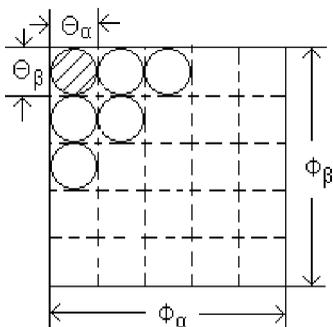


Рис. 2.89. Рабочая зона одновременного обзора пространства

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.

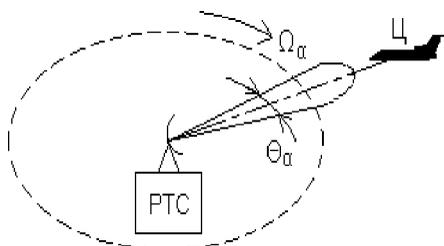


Рис.2.90 Круговой обзор пространства.

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 отражённый сигнал, длительность которого

определяется шириной диаграммы направленности в азимутальной плоскости Θ_α и скоростью её вращения.

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 $N_{\text{мин}} = 10 \div 15$, отражённых 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

$$T_{\text{ос}} \geq \frac{\Phi_{\alpha}}{\Omega_{\alpha}} = \frac{\Phi_{\alpha} N_{\text{мин}}}{\Theta_{\alpha} F_{\text{сл}}}. \quad (2.158)$$

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

$$R = V T_{ок}, \quad (2.159)$$

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.

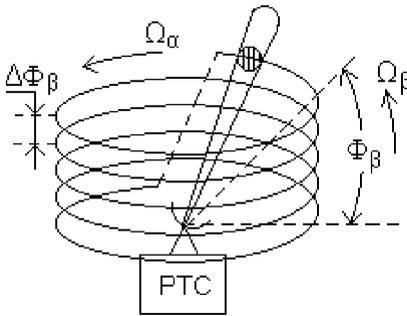


Рис.2.91 Винтовой обзор пространства.

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

$$\Delta\Phi_\beta = \Theta_\beta / 2. \quad (2.160)$$

Так как один оборот диаграмма направленности в горизонтальной плоскости совершает за время

$$t_1 = 2\pi / \Omega_\alpha, \quad (2.161)$$

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.

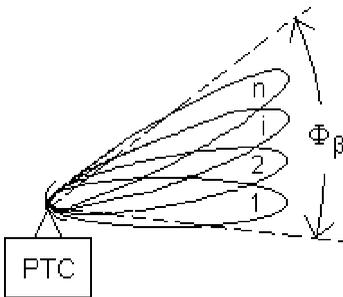


Рис.2.92 Многолепестковая диаграмма направленности антенны.

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 не-

сколько 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].

Точность измерения угловых координат, также 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

$$\Phi_\alpha = \Phi_\beta = \Phi, \tag{2.165}$$

время обзора T_{oc} при двойном перекрытии витков спирали будет равно

$$T_{oc} = \frac{2\pi\Phi}{\Theta^2\Omega_A}, \tag{2.166}$$

где Ω_A – угловая скорость вращения диаграммы направленности вдоль витка спирали; Θ – ширина симметричной диаграммы направленности антенны

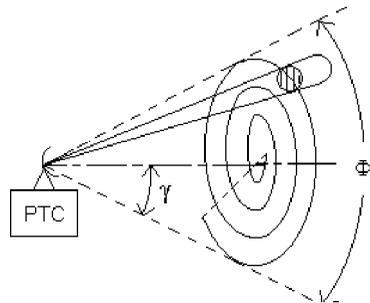


Рис.2.93 Спиральный обзор пространства.

$$\Theta = \Theta_{\alpha} = \Theta_{\beta}. \quad (2.167)$$

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

$$\Theta_{\alpha} = \Theta_{\beta} = \Theta$$

время одного цикла растрового обзора будет равно

$$T_{\text{ор}} = \frac{2\Phi_{\alpha} \Phi_{\beta} N_{\text{мин}}}{\Theta^2 F_{\text{сл}}}. \quad (2.170)$$

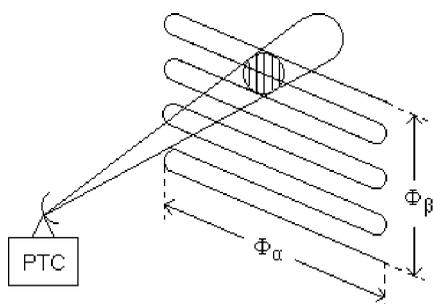


Рис.2.94 Растровый обзор пространства.

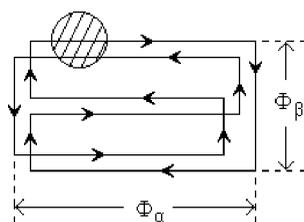


Рис.2.95 Растровый поиск цели.

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.

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 следую-

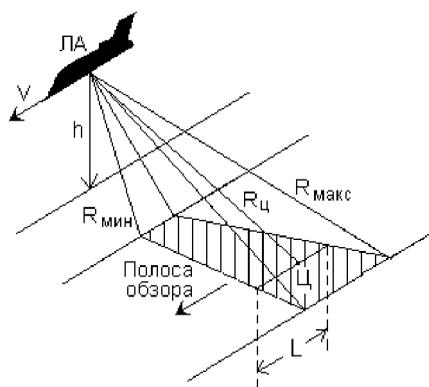


Рис.2.96 Боковой обзор пространства.

шем. Вдольфюзеляжная антенна, неподвижно закреплённая на корпусе летательного аппарата, формирует плоский луч, который направлен перпендикулярно вектору путевой скорости носителя V (рис. 2.96).

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 вдоль линии пути используются направленные свойства антенны. Измерение производится методом максимума в процессе движения РТС относительно цели. Сигнал, отражённый точечной целью ζ , 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

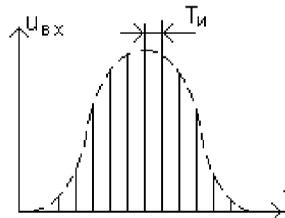


Рис.2.97 Отражённые импульсы на входе приёмника.

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.

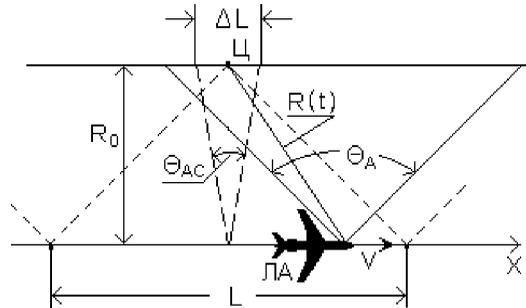


Рис.2.98 Формирование синтезированной апертуры антенны.

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.

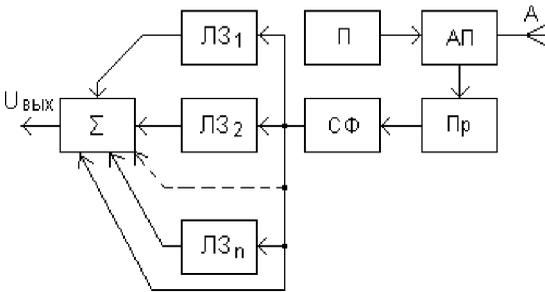


Рис.2.99 Структурная схема РСА

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 $T_{\text{п}}$. 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 $\Theta_{\text{АС}}$. 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

$$L \approx R_0 \Theta_A \tag{2.173}$$

облучается в течение времени

$$t_{\text{обл}} = L/V = R_0 \Theta_A / V. \tag{2.174}$$

Принимая

$$\Theta_A = \lambda / d_A, \tag{2.175}$$

где d_A – линейный раскрыв антенны бортовой РТС, получим

$$L = R_0 \lambda / d_A \quad \text{и} \quad t_{\text{обл}} = R_0 \lambda / d_A V. \quad (2.176)$$

За время приёма сигналов от цели их частота изменяется вследствие доплеровского эффекта от $f_0 + |F_{\text{д}}|_{\text{макс}}$ до $f_0 - |F_{\text{д}}|_{\text{макс}}$, где

$$|F_{\text{д}}|_{\text{макс}} = V \Theta_A / \lambda = V / d_A. \quad (2.177)$$

Отсюда следует, что при гармоническом зондирующем сигнале отражённый сигнал длительностью $t_{\text{обл}}$ 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

$$\tau_{\text{сж}} = \frac{1}{2F_{\text{д}}|_{\text{макс}}} = \frac{d}{2V}, \quad (2.178)$$

что соответствует перемещению цели относительно летательного аппарата вдоль линии полёта на

$$\Delta L = \tau_{\text{сж}} V = d_A / 2. \quad (2.179)$$

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

$$\Theta_{\text{АС}} = \Delta L / R_0 = d_A / 2 R_0. \quad (2.180)$$

При удалении цели расстояние L увеличивается, но ширина синтезированной диаграммы направленности уменьшается обратно пропорционально L , поэтому разрешаемое расстояние вдоль линии пути остаётся постоянным, независимым 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.

$$\text{Тогда } L = 6 \cdot 10^4 \cdot 10^{-1} = 6 \cdot 10^3 \text{ м;}$$

$$d_A = 3 \cdot 10^{-2} / 10^{-1} = 3 \cdot 10^{-1} \text{ м;}$$

$$\Delta L = 3 \cdot 10^{-1} / 2 = 1,5 \cdot 10^{-1} \text{ м;}$$

$$\Theta_{\text{АС}} = 1,5 \cdot 10^{-1} / 6 \cdot 10^4 = 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ рад} = 1,4 \cdot 10^{-4} \text{ град.}$$

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 улучшается 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 вызыва-

ются 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 отрабатывают 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.

