

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

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
университета в качестве электронного учебника

САМАРА

2013

621.396
Н 641

Автор: **Никольский Борис Аркадьевич**

Никольский, Б. А. Бортовые радиоэлектронные системы [Электронный ресурс] : [электрон. учебник] / Б. А. Никольский; Минобрнауки России, Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т). - Электрон. текстовые и граф. дан. (3,612 Мбайт). - Самара, 2013. - 1 эл. опт. диск (CD-ROM).

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. 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.

Электронный 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», изучаемой в 6 семестре.

Учебник разработан на кафедре радиотехнических устройств СГАУ.

© Самарский государственный
аэрокосмический университет, 2013

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список условных сокращений.	5
Введение.	9
Глава 1 <i>Общие сведения о радиотехнических системах</i>	11
1.1 Определения, основные задачи, решаемые радиотехническими системами	11
1.2 Радиосигнал, как носитель информации в РТС.	14
1.3 Классификация РТС.	16
1.4 Обобщённая структурная схема РТС.	20
1.5 Эксплуатационно – тактические характеристики РТС.	36
1.6 Технические характеристики РТС.	42
1.7 Энергетические характеристики РТС.	45
1.8 Линии передачи электромагнитной энергии.	53
1.9 Излучение электромагнитных волн.	82
1.10 Распространение электромагнитных волн.	91
1.11 Антенны.	101
Глава 2 <i>Методы радионавигационных измерений</i>	147
2.1 Методы измерения расстояний.	147
2.2 Методы измерения угловых координат.	170
2.3 Методы измерения скорости движения объектов.	201
2.4 Методы измерения углов ориентации летательных аппаратов.	224
2.5 Методы радиолокационного обзора пространства.	235
2.6 Методы определения местоположения объектов.	252
2.7 Методы измерения угловой скорости движения объектов.	263
2.8 Методы построения измерителей навигационных параметров следящего типа.	265
2.8 Комплексирование измерителей навигационных параметров.	279
Глава 3 <i>Радиотехнические системы передачи информации</i>	286
3.1 Общие сведения.	286
3.2 Одноканальные РТС передачи информации.	294
3.3 Многоканальные РТС передачи информации.	305
3.4 Цифровые методы передачи информации.	316
3.5 Методы защиты информации.	327
3.6 Асинхронные адресные системы передачи информации.	333
3.7 Ретрансляционные линии связи.	338
Глава 4 <i>Методы и системы радиоуправления</i>	356
4.1 Общие принципы построения систем радиоуправления.	356
4.2 Методы наведения летательных аппаратов.	361
4.3 Системы радиотеленаведения.	371

4.4 Системы командного радиотелеуправления	382
4.5 Системы самонаведения	388
4.6 Корреляционно – экстремальные системы радиуправления	404
Глава 5 <i>Контроль работы радиоэлектронных систем</i>	410
5.1 Общие сведения	410
5.2 Построение КПА внешнего контроля	412
5.3 Системы встроенного контроля	413
Библиографический список	416

СПИСОК УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- А – антенна приёмно – передающая.
АБ – абонент.
АВУ – анализирующее и вычислительное устройство.
АД – амплитудный детектор.
АИМ – амплитудно – импульсная модуляция.
АК – акселерометр.
АМ – амплитудная модуляция.
А_п – антенна передающая.
АП – антенный переключатель.
АПП – антенная поворотная платформа.
А_{пр} – антенна приёмная.
АПЧ – автоматическая подстройка частоты.
АРУ – автоматическая регулировка усиления.
АС – антенная система.
АСД – автоматическое сопровождение целей по дальности.
АСН – автоматическое сопровождение целей по направлению.
АСС – автоматическое сопровождение целей по скорости.
АУС – анализатор уровня сигнала.
АФАР – активная фазированная антенная решётка
АЦП – аналого-цифровой преобразователь.
АЧ – анализатор частоты.
АЧМ – амплитудно – частотная модуляция.
АЧ РТС – аппаратурная часть РТС
АЧХ – амплитудно – частотная характеристика.
БИД – блок измерения дальности.
БНП – блок навигационных поправок.
БС – базовая станция
БФ – буферный каскад.
В – вентиль.
ВЗ – вентиль запрета.
ВКС – выделение командных сигналов.
ВПл – вертикальная плоскость.
ВПП – взлётно – посадочная полоса.
ВР – временной различитель.
ВСР – выделение сигналов рассогласования.
ВСС – выделение сигналов синхронизации.
ВУ – видеоусилитель.
ВУМ – выходной усилитель мощности.
ВхУ – входное устройство.
ВЦ – входная цепь.
Г – генератор (гетеродин).
ГВЧ – генератор высоких частот.
ГГК – генератор гармонических колебаний.
ГИС – генератор импульсов считывания.
ГМИ – генератор масштабных импульсов.
ГМК – генератор модулирующих колебаний.
ГНЧ – генератор низких частот.
ГОН – генератор опорного напряжения.
ГОЧ – генератор опорной частоты.
ГП – генератор перестройки (поиска).
ГПл – горизонтальная плоскость.
ГПН – генератор пилообразного напряжения.
ГРМ – глиссидный радиомаяк.
ГС – генератор строба.
ГСИ – генератор селекторных импульсов.
ГСН – головка самонаведения.
ГУН – генератор управляющего напряжения.
Д – детектор.
ДДП – датчик дополнительных параметров.
ДИП – датчик измеренных параметров.
ДИСС – доплеровский измеритель скорости и угла сноса.
ДК – декодер.
ДМ – демодулятор.

ДНА (д.н.а.) – диаграмма направленности антенны.
ДНК – демодулятор несущих колебаний.
ДПЛА – дистанционно пилотируемый летательный аппарат.
ДС – дискриминатор.
ДТ – динамическая траектория.
ДТИ – датчик текущего изображения.
ДТП – датчик требуемых параметров.
ДСО – детектор сигнала ошибки.
ДСП – дополнительный селектор целей.
ДЧ – делитель частоты
ДЭИ – датчик эталонного изображения.
ЗАК – зенитный артиллерийский комплекс.
ЗГ – задающий генератор.
Зм – Земля.
ЗП – запросщик.
ЗУ – запоминающее устройство.
ЗУР – зенитная управляемая ракета.
И – индикатор (измеритель).
ИАП – источник активных помех
ИВП – источник внутренних помех.
ИГ – измерительный генератор.
ИИ – источник информации.
ИИЦ – источник информации о цели.
ИКО – индикатор кругового обзора.
ИН – интегратор.
ИНС – инерциальная навигационная система.
ИПП – источник пассивных помех.
ИУ – исполнительное устройство.
К – коммутатор.
КА – космический аппарат.
КВ – квантователь.
КГ – кварцевый генератор.
КД – калибратор длительности.
ККС – кодирование командных сигналов.
КМ – кольцевой мост.
КМП – компенсатор.
КНД – коэффициент направленного действия.
КОМ – коммутатор.
КОР – коррелятор.

КОС – канал опорного сигнала.
КП – командный пункт.
КПД – коэффициент полезного действия
КПл – картинная плоскость.
КРЛ – командная радиолиния.
КРМ – курсовой радиомаяк.
КРТУ – командное радиотелеуправление.
КСО – канал сигнала ошибки.
КСС – кодирование сигналов синхронизации.
КТ – кинематическая траектория.
КУ – кодирующее устройство.
ЛА – летательный аппарат.
ЛБВ – лампа бегущей волны.
ЛВ – линия визирования.
ЛЗ – линия задержки.
ЛОВ – 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.
ОП – опорный пункт.
ОПИ – обратный преобразователь информации.
ОТ – ответчик.
ОУ – окончательное устройство (оконечный усилитель).
П – передатчик.
ПВО – противовоздушная оборона.
ПДН – переключатель диаграммы направленности.
ПДУ – пульт дистанционного управления.
ПИ – преобразователь информации.
ПК – получатель команд.
ПКД – переменный коэффициент деления.
ПНК – пилотажно – навигационный комплекс.
Пр – приёмник.

ПС – преобразователь сигналов.
Пс – плотность потока мощности отраженных сигналов.
ПСС – приёмник сигналов синхронизации.
ПтИ – потребитель информации.
ПУ – предварительный усилитель.
ПФ – полосовой фильтр.
Пц – плотность потока мощности сигналов облучения цели.
ПЧ – преобразователь частоты.
Р – ракета.
РЛС – радиолокационная станция.
РМ – радиомаяк.
РСА – РТС с синтезированной апертурой антенны.
РСН – равносигнальное направление.
РСП – равносигнальная плоскость.
РТВ – расчётная точка встречи.
РТС – радиотехническая система.
РТС ОЦУ – РТС обзора и целеуказания.
РТС ПИ – РТС передачи информации.
РЦ – рециркулятор.
РФ – режекторный фильтр.
РЭО – радиоэлектронное оборудование.
РЭС – радиоэлектронное средство.
С – синхронизатор.
СВ – схема вычитания.
СВЗ – схема временной задержки.
СВЧ – сверхвысокие частоты.
СД – строб дальности.
СДЦ – селектор движущихся целей.
СЗ – схема захвата.
СИ – счётчик импульсов.
СКП – система комплексной перестройки.
СМ – смеситель.
СОО – схема оптимальной обработки.
СП – система поиска.
СПЗ – система поиска и захвата.
СПЦ – станция подсвета цели.
СРС – среда распространения сигналов.
СС – схема совпадений.
СУА – система управления антенной
СУЗ – система управляемой задержки.
СФ – согласованный фильтр.

СЧ – синтезатор частоты.
УВ – устройство восстановления.
УВД – управление воздушным движением.
УВЧ – усилитель высокой частоты.
УГ – управляемый генератор.
УДЧ – усилитель доплеровских частот.
УК – уплотнение каналов.
УКВ – ультракороткие волны.
УМ – умножитель.
УНЧ – усилитель низкой частоты.
УПУ – устройство порогового уровня.
УПЧ – усилитель промежуточной частоты.
УС – устройство суммирования.
УСД – устройство сканирования диаграммы направленности антенны..
УУ – устройство управления.
УУПЧ – узкополосный усилитель промежуточной частоты.
УФК – устройство формирования командных сигналов.
УФС – устройство формирования стро-ба.
УЧ – умножитель частоты.
Ф – фильтр.
ФАР – фазированная антенная решётка.
ФВ – фазовращатель.
ФВЧ – фильтр высоких частот.
ФД – фазовый детектор.
ФКС – формирователь командных сигналов.
ФМС – формирователь модулирующих сигналов.
ФНЧ – фильтр низких частот.
ФОС – формирователь опорного сигнала.
ФСС – формирователь сигналов синхронизации.
ФСУ – формирователь сигналов управления.
ФТ – фактическая траектория.
ФЦ – формирующая цепь.
Ц – цель.
ЦАП – цифроаналоговый преобразователь.

ЦЗС – цифровое запоминание сигналов.

Ц.М. – центр масс.

ЦУС – центральный узел связи.

ЧД – частотный детектор.

ЧМ – частотная модуляция.

ШПС – шумоподобный сигнал.

ЭВП – электронно – вакуумный прибор.

ЭВМ – электронно – вычислительная машина.

ЭД – электродвигатель.

ЭДС – электродвижущая сила.

ЭЛТ – электронно – лучевая трубка.

ЭМВ – электромагнитная волна.

ЭПР – эффективная поверхность рассеяния.

ЭЦ – энергетический центр.

ВВЕДЕНИЕ

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 забывать то, что легко можно найти в монографиях, в обзорных и оригинальных статьях. Но он должен научиться читать эти источники, должен изучить язык, на котором они написаны, должен знать общие теоретические принципы, на которых основан изучаемый предмет. Получение таких знаний является основной целью данного учебника.

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.

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.

Многообразие задач, решаемых с помощью РЭС, определяется назначением систем. Наиболее широко РЭС используются в авиации и космонавтике, поэтому в учебнике в большинстве примеров рассмотрены задачи, решаемые бортовыми системами летательных аппаратов (ЛА).

В настоящее время существует большое количество учебной литературы, посвящённой теоретическим основам радиотехнических (радиоэлектронных) систем [1-10]. 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 радиотехнических системах, основные методы радионавигационных измерений, используемых в радиолокации и радионавигации, принципы построения и работы радиотехнических систем передачи информации и радиоуправления, приведены примеры технической реализации различных систем. В настоящее время весьма актуальной является проблема защиты летательных аппаратов от поражения радиоуправляемым оружием. Поэтому в учебнике уделено достаточно большое внимание методам и средствам радиоэлектронного противодействия.

Главное внимание в учебнике обращено на физическую сторону рассматриваемых явлений и процессов. Однако, приведённые математические выражения позволяют при необходимости произвести количественную оценку многих параметров аппаратуры, в которой используются рассматриваемые методы измерений.

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.

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

Часть 1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

1.1 Определения, 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 радио\электронных 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, реализованных в этих системах, позволяет применять их во многих областях науки и техники, не связанных с авиацией и космонавтикой. Это управление технологическими процессами и подвижными объектами, осуществление различных видов радиосвязи, обзор и исследование атмосферного и космического пространства и многое другое.

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

- Радиосигналы в однородной среде распространяются прямолинейно.

- Скорость распространения радиосигналов в свободном пространстве постоянна и известна с достаточной на сегодняшний день точностью.

- Радиосигналы способны отражаться от физических объектов и неоднородностей среды, встречающихся на пути их распространения.

- Частота радиосигналов, принимаемых измерителем, изменяется в зависимости от скорости перемещения источника сигналов и измерителя друг относительно друга.

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

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

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение 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 РТС

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

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

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

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

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

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

$$g_c = P_c / P_{ш}. \quad (1.3)$$

Произведение :

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

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

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

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

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

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

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

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

$$\Delta F \geq \Delta f. \quad (1.7, a)$$

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

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

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

$$g_c \geq G. \quad (1.7, в)$$

Произведение

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

называют ёмкостью информационной системы.

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

$$V_{ис} \geq V_c. \quad (1.9)$$

Вопросы для самоконтроля

1. Какие зависимости положены в основу работы любой РТС?
2. Что представляют собой информационные параметры сообщений?

3. Какие параметры радиосигнала определяют его объём?
4. Назовите основные принципы согласования информационной системы с параметрами радиосигналов.
5. Дайте определение информационной ёмкости системы.

1.3 Классификация РТС

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

- Системы передачи информации. К таким системам относят системы радиосвязи, радиовещания, телевидения, телеметрии.
- Системы извлечения информации. Это системы радиолокации, радионавигации, радиоастрономии, радиоразведки.
- Системы 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 за-

кладывается 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.

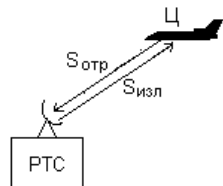


Рис.1.1 Активная РТС.

Полуактивные РТС являются двухпозиционными системами. Приёмник и передатчик в таких системах расположены в различных местах пространства или на различных объектах.

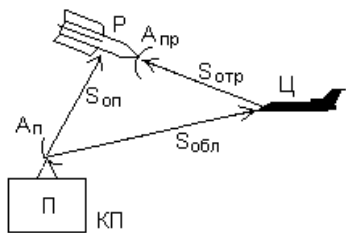


Рис.1.2 Полуактивная РТС.

Примером полуактивной РТС является система наведения тактических ракет в комплексах ПВО (рис.1.2). Передатчик системы П, расположенный на командном пункте КП, производит облучение цели Ц $S_{обл.}$, а приёмник, извлекающий информацию о цели из отражённых сигналов $S_{отр.}$, размещён на ракете Р.

Аппаратура ракеты принимает также опорный сигнал $S_{оп}$ от передатчика командного пункта. Определение «командный пункт» обозначает обобщённое понятие места взлёта или пуска или старта летательного аппарата, управляемого радиотехнической системой. Командный пункт может находиться на земле или на каком-либо носителе, например, надводном судне, самолёте-

ракетоносце. Передатчик такой системы часто называют станцией подсвета цели СПЦ.

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

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

В активных РТС с активным ответом сигналы передатчика РТС (запросчика) $S_{зпр}$ ретранслируются специальным приёмопередатчиком (ответчиком), установленным на объекте взаимодействия ОВ (рис.1.3). Ответчик принимает сигналы запроса, которые вызывают излучение ответных сигналов, генерируемых передатчиком ответчика $S_{отв}$. Ответные сигналы могут иметь мощность значительно большую, чем отражённые сигналы в активных системах, поэтому применение активного ответа позволяет существенно повысить дальность действия системы. Кроме того, ответный сигнал часто используется для передачи дополнительной информации с объекта взаимодействия.

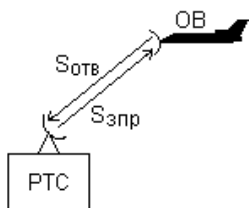


Рис.1.3 Активная РТС с активным ответом.

Системы такого типа используются в радиоуправлении, телеметрии, при стыковке космических аппаратов, в системах опознавания типа «свой – чужой» и т.д.

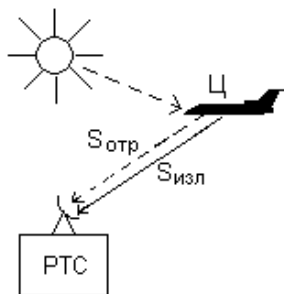


Рис.1.4 Пассивная РТС.

Пассивные РТС используют собственное радиоизлучение самих объектов взаимодействия $S_{изл}$ или отражённые сигналы естественных облучателей $S_{отр}$ (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

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, вы-

приёмник находятся в одном месте, кодер и декодер, а также модулятор и демодулятор объединяют в устройства, называемые модемом 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 масса-габаритные характеристики аппаратуры и упрощает размещение её на объектах. Другим примером могут служить радионавигационные пеленгаторы, 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 режиме, различают мощность в импульсе и среднюю мощность за период повторения импульсов. Импульсная мощность, как правило, превышает среднюю мощность в сотни и тысячи раз.

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

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

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

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

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

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

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

Однокаскадное построение передатчиков (рис.1.6) применяют, на-



Рис.1.6 Структурная схема однокаскадного передатчика.

пример, в бортовых метеонавигационных РЛС, в которых в качестве генераторов, формирующих несущие колебания, используют мощные СВЧ генераторы, работающие в импульсном режиме излучения.

Синхронизатор С, определяющий период следования излучаемых импульсов, запускает формирователь модулирующих сигналов ФМС, который формирует видеоимпульсы необходимой амплитуды и дли-

тельности. Эти импульсы возбуждают генератор высокой частоты ГВЧ, вырабатывающий радиоимпульсы такой же длительности. Передающая антенна A_n преобразует высокочастотные сигналы ГВЧ в электромагнитную волну, распространяющуюся в пространстве.

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

Структурная схема многокаскадного передатчика приведена на рис.1.7.

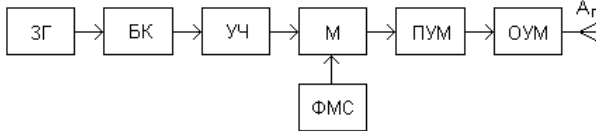


Рис.1.7 Структурная схема многокаскадного передатчика.

Маломощный задающий генератор ЗГ с кварцевой стабилизацией формирует колебания несущей частоты.

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

Частота кварцевых автогенераторов обычно не превышает 100 МГц [58]. Поэтому при частоте передатчика больше данного значения в схему включают умножители частоты УЧ, повышающие частоту сигнала в необходимое число раз.

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

В модуляторе М осуществляется модуляция несущих колебаний, т.е. осуществляется изменение какого-либо параметра сигнала (ам-

плитуды, 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 (табл. 1.1), например, передатчики метровых волн, сантиметровых волн и т.д.

По средней мощности излучаемых радиосигналов различают передатчики малой (до 10 Вт), средней (от 10 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, использо-

вание 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-

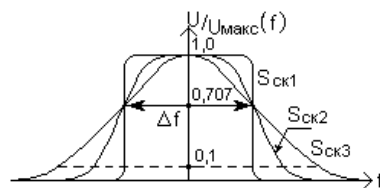


Рис.1.8 Нормированные АЧХ с различной крутизной скатов. $S_{ск1} > S_{ск2} > S_{ск3}$.

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

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

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.

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. Коэффициент 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.

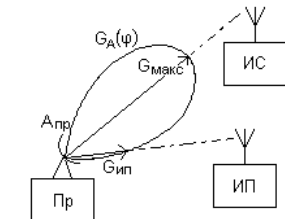


Рис.1.9 Пространственная избирательность приёмного канала.

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

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

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

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

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

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

АРУ представляет собой систему отрицательной обратной связи, работающей по принципу обратного регулирования. Такую систему подключают к выходу УПЧ приёмника. Амплитудный детектор АРУ создаёт постоянное напряжение, пропорциональное уровню принимаемых колебаний. Это напряжение подают на регулируемые каскады линейной части приёмника в качестве дополнительного смещения. Чаще всего изменяют смещение в УВЧ и первых каскадах УПЧ.

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

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

применением, как правило, кварцевой стабилизации частоты и системы автоматической подстройки частоты АПЧ.

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

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.

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

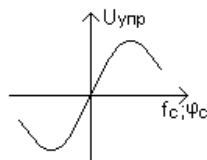


Рис.1.10 Переходная характеристика чувствительного элемента АПЧ.

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.

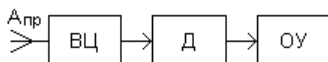


Рис.1.11 Структурная схема детекторного приёмника.

Самый простой приёмник называется детекторным (рис.1.11).

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

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

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

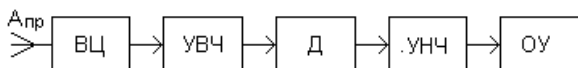


Рис.1.12 Структурная схема приёмника прямого усиления.

входной цепи усилителя высокой частоты УВЧ. В большинстве слу-

ев УВЧ имеет один или два резонансных каскада. Чем чище 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 приём-

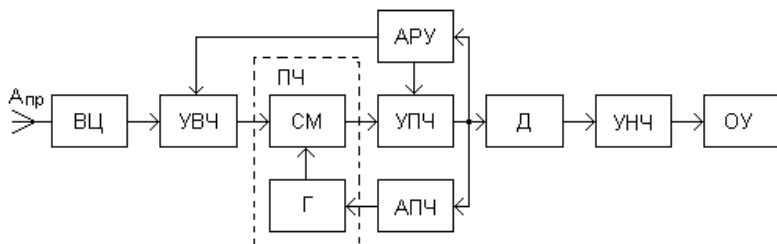


Рис.1.13 Структурная схема супергетеродинного приёмника.

никах спектр, принимаемого антенной $A_{пр}$ сигнала, переносится в область частот, в которой наилучшим образом можно произвести усиление. Поэтому отличием супергетеродинного приёмника от других является включение в его схему преобразователя частоты ПЧ и усилителя промежуточной частоты УПЧ. Остальные элементы такие же, как и в приёмнике прямого усиления.

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).

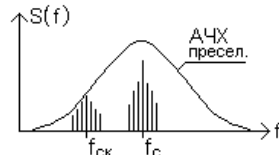


Рис.1.14 Приём сигналов по соседнему каналу.

Зеркальный канал образуется внешней помехой на частоте

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

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

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

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

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

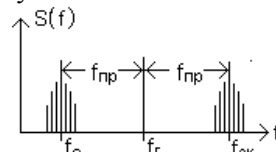


Рис.1.15 Приём сигналов по зеркальному каналу.

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

Прямой канал приёма образуется, когда помеха на входе преобразователя ПЧ имеет частоту, равную промежуточной частоте и проходит без преобразования в последующий за преобразователем УПЧ. Для повышения помехозащищённости по каналу прямого 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_c и тем самым осуществляют фильтрацию помех по зеркальному и прямому каналам приёма. Однако на сверхвысоких частотах, на которых работает большинство бортовой аппаратуры получить фильтры с приемлемыми селективными свойствами невозможно по следующим причинам.

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

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

В пределе значения L и C становятся соизмеримыми с паразитными межэлектродными ёмкостями активных элементов, индуктивностями выводов, межвитковыми ёмкостями катушек, реактивностями монтажа и т.п. Паразитные элементы уменьшают добротность контуров, не позволяют получить высокую крутизну скатов АЧХ, обеспечивающих необходимую частотную избирательность. Учесть влияние паразитных элементов практически невозможно из-за их случайного, непредсказуемого характера. Поэтому основную селекцию помех со-

седнего 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 :

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

с помощью сигналов гетеродина

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

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

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

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

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

Разностную частоту используют в качестве новой несущей частоты выходных сигналов преобразователя и называют её промежуточ-

ной 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 $8 \cdot 10$ кГц, а для частотно-модулированных сигналов 250 кГц. В радиолокационных приёмниках полосу пропускания УПЧ выбирают в пределах $1 \cdot 10$ 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).