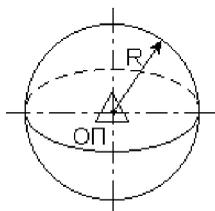


Рис.2.100 Сферическая поверхность положения при $R = \text{const}$.

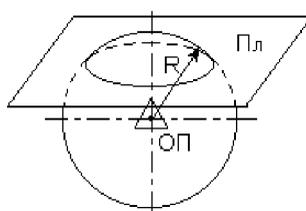


Рис.2.101 Линия положения в виде окружности.

В качестве примера на рис. 2.102 показано пересечение двух равносигнальных плоскостей, формируемых курсовым КРМ и глissадным ГРМ радиомаяками системы инструментальной посадки. Это пересечение формирует линию положения (глissаду), которая определяет траекторию снижения летательного аппарата на взлётно-посадочную полосу ВПП.



Рис.2.102 Формирование линии положения – глissады.

пересечение формирует линию положения (глissаду), которая определяет траекторию снижения летательного аппарата на взлётно-посадочную полосу ВПП.

Местоположение летательного аппарата в виде точки пространства определяется пересечением трех поверхностей по-

ложения, 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; $i = 1, 2, 3$.

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 слу-

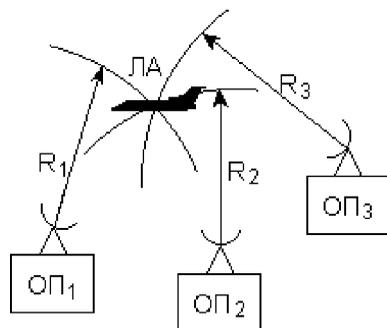


Рис.2.103 Дальномерный метод определения местоположения.

чае 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, так и пассивный режим работы бортового оборудования.

При активном режиме используют три приёмо-передатчика, один из которых размещен на объекте, а два других – на опорных пунктах (рис. 2.104).

Приёмо-передатчик, расположенный на объекте, выполняет роль запросчика ЗП, а аппаратура опорных пунктов используется как ответчики ОТ₁ и ОТ₂. 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.

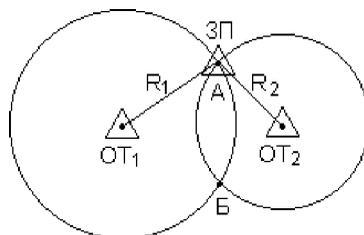


Рис.2.104 Определение местоположения летательного аппарата при известной высоте полёта.

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 назначе-

ния нежелательным 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 запаздыванию 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 четвёртая 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 дос-

тигается 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).

$$\Delta R = R_1 - R_2 \quad (2.185)$$

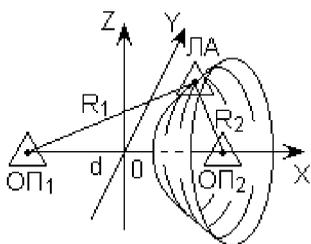


Рис.2.105 Поверхность положения в разностно – дальномерном методе.

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 гипербо-

лы. Задавая в качестве параметра различные значения разности расстояний ΔR можно получить 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.

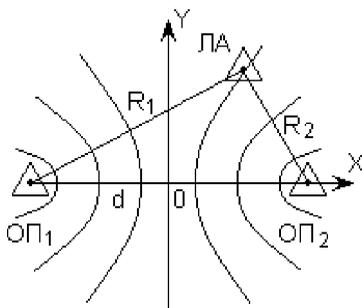


Рис.2.106 Линии положения в разностно – дальномерном методе.

Одна пара опорных пунктов позволяет определить только одну линию положения. Для определения местоположения летательного аппарата необходима вторая пара опорных пунктов, расположенная таким 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 местоположение летательного аппарата в точке пересечения двух гиперболических линий положения.

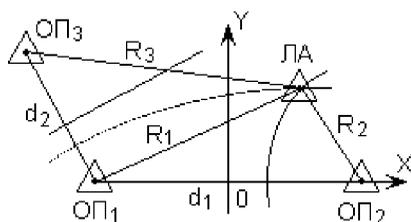


Рис.2.107 Определение местоположения летательного аппарата при использовании разностно – дальномерного метода.

Гиперболические линии имеют наибольшую кривизну в районе базы. Вдоль базы расстояние между ними минимальное. По мере удаления от базисной линии расстояние между гиперболой увеличивается. Поэтому точность определения ли-

ний 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 радиопеленгатора 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). 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.

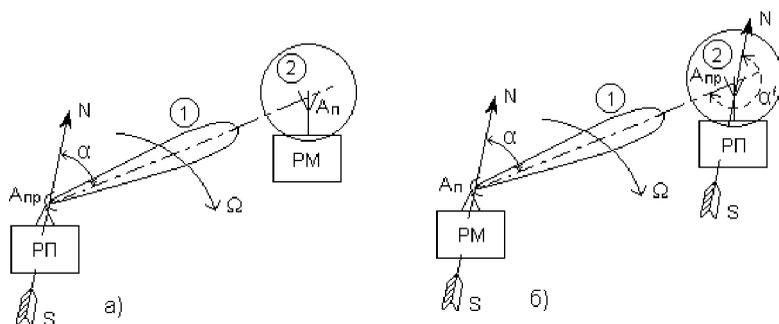


Рис.2.108 Формирование линии положения в угломерном методе.

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, необходим второй радиомаяк (рис. 2.109).

Измеряя одновременно два пеленга α_1 и α_2 определяют местоположение радиопеленгатора, как точку пересечения двух линий положения.

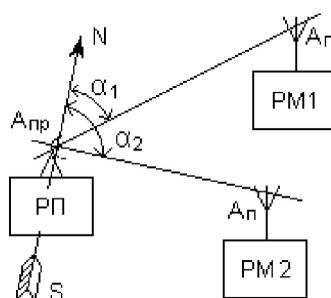


Рис.2.109 Определение местоположения летательного аппарата угломерным методом.

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).

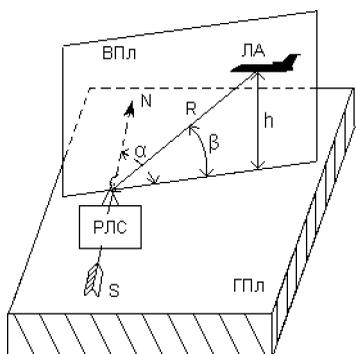


Рис. 2.110 Определение местоположения летательного аппарата комбинированным методом.

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) расположе-

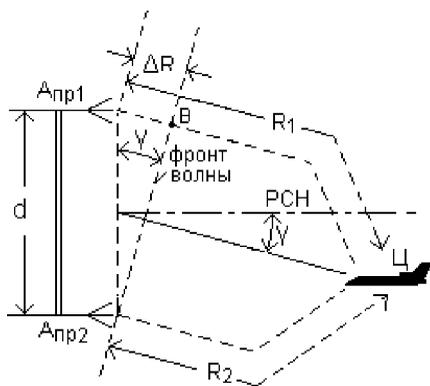


Рис. 2.111 Принцип фазовой пеленгации.

ны на расстоянии d друг от друга, которое 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 $A_{\text{Пр1}}, A_{\text{Пр2}}, B$ 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 $A_{\text{Пр1}}$ и $A_{\text{Пр2}}$, 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

$$\frac{V_1}{\lambda} = F_{\text{д1}} \quad \text{и} \quad \frac{V_2}{\lambda} = F_{\text{д2}} - \text{доплеровские приращения частоты сигналов, принятых антеннами } A_{\text{Пр1}} \text{ и } A_{\text{Пр2}} \text{ соответственно.}$$

Сократим обе части уравнения (2.199) на 2π и подставим значения доплеровских приращений

$$(F_{\text{д1}} - F_{\text{д2}}) = \frac{d}{\lambda} \cos \gamma \Omega_\gamma. \quad (2.200)$$

Решая (2.200) относительно Ω_γ , получим

$$\Omega_{\gamma} = \frac{\Delta F_{\text{д}} \lambda}{d \cos \gamma}, \quad (2.201)$$

где $\Delta F_{\text{д}} = (F_{\text{д1}} - F_{\text{д2}})$.

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 координатам, 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.

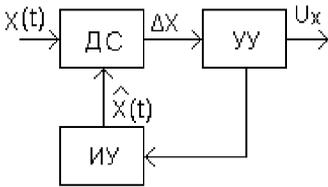


Рис.2.112 Основные элементы следящего измерителя.

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 участ-

ком является линейная часть апертюры. Апертюра определяет разрешающую способность следящего измерителя.

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.

В режиме слежения по истечении некоторого времени с момента захвата прекращаются переходные процессы в следящем кольце, устраняющие первоначальное рассогласование.

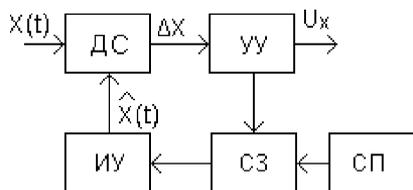


Рис.2.114 Обобщенная структурная схема следящего измерителя.

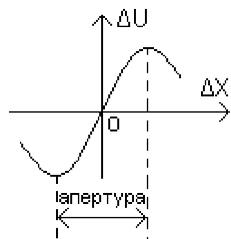


Рис. 2.113. Переходная характеристика дискриминатора

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 те-

кущему 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 следующие 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. 2.116,а показан вид сигналов в различных точках схемы.