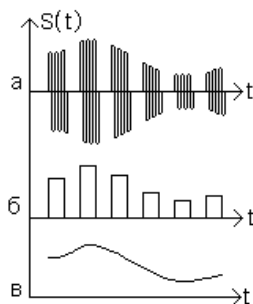


Рис.1.16 Преобразование сигналов с амплитудно – импульсной модуляцией.

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 много каскадного 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 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

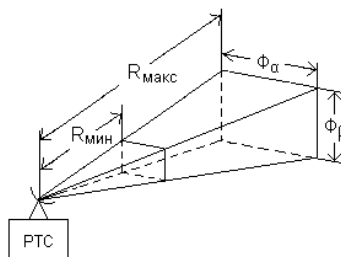


Рис.1.17 Рабочая зона действия РТС.

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 закономерности. Такие ошибки являются следствием воздействия на сигнал различных случайных помех или случайных изменений состояния измерительных устройств (например, воздействие вибраций, пульса-

ций 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

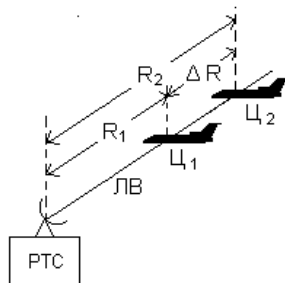


Рис. 1.18 Разрешающая способность РТС по дальности.

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

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

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

Разрешающая способность по угловым координатам (азимуту α и углу места β) определяется минимальным углом между направлениями на две равноудалённые цели в горизонтальной (азимутальной ζ_2 и ζ_3) $\Delta\alpha_{\text{мин}}$ или вертикальной (угломестной ζ_1 и ζ_2) $\Delta\beta_{\text{мин}}$ плоскостях,

при котором отметки этих целей на экране индикатора наблюдаются еще раздельно. Если $\Delta\alpha = (\alpha_2 - \alpha_3) > \Delta\alpha_{\text{мин}}$ или $\Delta\beta = (\beta_2 - \beta_1) > \Delta\beta_{\text{мин}}$ – разрешение есть; если $\Delta\alpha < \Delta\alpha_{\text{мин}}$ или $\Delta\beta < \Delta\beta_{\text{мин}}$ – разрешения нет (рис.1.19).

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

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

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

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

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

$$L = R_{ц} \sin \Theta_A \approx R_{ц} \Theta_A = R_{ц} \lambda / d_A \tag{1.23}$$

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

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

$$\Delta V = k (\Delta\alpha \cdot \Delta\beta \cdot \Delta R), \tag{1.24}$$

где k – коэффициент пропорциональности.

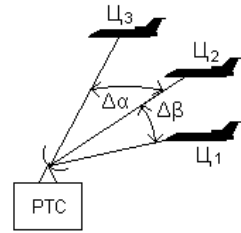


Рис.1.19 Разрешающая способность РТС по угловым координатам.

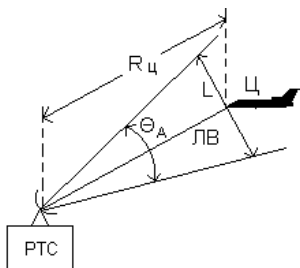


Рис.1.20 Линейный раскрыв диаграммы направленности антенны.

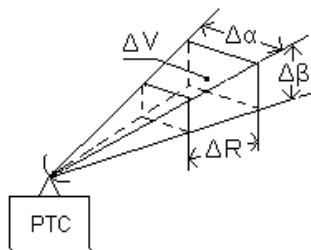


Рис.1.21 Объём разрешаемого пространства.

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

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

Пропускная способность

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

Быстродействие

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

Определяется быстродействие временем установления t_y

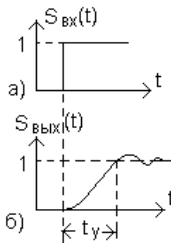


Рис.1.22 Определение быстродействия РТС.

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

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 превышают затраты на их проектирование и производство. Особенно остро вопросы экономичности встают при эксплуатации систем, размещаемых на подвижных объектах. В этом случае необходимо учитывать также стоимость транспортировки каждого килограмма веса аппаратуры и обслуживающего персонала.

Эргономичность

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

Вопросы для самоконтроля

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

1.6 Технические характеристики РТС

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

Частота (диапазон частот) несущих колебаний

Частота несущих колебаний имеет исключительно большое значение для свойств и возможностей РТС. От частоты радиосигналов зависят особенности их распространения, отражения и рассеяния. Для излучения и приёма радиосигналов приходится использовать различные типы антенн, различные виды активных и пассивных элементов высокочастотных трактов передающих и приёмных каналов РТС, электрические и конструктивные параметры которых в значительной степени определяются частотой колебаний.

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 харак-

теристик 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.

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).

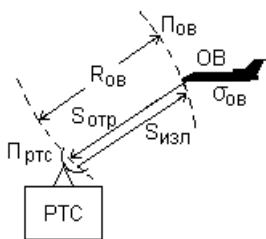


Рис. 1.23 К выводу основного уравнения дальности РТС.

Сигналы передатчика РТС облучают объект ОВ, например самолёт, находящийся на расстоянии $R_{об}$. При изотропном излучении, т.е.

равномерном по всем направлениям (isos – равный + tropos – поворот, направление), мощность передатчика $P_{\text{п}}$ равномерно распределяется по площади сферической поверхности

$$S_{\text{сф}} = 4\pi R^2, \quad (1.28)$$

где R – радиус сферы.

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

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

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

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

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

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

Отражающие свойства точечных объектов характеризуют коэффициентом $\sigma_{\text{ов}}$, 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 таблице 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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Обозначим минимально допустимое превышение сигнала над шумом на входе приёмного канала

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

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

Иногда коэффициент $n_{\text{р}}$ называют коэффициентом различимости [16].

Из (1.37) находим

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

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

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

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

$$N_{\text{o}} = k_{\text{ш}} k T_{\text{o}}, \quad (1.40)$$

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

Определим минимальную мощность отраженного сигнала на входе приёмника

$$P_{\text{пр.мин}} = n_{\text{р}} k_{\text{ш}} k T_{\text{o}} \Delta f_{\text{пр}}. \quad (1.41)$$

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

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

При работе РТС с импульсным режимом излучения имеется возможность временно/й 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

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

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

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

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

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

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

а мощность сигнала на входе приёмника

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{птс}} S_{\text{А}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_{\text{с}}}{(4\pi)^2 R^2}. \quad (1.46)$$

где $\gamma_{\text{с}}$ - коэффициент потерь при одностороннем распространении сигнала.

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

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

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)

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

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

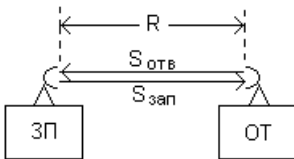


Рис. 1.25 Запросная линия связи с активным ответом.

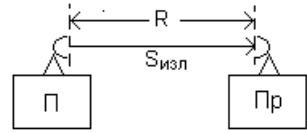


Рис. 1.24 Беззапросная линия связи.

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 $P_{\text{п}}$, получим:

для запросной системы с пассивным ответом:

$$P_{\text{п.мин}} = \frac{(4\pi)^3 P_{\text{пр.мин}} R_{\text{ов.макс}}^4}{G_{\text{п}} \sigma_{\text{ц}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_{\text{с}}} \quad (1.50)$$

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.

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

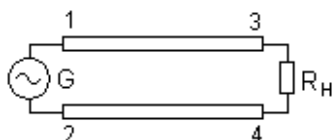


Рис.1.26 Схема фидерной линии.

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 появ-

ляться 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.

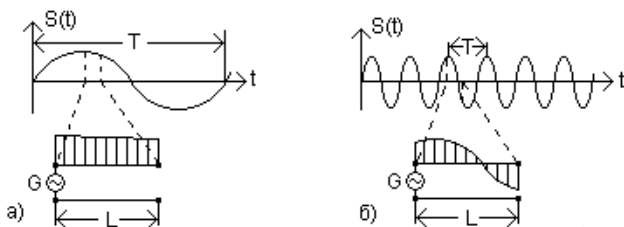


Рис.1.27 Распределение тока (напряжения) в длинной линии.

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 .

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

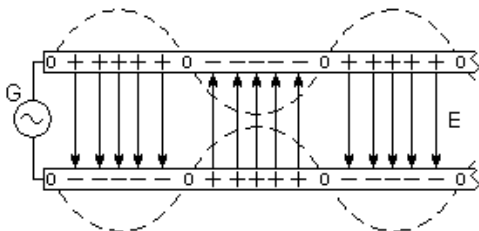


Рис.1.28 Распределение электрического поля вдоль линии

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.

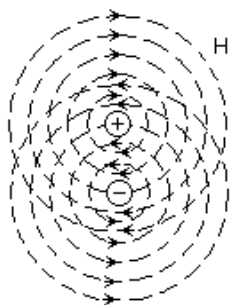


Рис.1.29 Распределение магнитного поля в линии.

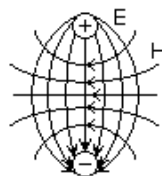


Рис.1.30 Взаимное расположение электрического и магнитного полей в линии

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.

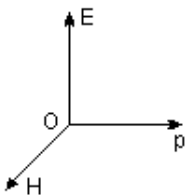


Рис.1.31 К определению направления движения электромагнитной волны.

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 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 $R_H = \rho$ (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.

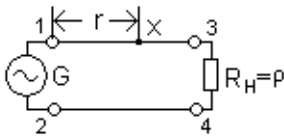


Рис.1.32 Схема согласованной линии.

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

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

где $P_{вх}$ и $P_{н}$ – 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.

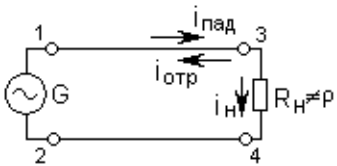


Рис.1.33 Не согласованная линия

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

$$i_{отр} = i_{пад} - i_n, \tag{1.61}$$

откуда

$$i_n = i_{пад} - i_{отр}. \tag{1.62}$$

Напряжение на нагрузке равно

$$u_n = R_n i_n = R_n (i_{пад} - i_{отр}). \tag{1.63}$$

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.

$$u_n = u_{пад} + u_{отр}. \tag{1.64}$$

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

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

Амплитуды отражённых волн можно определить по известным амплитудам падающих волн

$$I_{отр.} = k_i I_{пад.}; \quad U_{отр.} = k_u U_{пад.}. \tag{1.66}$$

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.

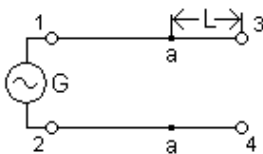


Рис.1.34 Разомкнутая линия

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.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Учитывая, что

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

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

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

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

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 удвоенному 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). Для этого линию разобьём на участки равные $\lambda/8$. Фазу напряжения падающей волны на конце ли-

нии примем за начальную, и относительно неё будем отсчитывать фазы падающих и отражённых волн во всех точках линии.

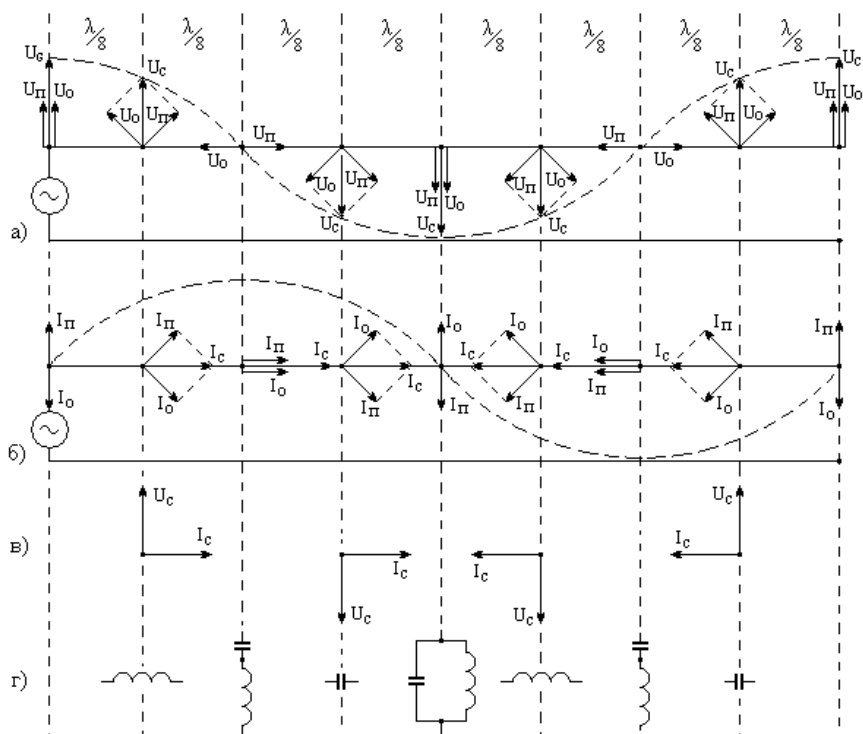


Рис. 1.35 Векторные диаграммы стоячих волн в разомкнутой линии.

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 отстает 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 ли-

нии. Из этого графика видно, что на одних участках линии напряже- ние 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 соот- ветственно 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 индук- тивности.

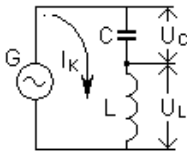


Рис.1.36 Последовательный колебательный контур.

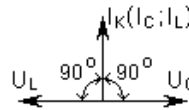


Рис.1.37 Векторные диаграммы токов и напряжений в последо- вательном контуре.

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 ин- дуктивности

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

Ток, протекающий по ёмкости I_C , опережает напряжение U_C на 90° и на такую же величину ток, протекающий по индуктивности I_L , отстаёт 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

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

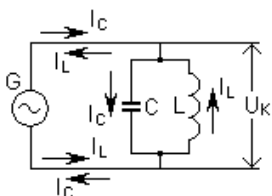


Рис.1.38 Параллельный колебательный контур.

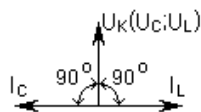


Рис.1.39 Векторные диаграммы токов и напряжений в параллельном контуре.

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

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

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 полувольт

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

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.

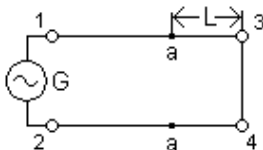


Рис.1.40 Короткозамкнутая линия.

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 характерные 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

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

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

$$i_{a \text{ пад.}}(t) = I_{\text{пад.}} \sin \omega \left(t + \frac{L}{c} \right); \quad (1.101)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$\begin{aligned} i_{\text{ст.}}(t) &= 2 I_{\text{пад.}} \cos mL \sin \omega t; \\ u_{\text{ст.}}(t) &= 2U_{\text{пад.}} \sin mL \cos \omega t; \end{aligned} \quad (1.108)$$

где $2I_{\text{пад.}} \cos mL = I_{\text{ст.}}$ и $2U_{\text{пад.}} \sin mL = U_{\text{ст.}}$ - 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 таблице 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

$$R_H \ll \rho. \tag{1.109}$$

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.

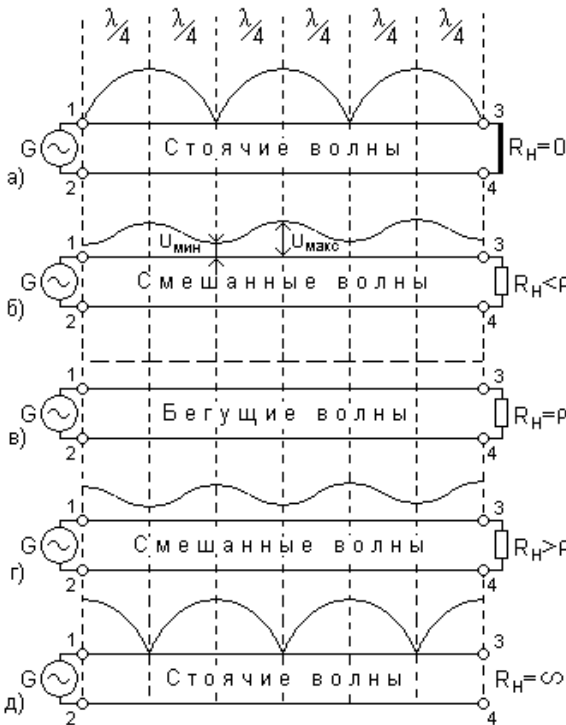


Рис.1.41 Работа линии при различных нагрузках.

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

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

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 неравно волновому сопротивлению, то в конце линии поглощается только часть энергии падающей волны. Остальная

пучностей получается напряжение $U_{\text{макс}}$, равное сумме этих напряжений, но меньше, чем удвоенное напряжение падающей волны. Чем ближе нагрузочное сопротивление $R_{\text{н}}$ 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 $K_{\text{б.в.}} = 1$, при чисто стоячей волне $K_{\text{б.в.}} = 0$. В режиме смешанных волн $K_{\text{б.в.}}$ может изменяться от нуля до единицы.

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

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

После некоторых преобразований можно получить следующее выражение для коэффициента бегущей волны

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

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 $R_n = \rho$.

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 1 диаметром 176 мм. Расстояние между проводами должно быть меньше четверти длины волны. Обычно это расстояние составляет 5730 см и поддерживается постоянным с помощью изоляторов 2.

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.

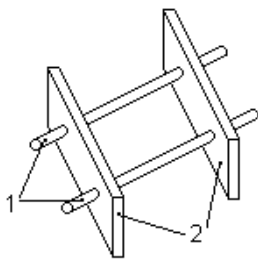


Рис.1.42 Воздушная линия.

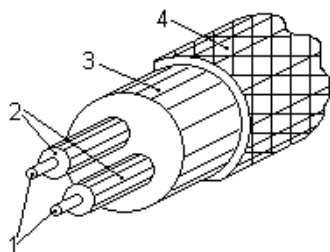


Рис.1.43 Экранированная линия.

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 вы-

сокую мощность, чем по воздушной линии таких же размеров. Экран устраняет антенный эффект. К недостаткам относят большую сложность изготовления и высокую стоимость такой линии.

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

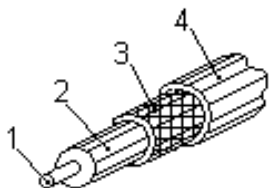


Рис.1.44 Коаксиальная линия.

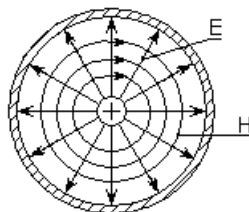


Рис.1.45 Электрическое и магнитное поля в коаксиальной линии.

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 перпендику-

лярно. 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.

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). 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 .

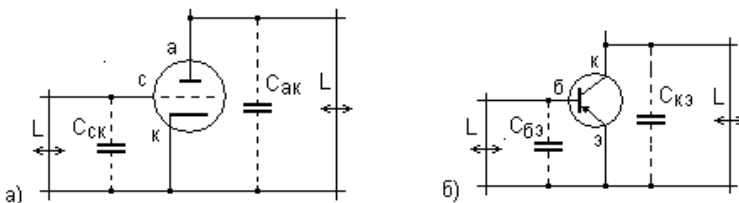


Рис 1.46 Применение линий в генераторах СВЧ: а) ламповый генератор; б) полупроводниковый генератор.

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

$$P = I^2 R, \quad (1.113)$$

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). В этом случае часть передаваемой по линии энергии будет поглощена нагрузкой, а часть – в виде отражённой волны - будет рас-

пространяться по линии в обратном направлении, и в линии будет возникать режим смешанных волн.

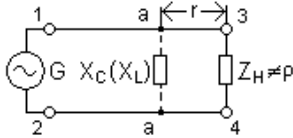


Рис.1.47 Согласование линии с нагрузкой

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 емкостного 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 Π (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.

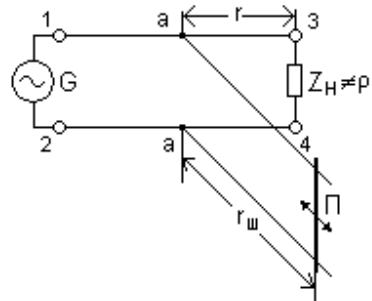


Рис.1.48 Согласование линии с помощью шлейфа.

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.

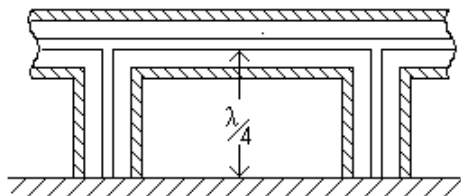


Рис.1.49 Четвертьволновая линия в качестве металлического изолятора.

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 попе-

речной 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).

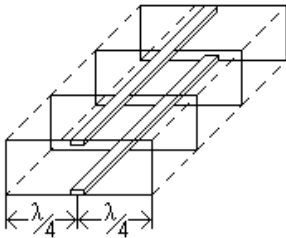


Рис.1.50 Схема превращения двухпроводной линии в волновод.

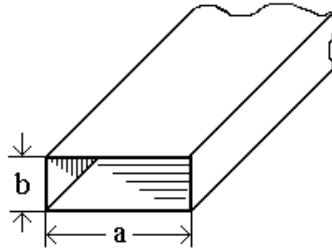


Рис.1.51 Прямоугольный волновод

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 волноводe 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, распростра-

нящихся 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 дополнительными 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.

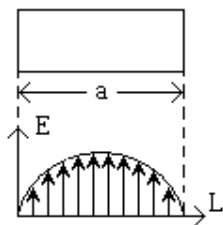


Рис.1.52 Распределение электрического поля в волноводе

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.

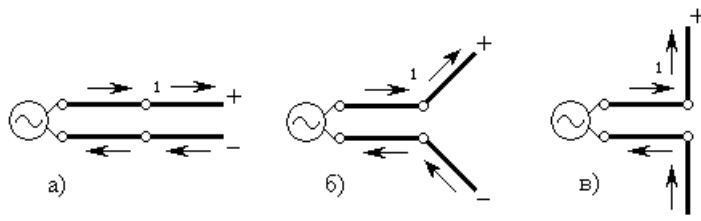


Рис.1.54 Переход от разомкнутой длинной линии а) к диполю в).

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.

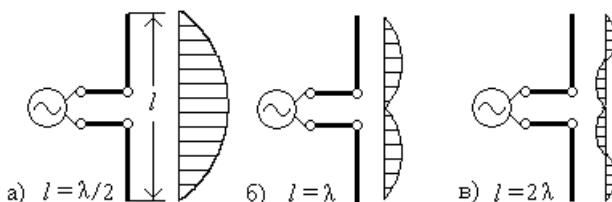


Рис.1.55 Распределение тока в диполях различной длины.

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.2.56), 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.

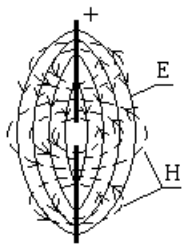


Рис.1.56 Электрическое E и магнитное H поля около диполя.

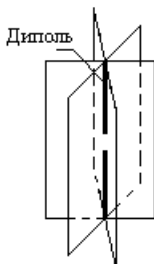


Рис.1.57 Плоскости расположения электрических силовых линий.

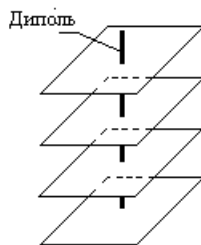


Рис.1.58 Плоскости расположения магнитных силовых линий.

Излучение 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 электрического 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 $t = T / 2$ (ⓐ на рис.1.59,б) заряд вибратора вновь становится равным нулю и не остаётся электрических силовых линий, связанных с вибратором.

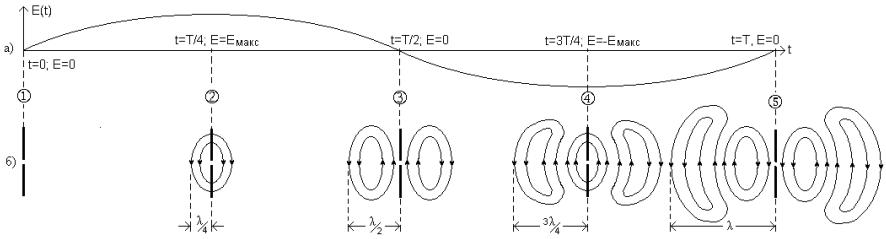


Рис.1.59 Процесс излучения электромагнитных волн.

Линии поля замыкаются сами на себя. Наибольшее расстояние силовых линий от вибратора составляет $\lambda / 2$. В следующий момент $t = 3T / 4$ (ⓐ 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 $t = T$ (ⓑ на рис.1.59,б) полностью образуется вторая полуволна излучённого поля, и далее процесс повторяется. Приведённые рисунки имеют некоторые условности:

1) Линии электрического поля располагаются не только в плоскости рисунка, но и в любой плоскости, проходящей через ось вибратора. Поэтому полное поле излучения вибратора можно представить в виде объёмной фигуры торроида с внутренним радиусом, равным радиусу вибратора (рис.1.60).