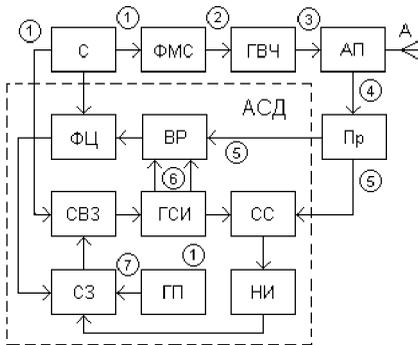


Рис.2.115 Структурная схема системы АСД.

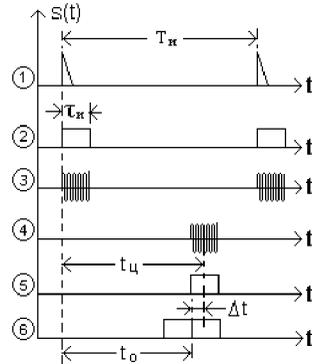


Рис.2.116,а Диаграммы сигналов в системе АСД;

Приёмник и передатчик дальномера являются типовыми для активной импульсной РЛС. Синхронизатор С вырабатывает короткие импульсы с периодом следования T_n (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).

Синхронизатор С через схему временной задержки СВЗ запускает генератор селекторных импульсов ГСП, одновременно с излучением высокочастотных сигналов. На выходе ГСП формируются два следующих один за другим селекторных импульса (график б). 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.

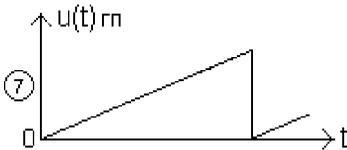


Рис.2.116,б Напряжение генератора поиска.

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 (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.

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 напряжение на выходе различителя отсутствует. При появлении временного рассогласования (графики 5 и 6)

$$\Delta t = t_o - t_{\text{ц}} \quad (2.206)$$

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).

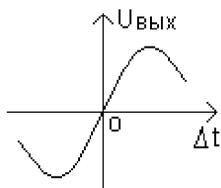


Рис.2.118 Переходная характеристика временного различителя.

Управляющее напряжение через формирующую цепь ФЦ и схему захвата СЗ поступает на схему временной задержки запуска

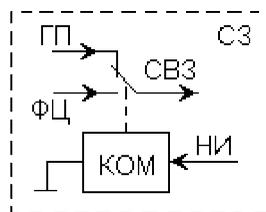


Рис.2.117 Эквивалентная схема системы захвата.

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

$$\Delta R = R_{ц}(t) - R_0(t) = 0, \quad (2.207)$$

где $R_{ц}(t)$ – текущее значение дальности до цели; $R_0(t)$ – дальность соответствующая задержке селекторных импульсов.

Если сопровождаемый объект неподвижен, то уравнение дальности можно записать таким образом

$$R_{ц}(t) = R_0 = \text{const.} \quad (2.208)$$

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_0 , 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 радиодальномерах 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.

Система АСН это замкнутая следящая система, состоящая из пеленгатора, управляющего устройством УУ и исполнительно-го устройства ИУ (рис. 2.119).

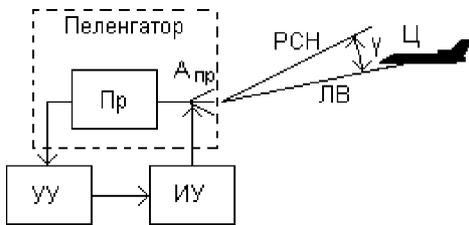


Рис.2.119 Принцип действия системы АСН.

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

пеленгатора представляет собой угловой дискриминатор, с помощью которого осуществляется преобразование информации об угловых координатах сопровождаемого

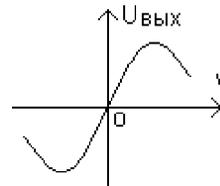


Рис.2.120 Переходная характеристика углового дискриминатора.

дискриминатора выбирается нечётной функцией напряжения $u_{\text{вых.д}}$ от углового рассогласования γ (рис. 2.120).

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 по 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;

$$m_c(\psi) = \frac{\Delta U}{U_0}. \quad (2.212)$$

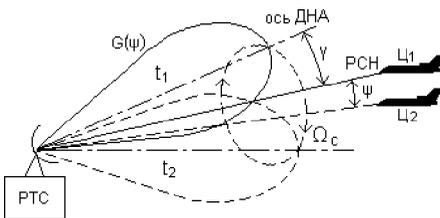


Рис.2.121 Формирование равносигнального направления в системе АСН.

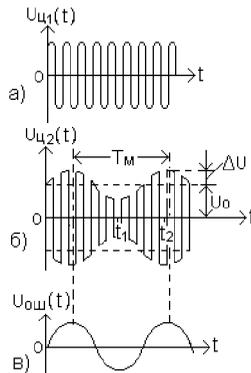


Рис.2.122 Вид принимаемых сигналов: в системе АСН.

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.

Амплитудно-модулированный сигнал, принимаемый с направления на Ц₂, 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

$$T_M = 2\pi / \Omega_c. \tag{2.213}$$

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

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} m_c \cos(\Omega_c t - \varphi_c). \tag{2.214}$$

Используя эту информацию формируют сигналы, управляющие положением РСН в пространстве, совмещая его с линией визирования цели.

Структурная схема системы АСН, реализующая рассмотренный алгоритм работы, приведена на рис. 2.123.

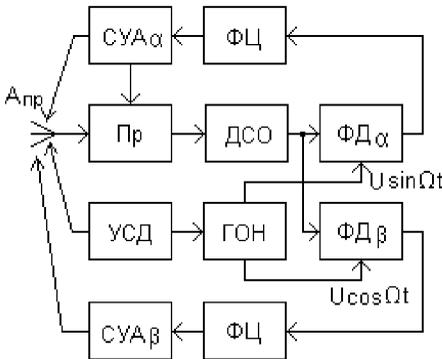


Рис.2.123 Структурная схема системы АСН.

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 $\pi/2$:

$$u_{\text{оп1}}(t) = U_{\text{оп1}} \cos \Omega_c t; \quad u_{\text{оп2}}(t) = U_{\text{оп2}} \sin \Omega_c t. \quad (2.215)$$

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 сигнала

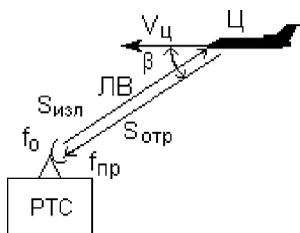


Рис.2.124 К определению доплеровского приращения частоты.

лов, отраженных или излучаемых движущимся относительно приемника 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.

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 Γ .

В исходном состоянии, когда на входе нет сигналов, система работает в режиме поиска. При этом частота гетеродина Γ 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 приемнике Пр, поступают на вход системы АСС. Когда разность частот перестраиваемого гетеродина f_Γ и входного сигнала $f_{вх}$ будет близка к средней частоте настройки УУПЧ, сигнал с разностной частотой, полу-

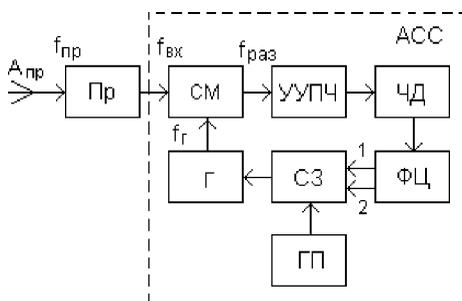


Рис.2.125 Структурная схема системы АСС.

ченный на выходе смесителя $СМ$ $f_p = f_{вх} - f_r$, проходит через УУПЧ, частотный детектор ЧД, формирующую цепь ФЦ и заставляет работать 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 $f_{пч}$ $u_{ввых} = \varphi(\Delta f)$, где $\Delta f = f_p - f_{пч}$.

Пунктиром на рис. 2.127 показана амплитудно-частотная характеристика УУПЧ.

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

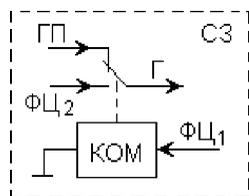


Рис.2.126 Эквивалентная схема системы захвата систем АСС.

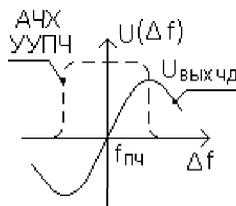


Рис.2.127 Переходная характеристика частотного детектора

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.

2.9 Комплексирование измерителей навигационных параметров

Сложность задач, решаемых при навигации подвижных объектов, особенно современных летательных аппаратов, приводит к увеличению количества средств измерения навигационных параметров, к сложности их построения, к необходимости повышения точности и надёжности навигационной информации. Всё это требует объединения информации, поступающей от различных измерителей, и преобразования её к виду, обеспечивающему оперативное принятие решения и управление объектом в реальном масштабе времени. Это относится не только к беспилотным, но и пилотируемым летательным аппаратам, на которых человек без такой обработки не в состоянии осмыслить поступающую от многих систем информацию и оперативно принять правильное решение.

Такое объединение средств и методов получения навигационной информации называется комплексированием.

Основные принципы комплексирования можно сформулировать в виде следующих положений:

1. При комплексировании производится объединение навигационных данных различной физической природы. Навигационные датчики, включаемые в состав бортовой аппаратуры, используют различные физические принципы и обладают различными свойствами. Датчики различаются составом непосредственно измеряемых геометрических и кинематических величин, пространственно – временными свойствами

систематических и случайных погрешностей, формой и размером рабочих областей, а значит и сферами применения. Таким образом, открывается возможность использования тех измерителей, которые в данных конкретных условиях отличаются наибольшей эффективностью.

2. При комплексировании обеспечивается полнота использования навигационной информации. Суждение о текущих значениях параметров движения формируется на основе всей доступной навигационной информации, включая данные, известные до начала измерений.

3. Важнейшей функцией комплексирования является статистическая обработка всех имеющихся навигационных данных. Статистический анализ обеспечивает сглаживание случайных погрешностей измерений с учётом их достоверности, корреляционных и других свойств, выявление и определение систематических погрешностей и оценку точности результирующих значений определяемых величин. Сглаживание погрешностей достигается за счёт их осреднения по ансамблю датчиков и по времени.

4. При комплексировании осуществляется оптимизация процессов навигационных измерений и процесса статистической обработки данных. Целью оптимизации является достижение максимально возможных в данных условиях точности и надёжности определения конечных величин. Достижение высокой точности обеспечивается использованием избыточных данных от различных, независимо функционирующих измерителей, данных, известных до начала измерений, и данных, получаемых в процессе повторных измерений отдельными измерителями.

Комплексирование обеспечивает точность определения параметров движения, превышающую точность отдельных измерителей, поэтому в составе измерительного комплекса используют датчики, точность которых ниже требуемой точности навигационных определений. Использование таких датчиков позволяет упростить бортовое навигационное оборудование и снизить его стоимость.

5. Одним из важнейших показателей качества функционирования бортового навигационного комплекса является точность определения выдаваемых комплексом навигационных величин. Эта точность оценивается в процессе статистической обработки измерений. Контролирование качества функционирования датчиков и других элементов комплекса должно предусматривать автоматическое подключение ре-

зерва и отображение данных о текущем состоянии тех или иных элементов.

6. При комплексировании осуществляют резервирование большинства элементов и применяют все доступные методы обеспечения высокой надежности. Эти меры исключают возможность отказа в работе комплекса при отказах отдельных его элементов.

7. Непременным условием эффективного комплексирования навигационных средств является полная автоматизация управления работой всех датчиков навигационной информации: их включение, выключение, настройка, калибровка, переход из одного диапазона или режима на другой и т.д. Кроме того, при комплексировании осуществляется автоматизация всех вычислительных и логических операций. Все операции выполняются в реальном масштабе времени.

В качестве примера, подтверждающего целесообразность и эффективность взаимодействия радиотехнических систем с бортовыми автономными системами иной физической природы, рассмотрим результат комплексирования инерциальной навигационной системы и доплеровского измерителя путевой скорости [7].

Работа инерциальных навигационных систем основана на измерении акселерометрами АК (рис. 2.128) и последующем двукратном интегрировании интеграторами ИН₁ и ИН₂ линейных ускорений, действующих по трём ортогональным осям при движении летательного аппарата.

В результате инерциальная система непрерывно выдает текущие значения ускорения a , скорости V и пройденного пути R в виде проекций на каждую из осей. Однако в инерциальной системе двукратно интегрируются не только измеряемые ускорения, но и ошибки, которые нарастают тем больше, чем длительнее полёт. Таким образом, инерциальная система способна выдавать значения ско-

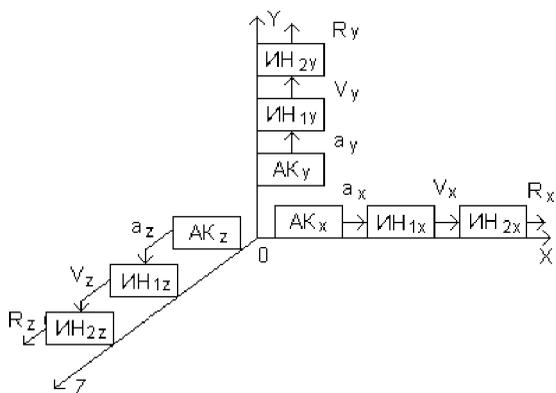


Рис.2.128 Инерциальная измерительная система.

рости и пройденного пути с малыми погрешностями лишь при кратковременном полёте, другими словами, погрешности инерциальной системы сосредоточены в области низких частот.

Для радиотехнических систем, в частности для доплеровских измерителей скорости, характерны кратковременные флуктуации измеряемых параметров, которые осредняются тем лучше, чем длиннее интервал измерения. Таким образом, радиосистемы дают малые случайные погрешности при долговременном осреднении. Для них случайные погрешности сосредоточены в области более высоких частот.

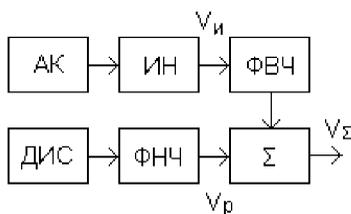


Рис.2.129 Структурная схема комплексного измерителя.

Это различие двух видов систем позволяет уменьшить погрешности измерений при их совместной работе. При этом низкочастотные составляющие выходного сигнала подавляются в инерциальной системе, а высокочастотные – в радиосистеме.

Структурная схема такого комплексирования при измерении скорости движения летательного аппарата при-

ведена на рис. 2.129.

Инерциальный канал комплексного измерителя состоит из акселерометра АК, интегратора ИН и фильтра высоких частот ФВЧ, а радиотехнический канал включает в себя доплеровский измеритель скорости ДИС и фильтр низких частот. На выходе сумматора получают усреднённое значение скорости движения. Графики зависимости от времени наблюдения T_n относительных погрешностей измерения скорости δ_v с помощью инерциальной ИНС и радиотехнической РТС систем показаны на рис. 2.130. На этом же графике показана суммарная погрешность измерения скорости δ_Σ .

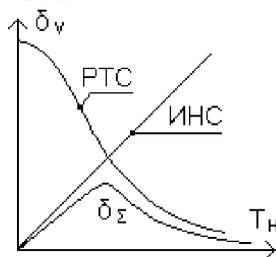


Рис. 2.130. Относительные погрешности комплексного измерителя скорости движения объектов

Аналогично может быть осуществлено комплексирование инерциальной и дальномерной радиосистемы, обеспечивающее повышение точности дальномерной системы в 5 раз [31].

Следует отметить особую перспек-

тивность комплексирования бортовых лазерных измерительных систем с радиотехническими системами, так как при этом взаимно дополняются их основные достоинства. Рассмотрим основные из них:

1. Лазерные и другие оптические системы обладают высокой разрешающей способностью по угловым координатам, недостижимой для радиосистем, а радиосистемы обеспечивают оперативный поиск и обнаружение целей в широком пространственном секторе с высокими показателями, недостижимыми для оптических систем.

2. Лазерные локаторы обеспечивают высокую точность дальнометрии, недостижимую для радиосистем, но в отношении точности измерения радиальной скорости соотношение обратное.

3. Благодаря высокой пространственной и спектральной избирательности оптические системы лучше защищены от переотражений от корпуса объекта и других поверхностей, а радиосистемы обеспечивают недостижимые для оптических систем всепогодность, работу через облака и наблюдение целей на фоне ярких небесных тел.

4. Радиосистемы имеют лучшие энергомассовые характеристики на больших дальностях до целей, а оптические системы – на малых дальностях, обеспечивая работу до нулевых дальностей.

Примером удачного сочетания преимуществ лазерных и радиосистем является многопараметрическая система сближения и стыковки космических аппаратов.

За счёт комплексирования можно значительно повысить скрытность работы навигационных систем. Это достигается за счёт того, что радиотехнические средства, входящие в измерительный комплекс, работают на излучение периодически и малое время в пределах каждого периода. В паузах необходимые параметры измеряются автономными нерадиотехническими средствами, результаты измерений которых периодически корректируются радиотехническими измерителями.

Степень интеграции измерительной аппаратуры в комплексных системах навигации летательных аппаратов постоянно повышается. В настоящее время она такова, что комплексное использование навигационной информации наиболее широко применяется при вторичной обработке. Однако в перспективных бортовых навигационных комплексах предполагается комплексирование измерителей и при первичной обработке информации [24].

Деление на первичную и вторичную обработку по существу условно. Первичная обработка информации – это поиск, обнаружение,

селекция, преобразование и усиление входных сигналов навигационных измерителей для определения и измерения параметров этих сигналов, функционально связанных с навигационными параметрами полёта. Вторичная обработка информации, которая производится бортовой вычислительной системой, заключается в определении местоположения летательного аппарата и других навигационных элементов полёта по результатам первичных измерений. К операциям вторичной обработки относят также ввод поправок в результаты измерений навигационных параметров на условия распространения радиоволн, на изменение углов ориентации летательного аппарата, на исключение многозначности измерений и др.

В первых поколениях пилотажно – навигационных комплексов внутрисистемные и межсистемные связи строились по принципу «каждый с каждым». Это привело к колоссальному росту общей протяжённости и массы бортовой кабельной сети. Такую проблему специалисты назвали «тиранией кабельных связей».

В настоящее время оптимизация комплексирования навигационных измерителей осуществляется с использованием магистрального принципа организации межсистемных связей с применением мультиплексных шин. Основой такой организации является магистраль, в которой по общим для всех систем мультиплексным шинам осуществляется передача межсистемных сигналов с временным или частотным разделением. Управляет работой мультиплексных шин, взаимодействием входящих в бортовой измерительный комплекс систем и поступающих от них потоков информации центральная бортовая ЭВМ.

Наибольший эффект мультиплексирование даёт при стандартизации интерфейсов ввода / вывода информации в устройствах и системах комплекса, а также при кодировании передаваемых сигналов. При мультиплексировании значительно сокращается протяжённость и масса проводов (примерно на 40%), уменьшается число соединений и коммутационных устройств, снижается уровень взаимных помех, повышается надёжность работы комплекса. В перспективе предполагается использовать волоконно–оптические линии связи, основные свойства которых – широкополосность, высокая помехозащищённость, малые потери, незначительные габаритные размеры и масса.