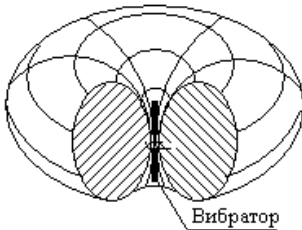


Рис. 1.60 Пространственная диаграмма излучения полуволнового вибратора (торроид).

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

ем 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.

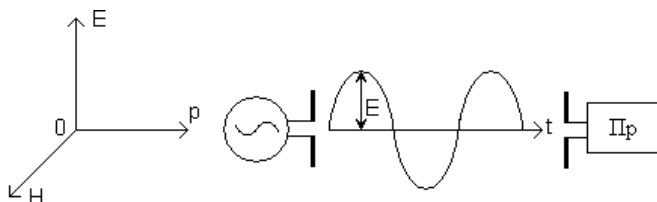


Рис.1.61 Излучение и приём вертикально поляризованных волн.

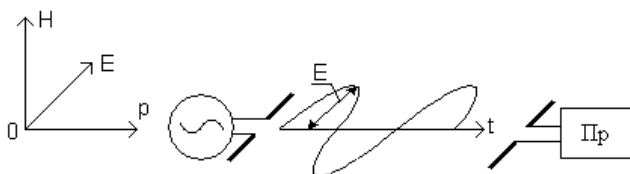


Рис.1.62 Излучение и приём горизонтально поляризованных волн.

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,

ром, 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 независимо от того, равна ли их длина сотням метров или нескольким сантиметрам. Все вибраторы длиной 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.

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

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

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

где

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

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

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

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

$$E = \rho_{св} H, \quad (1.122)$$

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

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

Плотность потока энергии зависит от расстояния до излучателя.

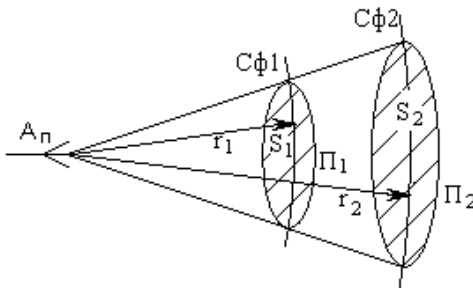


Рис. 1.63 К определению плотности потока энергии (мощности).

На рис.1.63 излучатель помещён в центре двух сферических поверхностей $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$ с радиусами r_1 и r_2 . Предположим, что сферы пересекает коническая поверхность, которая вырезает части их с площадями S_1 и S_2 . Эти площади, как и площади сферических поверхностей, пропорцио-

нальны 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).

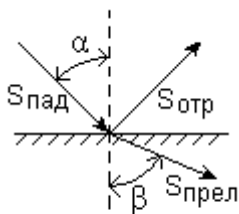


Рис. 1.64 Отражение и преломление радиоволн.

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).

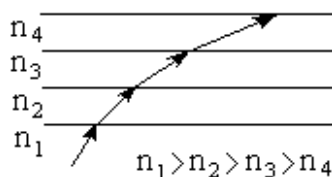


Рис.1.65 Рефракция радиоволн.

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.

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 1975г. 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 таблице 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 ДМВ
3 ГГц ? 30 ГГц	Сверхвысокие частоты СВЧ	1 ? 10 см	Сантиметровые волны СМВ
30 ГГц ? 300 ГГц	Крайне высокие частоты КВЧ	1 мм ? 1 см	Миллиметровые волны ММВ

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.

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

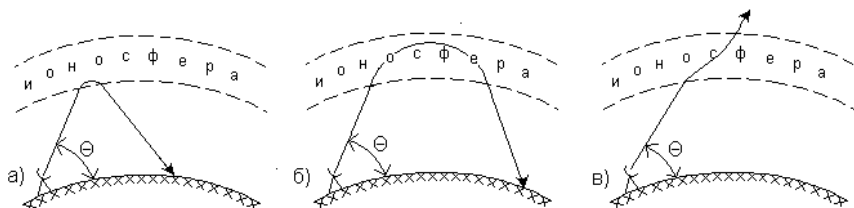


Рис.1.66 Влияние ионосферы на распространение радиоволн различной длины.
 а) $\lambda \sim 100 \text{ км} \pm 100 \text{ м}$; б) $\lambda \sim 100 \text{ м} \pm 1 \text{ м}$; в) $\lambda \sim 10 \text{ м} \pm 1 \text{ мм}$.

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 $R \approx 6370 \text{ км}$. 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.

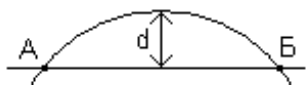


Рис.1.67 Влияние кривизны Земли на дальность радиосвязи

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

Для относительно ровной поверхности дальность связи $R_{\text{св}}$

можно определить из рис.1.68, где обозначено: 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 проводимости. 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 за-

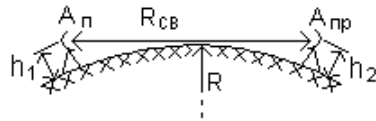


Рис.1.68 К определению дальности радиосвязи

конам 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.

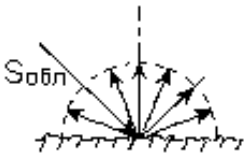


Рис.1.69 Диффузное отражение радиоволн

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 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.



Рис.1.70 Диаграмма отражения реальной земной или водной поверхности

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 полуволен

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

В этом случае отражающий объект может играть роль полуволнового 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 исчезновения, 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



Рис.1.71 К определению зоны молчания.

поверхности после отражения от ионосферы (рис.2.71). 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.3.9). 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.

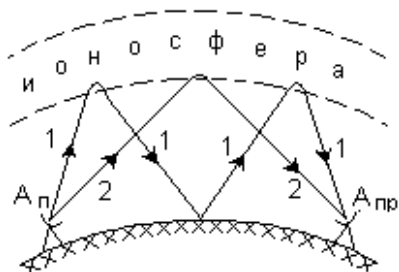


Рис. 1.72 Образование эффектов "замирания" сигналов и "радиоэхо".

При приёме относительно коротких сигналов может возникать эффект «радиоэхо», 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 на 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»?

1.11 АНТЕННЫ

Общие сведения

Антенна является одним из основных элементов любой радиотехнической системы, связанной с излучением или приёмом радиоволн. Это системы радиосвязи, телевидения, радиоуправления, радиолокации, радионавигации и др.

Термин антенна заимствован из зоологии, где латинским словом «antennae» называют длинные тонкие усики насекомых.

С помощью антенн осуществляют преобразование энергии высокочастотных электрических сигналов передатчика РТС в энергию электромагнитных волн свободного пространства или осуществляют обратное преобразование энергии электромагнитных волн свободного пространства в энергию высокочастотных электрических сигналов, подводимых ко входу приёмника РТС. В первом случае такой преобразователь называют передающей антенной, а во втором случае - приёмной антенной. Таким образом, антенна является связующим звеном РТС с окружающим пространством.

В соответствии с принципом обратимости антенн, свойства антенны, работающей в режиме передачи, не изменяются при работе этой антенны в приёмном режиме. Поэтому, рассматривая общие параметры и характеристики антенных устройств, обычно не разделяют их на приёмные и передающие, а там, где это различие принципиально необходимо, специально оговаривают режим работы антенны: передача или приём сигналов.

Направленные свойства передающих антенн позволяют концентрировать излучаемую энергию в узком секторе пространства. Это увеличивает плотность потока мощности в необходимом направлении, что, в свою очередь, позволяет реализовать большую дальность действия РТС без увеличения мощности передатчика. Кроме того, это зна-

чительно уменьшает взаимные помехи одновременно работающих различных РТС.

Направленность приёмных антенн повышает пространственную избирательность РТС, улучшает помехозащищённость приёмного канала за счёт ослабления различных внешних помех и тем самым повышает качество приёма информационных сообщений.

Физические формы и геометрические размеры антенн чрезвычайно разнообразны и зависят от рабочего диапазона частот, уровня передаваемой мощности, вида поляризации сигналов, формы требуемой диаграммы направленности и ряда других факторов.

Классификация антенн

По назначению антенны разделяют на передающие, приёмные и комбинированные.

Комбинированную антенну, т.е. одну и ту же антенну работающую и в приёмном и в передающем каналах РТС, используют в системах, в которых возможно осуществить временную развязку между режимами приёма и излучения радиосигналов. Такая возможность имеется у систем, использующих импульсный режим излучения, а также у систем, работающих в симплексном режиме радиосвязи, при котором может производиться одновременно передача (или приём) радиосигналов только в одном направлении (от simplex- простой)

По направлению излучения различают направленные и ненаправленные (изотропные) антенны (от лат *isos tropos* – равный поворот).

По конструктивному выполнению антенны разделяют на линейные и апертурные (от лат. *apertus* - открытый). Линейными называют антенны, поперечные размеры которых малы по сравнению с их длиной. Это проволочные, вибраторные, щелевые и некоторые другие виды антенн. Апертурные антенны характеризуются тем, что для них можно определить некоторую ограниченную поверхность, через которую проходит основной поток излучаемой или принимаемой энергии. Эта поверхность называется апертурой или раскрытием антенны. К этому виду относят зеркальные, рупорные, линзовые и ряд других антенн.

По частотному диапазону или диапазону длин волн антенны классифицируют в соответствии с названиями этих диапазонов например, антенны километровых волн, антенны метровых волн и т.д. Иногда

используют старые названия диапазонов: антенны длинноволнового диапазона, антенны коротковолнового диапазона, антенны диапазона ультракоротких волн (УКВ).

По размещению на объектах различают антенны стационарные, самолётные, судовые, автомобильные, наружные, комнатные и т.д.

Основные характеристики и параметры антенн

Наиболее важной характеристикой любой антенны является диаграмма направленности антенны (д.н.а.).

Диаграммой направленности антенны называют зависимость напряжённости электромагнитного поля или плотности потока мощности, создаваемой антенной в равноудалённых от неё точках, от угловых координат, определяющих направления на эти точки.

Равноудалённые от антенны точки лежат на сферической поверхности. Положение любой точки на такой поверхности определяется двумя углами: углом в горизонтальной плоскости – азимут α и углом в вертикальной плоскости – углом места β . Следовательно, диаграммой направленности антенны является некоторая пространственная функция двух независимых переменных: азимута α и угла места β (рис.1.73).

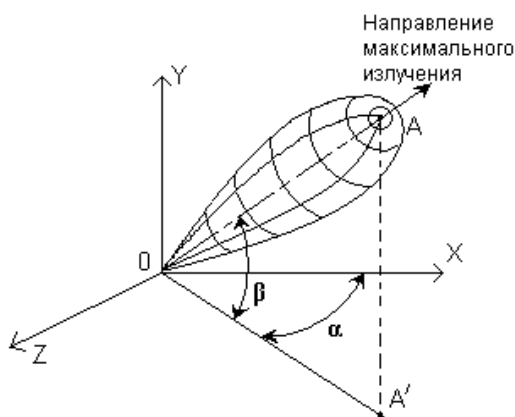


Рис. 1.73 Пространственная диаграмма направленности антенны

Практически для определения ряда параметров антенны вместо пространственной д.н.а. используют сечение этой диаграммы в какой-либо плоскости. Если такое сечение проходит через направление максимального излучения, называемое главным направлением, то сечение также называют главным сечением. Тогда диаграммой направленности антенны

в горизонтальной или в вертикальной плоскости будем называть зависимость напряжённости электромагнитного поля или плотности потока мощности в равноудалённых от антенны точках соответственно от азимута или от угла места. На графиках эти характеристики изображают кривыми линиями в полярной или прямоугольной (декартовой) системах координат.

Рассмотрим принцип построения д.н.а. в полярной системе координат (рис.1.74).

За начало координат принимают точку расположения антенны или, вернее, центр излучения антенны. Отрезок прямой линии, проведённый из начала координат до пересечения с характеристикой, в определённом масштабе обозначает значение напряжённости электромагнитного поля или плотности потока

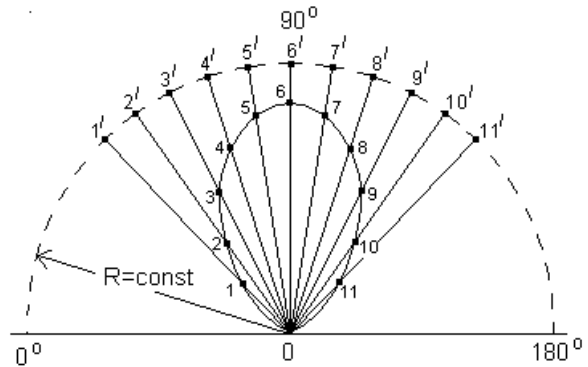


Рис.1.74 Диаграмма направленности антенны в полярной системе координат.

мощности в соответствующей равноудалённой от антенны точке. Так, например, отрезок 0-2 обозначает значение напряжённости поля или плотности потока мощности в точке 2'; отрезок 0-3 - напряжённость поля или плотности потока мощности в точке 3' и т.д. Отрезок 0-6 определяет максимальное значение поля или плотности потока мощности в точке 6', т.е в главном направлении излучения. Математически отрезок, определяющий вид д.н.а., можно представить следующим образом

$$E_n = E_{\text{макс}} f(\varphi) \quad \text{или} \quad \Pi_n = \Pi_{\text{макс}} f^2(\varphi), \quad (1.133)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$

Масштаб градусных делений в полярных координатах мал, поэтому в ряде случаев удобнее строить д.н.а. в прямоугольных координатах, в которых масштаб градусных делений координатной оси может быть выбран любым. На рис.1.75 приведена д.н.а. построенная в прямоугольных координатах по данным характеристики рис.1.74.

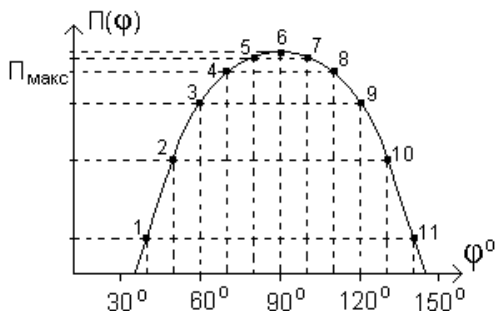


Рис. 1.75 Диаграмма направленности антенны в прямоугольной системе координат.

точках, а относительные их значения, в качестве которых принимают отношения

$$\frac{E}{E_{\max}} = f(\varphi) \quad \text{или} \quad \frac{\Pi}{\Pi_{\max}} = f^2(\varphi) \quad (1.134)$$

В направлении максимума излучения это отношение равно единице, а во всех других направлениях – меньше единицы.

На рис.1.76 и 1.77 показаны д.н.а. построенные в относительных единицах мощности соответственно в полярных и прямоугольных координатах. По таким характеристикам можно определить важный параметр антенны, который называют шириной д.н.а.

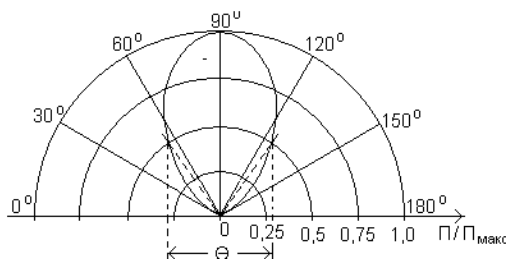


Рис.1.76 Диаграмма направленности антенны в относительных единицах в полярной системе координат.

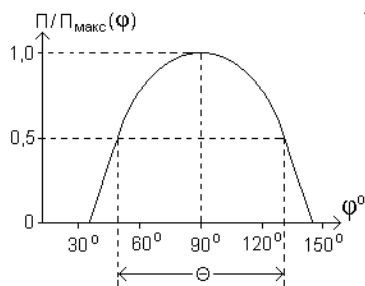


Рис. 1.77 Диаграмма направленности антенны в относительных единицах в прямоугольной системе координат.

Ширина д.н.а. это угол Θ между двумя прямыми, вдоль которых текущее значение плотности потока мощности

$$P(\varphi) = 0,5 P_{\text{макс}} , \quad (1.135)$$

а для напряжённости электромагнитного поля

$$E(\varphi) = 0,707 E_{\text{макс}} . \quad (1.136)$$

В азимутальной плоскости этот угол обозначают Θ_{α} , а в угломестной плоскости - Θ_{β} .

Рассмотрим варианты экспериментального снятия д.н.а. различных антенн.

Для снятия д.н.а. поворотной передающей антенны ($A_{\text{п}}$ на рис.1.78,а) на некотором расстоянии от антенны R устанавливают прибор $И$, измеряющий напряжённость электромагнитного поля или плотность потока мощности, и вращают антенну вокруг её оси. Построенная графическая зависимость показаний измерительного прибора $И$ от угла поворота антенны и будет диаграммой направленности этой антенны.

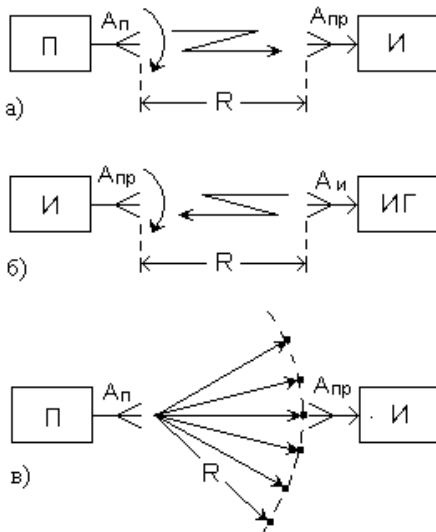


Рис.1.78 Снятие диаграмм направленности
 а) передающей антенны; б) приёмной
 антенны; в) неповоротной антенны

При снятии д.н.а. приёмной поворотной антенны ($A_{\text{пр}}$ на рис.1.78,б) измеритель $И$ принимаемого сигнала устанавливают на выходе исследуемой антенны или снимают значение какого-либо выходного параметра приёмника, на входе которого находится приёмная антенна. Сигналы на вход исследуемой антенны подают от специального измерительного генератора $ИГ$ с помощью измерительной антенны $A_{\text{и}}$, расположенных на расстоянии R .

Если исследуемая антенна не поворотная, то измерения проводят аналогично, но измеритель $И$ (для передающей антенны) или измеритель-

ный генератор ИГ (для приёмной антенны) размещают в нескольких равноудалённых от исследуемой антенны точках, находящихся на разных направлениях (рис.1.78,в).

Для уменьшения погрешностей при измерениях очень важно выбрать правильно расстояние R между исследуемой антенной и измерительными приборами. Это расстояние должно соответствовать так называемой «дальней зоне», которое определяют следующим образом

$$R_{дз} = \frac{2r^2}{\lambda}, \quad (1.137)$$

где r - наибольший размер излучающей системы; λ - длина волны излучаемых сигналов (рис.1.79).

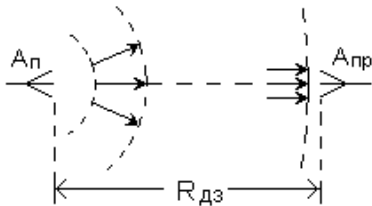


Рис. 1.79 К понятию о дальней зоне поля антенны.

В этой зоне в окрестности точки наблюдения фронт электромагнитной волны можно считать плоским, а направления, проведённые из любой точки антенны на точку наблюдения, можно считать параллельными. При расстояниях меньших, чем $R_{дз}$ д.н.а. сильно искажается.

Диаграммы направленности реальных антенн имеют многолепестковый характер, как это показано на рис.1.80,а в полярной системе координат и на рис.1.80,б в прямоугольной системе. Наибольший лепесток, максимум которого соответствует направлению максимального излучения, называют главным, меньшие лепестки - боковыми. Относительный уровень боковых лепестков является одной из численных характеристик антенных устройств. Он определяется как отношение напряжённости электромагнитного поля $E_{n \text{ макс}}$ или плотности потока мощности $\Pi_{n \text{ макс}}$ в направлении максимума данного лепестка к напряжённости поля $E_{\text{макс}}$ или плотности потока мощности $\Pi_{\text{макс}}$ в направлении максимума главного лепестка.

$$\delta_n = \frac{E_{n \text{ макс}}}{E_{\text{макс}}} \quad \text{или} \quad \delta_n = \frac{\Pi_{n \text{ макс}}}{\Pi_{\text{макс}}}, \quad (1.138)$$

где $n= 1,2,3\dots$ -номер бокового лепестка.

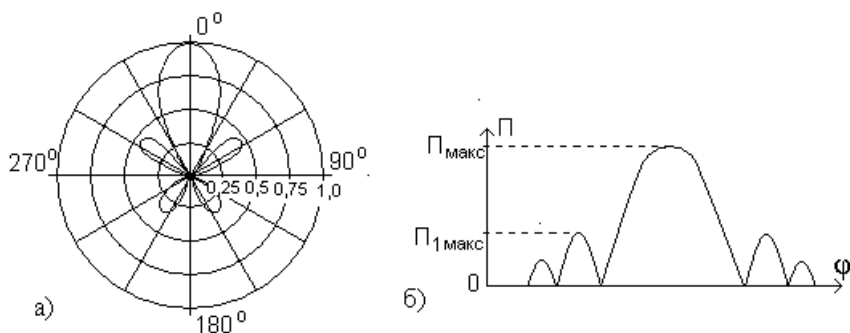


Рис. 1.89 Диаграммы направленности реальной антенны а) в полярной и б) в прямоугольной системах координат.

Важным параметром антенны, характеризующим её направленность, является коэффициент направленного действия (КНД).

Коэффициентом направленного действия D называют отношение среднего значения плотности потока мощности за период высокой частоты сигналов, излучаемых антенной в данном направлении (обычно в главном направлении) $\Pi_{\text{макс}}(\alpha, \beta)$, к усреднённому по всем направлениям значению плотности потока мощности $\Pi_{\text{ср}}$

$$D = \frac{\Pi_{\text{макс}}(\alpha, \beta)}{\Pi_{\text{ср}}}. \quad (1.139)$$

Таким образом, при определении КНД данная антенна сравнивается с воображаемой абсолютно ненаправленной (изотропной) антенной, излучающей такую же мощность, что и данная антенна. За ненаправленную антенну условно принимают антенну, равномерно излучающую по всем направлениям.

Очевидно, что для такой антенны

$$\Pi_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{ср}}}{4\pi R^2}, \quad (1.140)$$

где $P_{\text{ср}}$ – мощность излучения; R – радиус воображаемой сферы, охватывающей изотропную антенну. Значение R должно быть таким, чтобы поверхность сферы находилась в дальней зоне излучения антенны.

Рассмотрим пример. Если исследуемая антенна A_n (рис.1.81) создаёт в точке B плотность потока мощности 1 Вт/м^2 , а ненаправленная антенна при той же мощности излучения создаёт в точке B плотность потока мощности 1 мВт/м^2 , то коэффициент направленного действия антенны $D = 1000$ или $D = 30 \text{ дБ}$. Из примера видно, что направленные антенны концентрируют излучаемую энергию в определённом направлении, на котором могут быть созданы большие напряжённости электромагнитного поля и плотности потока мощности при сравнительно небольшой мощности излучения. Чем уже д.н.а., тем больше значение КНД.

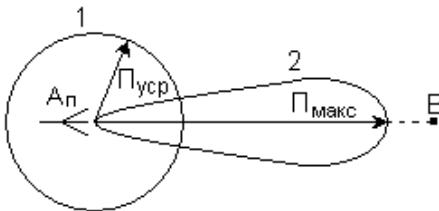


Рис. 1.81 К понятию о коэффициенте направленного действия антенны

КНД не учитывает потерь подводимой энергии в антенне, в изоляторах, в окружающих антенну предметах и т.д. В связи с этим часто используют параметр антенны, учитывающий эти потери, который называют коэффициентом усиления антенны.

Коэффициент усиления G равен отношению плотности потока мощности, создаваемого антенной в данном направлении $\Pi(\alpha, \beta)$, к потоку мощности, создаваемому ненаправленным излучателем $\Pi_{ни}$. При этом предполагают, что мощности, подводимые к той и другой антеннам, равны и коэффициент полезного действия ненаправленной антенны η равен единице. Тогда

$$G = \frac{\Pi(\alpha, \beta)}{\Pi_{ни}}. \quad (1.141)$$

Отличие коэффициента усиления от КНД состоит в том, что при определении коэффициента усиления исходят из равенства мощностей, подводимых к исследуемой и ненаправленной антеннам, а не из равенства мощностей излучения этих антенн.

Коэффициент усиления и КНД антенны связаны соотношением

$$G = D \eta_A, \quad (1.142)$$

где η_A - коэффициент полезного действия исследуемой антенны.

При одной и той же величине тока, питающего антенну, линейные антенны различной формы и размеров излучают неодинаковое коли-

чество энергии. Для того, чтобы легче можно было сравнивать между собой различные антенны, используют параметр, называемый действующей высотой антенны. Это понятие было введено на раннем этапе развития радиотехники, когда преимущественно использовались вертикальные антенны. В настоящее время этот параметр применяют для антенн, имеющих любую ориентацию в пространстве.