Ограничивающими факторами применения магистрального принципа связи являются высокие требования к надёжности и технологичности многочисленных блоков сопряжения и межсоединений,

высокая стоимость и т.п. Поэтому в каждой конкретной ситуации может быть отдано предпочтение иным принципам межсоединений, обеспечивающим решение задачи более простыми и надёжными средствами.

Для повышения надёжности работы навигационного комплекса часто на борту устанавливают резервные мультиплексные шины и резервную ЭВМ.

В ряде случаев бортовые системы могут быть объединены не одним, а двумя или большим числом автономных комплексов. Один из таких комплексов может обеспечивать решение навигационных задач, другой – каких-либо целевых задач (например комплексы радиоразведки, радиоэлектронной защиты) и т.д.

Вопросы для самоконтроля

1. Какие задачи решает комплексирование измерителей навигационных параметров?
2. Дайте сравнительную характеристику лазерных и радиотехнических измерителей навигационных параметров.
3. Какой эффект даёт применение магистрального принципа организации межсистемных связей с использованием мультиплексирования?

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, процесс взаимодействия, процесс 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, семафоров. 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 неэлектрической 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 разделение 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, метрологическая 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.

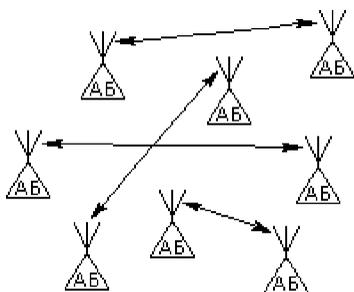


Рис.3.1 Децентрализованная система связи.

В хаотической или децентрализованной системе каждый из абонентов АБ может непосредственно связываться с любым другим (рис. 3.1).

В системе линейного типа связь между абонентами осуществляется по цепочке от одного к другому (рис. 3.2). Так построены радиорелейные системы 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).

По способу ведения связи: системы использующие симплексный, дуплексный или полудуплексный способы ведения связи.

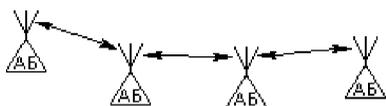


Рис.3.2 Линейная система связи.

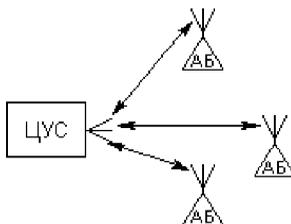


Рис. 3.3. Централизованная система связи.

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.

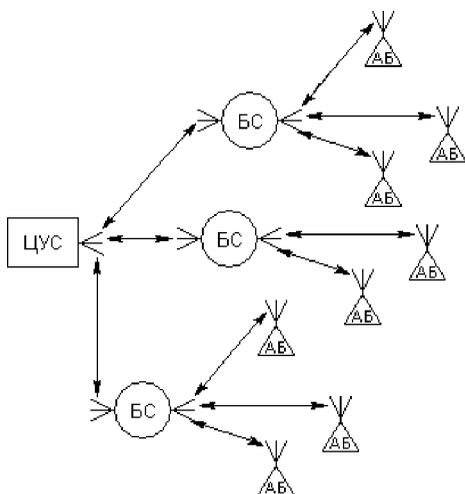


Рис.3.4 Многоуровневая централизованная система связи.

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 поочерёдно, 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 сигна-

лов. По характеру проявления ошибки разделяют на систематические и случайные. Определения 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 пятибальной 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, использовании 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 скорость и информационную скорость. Техническая скорость определяет количество элементов сообщения, переданных за 1 сек. Под информационной скоростью понимают количество информации, поступающей по каналу связи от источника к потребителю за 1 сек. Измеряют информационную скорость в битах / сек. 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 сек, время перехода на резервный комплект – 15 сек. 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 быстрodeйствия системы, достигается благодаря тому, что аппаратура связи выполняется беспосисковой 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 не большой 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), дециметровых (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 метеобразованья и ионизированные слои атмосферы оказывают слабое влияние. Кроме того, в метровом диапазо-

не 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 радиоизлучение 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 их 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 ре-

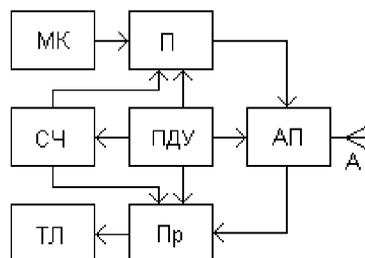


Рис.3.5 Обобщённая структурная схема бортовой радиостанции связи.

жим 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.

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

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.

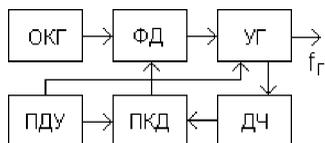


Рис. 3.8. Структурная схема устройства косвенного синтеза частоты.

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.

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.

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.

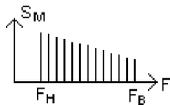


Рис.3.9 Спектр модулирующего сигнала.

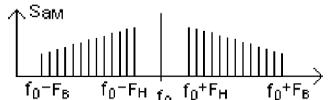


Рис.3.10 Спектр сигнала с амплитудной модуляцией.

Несущие колебания не содержат информации. Это приводит к неэффективному использованию мощности передатчика. Даже при 100 %-ной амплитудной модуляции синусоидальным сигналом на долю 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.

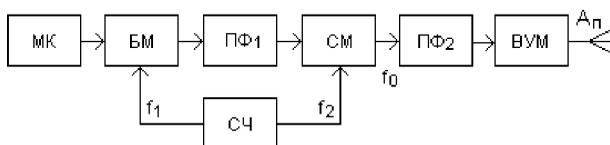


Рис.3.11 Структурная схема передающего тракта однополосной радиостанции.

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 амплитуд-

ных 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.

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

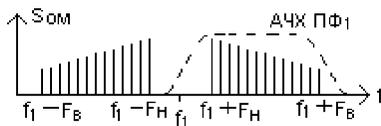


Рис. 3.12 Формирование спектра сигнала при однополосной модуляции.

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 излучения 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 которого выделяется низкочастотный сигнал, соответствующий закону модуляции передаваемого сообщения.

На рис. 3.13 приведена структурная схема одного из вариантов возможной реализации приёмника однополосных сигналов.

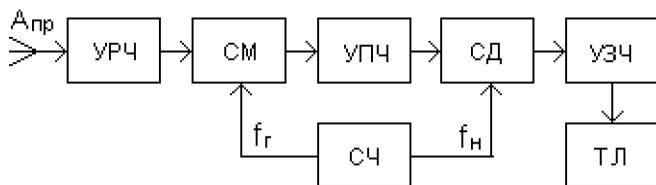


Рис.3.13 Структурная схема приёмника однополосных сигналов.

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.

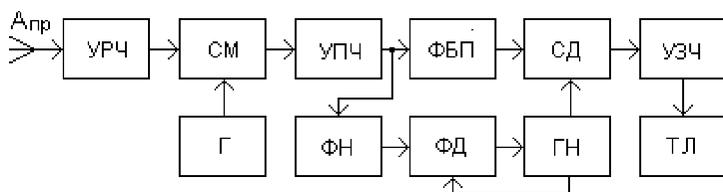


Рис.3.14 Структурная схема однополосного приёмника сообщений с пилот – сигналом.

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 нескольких источников информации передаются по общему высокочастотному тракту. Предварительно сообщения преобразуются и формируются так называемые канальные сигналы.

Канальные сигналы объединяются по определённому правилу, в результате чего образуется суммарный групповой сигнал. Такая операция называется уплотнением каналов. Групповой сигнал модулируется

ет 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.

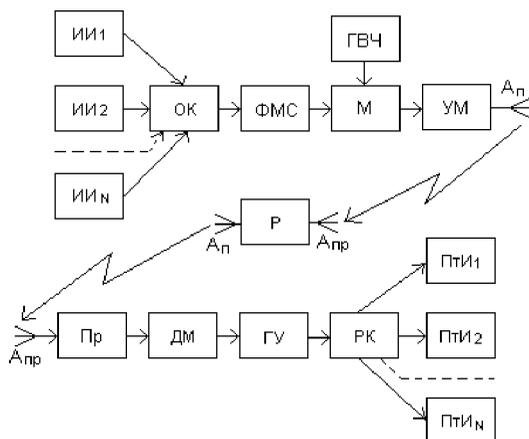


Рис.3.15 Обобщенная структурная схема многоканальной системы радиосвязи.

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_n преобразует высокочастотные электрические сигналы в электромагнитную волну, которая излучается в окружающее пространство.

Антенна приёмного канала A_{np} 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 не идеальность 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 системы 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 неперекрывающихся частотных полосах. К примеру, если имеется N сообщений, имеющих один и тот же спектр, например, телефонные сообщения со спектром, ограниченным нижней $F_{\text{н}} = 300$ Гц и верхней $F_{\text{в}} = 3,5$ 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.

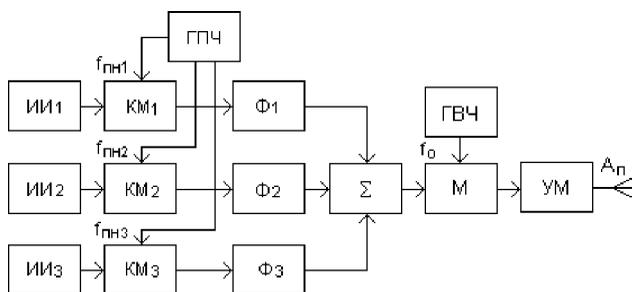


Рис.3.16 Структурная схема передатчика сигналов с частотным уплотнением каналов.

От источников информации ИИ первичные электрические сигналы $S_{сп}$ со спектром, ограниченным нижней F_H и верхней F_B 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 канальные сигналы образуют групповой сигнал $S_{гс}$ (рис. 3.17,г), который с помощью мо-

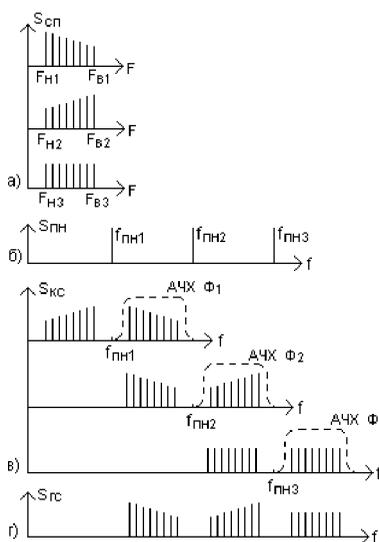


Рис.3.17 Графики, иллюстрирующие процесс формирования сигналов с частотным уплотнением.

дулятора М модулирует несущее колебание f_0 , вырабатываемое генератором высокой частоты ГВЧ. С выхода модулятора радиосигнал усиливается до необходимого уровня в усилителе мощности УМ и излучается с помощью передающей антенны $A_{\text{п}}$.

Упрощенная структурная схема приёмника многоканальной системы передачи информации с частотным уплотнением каналов приведена на рис. 3.18.

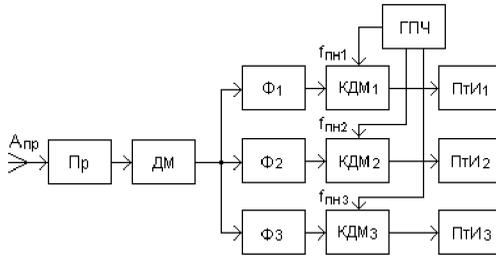


Рис.3.18 Структурная схема приёмника сигналов с частотным уплотнением каналов.

Радиосигнал, принятый антенной $A_{\text{пр}}$, после усиления и преобразования в приёмнике Пр поступает на демодулятор ДМ, где производится выделение группового сигнала $S_{\text{гс}}$ (рис. 3.19,а). Групповой сигнал подается на устройство разделения каналов, состоящее из параллельно включённых фильтров Φ .

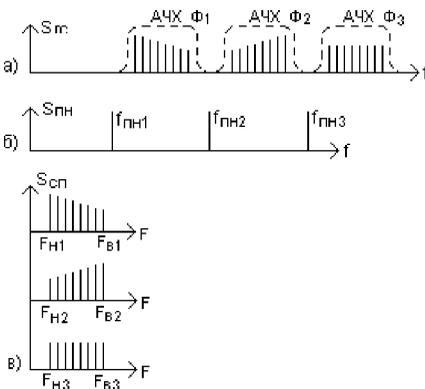


Рис.3.19 Графики, иллюстрирующие процесс выделения информационного сообщения в приёмнике с частотным уплотнением каналов.

На выходе каждого фильтра выделяется соответствующий канальный сигнал.

В канальных демодуляторах КДМ с помощью сигналов $S_{\text{пн}}$ с восстановленной поднесущей частотой $f_{\text{пн}}$ (рис. 3.19,б), поступающих от местного генератора поднесущих частот ГПН, воспроизводятся переданные сообщения $S_{\text{сп}}$ (рис. 3.19,в). 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, по 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 поочередно 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 специ-

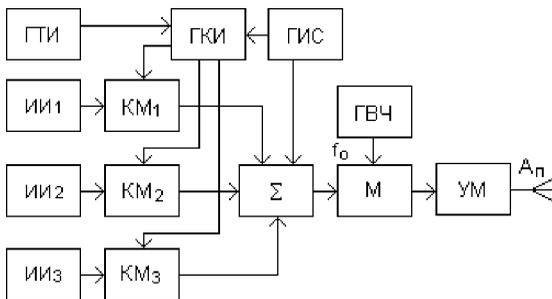


Рис.3.20 Структурная схема передатчика сигналов с временным уплотнением каналов.

альные 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.

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 модули-

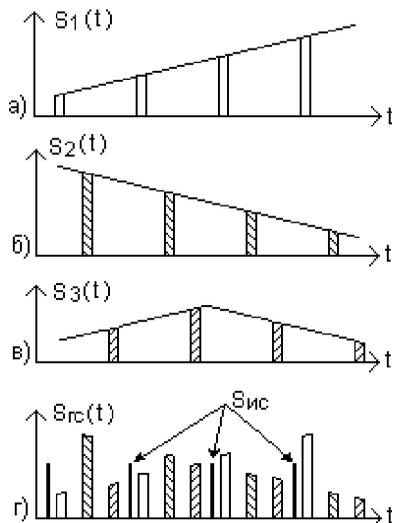


Рис.3.21 Графики, иллюстрирующие процесс формирования сигналов с временным уплотнением.

руют по амплитуде импульсные поднесущие, которые подаются на каналные модуляторы от генератора 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).

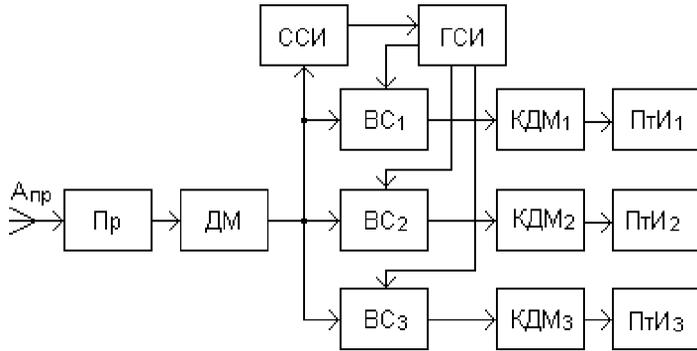


Рис.3.22 Структурная схема приёмника сигналов с временным уплотнением каналов.

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 ис.3.21, г).

Сформированный групповой импульсный поток поступает на модулятор М, где осуществляет модуляцию несущего колебания f_0 , вырабатываемого генератором высокой асоты 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. Структурная схема приёмного канала радиолинии приведена на рис. 3.22, а временные графики сигналов – на рис. 3.23.

Принятый приёмной антенной $A_{\text{пр}}$ радиосигнал проходит в приёмнике Пр стандартные преобразования, усиливается и демодулируется в демодуляторе ДМ. На выходе демодулятора выделяется импульсный поток группового сигнала. Селектор синхроимпульсов ССИ выделяет из этого потока синхроимпульсы, которые обеспечивают синхронную работу генератора селекторных импульсов ГСП. Разделение канальных импульсных потоков осуществляется временными селекторами $ВС_i$, на которые с одной стороны подаётся групповой сигнал, а с другой – селекторные импульсы $S_{\text{си}}(t)$ (рис. 3.23, а) При совпадении во времени канального и соответствующего селекторного импульсов временной селектор каждого канала пропускает свой канальный импульс $S_{\text{ки}}(t)$ (рис. 3.23, б,в,г) на вход канального демодулятора КДМ $_i$. С выходов всех демодуляторов непрерывные сигналы, изменяющиеся по закону передаваемой информации (рис. 3.23, д,е,ж), поступают потребителям информации ПтИ $_i$.

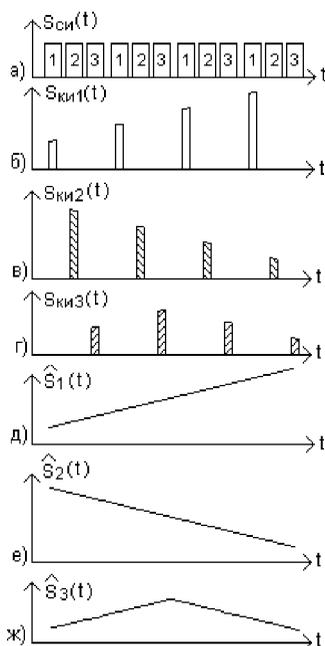


Рис.3.23 Графики, иллюстрирующие процесс выделения информационного сообщения в приёмнике с временным уплотнением каналов.

Исключительно важную роль в радиосистемах передачи информации с временным уплотнением каналов играет синхронизация всех процессов. Канал синхронизации должен обладать повышенной помехоустойчивостью, чтобы исключить неправильную работу системы в целом.

Вопросы для самоконтроля

1. В каких случаях целесообразно использовать многоканальные РТС передачи информации?
2. Нарисуйте обобщённую структурную схему и поясните работу многоканальной системы радиосвязи.
3. Поясните принцип частотного уплотнения каналов.

4. Нарисуйте структурную схему и поясните работу передатчика системы с частотным уплотнением каналов.
5. Поясните принцип временно́го уплотнения каналов.
6. Нарисуйте структурную схему и поясните работу передатчика системы с временно́м 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 течением времени (рис. 3.24).

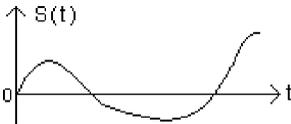


Рис.3.24 График непрерывного сообщения.

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.

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).

Группы подобных символов образуют слова и числа, несущие полезную информацию, которая заключается в последовательности элементарных сигналов. Например, слова состоят из букв, а бук-

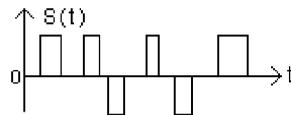


Рис.3.25 График дискретного сообщения.

вы 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 использо-

вать 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: «Любую непрерывную функцию 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).