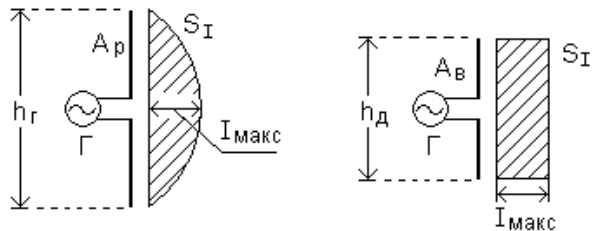
Действующей высотой антенны называют длину воображаемого излучателя с равномерным распределением тока, который создаёт такую же напряжённость электромагнитного поля, как и реальная антенна в главном направлении при одинаковых токах.

Определяют этот параметр приравнивая так называемые площади тока антенн – реальной и воображаемой. Для этого строят два распределения тока: распределение по длине реальной антенны (рис. 1.82,а) и равномерное распределение тока вдоль воображаемой антенны (рис. 1.82,б). При этом построение выполняют таким образом, чтобы площади тока у обеих антенн были одинаковыми

$$S_{IA} = S_{IB}. \tag{1.143}$$

На рис. 1.82 обозначено: Γ – генератор высокой частоты; A_p – реальная антенна; A_B – воображаемая антенна; h_Γ – геометрическая высота антенны; h_d – действующая высота.

Величину тока воображаемой антенны берут равной току реальной антенны в пучности стоячей волны тока $I_{\text{макс}}$. Чем равномернее распределение тока вдоль реальной антенны, тем



Тис. 1.82 К понятию о действующей высоте антенны

ближе действующая высота антенны к геометрической и тем лучше используется излучатель. Например, действующая высота полуволнового вибратора $h_d = 0,64 h_\Gamma$.

Введение этого понятия позволяет получить общую для всех типов линейных антенн зависимость напряжённости электромагнитного поля, создаваемого в некоторой точке пространства, от величины тока, действующей высоты антенны и расстояния до данной точки. Напря-

жённость поля, создаваемого антенной, пропорциональна площади тока, т.е. произведению величины тока $I_{\text{Амакс}}$ на действующую высоту антенны $h_{\text{д}}$.

Приёмные апертурные антенны характеризуют эффективной (или действующей) площадью, с которой антенна поглощает энергию электромагнитной волны, пришедшей с главного направления. Эффективная площадь антенны связана с КНД и длиной волны следующим соотношением

$$S_{\text{эф}} = \frac{D\lambda^2}{4\pi} . \quad (1.144)$$

Рабочей полосой частот антенны $\Delta f_{\text{А}}$ называют область частот от максимальной $f_{\text{макс}}$ до минимальной $f_{\text{мин}}$, в которой все параметры антенны не выходят из заданных пределов

$$\Delta f_{\text{А}} = f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}} \quad (1.145)$$

Обычно границы рабочей полосы частот определяют тем параметром, который с изменением частоты быстрее всех выходит из заданных пределов. В зависимости от типа антенны таким параметром может быть, например, входное сопротивление, коэффициент усиления и др. Часто полосу рабочих частот характеризуют коэффициентом перекрытия

$$K_f = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} . \quad (1.146)$$

Антенны со значением $K_f = 1,1$ называют узкополосными; при $1,1 < K_f < 5$ - широкополосными (широкодиапазонными); при $K_f > 5$ - частотно независимыми.

Частотный диапазон, в котором должна работать антенна, необходимо учитывать при выборе её электрических параметров и конструкции. С длиной волны связаны, прежде всего, геометрические размеры антенны. Для успешной работы антенны её размеры должны быть соизмеримы с половиной или, по крайней мере, с четвертью длины волны.

Вибраторные антенны

Вибраторные антенны относятся к классу линейных антенн. Различают два вида вибраторных антенн: симметричные и несимметричные.

Симметричные антенны состоят из двух одинаковых по размерам и форме проводников, называемых вибраторами. Каждое плечо антенны имеет длину, равную четверти длины волны, поэтому такую антенну называют симметричным полуволновым вибратором. Вибратор является резонансной системой и в нём происходят колебания тока и напряжения. Входное сопротивление такого вибратора, как и четвертьволновой разомкнутой линии, чисто активное. Сопротивление излучения $R_{\text{изл}}$, связывающее мощность излучения антенны $P_{\text{изл}}$ с действующим значением тока в данной точке антенны I_A , зависит от геометрических размеров антенны и от длины волны высокочастотных колебаний питающего генератора. Его определяют следующим образом

$$R_{\text{изл}} = \frac{P_{\text{изл}}}{I_A^2}. \quad (1.147)$$

Для полуволновой вибраторной антенны $R_{\text{изл}} = 73,1 \text{ Ом}$.

Пространственная диаграмма направленности, показанная на рис.1.60, представляет собой поверхность торроида с внутренним размером, равным радиусу вибратора. Такая форма диаграммы обусловлена распределением тока в вибраторе. В плоскости перпендикулярной оси вибратора и проходящей через его середину (плоскость H) напряжённость поля вибратора во всех равноудалённых точках одинакова и максимальна (рис.1.83,а)

$$\frac{E(\varphi)}{E_{\text{макс}}} = 1. \quad (1.148)$$

Вибратор в этой плоскости не обладает направленными свойствами. Иногда эту плоскость называют экваториальной плоскостью.

В В плоскости E , в которой расположен вибратор, напряжённость поля определяется выражением

$$\frac{E(\varphi)}{E_{\text{макс}}} = \cos \varphi \quad (1.149)$$

и у вибратора проявляются свойства направленного излучения (или приёма) (рис.1.83,б). Вдоль своей оси он не излучает, а в направлении перпендикулярном оси излучение максимальное. Ширина диаграммы направленности полуволновой вибраторной антенны $\theta = 78,2^\circ$, а КНД $D = 1,65$.

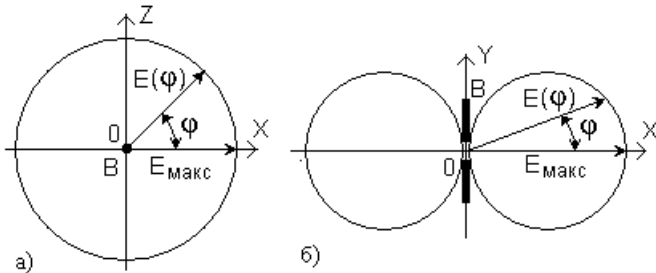


Рис. 1.83 Диаграммы направленности вибраторной антенны.

Несимметричной называют вибраторную антенну, у которой одно плечо по размерам или по форме отличается от другого. Если вертикальный вибратор длиной $\lambda/4$ расположить близко к хорошо проводящей земной поверхности или к металлическому корпусу какого-либо объекта (например, самолёта, автомобиля, корабля и т.п.), то он вместе со своим зеркальным изображением образует подобие симметричного диполя (рис.1.84).

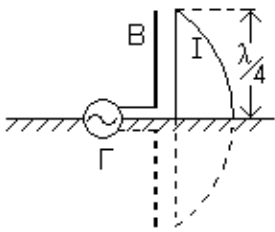


Рис.1.84 Распределение тока в несимметричном вибраторе.

Поле излучения и диаграммы направленности такой антенны в плоскости H (рис.1.85,а) и в плоскости E (рис.1.85,б) аналогичны полю и диаграммам полуволнового симметричного вибратора, нижняя половина характеристики которого срезана проводящей поверхностью. Такую антенну часто называют четвертьволновым вибратором. Нижний конец такого вибратора присоединяют к одному выходному зажиму питающего генератора Γ , а другой зажим генератора соединяют с проводящей поверхностью, землёй или корпусом объекта (рис.1.84).

Существенным достоинством такой антенны является её малая резонансная длина и проста устройства. Это особенно выгодно при работе на относительно длинных волнах.

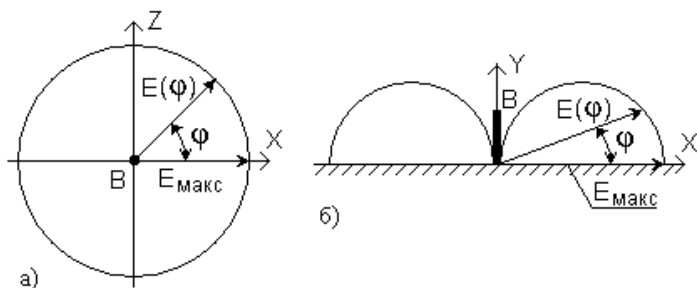


Рис.1.85 Диаграммы направленности несимметричного вибратора

Отличие работы такой антенны от работы симметричного полуволнового вибратора заключается в том, что разность потенциалов между нижним и верхним концами антенны всегда вдвое меньше, чем у симметричного вибратора. Следовательно, сопротивление излучения четвертьволнового вибратора также будет в два раза меньше и составит $R_{изл} \approx 37 \text{ Ом}$.

Многовибраторные антенны

Для увеличения направленных свойств вибраторных антенн и для получения однонаправленного излучения применяют антенны, состоящие из двух и более вибраторов, расположенных на небольшом расстоянии друг от друга. Такие вибраторы заметно влияют друг на друга, поэтому их называют связанными. Взаимодействие связанных вибраторов аналогично взаимодействию связанных колебательных контуров с сосредоточенными параметрами. Поле одного вибратора наводит в другом некоторую ЭДС, что эквивалентно изменению входного сопротивления вибратора. Поле, создаваемое системой вибраторов, является результатом сложения полей, создаваемых отдельными вибраторами, с учётом фаз этих полей, которые определяются разностью хода лучей и разностью фаз токов в излучателях.

Вибраторы, подключённые к питающему генератору высокой частоты, называют активными, а вибраторы, в которых протекают токи под действием поля активного вибратора, но не подключённые к питающему генератору, называют пассивными.

Рассмотрим работу антенной системы состоящей из двух активных вибраторов A и C , расположенных параллельно на расстоянии d один от другого (рис.1.86).

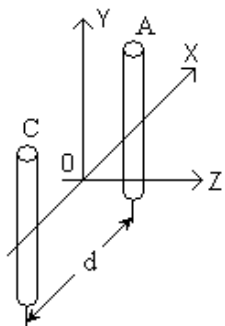


Рис.1.86. Антенная система из двух вибраторов.

Расстояние d называют базой антенны. Пусть токи в обоих вибраторах равны по величине и ток вибратора C опережает ток вибратора A на некоторый угол φ . Найдём характеристику направленности антенны в экваториальной плоскости (в плоскости H). Каждый из вибраторов в этой плоскости, как это было показано ранее, является ненаправленным. Однако антенна из двух вибраторов обладает направленностью, которая обусловлена интерференцией радиоволн, излучаемых каждым вибратором.

Рассмотрим в качестве примера, как будет выглядеть характеристика направленности антенной системы из двух активных вибраторов, расположенных параллельно на расстоянии $\lambda/4$ друг от друга (рис.1.87). Питание антенны от генератора высокой частоты будем осуществлять так, чтобы ток вибратора A отставал по фазе на 90° от тока вибратора C . Определим суммарную напряжённость поля в равноудалённых от антенны точках, расположенных в дальней зоне.

В направлении OX волна от вибратора C проходит лишний путь, равный $\lambda/4$, и у неё получается отставание по фазе на 90° от тока вибратора A . Но, так как эта волна излучается вибратором, в котором ток изначально опережает по фазе на 90° ток вибратора A , то волны обоих вибраторов, движущихся вдоль оси OX совпадают по фазе и напряжённость поля удваивается

$$E_{\text{макс}} = 2E_1, \quad (1.150)$$

где E_1 – напряжённость поля одного вибратора.

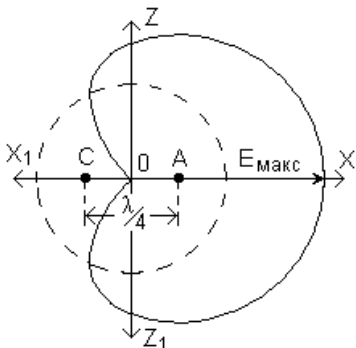


Рис.1.87 Диаграмма направленности антенны из двух вибраторов.

В обратном направлении OX_1 волна от вибратора A излучается с отставанием по фазе на 90° относительно тока вибратора C и дополнительно отстаёт по фазе на 90° из-за лишнего пути в $\lambda/4$. Таким образом, она отстаёт по фазе на 180° от волны, излучаемой вибратором C и в результате обе волны взаимно уничтожаются. Излучение в этом направлении отсутствует и напряжённость поля равна нулю.

Получается, что вибратор C как бы отражает волны, излучаемые вибратором A . Поэтому вибратор C называют рефлектором.

По другим направлениям суммарная напряжённость поля определяется как векторная сумма напряжённости E_A , создаваемой вибратором A , и напряжённости E_C , создаваемой вибратором C

$$E_{\Sigma} = \sqrt{E_A^2 + E_C^2}. \quad (1.151)$$

В частности, по направлениям OZ и OZ_1 расстояния до любой точки каждого вибратора одинаковы и суммарная напряжённость поля $E_{\Sigma} = 1,41 E_1$.

Диаграмма направленности такой антенны в плоскости H представляет собой кардиоиду и показывает, что имеется только один максимум излучения в том направлении, в котором расположен вибратор с током, отстающим по фазе от тока другого вибратора. Для сравнения на рис.1.87 пунктирной линией показана характеристика направленности одиночного вибратора в плоскости H .

Возбуждение каждого из двух связанных вибраторов токами, сдвинутыми по фазе, усложняет систему питания. Поэтому в большинстве случаев используют системы, в которых активным является только один вибратор. Если антенная система состоит из двух вибраторов, то возможны два варианта: вибратор A – активный, а вибратор C – пассивный, и наоборот - вибратор A – пассивный, а C – активный.

Рассмотрим первый вариант. Длина пассивного вибратора C (рис.4.15) выбирается немного больше $\lambda/2$ и поэтому его сопротивление

ние имеет индуктивный характер, подобно разомкнутой двух проводной линии, длина которой больше $\lambda/4$ (полуволновый вибратор имеет два плеча, каждое из которых равно $\lambda/4$).

Пассивный вибратор C получает энергию от электромагнитных волн, излучаемых вибратором A . Эти волны проходят путь в $\lambda/4$, благодаря чему создаётся их отставание по фазе на 90° . ЭДС, индуцируемая в вибраторе C , отстаёт ещё на 90° от создающего её электромагнитного поля. Вследствие того, что сопротивление вибратора C имеет индуктивный характер, ток в нём отстаёт от ЭДС ещё на 90° . В результате ток в вибраторе C отстаёт от тока в активном вибраторе A примерно на 270° , что равносильно опережению на 90° . А это и есть условие получения максимума излучения в сторону вибратора A . (в направлении оси OX), как было показано в предыдущем случае. Вибратор C в данных условиях играет роль пассивного рефлектора.

Конечно, пассивный рефлектор действует несколько хуже, чем активный, так как ток в нём получается несколько меньше, чем в активном вибраторе, и сдвиг фаз не точно равен 90° . Поэтому характеристика направленности системы отличается от идеальной: не получается удвоенная напряжённость поля в направлении наибольшего излучения и излучение в обратную сторону полностью не уничтожается.

Во втором варианте энергия от высокочастотного генератора подводится к вибратору C , а вибратор A является пассивным и его длина выбирается немного меньше $\lambda/2$. В этом случае сопротивление вибратора A будет иметь ёмкостной характер.

Электромагнитная волна проходит путь $\lambda/4$ от вибратора C до вибратора A , и поэтому отстаёт по фазе на 90° . Индуцированная в вибраторе ЭДС отстаёт ещё на 90° , но ток, созданный этой ЭДС, опережает её на 90° в силу ёмкостного характера сопротивления вибратора A . В результате этого ток пассивного вибратора A отстаёт приблизительно на 90° от тока вибратора C , и характеристика направленности антенной системы получается примерно такая же, как и в предыдущем случае, т.е. максимум излучения активного вибратора направлен по оси OX в сторону пассивного вибратора. Пассивный вибратор в такой системе называют директором (лат. director – направлять), а антенны с использованием таких вибраторов – директорными.

Ширина диаграммы направленности директорной антенны зависит от числа директоров: чем их больше, тем меньше угол излучения. Од-

нако, с увеличением числа директоров уменьшение угла излучения, создаваемого каждым последующим директором, становится всё меньше и меньше. Поэтому практически используют антенны с одним рефлектором и не более 4-5 директоров. Такие антенны называют антеннами типа «волновой канал» (рис.1.88). Наилучшие характеристики таких антенн получают экспериментальным подбором длины пассивных вибраторов и расстояния между ними.

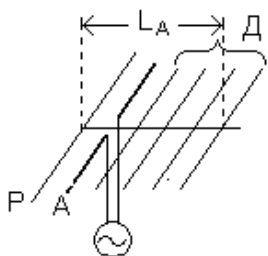


Рис.1.88 Многовибраторная антенна типа "Волновой канал".

Рефлектор Р и директоры Д в таких антеннах крепятся к металлическому стержню без изоляторов в узле напряжения стоячей волны. Активный вибратор А подключён к питающему генератору. Типовая ширина диаграммы направленности директорной антенны $\Theta = 20^\circ \text{ ? } 35^\circ$, коэффициент направленного действия равен

$$D = \frac{nL}{\lambda}, \quad (1.152)$$

где n – число вибраторов, L – длина

антенны, λ – длина волны.

Вид диаграммы направленности директорной антенны приведен на рис.1.89.

Положительными свойствами таких антенн являются относительная простота конструкции и питания, хорошая направленность. К недостаткам относят сложность первоначальной настройки: подбор длин вибраторов и расстояний между ними.

При перестройке частоты генератора антенна оказывается расстроенной и рассогласованной и требуется её перестраивать, что усложняет её эксплуатацию. Поэтому директорные антенны чаще всего применяют для работы на фиксированных частотах. Расширение частотного диапазона директорной антенны возможно при применении вибраторов специальной конструкции.

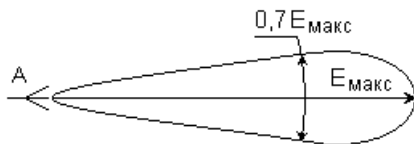


Рис.1.89 Диаграмма направленности многовибраторной антенны.

Рамочные антенны

Такие антенны представляют собой один или несколько последовательно соединённых витков провода, имеющих круглую квадратную или многоугольную форму. На рис.1.90 показана рамочная антенна, произвольно ориентированная в пространстве. Рассмотрим её работу в режиме приёма.

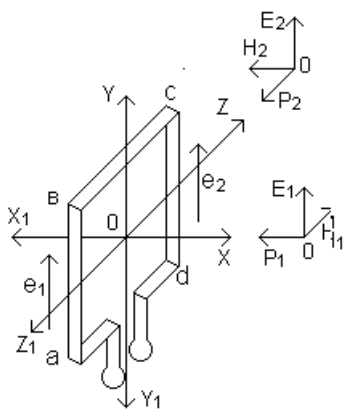


Рис.1.90 Рамочная антенна.

Если вертикально поляризованная волна E_1, H_1, p_1 приходит с направления OX , перпендикулярного плоскости рамки (или с противоположного направления OX_1), то расстояния до вертикальных сторон рамки ab и cd в любой момент времени будут одинаковыми и поле волны воздействует на эти стороны рамки в одинаковой фазе. В рамке появляются две равные ЭДС e_1 и e_2 , находящиеся в одинаковой фазе, но действующие навстречу друг другу. Поэтому результирующая ЭДС равна нулю и

волна, пришедшая с указанных направлений, не создаёт в рамке тока.

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

То же самое можно сказать и о двух других направлениях OY и OY_1 , лежащих в плоскости рамки. Волна, пришедшая с этих направлений, создаёт сдвинутые по фазе ЭДС в противоположащих сторонах рамки ad и bc . Если рамка имеет форму квадрата, то она одинаково принимает волны, пришедшие с направлений OY и OY_1 или OZ и OZ_1 , а также волны приходящие с любого направления, лежащего в плоскости рамки. В этой плоскости рамка обладает всенаправленностью и

диаграмма направленности антенны в этой плоскости имеет форму круга (рис.1.91).

Волны, приходящие с других направлений, не лежащих в плоскости рамки, она принимает тем хуже, чем ближе направление приёма к перпендикуляру к плоскости рамки. Следовательно, в этой плоскости рамка обладает направленными свойствами. Диаграмма направленности антенны в этой плоскости представляет собой две соприкасающиеся окружности в виде цифры восемь с двумя, явно выраженными направлениями нулевого приёма, совпадающими с перпендикуляром к плоскости рамки (рис.1.92). Фаза наводимой в рамке ЭДС изменяется на обратную при изменении направления приёма волны на 180° . ЭДС, действующая на выходе рамочной антенны, так же, как и для любых других антенн, равна произведению напряжённости поля в точке приёма E на действующую высоту приёмной антенны h_d

$$e_\Sigma = E h_d, \quad (1.153)$$

Действующая высота рамочной антенны равна

$$h_d = \frac{2\pi N S}{\lambda}, \quad (1.154)$$

где N – количество витков антенны; S – площадь витка; λ – длина волны.

Так как действующая высота рамочной антенны весьма мала, то и сопротивление излучения и КПД также малы. По этой причине рамочные антенны редко применяют в качестве передающих.

Для увеличения действующей высоты рамочной антенны применяют многovitковые рамки, а также используют магнитодиэлектрические сердечники. Материалы для таких сердечников обладают высокой магнитной проницаемостью и малой прово-

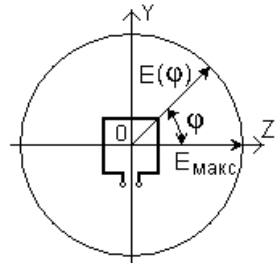


Рис.1.91 Диаграмма направленности рамочной антенны в плоскости рамки.

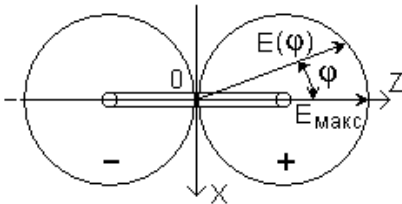


Рис.1.92 Диаграмма направленности рамочной антенны в плоскости XOZ.

димостью (ферриты, альсифер и др.). Рамки с такими сердечниками называют магнитными антеннами. Они широко применяются в качестве внутренних антенн малогабаритных приёмников.

Если сопротивления противоположных сторон рамки неодинаковы, то при приходе волны с «нулевого» направления наводимые в них одинаковые ЭДС вызывают неравные токи I_1 и I_2 . В связи с этим в рамке устанавливается некоторый результирующий ток

$$I_p = I_1 - I_2 \quad (1.155)$$

и на выходе рамки возникает разность потенциалов, т.е. имеет место эффект приёма. Такое явление называют антенным эффектом рамки. В результате антенного эффекта диаграмма направленности антенны искажается, исчезают направления «нулевого» приёма и вместо них появляются неглубокие минимумы. Если рамочная антенна используется для пеленгации, то антенный эффект приводит к ошибкам при определении местоположения объекта.

Для устранения антенного эффекта стороны рамки и провода линии питания должны быть совершенно симметричны относительно земли и окружающих предметов.

Щелевые антенны

Щелевая или дифракционная антенна представляет собой узкую щель, прорезанную в волноводе или объёмном резонаторе.

Для пояснения принципа работы щелевой антенны представим себе, что в тонкой безграничной проводящей поверхности вырезана прямоугольная щель (рис.1.93), длина которой $l = \lambda/2$, а ширина $d \ll \lambda$.

К краям щели в её середине (точки «а» и «а₁») подключена двухпроводная линия, соединяющая её с генератором высокой частоты. Край щели можно рассматривать как двухпроводную короткозамкнутую линию, в середине которой включён источник переменного напряжения. По краям щели, как по кратчайшему пу-

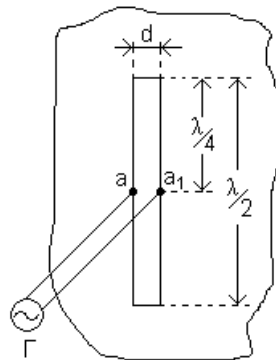


Рис.1.93 Щелевая антенна в безграничной проводящей плоскости.

ти от точки «а» к точке «а₁», потечёт ток, который имеет пучности на коротко- замкнутых концах линии и узлы в точках «а» и «а₁», т.е. ток будет распределён вдоль щели по синусоидальному закону (рис.1.94,а). Напряжение и электри- ческое поле будут распределены вдоль щели по косинусоидальному закону, как и вдоль двухпроводной короткозамкнутой линии длиной $\lambda/2$ (рис.1.94,б). Токи смещения, воз- никающие в щели, продолжаются в виде токов проводимости в метал- лическом экране.

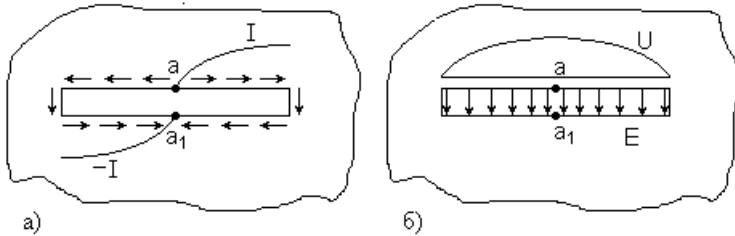


Рис. 1.94 Распределение: а) тока I ; б) напряжения U и электрического поля E вдоль щелевой антенны.

Распределение магнитного поля вдоль щели отличается от распре- деления его вдоль двухпроводной линии. Магнитные силовые линии не могут охватить края щели, как линейные проводники с током. Это- му препятствует проводящая поверхность. Поэтому в щели и около неё существует продольное магнитное поле (Рис.1.95).

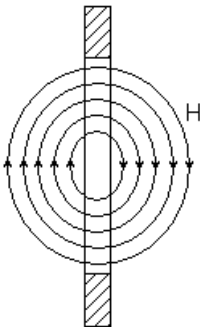


Рис.1.95 Распределение магнитного поля в щелевой антенне

Таким образом, в щели существует поперечное электрическое и продольное магнитное поля, и в пространстве, окружающем щель, возникает электро- магнитное поле, т.е. щель становится излучателем.

Если сравнить по электрическим характеристикам щелевую антенну с симметричным полуволновым вибратором, одинаковых со щелью размеров, то можно увидеть, что распределение электрического поля вдоль щели подобно распределению магнитного поля вдоль вибратора, а распределение магнитного поля по длине ще-

ли подобно распределению электрического поля по длине вибратора. В теории антенн это явление называется принципом двойственности. Согласно этому принципу полуволновая прямоугольная щель, подобно полуволновому вибратору, обладает способностью направленного излучения электромагнитной энергии. Нужно только иметь в виду следующее: так как электрические и магнитные поля меняются местами, то, следовательно, плоскость поляризации волн, излучаемых щелевой антенной, повернулась на 90° относительно плоскости поляризации волн вибраторной антенны.

Диаграммы направленности щелевой и вибраторной антенн также соответствуют друг другу (рис.1.96).

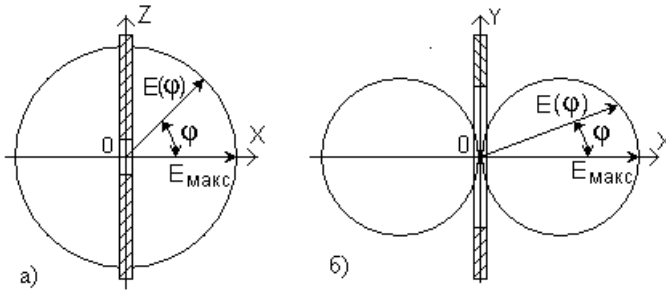


Рис1.96 Диаграммы направленности щелевой антенны в экваториальной а) и меридиальной плоскостях б).

Для щелевой антенны в экваториальной плоскости XOZ , т.е. в плоскости, в которой лежат электрические силовые линии, диаграмма направленности представляет собой окружность (рис.1.96,а) также, как и аналогичная диаграмма направленности у вибратора. Только у вибраторной антенны в этой плоскости лежат не электрические, а магнитные силовые линии. В меридианальной плоскости диаграмма направленности антенны будет выглядеть в виде двух соприкасающихся окружностей в виде восьмёрки (рис.1.96,б).

Характеристики, показанные на рисунках, относятся к щели, вырезанной в проводящей плоскости и излучающей в обе стороны от этой плоскости. В реальных условиях щель получает энергию из внутреннего объёма, например волновода или объёмного резонатора, а излучает её во внешнее пространство, т.е. только в одну сторону от проводящей плоскости. Следовательно, у рассмотренных диаграмм направленности фактически существует только одна половина (рис.1.97).

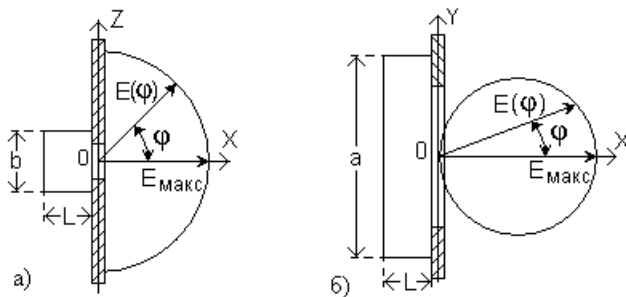


Рис.1.97 Диаграммы направленности щелевой антенны одностороннего излучения: а) экваториальная и б) меридиальная плоскости.

В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн для получения узких диаграмм направленности широко используются многощелевые волноводные антенны. Характеристика направленности такой антенны подобна характеристике направленности многовибраторной антенны, т.е. имеет один главный и несколько боковых лепестков.

Щелевые антенны компактны и механически прочны и, в отличие от вибраторных, являются невыступающими антеннами. Это преимущество обуславливает, в частности, широкое применение их на самолётах и других летательных аппаратах, так как они не нарушают аэродинамику объектов, на которых эти антенны установлены. Однако, прорезание щели в корпусе объекта может ослабить прочность его конструкции. Поэтому щелевые антенны используются в основном в сантиметровом и дециметровом диапазонах волн, где их длина невелика. Сама полость щели может быть заполнена диэлектриком.

К недостаткам щелевых антенн относят сложность начальной настройки антенны, так как размеры щели критичны к длине рабочей волны. Поэтому щелевая антенна может хорошо работать только в узком диапазоне волн.

Диэлектрические антенны

Диэлектрические стержневые антенны относятся к антеннам поверхностных волн осевого излучения (рис.1.98).

Антенна представляет собой диэлектрический стержень 1 с постепенно уменьшающимся диаметром, выполненный из высокочастотного диэлектрика с малыми потерями (полистирол, тефлон и др.).

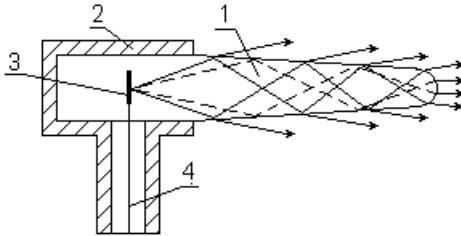


Рис.1.98 Диэлектрическая стержневая антенна.

На тонком конце стержень имеет плавное закругление, а другой его конец вставлен в металлический стакан 2, который служит отражателем электромагнитных волн. В стержень введён четвертьволновый вибратор 3, являющийся продолжением внутреннего

провода коаксиальной линии 4, с помощью которой подводится энергия к антенне.

Вибратор 1 излучает электромагнитные волны, которые распространяются в правую сторону от излучателя. Распространению энергии в левую сторону препятствует отражатель 2. На границе раздела свободного пространства и диэлектрического стержня волны отражаются и преломляются. Угол преломления больше угла падения, так как диэлектрическая проницаемость свободного пространства меньше, чем у стержня. При некотором угле падения, равном углу полного внутреннего отражения, луч начинает скользить вдоль границы раздела. У многих лучей угол падения больше угла внутреннего отражения и поэтому почти вся энергия падающего луча отражается и распространяется вдоль диэлектрического стержня.

Такой стержень в некоторой степени подобен волноводу, в котором при определённых соотношениях между площадью поперечного сечения стержня и длиной волны большая часть электромагнитной энергии излучателя распространяется в стержне в виде бегущих волн. На конце стержня эти волны частично отражаются, а большая часть их преломляется и распространяются в свободном пространстве вдоль оси стержня. Поэтому главный лепесток излучения направлен также вдоль оси стержня.

Отражённые от свободного конца волны распространяются в обратном направлении. Это приводит к появлению боковых и задних лепестков в диаграмме направленности антенны.

Постепенное сужение стержня необходимо для лучшего согласования антенны со свободным пространством. Волновое сопротивление такого стержня меньше волнового сопротивления свободного пространства, равного 377 Ом, но оно возрастает при уменьшении сечения стержня, приближаясь к значению 377 Ом.

Длину диэлектрического стержня обычно выбирают в пределах $(3-5)\lambda$, а средний диаметр – $(0,5-1)\lambda$. При таких размерах ширина диаграммы направленности антенны составляет $(30-50)^\circ$.

Диэлектрическая антенна может работать в достаточно широком диапазоне длин волн. Её диаграмма направленности сохраняет свою форму при изменении длины волны в пределах $\pm 10\%$. Такая антенна имеет небольшие размеры и может применяться даже в нижней части дециметровых волн.

К недостаткам относят то, что такие антенны по сравнению с другими типами антенн сантиметрового диапазона имеют большие потери, и меньший коэффициент полезного действия.

Рупорные антенны

Одной из простейших антенн апертурного типа является открытый конец волновода. Такие антенны применяют в сантиметровом диапазоне волн, когда не требуется узкой направленности излучения. Часто их используют в качестве облучателей зеркальных антенн.

Основным недостатком таких антенн является то, что при переходе от волновода к открытому (свободному) пространству резко меняются условия распространения электромагнитной волны и значительная часть энергии, распространяющаяся по волноводу, отражается от открытого конца. Это явление эквивалентно включению какой-либо неоднородности в линию передачи. Волновод оказывается плохо согласованным со свободным пространством. Для улучшения согласования необходимо плавно увеличивать линейные размеры открытого конца волновода, т.е. перейти к рупору. Таким образом, рупорная антенна представляет собой волновод с плавно изменяющимся сечением.

Основным типом волны, распространяющейся в волноводе, является волна типа H_{10} . Структура электромагнитного поля такой волны показана на рис.1.99.

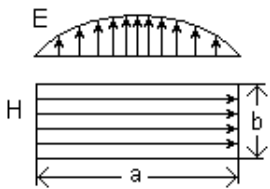


Рис. 1.99 Структура поля в прямоугольном волноводе.

В соответствии с такой структурой при расширении узкой стенки волновода рупор называют E -секториальным (рис.1.100). При расширении широкой стенки волновода рупор называют H -секториальным (рис.1.101). Если у волновода плавно изменяются оба размера, рупор называют пирамидальным

(рис.1.102). Круглый волновод при плавном увеличении сечения переходит в конический рупор (рис.1.103).

В рупорах возбуждаются волны того же типа, что и в волноводе. Характеристика направленности рупорной антенны зависит от её геометрических размеров: длины R , высоты L_E , ширины L_H и угла раствора φ (рис.1.104).

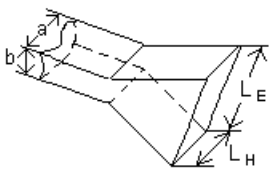


Рис.1.100 E -секториальный рупор.

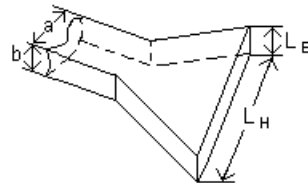


Рис.1.101 H -секториальный рупор.

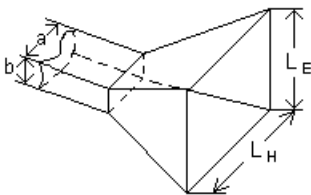


Рис.1.102 Пирамидальный рупор.

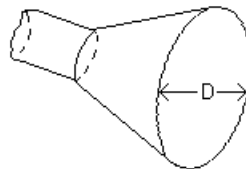


Рис.1.103 Конический рупор.

Рассмотрим, как влияет конструкция H -секториального рупора на его характеристику направленности в горизонтальной плоскости, т.е. в плоскости H . Форму характеристики определяют размеры выходного отверстия рупора и распределение в нём фаз и амплитуд поля. Распределение амплитуд поля влияет главным образом на величины макси-

мумов главного и боковых лепестков диаграммы направленности. Ширина главного лепестка и количество лепестков определяют в основном распределение фаз и размеры выходного отверстия рупора. Характеристика будет узкой, если во всех точках плоскости выходного отверстия фаза поля одна и та же и размеры отверстия значительно превышают длину волны. Иначе говоря, фронт волны в выходном отверстии рупора должен быть плоским. В действительности фронт волны в отверстии рупора отличается от плоского тем больше, чем больше его угол раствора φ и короче длина рупора (рис. 1.104).

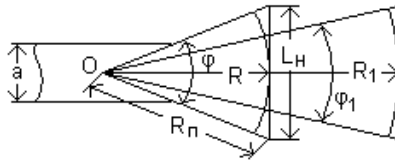


Рис. 1.104 К определению длины рупора

Так как фронт волны в рупоре имеет сферическую форму, то поле в его раскрые отличается от синфазного. Длина центрального луча равна R , а периферийного -

$$R_n = \sqrt{R^2 + (0,5L_H)^2} . \quad (1.156)$$

Разность хода лучей $\Delta R = R_n + R$ будет уменьшаться при увеличении длины рупора и фронт волны в выходном отверстии рупора будет приближаться к плоскому, а диаграмма направленности антенны будет сужаться. Следовательно, диаграмма направленности рупорной антенны будет острой лишь в том случае, если сам рупор имеет малый угол раствора и большую длину.

Влияние других размеров различных типов рупоров на их характеристики направленности будет таким же, как и в рассмотренном случае. Пирамидальный рупор можно рассмотреть в двух взаимно перпендикулярных плоскостях E и H как секториальные рупоры.

Коэффициент направленного действия рупорной антенны можно рассчитать по формуле

$$D = \frac{4\pi S_{эф}}{\lambda^2} , \quad (1.157)$$

где $S_{эф} = S_r v$ – эффективная площадь раскрыва рупора (площадь апертуры); $S_r = \pi L_E L_H$ – геометрическая площадь раскрыва рупора; v – коэффициент использования площади раскрыва; λ – длина волны.

Основные достоинства рупорных антенн заключаются в следующем: 1. простота устройства; 2. Широкий диапазон частот;

Зеркальные антенны

Зеркальными называют антенны, у которых электромагнитное поле в раскрыве формируется в результате отражения радиоволн от металлической (металлизированной) поверхности специального рефлектора (зеркала). Источником радиоволн служит какая-либо небольшая элементарная антенна, которую называют в этом случае облучателем. Таким образом, зеркальная антенна конструктивно состоит из двух основных частей: рефлектора и облучателя.

Зеркальные антенны позволяют получить достаточно узкие диаграммы направленности с большими коэффициентами усиления.

Существуют различные типы зеркальных антенн. Наибольшее распространение получили антенны с параболическим зеркалом в виде части параболоида вращения (рис.1.105) или в виде части параболического цилиндра (рис.1.106). На рисунках обозначено: 1 – рефлектор; 2 – облучатель.

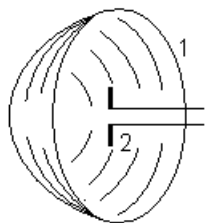


Рис.1.105 Антенна с зеркалом в виде части параболоида вращения.

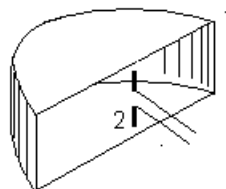


Рис.1.106 Антенна с зеркалом в виде части параболического цилиндра.

Рассмотрим физическую сущность формирования радиолуча с помощью параболической передающей антенны (рис.1.107). Облучатель 2, помещённый в фокусе такой антенны и получающий высокочастотную энергию от передатчика через фидерный тракт, создаёт сферическую волну, которая отражается от рефлектора 1 и проходит через плоскость раскрыва АВ антенны. Плоскость раскрыва это плоскость,

проходящая через крайние точки поверхности зеркала и перпендикулярная его оси.

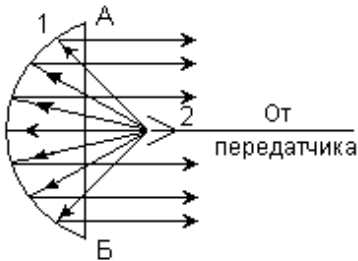


Рис.1.107 принцип действия передающей зеркальной антенны.

Свойства параболической формы зеркала обеспечивают одинаковую длину пути для всех лучей, идущих от облучателя до зеркала и после отражения – до плоскости раскрыва. Это приводит к тому, что все лучи придут к плоскости раскрыва с одинаковой фазой, т.е. плоскость раскрыва будет являться синфазной плоскостью.

Кроме того, все лучи после отражения будут параллельны оси зеркала.

Таким образом, в результате действия параболического рефлектора электромагнитная волна облучателя со сферическим фронтом и широкой диаграммой направленности преобразуется в волну с плоским фронтом и узкой диаграммой направленности зеркальной антенны.

При использовании такой антенны в приёмном тракте (рис.1.108) облучатель 2 является уже не источником электромагнитного излучения, а приёмником, который принимает сфокусированный рефлектором сигнал, приходящий из окружающего пространства в виде параллельного пучка лучей, и передаёт его с помощью фидерного тракта на вход приёмного канала.-

Геометрические размеры рефлектора во многом определяют электрические характеристики зеркальной антенны. Чем больше соотношение между диаметром рефлектора и длиной волны, тем в меньшей степени наблюдается явление дифракции радиоволн у краёв зеркала, лучше направленность антенны, выше её коэффициент усиления, и наоборот, чем меньше это соотношение, тем сильнее радиоволны огибают края зеркала, расширяя главный лепесток диаграммы направленности и увеличивая

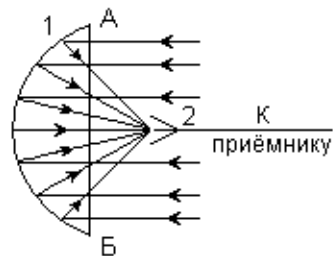


Рис.1.108 Принцип действия приёмной зеркальной антенны.

уровень бокового и заднего излучения. Таким образом, при одних и тех же геометрических размерах на более коротких волнах зеркальная антенна может обеспечить более высокие характеристики направленности и усиления.

Искажения диаграммы направленности может происходить ещё из-за того, что облучатель, помещённый в фокусе зеркала, имеет обычно значительные размеры и волны проходят разные пути от различных точек облучателя до площади раскрытия зеркала, что нарушает синфазность электромагнитного поля на выходе антенны, расширяет диаграмму направленности, уменьшает усиление антенны. Чем меньше размеры облучателя, тем меньше разность хода волн до площади раскрытия зеркала, тем острее диаграмма направленности антенны, больше коэффициент её усиления.

Рефлекторы зеркальных антенн выполняют из материала с хорошей проводимостью: алюминия или его сплавов или из стеклопластика с металлизированной отражающей поверхностью. Для предотвращения коррозии поверхность рефлектора окрашивают.

Иногда для уменьшения массы антенны рефлектор делают перфорированным. В этом случае рефлектор представляет собой зеркало, по всей поверхности которого расположены отверстия. Если размеры отверстий много меньше длины волны, то они практически не оказывают влияния на электрические характеристики отражающей поверхности рефлектора. Кроме того, такие рефлекторы могут выдерживать большие ветровые нагрузки и в меньшей степени задерживать влагу на своей поверхности.

На электрические характеристики зеркальной антенны в значительной степени влияет отклонение реальной формы рефлектора от идеальной. Электромагнитное поле в раскрытии антенны оказывается не синфазным, вследствие чего расширяется главный лепесток диаграммы направленности, уменьшается коэффициент усиления антенны и увеличивается уровень боковых лепестков. Так для антенны, работающей в диапазоне сантиметровых волн, отклонение формы поверхности рефлектора на два миллиметра приводит к снижению коэффициента усиления антенны примерно на 10%.

В качестве облучателей в зеркальных антеннах применяют простейшие излучатели электромагнитной энергии в виде вибраторов, рупоров, щелевых антенн, открытого волновода. Чтобы облучатель не искажал характеристику направленности антенны, он должен обла-

дать односторонней направленностью и всё его излучение должно попадать на поверхность рефлектора. Другими словами, ширина главного лепестка диаграммы направленности облучателя должна быть согласована с углом раскрыва параболического рефлектора и, в идеальном случае, они должны быть равны.

Облучатель располагают так, чтобы его фазовый центр находился в фокусе рефлектора. Важно также, чтобы облучатель создавал минимум тени на пути радиолуча, отражённого от рефлектора. Для этого размеры облучателя должны быть минимально возможными.

Смещение облучателя из фокуса перпендикулярно оси параболоида, вызывает отклонение максимума диаграммы направленности антенны в противоположную сторону.

Это явление используют при осуществлении сканирования диаграммы направленности в пространстве, а также при построении офсетных зеркальных антенн, показанных на рис. 1.109. В таких антеннах облучатель не затеняет раскрыва зеркала и это увеличивает коэффициент усиления антенны. Однако такая компоновка увеличивает габаритные размеры зеркальной антенны.

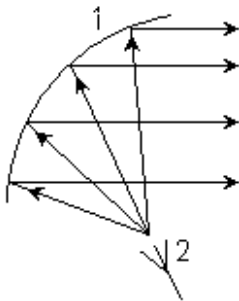


Рис. 1. 109 Принцип действия офсетной антенны.

Коэффициент направленного действия параболических зеркальных антенн определяют через эффективную площадь раскрыва антенны

$$D = \frac{4\pi A}{\lambda^2}, \quad (1.158)$$

где $A=Sv$ – эффективная площадь раскрыва антенны; $S=\pi R^2$ – геометрическая площадь раскрыва зеркала; R – радиус апертуры зеркала; v – коэффициент использования площади раскрыва; λ – длина волны.

Если задан коэффициент направленного действия, то необходимую площадь раскрыва зеркала можно рассчитать по формуле

$$S = \frac{D \lambda^2}{4\pi v}. \quad (1.159)$$

Фазированные антенные решётки

Высокую направленность излучения или приёма радиоволн можно получить с помощью антенны, составленной из большого числа слабонаправленных излучателей. В зависимости от частотного диапазона в качестве излучателей могут быть использованы линейные вибраторы, волноводные щели, рупоры, открытые концы волноводов и др.

Получение направленного излучения с помощью таких систем объясняется интерференцией полей, создаваемых отдельными излучателями. Вследствие этого диаграмма направленности всей антенной системы зависит как от типа излучателей, так и от их расположения, от расстояния между ними, от длины волны и от соотношения между амплитудами и фазами токов в излучателях. Соответствующим расположением излучателей и возбуждением в них токов определённой амплитуды и фазы можно получить синфазное сложение полей отдельных излучателей в требуемом направлении. Такие антенные системы получили название фазированных антенных решёток (ФАР).

В зависимости от расположения элементарных излучателей различают линейные, плоские и объёмные ФАР.

Линейная ФАР, схема которой приведена на рис.1.110, является простейшей антенной системой такого типа. Излучающие элементы в линейной ФАР расположены вдоль прямой MN , называемой осью решётки, на равных расстояниях друг от друга. Расстояние между фазовыми центрами излучателей d называют шагом решётки. Линейная ФАР позволяет сформировать направленное излучение только в одной плоскости, проходящей через ось решётки.

Плоская ФАР, схема которой показана на рис.1.111, даёт возможность сконцентрировать излучение в узкий пучок в двух плоскостях. Форма такой ФАР может быть прямоугольной, круглой, многоугольной и определяется как требованиями, предъявляемыми к форме диаграммы направленности, так и конструктивными особенностями системы. В ряде случаев тип решётки определяется формой элемента конструкции объекта, на котором размещается антенная система (крыло, фюзеляж, хвостовое оперение самолёта, часть поверхности космического аппарата и т.п.).



Рис.1.110 Схема линейной ФАР.

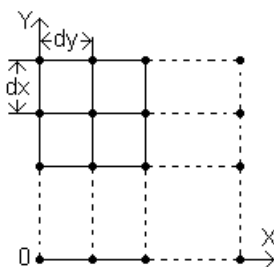


Рис.1.111 Схема плоской прямоугольной ФАР.

Излучатели в плоских ФАР располагают в узлах сетки. Примерная форма диаграммы направленности плоской ФАР показана на рис.1.112. Излучение в нежелательное полупространство устраняют либо выбором однонаправленных излучающих элементов, либо с помощью экрана, как это показано на рис.1.113. На рисунках обозначено: 1- ФАР; 2- главный лепесток диаграммы направленности ФАР; 3- сечение главного лепестка; 4- боковые лепестки диаграммы направленности; 5- экран.

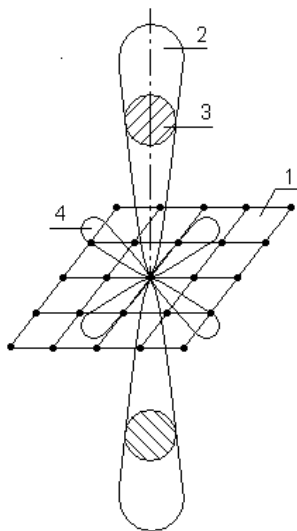


Рис.1.112 Диаграмма направленности плоской ФАР.