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 пу-

тём 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, 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 разрешен-

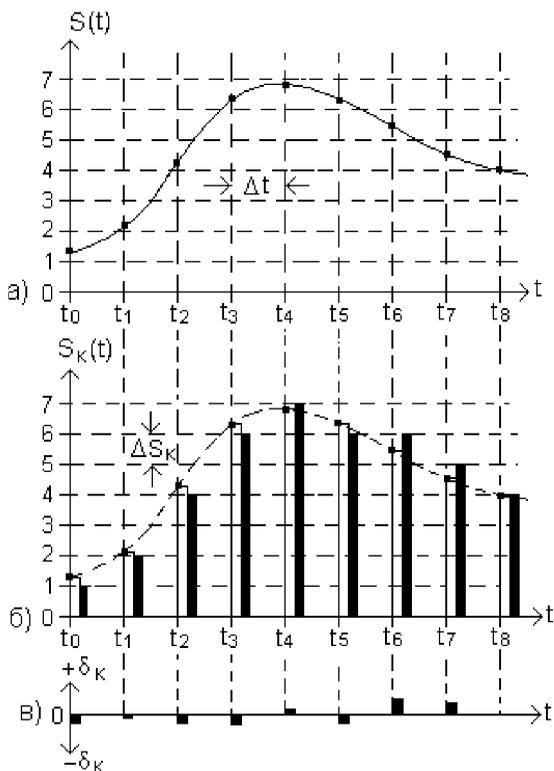


Рис.3.26 Графики, иллюстрирующие процесс аналого-цифрового преобразования непрерывных сигналов.

ными 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

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 зависит 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.

Одно 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.

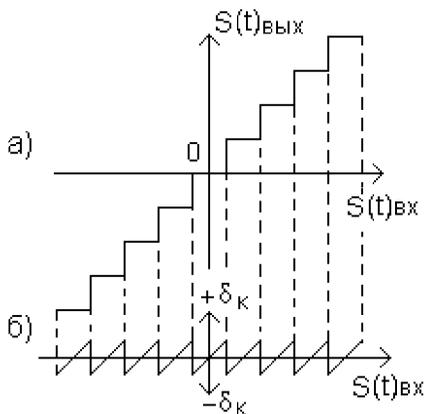


Рис.3.27 Амплитудная характеристика квантователя.

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.

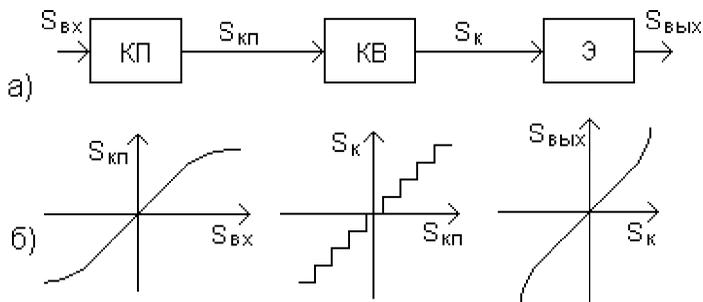


Рис.3.28 Структурная схема компандирования.

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 ко-

торых 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 способ 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 практике 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 используется 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.

На рис. 3.29,а в качестве примера показаны импульсные сигналы на выходе передающей части РТС ПИ $S_{п}(t)$. Искаженные сигналы на выходе приёмника системы $S_{пр}(t)$ 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 $S_{п}(t)$ (рис. 3.29,а) и помех $\xi(t)$.

$$S_{пр}(t) = S_{п}(t) + \xi(t). \quad (3.10)$$

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 $S_{пр}(t)$, 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 $S_{пр}(t) > u_{пор}$ (тактовые моменты t_2, t_3, t_4, t_7 на рис. 3.29). Если окажется, что $S_{пр}(t) < u_{пор}$, 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 $u_{пор}$. При регенерации могут быть ошибки двух видов: ложный импульс и потеря

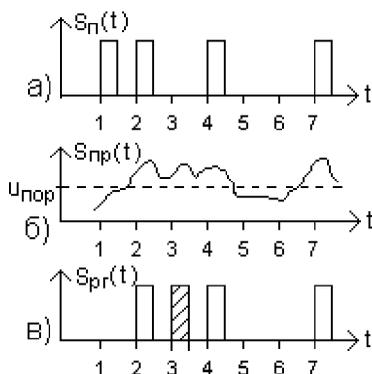


Рис.3.29 Искажения сигналов в каналах связи.

импульса. Ложный импульс появляется, если уровень помехи превысит пороговый уровень (тактыый момент t_3 на рис. 3.29). Потеря импульса происходит в том случае, если сумма сигнала и помехи окажется меньше порогового уровня $u_{\text{пор}}$. (тактыый 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 эт количество будет равно максимальному числу уровней квантования непрерывного сигнала. Тогда при выборе кода необходимо выполнить условие

$$M < N, \tag{3.11}$$

где N – число кодовых комбинаций при выбранной разрядности.

Число разрядов цифрового кода при этом должно быть равно

$$n = \{\log_m M\}. \tag{3.12}$$

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; неиспользуемых комбинаций будет равно $N - M = 28$.

Коды использующие избыточность называются корректирующими. К таким кодам относится широко применяемая группа кодов, получившая 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

$$n = n_0 + k. \tag{3.13}$$

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 не чётное 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 неодновременным 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-ти разрядной кодовой комбинации натурального двоичного кода в код Грея можно записать в следующем виде:

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.

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 запрета

щающая 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 абоненту присваивается определённая кодовая последовательность импульсов – адрес, по которой 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 времени x сдвигах сигналов различных абонентов, т.е. асинхронно.

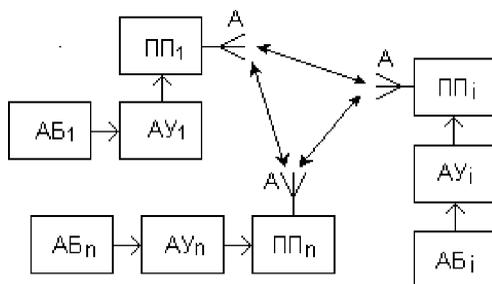


Рис.3.30 Обобщённая структурная схема асинхронной системы связи

Обобщённая структурная схема ААСС приведена на рис. 3.30.

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.

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 последова-

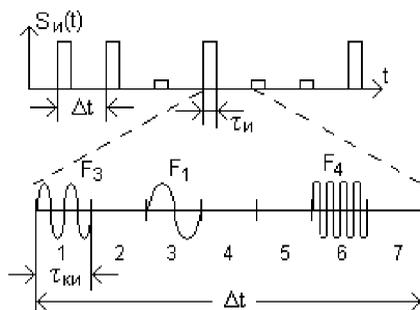


Рис.3.31 Принцип формирования частотно – временного адреса.

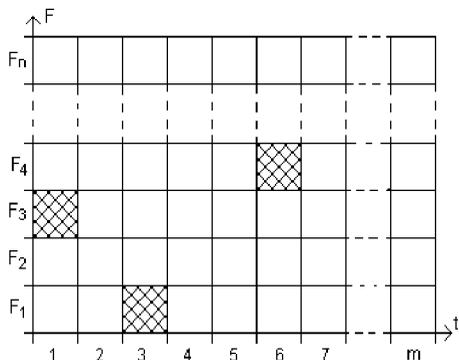


Рис.3.32 Частотно – временная матрица.

тельность 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 .

Структурная схема выходной части передающего канала ААСС с кодером адресов КА приведена на рис. 3.33.

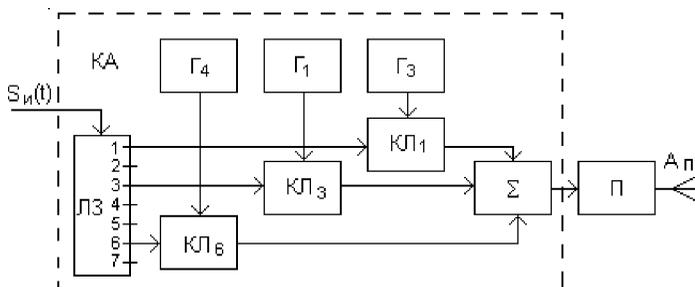


Рис.3.33 Структурная схема выходной части передающего канала ААСС.

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 четвёртом – $3\tau_{ки}$ 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 $КЛ_1, КЛ_3, КЛ_6$. Ключ $КЛ_1$ подключает на вход передатчика П через сумматор Σ генератор $Г_3$ с частотой колебаний F_3 , $КЛ_3$ – генератор $Г_1$ с частотой F_1 , $КЛ_6$ – генератор $Г_4$ с частотой F_4 .

Сигналы ЧВМ, поступающие на передатчик с выхода сумматора модулируют высокочастотное несущее колебание передатчика и образующийся радиосигнал излучается антенной $A_{п}$.

На приёмной стороне радиосигналы, принятые приёмной антенной $A_{пр}$, после усиления и преобразования в приёмнике Пр поступают на декодер адреса ДКА (рис. 3.34).

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 $Д_1, Д_3$ и $Д_4$. 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 $\hat{S}_{и}(t)$.

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.

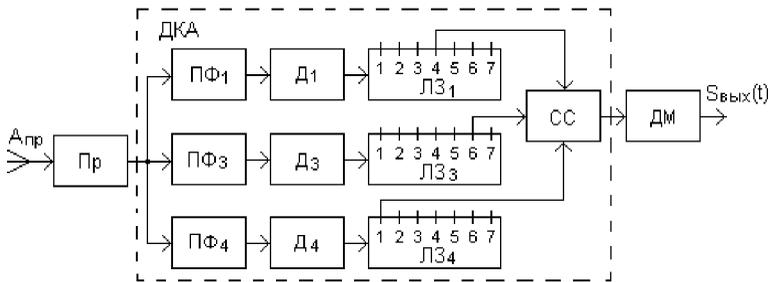


Рис.3.34 Структурная схема приёмного канала АССС.