Одной из актуальных задач антенно-антенной техники является создание антенн с управляемой диаграммой направленности. При этом в большинстве практических случаев необходимо, чтобы острая направленность антенны сочеталась с высокой скоростью перемещения луча в пространстве, с движением его по любой заданной программе, с автоматическим управлением движения луча и т.д. Эти требования наилучшим образом выполняются в ФАР с электронным управлением диаграммой направленности. Такое управление осуществляется изменением фазовых сдвигов между токами в соседних излучателях на одну и ту же величину.

Управление может быть выполнено фазовым или частотным методами.

При фазовом методе используют электронно-управляемые фазовращатели с последовательной (рис.1.114) или параллельной (рис.1.115) схемам включения. В последовательных схемах используют идентичные фазовращатели. Если необходимо отклонить антенный луч на некоторый угол, то следует изменить электрическую длину всех фазовращателей на одну и ту же величину, соответствующую этому отклонению.

К недостаткам последовательной схемы относят достаточно высокие требования к системе управления, к стабильности работы фазовращателей, большие энергетические потери, а так же неравномерное распределение мощности между фазовращателями.

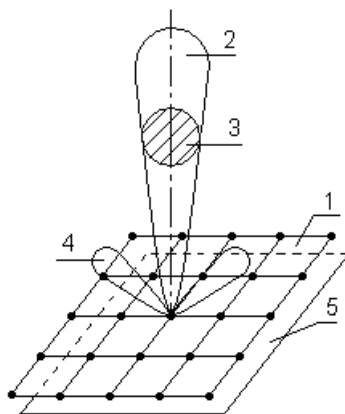


Рис.1.113 Плоская ФАР с односторонним излучением.

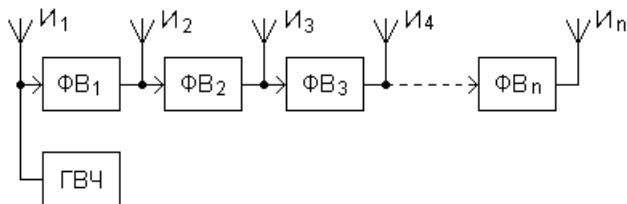


Рис.1.114 Схема последовательного включения фазовращателей в ФАР.

Через ближайшие к питающему генератору высокой частоты фазовращатели проходит почти вся мощность, подводимая к антенной решётке, а к последним – доходит лишь незначительная её часть.

В параллельной схеме включения через каждый фазовращатель проходит лишь небольшая часть мощности, поэтому требования к допустимой мощности фазовращателей оказываются более низкими. Коэффициент полезного действия всей схемы примерно соответствует коэффициенту полезного действия одной параллельной ветви и, как

правило, получается более высоким, чем в последовательной схеме. Кроме того, параллельная схема не требует высокой стабильности характеристик фазовращателей.

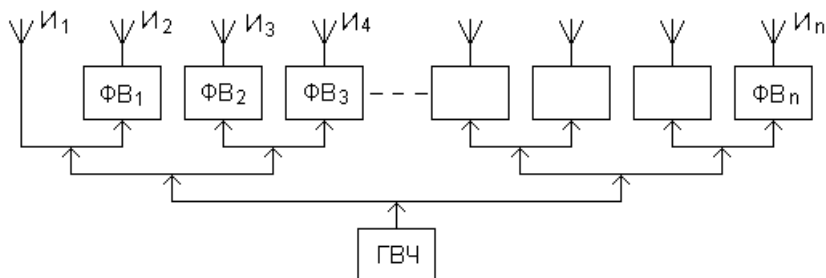


Рис.1.115 Схема параллельного включения фазовращателей в ФАР.

К недостаткам параллельной схемы можно отнести сложность системы управления, обусловленную тем, что требуется применение фазовращателей с различными диапазонами фазовых сдвигов. Например, если сдвиг по фазе между токами в соседних излучателях И1 и И2 должен быть равен φ , то в последующих фазовращателях сдвиги должны быть равны $2\varphi, 3\varphi, \dots, n\varphi$.

При частотном управлении изменяется частота питающего решётку генератора. Это приводит к изменению сдвигов по фазе между токами в излучателях решётки, в результате чего изменяется положение антенного луча в пространстве. Частотное управление является наиболее простым с точки зрения технической реализации, но требует перестройки частоты питающего генератора в достаточно широких пределах (не менее 6% от несущей частоты).

Если в тракт каждого излучателя антенной решётки включить активный элемент (генератор, усилитель), то получим активную ФАР (АФАР). Активные элементы в АФАР располагают в непосредственной близости от излучателей или встраивают в излучатели. В этом случае конструктивное объединение излучателя, активного элемента и элемента управления образует модуль АФАР. Преимуществом передающей АФАР является отсутствие общего такта, по которому передаётся суммарная мощность, и то, что сложение мощностей многих передающих модулей осуществляется в одном пространственном лу-

че. Это снимает вопросы, связанные с возможностью электрического пробоя в тракте.

Приёмные АФАР имеют меньший уровень шума, чем пассивные ФАР.

Конструкция модулей АФАР, кроме требуемых электрических характеристик, должна обеспечить минимальные габариты и массу, хорошую повторяемость, низкую стоимость и т.д. Этим требованиям в наибольшей степени удовлетворяют модули, выполненные на основе полосковых линий.

Особенности конструкции и размещения самолётных антенн

Требования, предъявляемые к конструктивному выполнению и размещению самолётных антенн, обусловлены специфическими условиями их работы при значительных механических и климатических воздействиях и при наличии радиопомех.

Антенны по возможности должны быть невыступающими или слабовыступающими; занимать минимальную площадь на обшивке и малый объём внутри самолёта; не нарушать его силовую конструкцию; обладать устойчивостью против вибраций и обледенения; сохранять работоспособность при полётах на больших высотах, при повышенной влажности, высоких и низких температурах; не воспринимать радиопомехи, возникающие при электризации, при работе электрооборудования, радиотехнических систем и других источников излучений, размещённых на самолёте. Конструкция и размещение антенн должны обеспечивать минимальную электромагнитную связь между ними, высокую механическую прочность и малое аэродинамическое сопротивление.

Электромагнитное поле создаётся токами, протекающими как в самой антенне, так и в элементах конструкции самолёта, т.е. корпус самолёта участвует в излучении радиоволн наравне с антенной. Вследствие этого диаграмма направленности, входное сопротивление и другие параметры самолётной антенны могут сильно отличаться от параметров такой же антенны, расположенной в свободном пространстве. Влияние самолёта на радиотехнические параметры зависит от типа антенны и места её установки, размеров, формы самолёта и рабочей длины волны. Наиболее сильно корпус самолёта влияет на слабо-

направленные антенны, что связано с облучением ею значительной части корпуса. Если же антенна имеет узкую диаграмму направленности и основное излучение направлено в зону свободную от элементов конструкции самолёта, то влияние корпуса на её параметры будет значительно меньше.

Рассмотрим несколько примеров конструктивного выполнения и размещения на летательных аппаратах некоторых типов антенн.

Для обеспечения дальней двухсторонней связи экипажа с диспетчерскими пунктами, спасательными службами и другими абонентами на пассажирских самолётах используют радиостанции декаметрового диапазона. В этих станциях в качестве антенн используют несимметричные, четвертьволновые антенны в различном конструктивном исполнении. На старых типах самолётов это могут быть проволочные антенны 1 (рис.1.116), которые размещаются сверху вдоль фюзеляжа и одним концом крепятся к килю самолёта через изолятор 2.

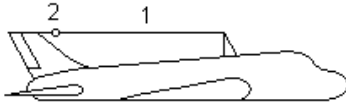


Рис.1.116 Размещение проволочной антенны.

В других случаях для этих целей применяют антенны верхнего питания с ёмкостной связью (рис.1.117). Излучателем антенны в этом случае является металлическая обшивка корпуса самолёта 2. В качестве возбудителя такой антенны используют изолированный от корпуса штырь (вибратор) 1, который установлен в передней части обтекателя стабилизатора. Вибратор имеет коническую форму. Длина вибратора зависит от типа самолёта и может достигать двух и более метров.

Антенной аварийно-спасательной станции является четвертьволновый телескопический штырь длиной 5,5 м, выполненный из металлизированного стекловолокна.

Для связных радиостанций УКВ диапазона используют антенны типа АСШ (антенна самолётная штыревая), представляющая собой четвертьволновый несимметричный вибратор, конструкция которой показана на рис.1.118. Антенна состоит из собственно вибратора 1, укрепленного на основании 3, и изолированного от корпуса с помощью изолятора 2. Питание антенны осуществляется через высокочастотный разъём 4. Антенна имеет обтекаемую форму и нижней поверхностью основания крепится к фюзеляжу самолёта.

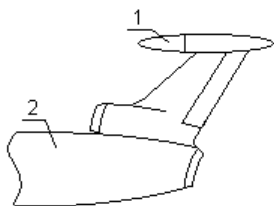


Рис. 1.117 Антенна верхнеёмкостного питания.

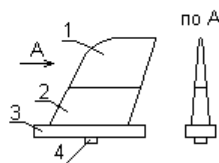


Рис. 1.118 Антенна связных радиостанций УКВ диапазона типа АСШ

Антенные системы самолётных радиопеленгаторов состоят из комплекта направленных и ненаправленных антенн. В автоматических радиоконусах в качестве направленных антенн чаще всего применяют рамочные антенны. Размещение рамочной антенны значительно влияет на её характеристики, так как на неё кроме поля радиоволны воздействует поле, отражённое (переизлучённое) элементами конструкции летательного аппарата: фюзеляжем, плоскостями, щитками шасси и т.п. Соотношение между амплитудами, фазами и положением фронтов этих полей оказывается различным и зависит от направления прихода радиоволны, размеров и конфигурации элементов конструкции летательного аппарата, места установки рамки и ряда других факторов. В результате интерференции полей положение фронта результирующей волны не совпадает с фронтом принимаемой прямой волны. Это приводит к погрешности определения курсового угла, которую называют радиодевацией. Радиодевияция может достигать значения $15-20^\circ$, но остаётся практически постоянной для данного самолёта и размещённого на нём радиоконуса. Это позволяет с помощью специальных компенсаторов уменьшить ошибку определения курсовых углов, используя графики радиодевации, снимаемые для каждого самолёта индивидуально.

Для уменьшения погрешностей измерений рамочные антенны рекомендуется размещать вблизи электрического центра летательного аппарата, где поля различных переизлучателей, имеющих на летательном аппарате, частично компенсируют друг друга.

Рамочную антенну изготавливают многовитковой, с ферритовым сердечником, имеющим высокую магнитную проницаемость. Это позволяет сконструировать малогабаритные рамочные антенны с доста-

точной действующей высотой, не ухудшающие аэродинамические качества летательного аппарата.

В качестве ненаправленной антенны радиокompаса используют однолучевые горизонтальные шлейфовые антенны, позволяющие принимать радиосигналы с любых направлений. Конструкция такой антенны показана на рис.1.119.

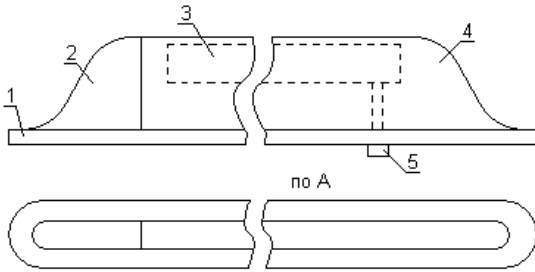


Рис.1.119 Шлейфовая антенна радиокompаса

Она представляет собой ленту из посеребрённой латунной фольги 3, вклееную в диэлектрический обтекатель 4. Обтекатель выполнен из стеклоткани, пропитанной эпоксидной смолой. Для уменьшения влияния элек-

тризации в полёте на наружную поверхность обтекателя нанесено неэлектризующееся покрытие. Антенна размещена на фланце 1, с помощью которого она крепится к фюзеляжу самолёта. Для предохранения антенны от эрозии, в передней части обтекателя установлен защитный лобок из алюминиевого сплава 2. Радиосигналы, принятые антенной, поступают на вход приёмного устройства через высокочастотный разъём 5.

При размещении на летательном аппарате двух комплектов радиокompаса такая антенна содержит два ленточных шлейфа, размещённых в одном обтекателе. Каждый шлейф имеет свой выходной разъём. Длина такой комбинированной антенны может достигать двух метров.

В доплеровских измерителях скорости и угла сноса в качестве передающей и приёмной антенн используют плоские волноводнощелевые антенны, представляющие собой ряд расположенных в одной плоскости волноводов, в наружных стенках которых прорезаны щелевые отверстия. Через эти отверстия излучается (или принимается) энергия электромагнитной волны.

Конструктивно передающая и приёмная антенны выполнены одинаково и расположены рядом на одной раме моноблока измерителя. Друг от друга антенны разделены поглощающей перегородкой, которая обеспечивает развязку антенн не менее 80 дБ. Антенная система

выполнена неподвижной и жёстко связанной с корпусом летательного аппарата. Размещена антенная система в вырезе обшивки фюзеляжа или крыла (в зависимости от типа летательного аппарата) и закрыта снаружи радиопрозрачным обтекателем.

Требования к размещению достаточно жёсткие: электрическая ось антенной системы должна совпадать с направлением продольной строительной оси летательного аппарата с точностью не хуже $\pm 0,15'$, а наружная плоскость моноблока, в котором расположена антенная система, должна совпадать с горизонтальной плоскостью летательного аппарата с точностью не хуже $\pm 0,5^\circ$. Столь высокие требования обусловлены тем, что эти параметры являются основой измерительной части всего устройства и относительно них ведётся отсчёт необходимой информации для определения скорости движения и угла сноса летательного аппарата.

Антенна приёмника бортовой системы ближней навигации (рис.1.120) представляет собой устройство из двух несимметричных плоских сигмаобразных вибраторов 1, размещаемых внутри носового радиопрозрачного обтекателя 2 летательного аппарата.

Конструкция антенны решётчатая. Решётка изготавливается из отрезков медной посеребрённой проволоки диаметром примерно 1,5 мм, спаянных между собой. Геометрические размеры ячеек решётки выполнены таким образом, чтобы они не являлись преградой для прохождения радиоволн метеонавигационной РЛС, антенный блок которой расположен внутри носового обтекателя. Каждый вибратор приклеен к внутренней стороне обтекателя. Для подключения высокочастотных кабелей у каждого вибратора установлена соединительная колодка.

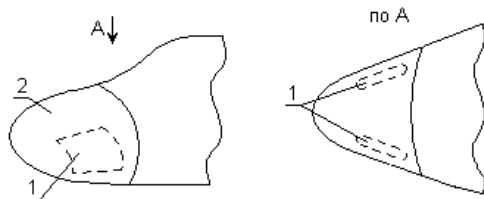


Рис. 1.120 Размещение приёмных антенн системы ближней навигации.

Зеркальные антенны бортовых метеонавигационных РЛС представляют собой комбинированную конструкцию (рис.1.121), состоя-

щую из параболического отражателя 1 и отражателя специальной формы 2.

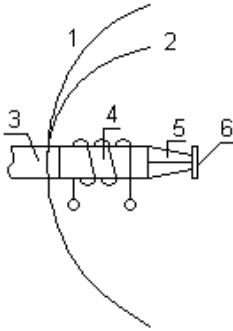


Рис.1.121 Антенная система метеонавигационной РЛС,

волновода 3. В волноводе перед облучателем смонтирован ферритовый вращатель плоскости поляризации излучаемого радиосигнала 4. На узком конце облучателя установлен металлический дисковый контроотражатель 6, исключаяющий прямое излучение и направляющий всю СВЧ энергию в сторону отражателя при работе станции в режиме передачи и собирающий энергию падающей на отражатель радиоволны в режиме приёма. Отражатель специальной формы 2 выполнен из стеклоткани армированной горизонтально расположенными металлическими нитями в виде решётки.

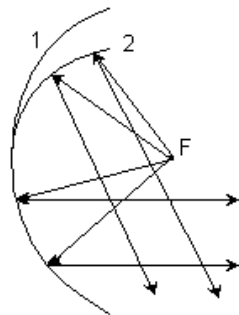


Рис.1.122 Формирование веерной диаграммы направленности зеркальной антенны

Такая конструкция позволяет формировать две различные диаграммы направленности в зависимости от режима работы станции. Параболический отражатель в зависимости от типа летательного аппарата, на котором размещена станция, может иметь диаметр от 200 мм до 1160 мм. Выполнен такой отражатель из металлизированной стеклоткани. В фокальной плоскости отражателя находится облучатель 5, представляющий собой диэлектрическую антенну в виде конусообразного диэлектрического стержня, закреплённого в открытом конце круглого волновода. В волноводе перед облучателем смонтирован ферритовый вращатель плоскости поляризации излучаемого радиосигнала 4. На узком конце облучателя установлен металлический дисковый контроотражатель 6, исключаяющий прямое излучение и направляющий всю СВЧ энергию в сторону отражателя при работе станции в режиме передачи и собирающий энергию падающей на отражатель радиоволны в режиме приёма. Отражатель специальной формы 2 выполнен из стеклоткани армированной горизонтально расположенными металлическими нитями в виде решётки.

Если облучатель антенны создаёт горизонтально поляризованную волну, то в нитях специального отражателя возникает ЭДС, появляются токи СВЧ и он будет отражать падающую на него радиоволну. В этом случае изменяется общий профиль отражателя антенны, т.е. получается зеркало двойной кривизны (рис.1.122).

Это позволяет сформировать веерную диаграмму направленности, узкую в горизонтальной плоскости примерно

2-4° и широкую в угломестной плоскости примерно 30-40°, с максимумом, направленным в сторону подстилающей поверхности, над которой пролетает летательный аппарат (рис.1.123).

Кривизну зеркала подбирают таким образом, чтобы изменение коэффициента усиления антенны G_a осуществлялось по закону, близкому к функции

$$G_a(\beta) = \operatorname{cosec}^2\beta, \quad (1.160)$$

где β – угол в вертикальной плоскости, отсчитываемый от продольной оси симметрии летательного аппарата.

В технической литературе такую диаграмму часто называют косеканс квадратной диаграммой. При такой диаграмме естественное затухание радиосигналов, вызванное изменением расстояния, компенсируется соответствующим изменением коэффициента усиления антенны. На входе приёмника уровень мощности отражённых сигналов, который определяет яркость отметок на экране индикатора РЛС, будет зависеть только от отражающих свойств объектов, находящихся на подстилающей поверхности. Объекты, имеющие одинаковую отражающую способность, но расположенные на различных расстояниях, будут на экране индикатора иметь одинаковую яркость. Это позволяет получить на экране радиолокационное изображение местности, основанное на различных градациях яркости, подобное чёрно-белому телевизионному изображению.

При вертикальной поляризации излучаемых колебаний в нитях специального отражателя никакой ЭДС не возникает. Он оказывается радиопрозрачным для электромагнитных волн, и диаграмма направленности антенны формируется только параболическим отражателем. Это позволяет сформировать узкую диаграмму направленности примерно 2-4°, симметричную в её главных сечениях: Θ_α – в азимутальной плоскости и Θ_β – в угломестной плоскости (рис.1.124). Такую диаграмму используют для наблюдения метеообстановки, обнаружения грозových зон и других препятствий в передней полусфере по курсу движения летательного аппарата.

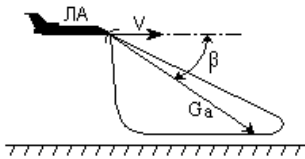


Рис. 1.123 Вид косеканс-квдратной диаграммы направленности антенны

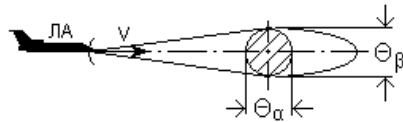


Рис. 1.124 Вид узкой симметричной диаграммы направленности антенны.

Поляризация излучаемых радиоволн и, соответственно, изменение формы диаграммы направленности антенны осуществляется с помощью ферритового вращателя плоскости поляризации, расположенного в волноводном тракте антенны. Управляют работой поляризатора с пульта РЛС путём подачи питающего тока в катушку электромагнита, с помощью которого намагничивается ферритовый стержень и происходит поворот плоскости поляризации проходящей волны.

Антенные блоки таких РЛС размещают в негерметичном носовом отсеке летательного аппарата под радиопрозрачным обтекателем. Один из вариантов такого размещения показан на рис.1.125. Во многих случаях при размещении антенны необходимо обеспечить её работу в режиме сканирования диаграммы направленности в секторе примерно $\pm(90-100^\circ)$ относительно продольной оси летательного аппарата.

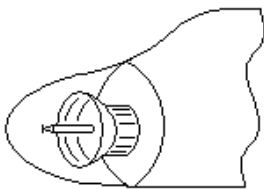


Рис. 1.125 Размещение антенного блока метеонавигационной станции на самолёте.

Антенная система самолётных радиовысотометров состоит из одинаковых передающей и приёмной антенн рупорного типа, с относительно широкой диаграммой направленности порядка 40° и коэффициентом усиления не менее 12. Антенны должны размещаться на расстоянии не менее 1м друг от друга на нижней части фюзеляжа или крыльев летательного аппарата. При

размещении должны быть приняты меры, обеспечивающие пространственную развязку передающей и приёмной антенн.

На рис.1.126 показан вид и размещение плоской фазированной антенной решётки радиолокационного прицела. От воздействия внешней

среды и механических повреждений антенная решётка защищена радиопрозрачным обтекателем, который на рисунке не показан. Конусообразная форма обтекателя практически не ухудшает аэродинамические характеристики летательного аппарата.



Рис. 1.126 Вид АФАР, размещённой на самолёте.

Вопросы для самоконтроля

1. В чём заключается принцип обратимости антенн?
2. По каким критериям классифицируют антенны?
3. Назовите характерные особенности симплексного режима работы РТС.
4. В чём заключаются различия линейных и апертурных антенн?
5. Дайте определение диаграмме направленности антенны.
6. Какие направления излучения антенны называются главными?
7. Поясните принцип построения диаграмм направленности антенн.
8. Как осуществляется построение диаграммы направленности антенны в относительных единицах?
9. Какие методы используют для снятия диаграмм направленности антенн?
10. Дайте определение коэффициента направленного действия антенны.
11. Дайте определение коэффициента усиления антенны.
12. Поясните различия коэффициента направленного действия и коэффициента усиления антенны.
13. Как определяют действующую высоту антенны?
14. Как определяют эффективную площадь антенны?
15. Какими параметрами характеризуют частный диапазон работы антенны?
16. Нарисуйте диаграммы направленности симметричной вибраторной антенны.
15. В чём состоит различие симметричной и несимметричной вибраторных антенн?

16. Поясните принцип действия многовибраторной антенны типа «волновой канал»
17. Как работает рамочная антенна?
18. Расскажите о принципе действия щелевой антенны.
19. Что представляет собой диэлектрическая антенна?
20. Какие виды рупорных антенн используют в РТС?
21. Поясните влияние конструкции рупорной антенны на характеристику направленности.
22. Из каких основных частей состоят зеркальные антенны?
23. Как происходит в зеркальных антеннах преобразование сферического фронта электромагнитной волны в волну с плоским фронтом?
24. По каким критериям осуществляют согласование характеристик облучателя с характеристиками рефлектора в зеркальных антеннах?
25. Вспомните характерные особенности офсетных антенн.
26. Какие виды фазированных антенных решёток вы знаете?
27. Каким образом осуществляют управление пространственным положением диаграммы направленности ФАР?
28. В чём заключается различие ФАР и АФАР?
29. Назовите основные требования предъявляемые к конструкции и размещению самолётных антенн.
30. Что представляет из себя антенна верхнёмкостного питания?
31. Каким образом и для каких целей в РТС обзорного типа формируют косеканс-квадратную диаграмму направленности антенны?

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) пропорционально пройденному пути и расстояние определяют, используя известное соотношение

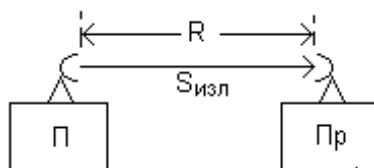


Рис.2.1 Беззапросный метод измерения расстояний.

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

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 часы), 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 $t_{\text{п}}$ в течение пяти часов не превышала $\Delta R \leq 100$ м, то относительная нестабильность эталона на борту ЛА должна быть равна

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

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

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

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

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

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

а искомое расстояние

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

В зависимости от того, какой из параметров принимаемых сигнала-

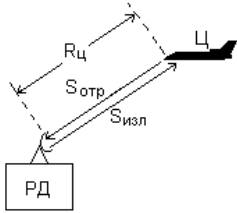


Рис. 2.2 Запросный метод измерения расстояний с пассивным ответом (с отражёнными сигналами).

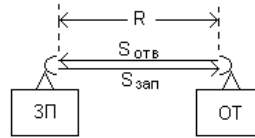


Рис. 2.3 Запросный метод измерения расстояний с активным ответом (с ретранслированными сигналами).

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

Амплитудные методы

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

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

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

Структурная схема активного радиодальмера, работающего с отражёнными радиосигналами, приведена на рис. 2.4, а временные диаграммы сигналов в некоторых точках дальмера - на рис. 2.5.

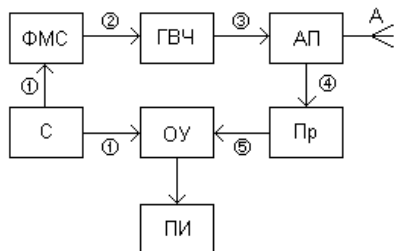


Рис.2.4 Структурная схема импульсного радиодальмера.

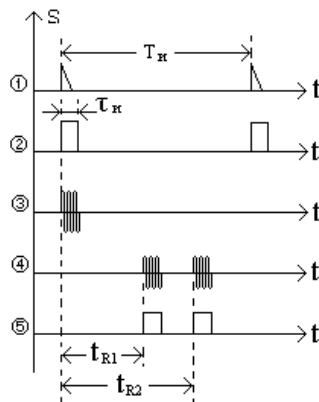


Рис.2.5 Временные диаграммы сигналов импульсного радиодальмера.

Период следования излучаемых импульсов T_n определяет синхронизатор С, который управляет работой формирователя модулирующих сигналов ФМС. В ФМС формируются прямоугольные импульсы заданной длительности τ_n и необходимой амплитуды для модуляции колебаний генератора высокой частоты ГВЧ. Радиоимпульсы с выхода ГВЧ через антенный переключатель АП поступают в антенну А и излучаются в пространство. Антенный переключатель служит для записывания приёмника во время излучения передатчиком зондирующих импульсов и для блокировки выходных цепей передающего тракта во время приёма сигналов. Отражённые от каких-либо объектов или от подстилающей поверхности сигналы принимаются антенной и поступают на вход приёмника Пр. В приёмнике осуществляется усиление и необходимые преобразования сигналов. С выхода приёмника принятые сигналы в виде 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.

В зависимости от вида потребителя информации ПИ в импульсных дальмерах в качестве оконечного 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 *A*) приведён на рис.2.6.

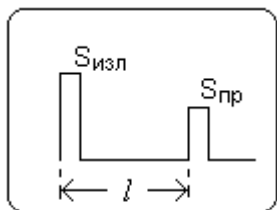


Рис.2.6 Вид экрана индикатора типа «А».

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

нала.

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.

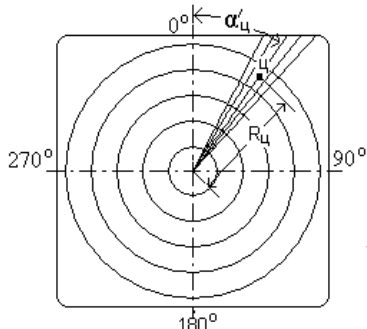


Рис. 2.7 Вид экрана индикатора типа «С» (ИКО).

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

Линейная развёртка по дальности, в таких индикаторах, осуществляется одновременно с излучением радиосигналов и проходит по радиусу от условного центра экрана до его края. Положение линии развёртки на экране однозначно определяется направлением максимума диаграммы направленности антенны, перемещающейся в пространстве в заданном секторе углов (рис.2.8). В результате на экране формируется радиально-круговая (или ра-

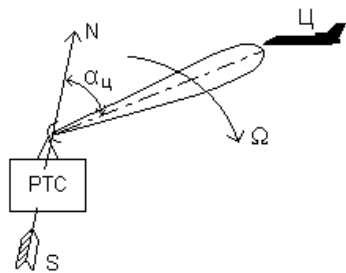


Рис. 2.8 Радиолокационный обзор пространства.

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).

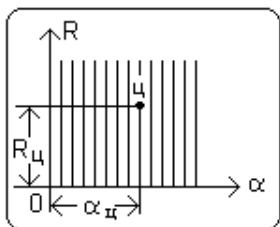


Рис.2.9 Вид экрана индикатора типа «В».

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 измерителя приведена на рис.2.10,а на рис.2.11 показаны временные диаграммы в некоторых точках схемы.

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

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

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

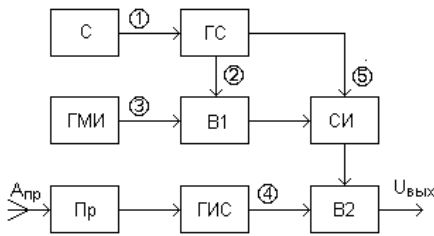


Рис.2.10 Структурная схема автоматического измерителя дальности.

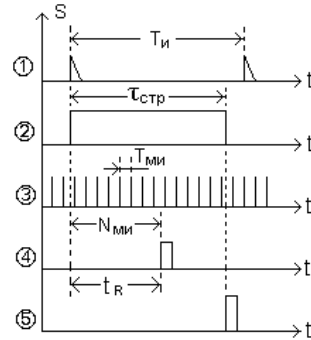


Рис.2.11 Временные диаграммы сигналов автоматического измерителя дальности.

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 регенерацией 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.

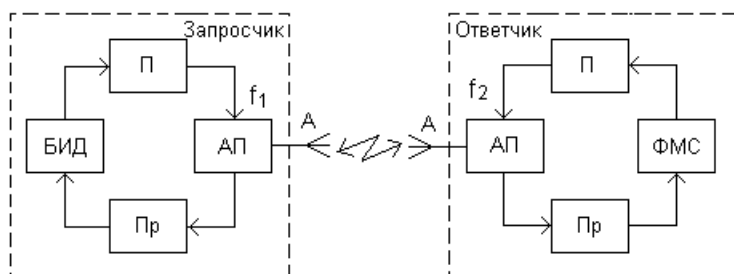


Рис. 2.12 Структурная схема радиодальномерной системы с ретрансляцией сигналов.

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 сигналов позволяют, за счёт усиления в ретрансляторе, измерять достаточно большие расстояния при сравнительно малых мощностях передающего устройства.

При одновременном измерении расстояний до нескольких объектов с помощью импульсного дальномера необходимо, чтобы принятые сигналы не перекрывались во времени на входе приёмника. Если, на-

пример, R_1 и R_2 – расстояния до двух объектов, то отражённые (или ретранслированные) сигналы не перекрываются при условии

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

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

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

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

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

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

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

Если это условие не выполняется, то при $R > c \cdot T_{и} / 2$ возникает ошибка измерения кратная $c \cdot T_{и} / 2$ (на рис.2.13 измеряемое расстояние пропорционально t_{R2} или t'_{R2}).

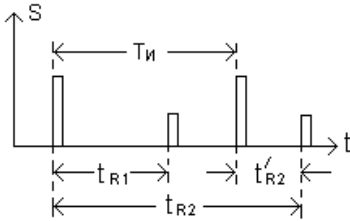


Рис. 2.13 К определению максимальной дальности действия импульсных дальномеров.

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 массогабаритные 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 хоро-

шая разрешающая способность импульсных радиодальномеров, которая позволяет одновременно измерять дальности многих объектов.

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

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

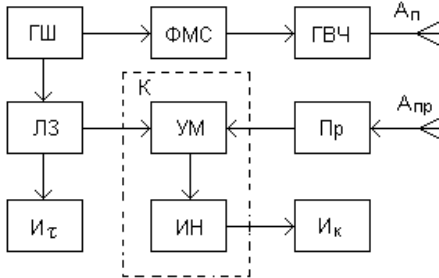


Рис. 2.14 Структурная схема радиодальномера с шумовой модуляцией.

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_n , имеет вид:

$$u_n(t) = U_0 [1 +$$

$$kU_{ш}(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.13)$$

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_n и на выходе коррелятора получаем (рис. 2.15)

$$U_k = a \int_0^{T_n} U_{пр}(t) U_{ш}(t - \tau_{лз}) dt, \quad (2.14)$$

где a - коэффициент пропорциональности.

Плавно изменяя величину задержки в ЛЗ, можно получить максимум корреляционной функции при $\tau_{ЛЗ} \approx t_R$, где $t_R = 2R/c$ - задержка принятого сигнала относительно излучаемого. Отсчёт времени, пропорционального дальности, осуществляют по индикатору задержки I_τ в момент максимального показания индикатора I_K .

Основное преимущество рассмотренного метода измерения расстояний состоит в использовании шумоподобного сигнала, обладающего одногорбой автокорреляционной 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.

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.

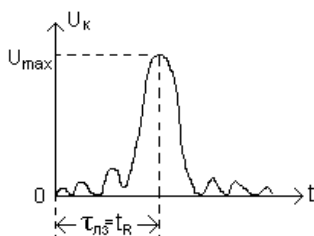


Рис. 2.15 Выходное напряжение коррелятора радиодальномера с шумовой модуляцией.

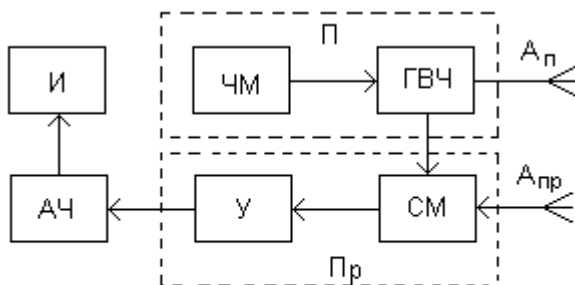


Рис.2.16 Структурная схема частотного радиодальномера.

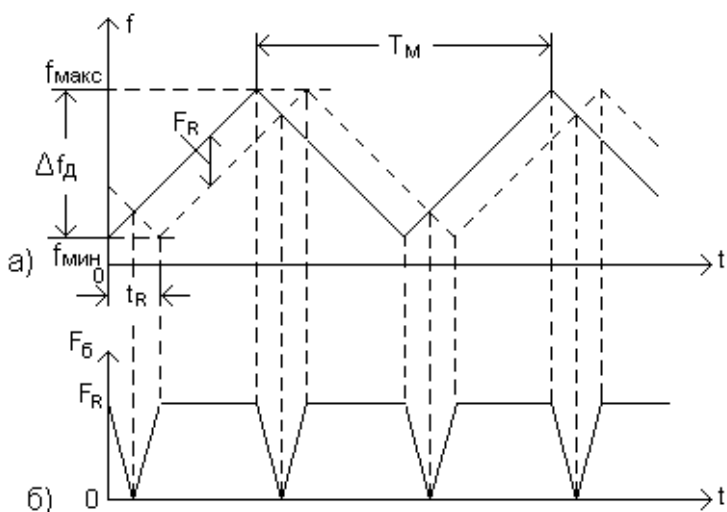


Рис.2.17 Временные графики сигналов частотного радиодальномера
а) изменение несущей частоты излучаемых и принимаемых сигналов; б) изменение частоты биений.

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

$$\Delta f_d = f_{\max} - f_{\min}. \quad (2.15)$$

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_{\min} до f_{\max} 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_{δ} (частота биений). График, характеризующий изменение F_{δ} во времени, приведён на рис. 2.17,б. Если частота биений много больше частоты модуляции, т. е.

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

то, с достаточной точностью, можно записать

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

Учитывая, что $t_R = 2R / c$, получим

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

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

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

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

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

где $k = \frac{c T_M}{4 \Delta f_{\delta}} - \text{const}$ – 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

$$\Delta R = c / 4\Delta f_d, \quad (2.21)$$

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.

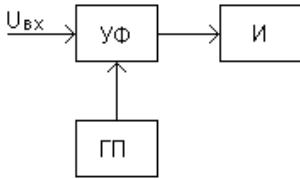


Рис.2.18 Структурная схема последовательного анализатора частоты.

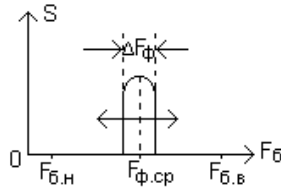


Рис.2.19 Амплитудно – частотная характеристика перестраиваемого фильтра.

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).

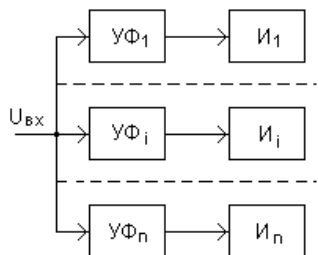


Рис.2.20 Структурная схема параллельного анализатора частоты.

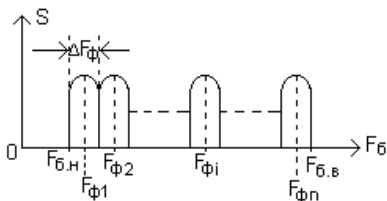


Рис.2.21 Амплитудно – частотные характеристики фильтров параллельного анализатора.

Количество фильтров зависит от величины заданного диапазона и необходимой точности измерений

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

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

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

второго полупериода. Для учёта этой составляющей необходимо осуществлять раздельное измерение частоты биений в каждом из двух полупериодов модуляции.

Тогда в первом полупериоде получим

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

а во втором

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

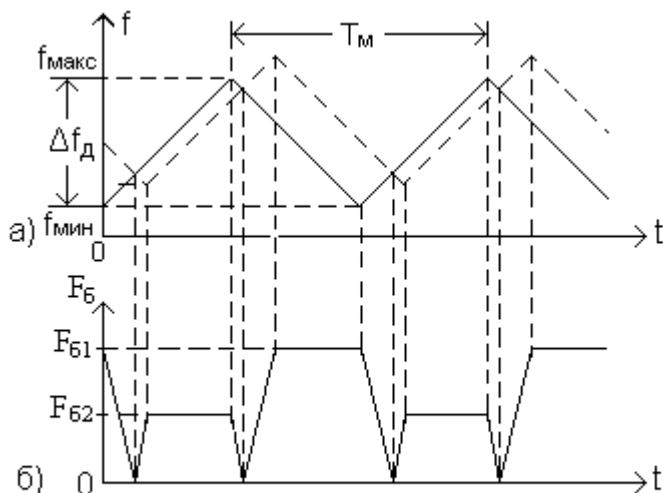


Рис.2.22 Графики изменения несущей частоты дальномера (а) и частоты биений (б) с учётом доплеровского сдвига частоты.

Решая эти выражения как систему уравнений, получим

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

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

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

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

Данные соотношения справедливы только при симметричном пилообразном законе модуляции.

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

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

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

Фазовые методы

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

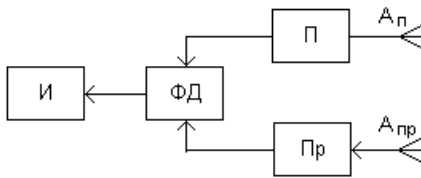


Рис. 2.23 Структурная схема фазового радиодальномера.

Передатчик П с помощью передающей антенны A_n излучает непрерывные немодулированные колебания

$$u_n(t) = U_n \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (2.32)$$

Принятые антенной A_{np} и приёмником Пр сигналы,

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

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

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

где $k_{\varphi\partial} = \frac{c}{2\omega_0} = const$ – 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

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

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

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

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

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

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

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

$$u_n(t) = U_n [1 + m \cos(\Omega t + \Phi_0)] \cos \omega_0 t, \quad (2.39)$$

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

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

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

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

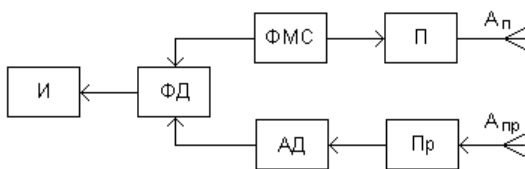


Рис. 2.24 Структурная схема фазового радиодальномера с модуляцией излучаемых сигналов.

Формирователя модулирующих колебаний ФМС и выделенная амплитудным детектором АД огибающая принятого амплитудно - модулированного сигнала. Разность фаз при этом равна

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

а дальность

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

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

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

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.

Высокочастотные генераторы Γ_1 и Γ_2 формируют колебания с частотами ω_1 и ω_2 , которые одновременно излучаются с помощью антенны A_n 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 .

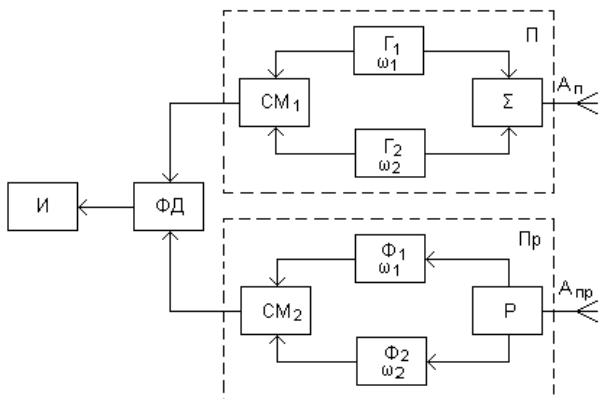


Рис. 2.25 Структурная схема двухчастотного фазового радиодальномера.

Колебания, вырабатываемые смесителями, различаются фазой, зависящей от времени запаздывания t_R .

Разность фаз этих колебаний выделяется фазовым детектором ФД

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

откуда

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

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 дальномеры 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 $A_{\text{пр}}$ и приемник Пр, в которых осуществляется основное усиление и необходимые преобразования принятых сигналов, а также оконечное устройство ОУ, позволяющее произвести отсчет ко-

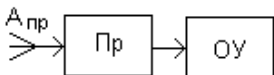


Рис. 2.26 Обобщенная структурная схема пеленгатора.

ординаты или преобразовать полученную информацию о направлении на объект в форму удобную для последующего использования.

К основным характеристикам пеленгационного устройства относят пеленгационную характеристику

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

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 $\varphi = \varphi_{\text{и}}$:

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

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 $\Omega_{\text{А}}$ 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).

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

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

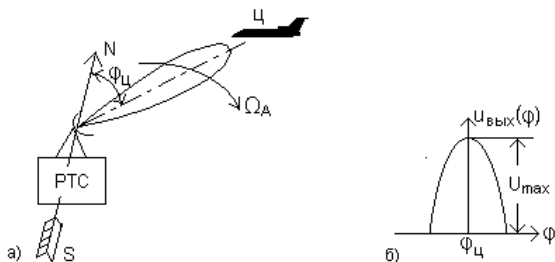


Рис. 2.27 Пеленгация по методу максимума; а) пояснение метода; б) пеленгационная характеристика.

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: И(u)- измерителя выходного напряжения приёмника Пр и И(φ)- указателя угла поворота антенны $A_{Пр}$ и сопоставлять эти показания во времени.

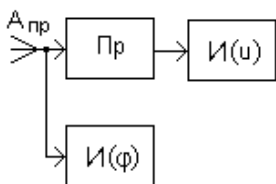


Рис. 2.28. Структурная схема пеленгатора.

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 масса-габаритных характеристик антенной системы, и из-за возрастания времени обзора заданного сектора пространства.

В РТС с импульсным излучением для повышения точности пеленгации можно использовать метод «вилки», при котором фиксируется начало и конец пачки импульсов, принятых при проходе симметричной диаграммы направленности антенны направления на цель. На

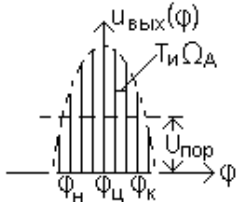


Рис. 2.29, а. Пеленгация методом «вилки».

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 $\Omega_А$.

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 длительности 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 $t_н = \varphi_н / \Omega_А$ соответствует началу пачки, а время $t_к = \varphi_к / \Omega_А$ – концу пачки, откуда

$$\varphi_н = t_н \Omega_А \quad \text{и} \quad \varphi_к = t_к \Omega_А \quad (2.50)$$

П

**ел
ен
за
ци
я
по
ме
то**

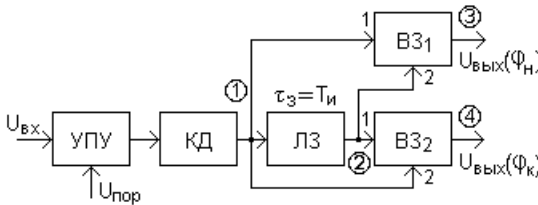


Рис. 2.29, б. Структурная схема пеленгатора.

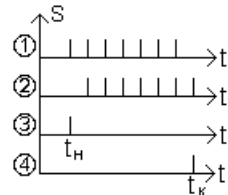


Рис. 2.29, в. Временные диаграммы сигналов.

ду минимума.

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

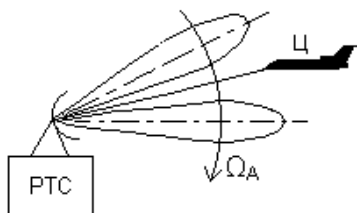


Рис. 2.30. Пеленгация по методу минимума.

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. На рис.2.31,а показана прямоугольная рамочная антенна, произвольно ориентированная в пространстве. Рассмотрим ее работу.

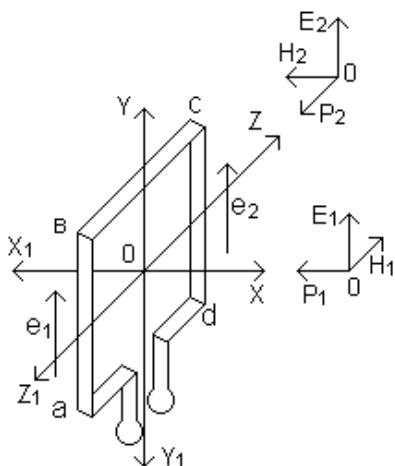


Рис. 2.31, а. Принцип действия рамочной антенны.

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

плоскости рамки направлении, не создает в ней тока.

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

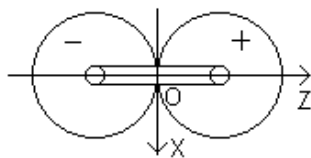


Рис. 2.31, б. Диаграмма направленности рамочной антенны.

Волны, приходящие по всем другим направлениям, рамка принимает тем хуже, чем ближе это направление к перпендикуляру к плоскости рамки. Диаграмма направленности такой антенны в плоскости, перпендикулярной плоскости рамки, представляет собой восьмерку, образованную двумя касающимися окружностями, с резко выраженными направлениями нулевого приема (рис.2.31,б).

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

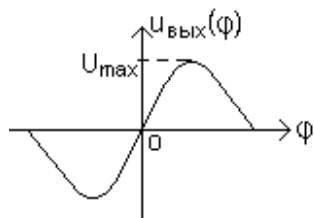


Рис. 2.32. Пеленгационная характеристика.

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

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

Равносигнальные методы пеленгации

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

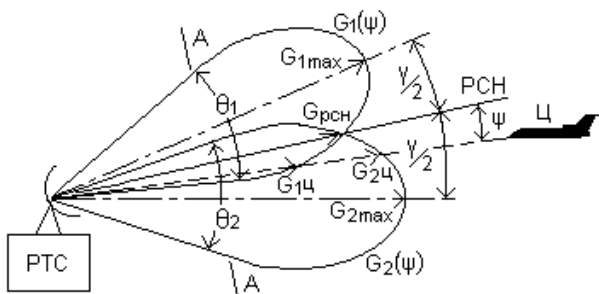


Рис. 2.33,а. Формирование равносигнального направления.

лежащего в этой плоскости, будут равны между собой, так как коэффициенты усиления обеих антенн $G_1(\psi)$ и $G_2(\psi)$ в этой плоскости будут иметь одинаковое значение. Любое отклонение направления на источник излучения от РСП (ψ на рис.2.33,а) приведет к различию амплитуд принятых антеннами сигналов (пропорционально коэффициентам усиления антенн $G_{1ц}$ и $G_{2ц}$). Различие будет тем значительнее, чем больше ψ .

Равносигнальные плоскости, сформированные каждой парой антенн, расположены ортогонально друг относительно друга. Линия

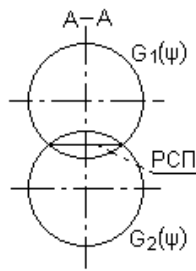


Рис. 2.33,б. Равносигнальная плоскость в сечении А-А.

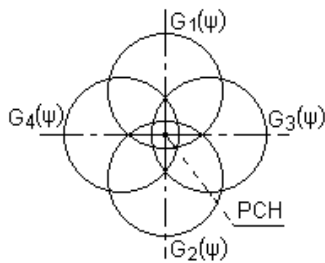


Рис. 2.33,в. Равносигнальное направление в сечении А-А

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.

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 направле-

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.

Для определения пеленга цели необходимо поворачивать антен-

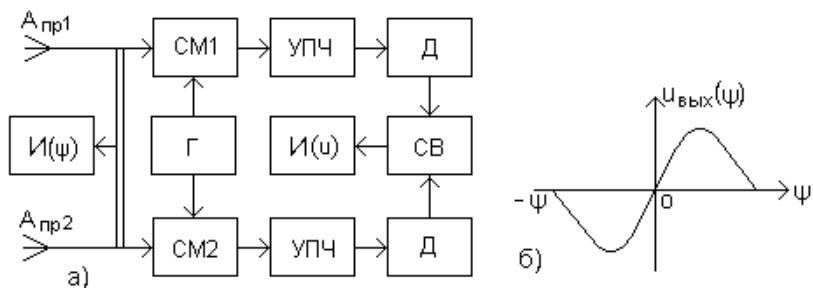


Рис.2.34 Моноимпульсный пеленгатор: а) структурная схема; б) пеленгационная характеристика.