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 АССС. 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 – временно'го адреса.
3. Что представляет собой частотно – временна'я 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?

Глава 4 КОНТРОЛЬ РАБОТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

4.1 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.

4.2 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. 4.1.

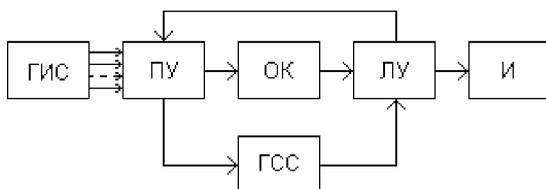


Рис. 4.1. Структурная схема внешнего контроля

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 испыта-

тельных 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 елей 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.

4.3 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. 4.2).

Измерительной пирамидой называют такую последовательность измерения и отображения результатов, когда низшие звенья – функциональные устройства (объекты контроля ОК₁, ОК₂, ОК_n на рис. 4.2) – 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

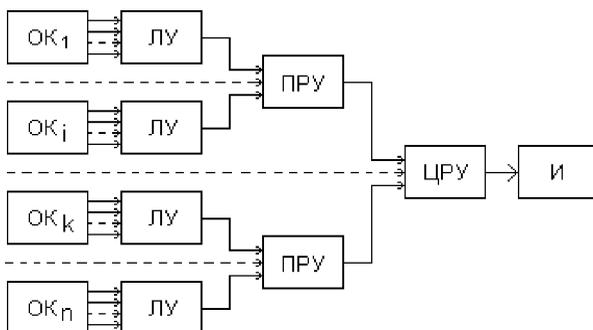


Рис. 4.2. Структурная схема встроенного контроля (принцип измерительной пирамиды)

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

Современный летательный аппарат представляет собой сложный объект управления его движением. Управление предполагает определение в полёте действительного закона движения и сравнение его с требуемым. Решение этой задачи возлагается на технические средства бортовой и наземной аппаратуры, основанные на различных физических принципах определения навигационных параметров. Важное место среди этих средств занимает радиоэлектронное оборудование, удельный вес которого в составе комплекса управления непрерывно возрастает.

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.

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.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Лёзин, Ю.С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем: учеб. пособие для вузов / *Ю.С. Лёзин*. – М.: Радио и связь, 1986. – 280 с.
2. Радиотехнические системы: учеб. для вузов / *Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов*, [и др.] / под ред. *Ю.М. Казаринова*. – М.: Академия, 2008. – 590 с.
3. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / под ред. *В.Е. Дулевича*. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
4. *Дымова, А.И.* Радиотехнические системы: учебник для вузов / *А.И. Дымова, М.Е. Альбац, А.М. Бонч-Бруевич*. – М.: Сов. радио, 1975. – 440 с.
5. Радиосистемы управления: учебник для вузов / под ред. *В.А.Вейцеля*. – М.: Дрофа, 2005. – 416 с.
6. *Финкельштейн, М.И.* Основы радиолокации: учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
7. *Витицкий, А.С.* Автономные радиосистемы: учеб. пособие для вузов / *М.И. Финкельштейн*. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.
8. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие / под ред. *И.Б. Фёдорова*. – М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2003. – 672 с.
9. Системы радиосвязи: Учебник для вузов / Под ред. *Н.И.Калашикова*. – М.: Радио и связь, 1988. – 352 с.
10. Радиосвязь / под ред. *О.В.Головина*. – М.: Горячая линия – Телеком, 2000. – 288 с.
11. *Пестряков, В.Б.* Радиотехнические системы / *В.Б. Пестряков, В.Д. Кузенков* – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.
12. *Аграновский, К.Ю.* Радиотехнические системы: учеб. пособие для студентов вузов / *К.Ю. Аграновский, Д.Н. Златогуровский, В.Г. Киселёв*. – М.: Высш. школа, 1979. – 333 с.
13. *Чердынцев, В.А.* Радиотехнические системы: учеб. пособие для студентов вузов / *В.А. Чердынцев*. – Минск: «Высшая школа», 1988. – 370 с.
14. *Никольский, Б.А.* Методы радионавигационных измерений: учебн. пособие в 2 ч. Ч. 1 / *Б.А. Никольский*. – Самара: из-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2003. – 96 с.
15. *Никольский, Б.А.* Методы радионавигационных измерений: учебн. пособие в 2 ч. Ч. 2 / *Б.А. Никольский*. – Самара: из-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2003. – 99 с.
16. Радиоэлектронное оборудование / под ред. проф. *В.М. Сидорина*. – М.: Воениздат, 1990. – 288 с.
17. *Васин, В.В.* Справочник-задачник по радиолокации / *В.В. Васин, Б.М. Степанов*. – М.: Сов. радио, 1977. – 320 с.
18. *Верецака, А.И.* Авиационная радиоэлектроника, средства связи и радионавигации: учебник для вузов / *А.И. Верецака, П.В. Олянюк*. – М.: Транспорт, 1993. – 343 с.
19. *Никольский, Б.А.* Активное радиоподавление: учебное пособие / *Б.А. Никольский*. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2007. – 80 с.: ил.
20. *Беляевский, Л.С.* Основы радионавигации: учебник для вузов / *Л.С. Беляевский, В.С. Новиков, П.В. Олянюк*. – М.: Транспорт, 1982. – 288 с.
21. *Тихонов, А.П.* Радиолокационное оборудование самолётов / *А.П. Тихонов*. – М.: Транспорт, 1991. – 280 с.
22. *Белавин, О.В.* Основы радионавигации: учеб. пособие для вузов / *О.В. Белавин*. – М.: Сов. Радио, 1977. – 320 с.

23. *Авиационная радионавигация: Справочник / под ред. А.А. Сосновского.* – М.: Транспорт, 1990. – 264 с.
24. *Каганов, В.И. Радиотехника: учеб. пособие / В.И. Каганов.* – Изд. центр «Академия», 2006. – 352 с.
25. *Софронов, Н.А. Радиооборудование самолётов: учебник для авиационных техникумов / Н.А. Софронов.* – М.: Машиностроение, 1993. – 392 с.
26. *Никольский, Б.А. Самолётные антенны: учеб. пособие / Б.А. Никольский.* – Самара: СГАУ, 1999. – 62 с.
27. *Никольский, Б.А. Излучение и распространение радиоволн: учеб. пособие / Б.А. Никольский.* – Самара: СГАУ, 1999. – 32 с.
28. *Радиолокационные устройства / под ред. В.В. Григорина-Рябова.* – М.: Сов. Радио, 1970. – 680 с.
29. *Флеров, А.Г. Доплеровские устройства и системы навигации / А.Г. Флеров, В.Т. Тимофеев.* – М.: Транспорт, 1987. – 191 с.
30. *Давыдов, П.С. Эксплуатация авиационного радиоэлектронного оборудования: Справочник / П.С. Давыдов, П.А. Иванов.* – М.: Транспорт, 1990. – 240 с.
31. *Радиолокационные станции обзора земли / под ред. Г.С. Кондратенкова.* – М.: Радио и связь, 1983. – 272 с.
32. *Сосновский, А.А. Радиотехнические средства ближней навигации и посадки летательных аппаратов / А.А. Сосновский, И.А. Хаймович.* – М.: Машиностроение, 1975. – 200 с.
33. *Лобкова, Л.М. Распространение радиоволн над морской поверхностью / Л.М. Лобкова.* – М.: Радио и связь, 1991. – 256 с.
34. *Кочержевский, Г.Н. Антенно-фидерные устройства: учебник для вузов / Г.Н. Кочержевский, Г.А. Ерохин, Н.Д. Козырев.* – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
35. *Электронная техника и радиоэлектроника. Терминология. Справочное пособие.* – М.: Изд. стандартов, 1991. – 168 с.
36. *Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие / под ред. И.Б. Фёдорова.* – М.: Изд. МГТУ им. Н.Е.Баумана, 2003. – 672 с.
37. *Радиосистемы передачи информации: учеб. пособие для вузов / под ред. И.Б.Фёдорова и В.В.Калмыкова.* – М.: Горячая линия–Телеком, 2005. – 472 с.
38. *Леонов, А.И. Моноимпульсная радиолокация / А.И. Леонов, К.И. Фомичёв.* – М.: Радио и связь, 1984. – 270 с.
НТИЦ Информтехника, 1992.
39. *Радиоприёмные устройства / под ред. А.П.Жуковского.* – М.: Высшая школа, 1989. – 342 с.
40. *Радиоприёмные устройства / под ред. В.И.Сифорова.* – М.: Советское радио, 1974. – 560 с.
41. *Дробов, С.А. Радиопередающие устройства / С.А. Дробов, С.И. Бычков* – М.: Советское радио, 1969. – 720 с.
42. *Дьяконов, В.П., Образцов А.А. Электронные средства связи / В.П. Дьяконов, А.А. Образцов.* – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 432 с.
43. *Бакулев П.А. Радионавигационные системы: учебник / П.А. Бакулев* – М.: Радиотехника, 2011. – 269 с.

Учебное издание

Никольский Борис Аркадьевич

БОРТОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

Учебник

Редакторская обработка Спиридонова И.И.
Компьютерная доверстка Спиридонова И.И.

Электронный ресурс

Арт. – ЭР2/2013

Самарский государственный
аэрокосмический университет
443086 Самара, Московское шоссе, 34.

Изд-во Самарского государственного
аэрокосмического университета
443086 Самара, Московское шоссе, 34.