ную 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 (1946г), 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.

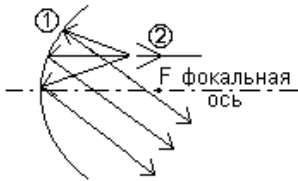


Рис.2.35. Отклонение луча в параболическом отражателе.

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

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

где $G_{РСН}$ – коэффициент усиления антенн в равносигнальном направлении; $G_{\max} = G_{1\max} = G_{2\max}$ – 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 про-

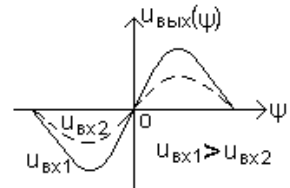


Рис.2.36. Влияние амплитуды входных сигналов пеленгатора на крутизну пеленгационной характеристики.

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

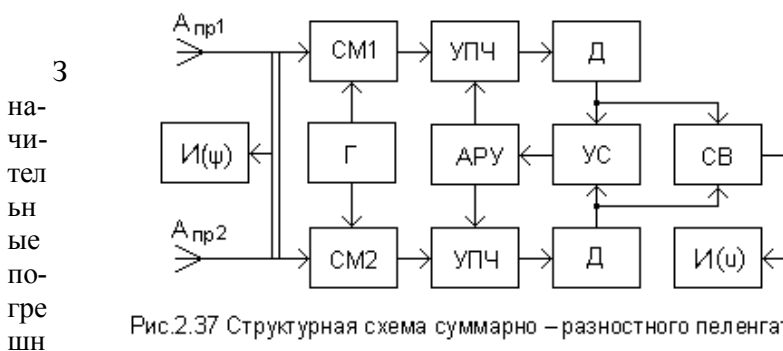
Для устранения этого явления в пеленгатор вводят автоматическую регулировку усиления АРУ приёмных каналов, которая работает по суммарному сигналу. Структурная схема такого суммарно-разностного пеленгатора приведена на рис.2.37, в которой суммарный сигнал формирует устройство суммирования УС.

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.



ости 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 $G_\Sigma(\psi)$

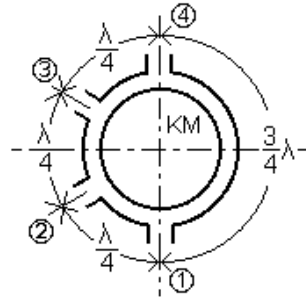


Рис.2.38 Схема высокочастотного кольцевого моста.

и разностная $G_\Delta(\psi)$ диаграммы направленности, образующиеся на соответствующих выходах кольцевого моста. Из разностной диаграммы видно, что при нахождении источника излучения на равносигнальном направлении (РСН) коэффициент усиления антенны G_Δ будет минимальным и разностный сигнал равен нулю. При отклонении источника излучения от РСН фаза разностного сигнала либо совпадает с фазой суммарного $\oplus \oplus$, либо противоположна фазе суммарного сигнала $\ominus \oplus$.

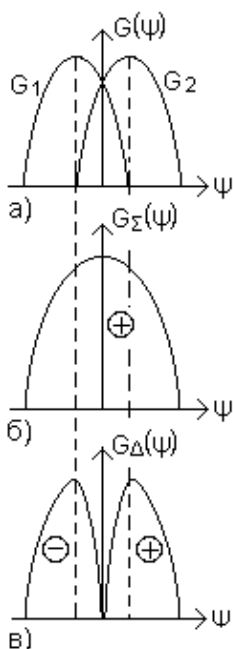


Рис.2.39. Диаграммы направленности антенной системы пеленгатора с кольцевым мостом: а) диаграмма отдельных олучателей; б) суммарная диаграмма; в) разностная диаграмма.

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

Структурная схема пеленгатора с кольцевым мостом приведена на рис.2.40. Суммарный U_{Σ} и разностный U_{Δ} сигналы поступают на входы соответствующих приёмных каналов, в которых они преобразуются с помощью смесителей СМ1 и СМ2одина Γ в промежуточную частоту и усиливаются до необходимого уровня в УПЧ.

В амплитуде разностного сигнала заложена информация о величине углового рассогласования. Для определения стороны отклонения линии визирования источника излучения относительно РСН нужно сравнить фазу сигнала разностного канала с фазой сигнала суммарного канала. Это сравнение осуществляется с помощью ключевого фазового детектора ФД, на который подаются сигналы с выходов обоих приемных каналов. Такой детектор можно представить как электронный ключ, управляемый одним из входных сигналов с интегратором ИН на выходе (рис. 2.41). В данном случае в качестве опорного (управляющего) используется суммарный сигнал U_{Σ} пеленгатора, который замыкает ключ при положительной полуволне напряжения. Напря-

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

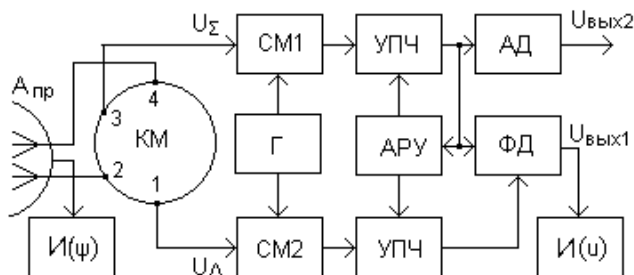


Рис.2.40 Структурная схема моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом.

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.

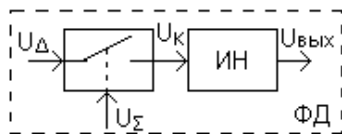


Рис.2.41 Эквивалентная схема ключевого фазового детектора.

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

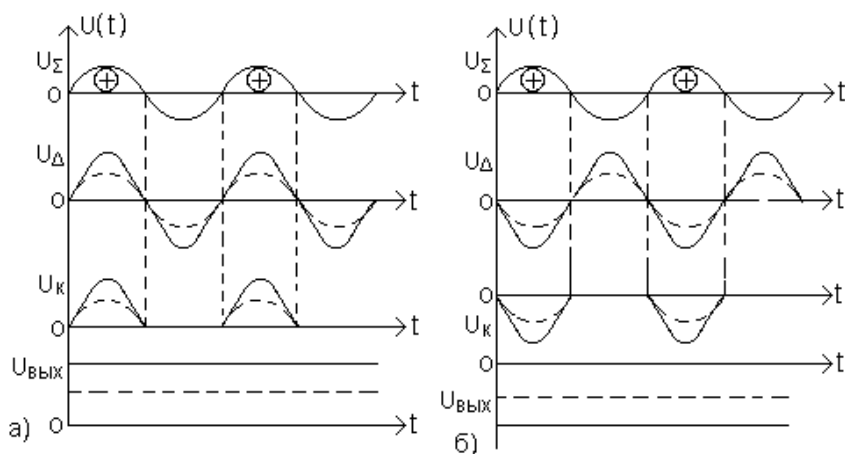


Рис.2.42 Диаграммы поясняющие работу ключевого фазового детектора: а) суммарный и разностный сигналы синфазные; б) – противофазные.

антенного устройства $I(\psi)$.

Сигнал с выхода суммарного канала в пределах рабочего участка пеленгационной характеристики максимален и практически мало изменяется по амплитуде. Это позволяет использовать его для автоматической регулировки усиления АРУ, а также, после детектирования в амплитудном детекторе АД, в комплексных РТС для обнаружения целей и измерения других навигационных параметров таких, как дальность и скорость ($U_{\text{ВЫХ}2}$ на рис.2.40).

При технической реализации рассмотренного метода необходимо иметь в виду то, что к конструкции высокочастотного тракта пеленгатора должны предъявляться требования высокой точности изготовления. Фазовые погрешности в цепях облучателей зеркала антенны и

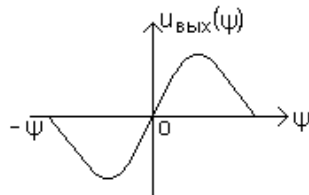


Рис.2.43 Пеленгационная характеристика моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом.

кольцевого моста, обусловленные неточностью изготовления, должны быть весьма малыми. В противном случае будут возникать погрешности измерения координат, так как амплитуда разностного сигнала U_{Δ} не будет равна нулю даже при равенстве сигналов, принимаемых каждым лепестком антенны.

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

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

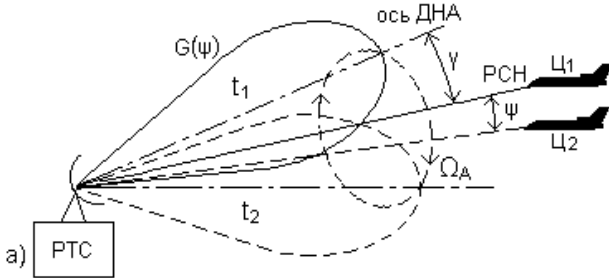


Рис.2.44,а Формирование равносигнального направления в амплитудно – фазовом пеленгаторе.

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

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

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).

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

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

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.

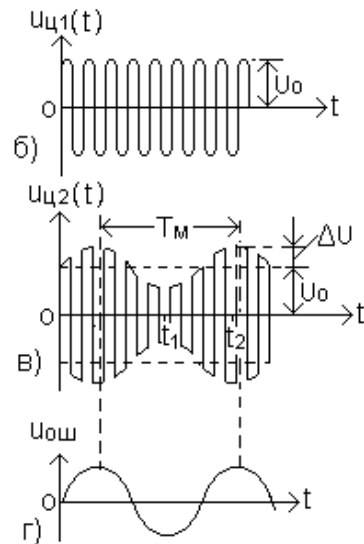


Рис.2.44 б) и в) Вид принимаемых сигналов с направлений на Ц₁ и на Ц₂; г) Сигнал ошибки.

Выделение огибающей амплитудно – модулированного сигнала осуществляется в детекторе сигнала ошибки ДСО. Управление по-

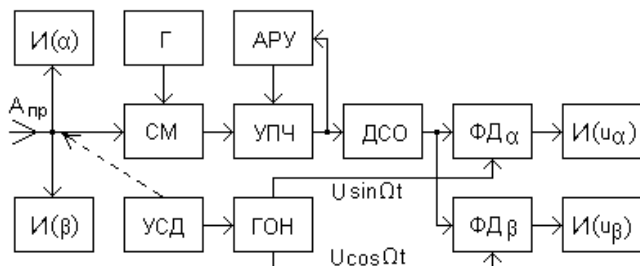


Рис.2.45 Структурная схема амплитудно – фазового пеленгатора.

ложением 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.

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

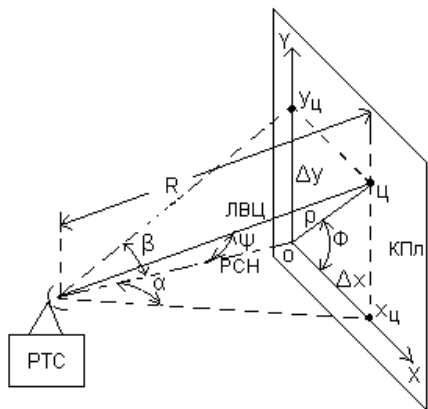


Рис.2.46 Определение углов отклонения цели относительно равносигнального направления.

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

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

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

$$u_{\text{он}1}(t) = U_{\text{он}1} \cos \Omega_A t \quad \text{и} \quad u_{\text{он}2}(t) = U_{\text{он}2} \sin \Omega_A t. \quad (2.66)$$

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

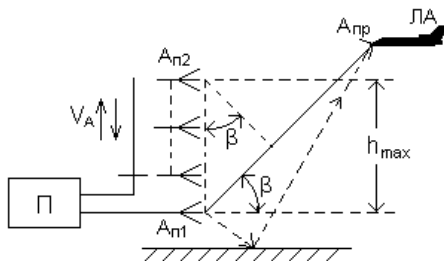


Рис.2.47 Частотный метод пеленгации.

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 $h = h_{макс}$. 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_{\max} и обратно. Для того чтобы знак доплеровского сдвига частоты при этом не изменялся, одновременно с переключением направления движения частота неподвижного излучателя

сдвигается в отрицательную сторону относительно частоты подвижного излучателя $A_{п2}$.

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

Временны́е методы

Временны́е 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 временны́х методов угловых измерений. Один из них носит название метода угловых измерений временного типа с фиксацией начала отсчёта и иллюстрируется рис.2.48.

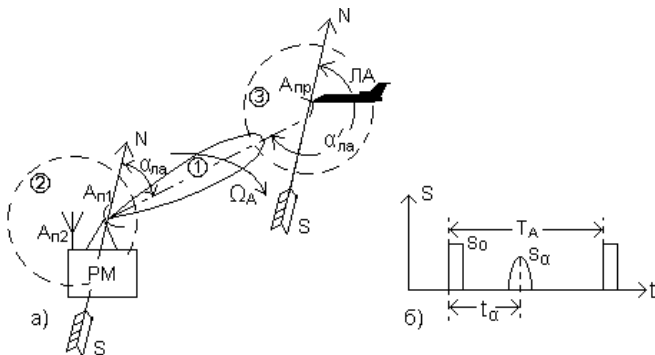


Рис.2.48 Метод измерений с фиксацией начала отсчёта: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) выходные сигналы пеленгатора.

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

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

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

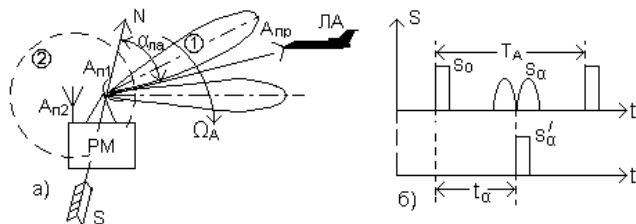


Рис.2.49 Повышение точности угловых измерений: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) выходные сигналы пеленгатора.

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

Далее рассмотрим второй вариант угловых измерений, который называют методом угловых измерений временно́го 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 (① 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 (② на рис.2.50, а), осуществляет

приём излучаемых сигналов и формирует два импульса S_1 и S_2 , показанных на рис.2.50,в.

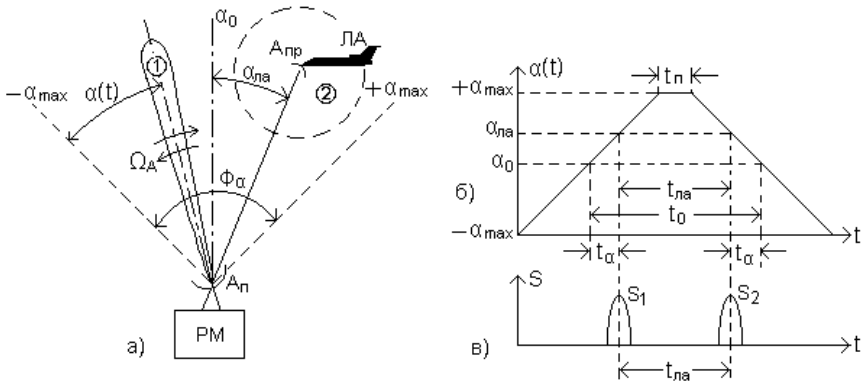


Рис.2.50 Метод измерений без фиксации начала отсчёта: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) закон перемещения диаграммы направленности

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

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

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

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

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

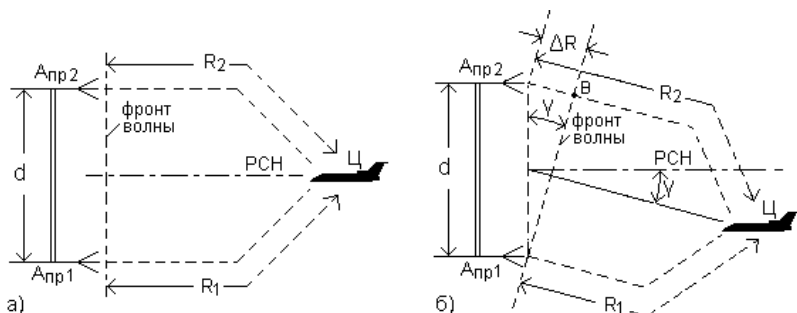


Рис. 2.51 Фазовый метод пеленгации: а) линия визирования цели совпадает с равносигнальным направлением (РСН); б) линия визирования цели отклонена от РСН.

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

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

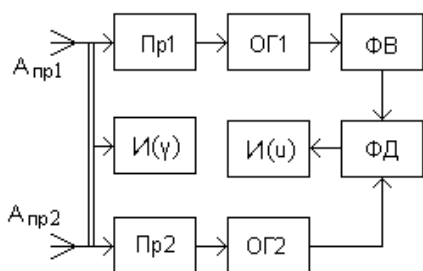


Рис.2.52 Структурная схема фазового пеленгатора.

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

каналах приемника Пр.

Напряжение на выходе фазового детектора можно записать в виде

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

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

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

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

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

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

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

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

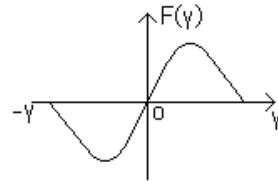


Рис.2.53 Пеленгационная характеристика фазового пеленгатора.

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).

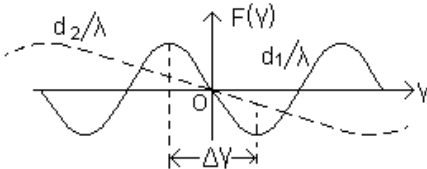


Рис.2.54 Влияние относительной базы на пеленгационную характеристику фазового пеленгатора.

Для исключения неоднозначности производят измерения при различных отношениях d/λ , то есть используют многошкальный метод построения системы (также как в фазовых дальномерных системах). Антенная система в таких измерителях имеет несколько баз.

При этом малая база образует грубую шкалу с однозначным отсчетом угловой координаты, а большая база – точную шкалу. На рис.2.54 штриховой линией показана пеленгационная характеристика системы с малой относительной базой $d_2/\lambda < d_1/\lambda$. Очевидно, что погрешность измерения по грубой шкале не должна превышать интервал однозначности точной шкалы $\Delta\gamma$. Применение многобазовых фазовых измери-

телей позволяет обеспечить весьма высокоточное и однозначное определение угловых координат в широком секторе.

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

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

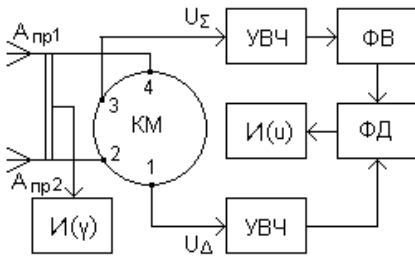


Рис.2.55 Структурная схема суммарно – разностного фазового пеленгатора.

Суммарный и разностный сигналы после кольцевого моста КМ усиливаются двумя идентичными усилителями высокой частоты УВЧ и сравниваются по фазе в фазовом детекторе ФД. Измерение угловой координаты осуществляют по индикатору антенной системы $I(\gamma)$ при нулевом показании индикатора $I(u)$ на выходе фазового детектора. Изменения

фазовых сдвигов в каналах усиления такой схемы приводит лишь к изменению крутизны пеленгационной характеристики.

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

Вопросы для самоконтроля

1. На каких принципах основаны методы измерения угловых координат объектов?

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

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

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

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

$$f_{\text{Пр}} = f_0. \quad (2.95)$$

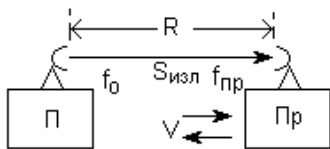


Рис.2.56 К пояснению эффекта Доплера.

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

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

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).

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 за-
паздывают относительно излу-
чаемых на время

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

Мгновенная фаза принятых коле-
баний 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.58.

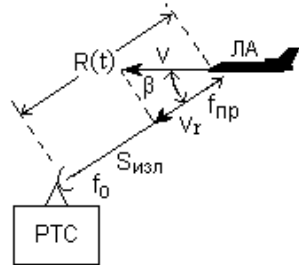


Рис.2.57 К определению доплеровского приращения частоты в беззапретных методах измерения скорости.

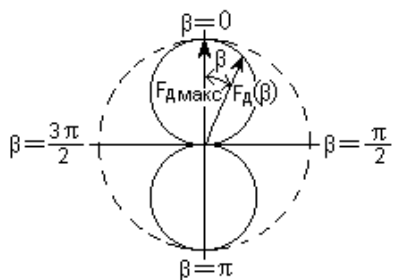


Рис.2.58 Зависимость доплеровского приращения частоты от угла приёма сигналов.

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).

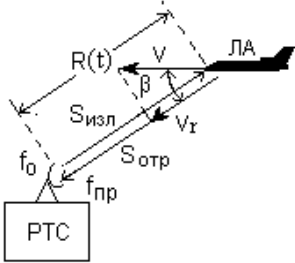


Рис.2.59 К определению доплеровского приращения частоты в запросных методах измерения скорости.

$$f_0 + 2F_d \quad (2.110)$$

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

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

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

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

$$f_{пр} = f'_0 + F_d =$$

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

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

Передающая антенна A_n преобразует высокочастотные колебания передатчика П в электромагнитную волну. Приёмная антенна $A_{пр}$ осуществляет обратное преобразование отражённой от движущегося объекта радиоволны в высокочастотный сигнал, поступающий на вход смесителя приёмного канала $СМ_1$.

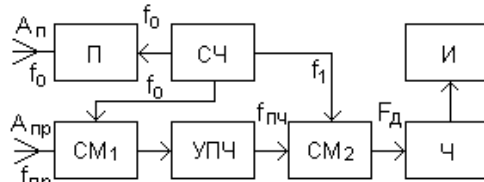


Рис.2.60 Структурная схема системы измерения скорости

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 точность 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).

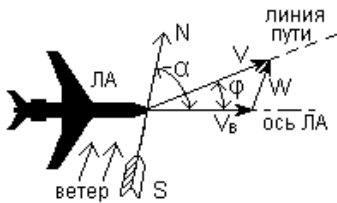


Рис.2.61 К определению путевой скорости (навигационный треугольник).

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

Отражение радиоволн обусловлено тем, что любой физический объект, находящийся на пути распространения радиоволн, будет пред-

Она определяется как векторная сумма воздушной скорости V_v , 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.

ставлять 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.

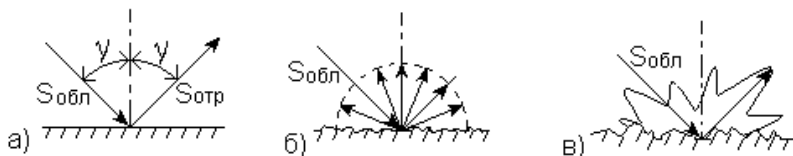


Рис.2.62 Отражения радиоволн от различных поверхностей: а) при неровностях много меньше длины волны; б) при неровностях сравнимых с длиной волны; в) от реальных поверхностей.

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, отражённых 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 нечётному числу полуволин

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

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

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

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

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

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

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

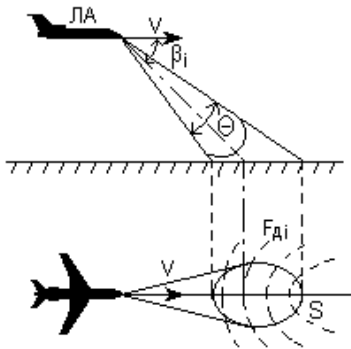


Рис.2.63 Формирование спектра отражённого сигнала.

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

Очевидно, что элементарные отражатели, облучаемые под одинаковым углом β_i , при прочих равных условиях дадут одинаковое 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, имеют случайные фазы и амплитуды. Поскольку на вход приёмного устройства поступают сигналы от отражателей, расположенных на множестве различных гипербол, суммарный отра-

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

жённный 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

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

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

Облучение участков поверхности и приём сигналов в доплеровских измерителях осуществляется, как правило, антеннами с достаточно узкими диаграммами направленности. Это обуславливает различный уровень принятых сигналов от разных точек отражающей поверхности. Если не учитывать малые различия энергии элементарных сигналов, связанные с различием расстояний до гиперболических полосок в пределах раствора диаграммы направленности антенны, а также различием коэффициентов обратного рассеяния отдельных участков отражающей площадки, то огибающая доплеровского спектра будет определяться формой диаграммы направленности антенны. В частности, симметричной диаграмме направленности соответствует симметричный спектр, огибающая которого показана на рис.2.64. Средняя частота спектра

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

соответствует направлению максимума диаграммы направленности.

Ширину доплеровского спектра на уровне половинной мощности нетрудно определить, используя 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

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

где Θ_β - ширина диаграммы направленности антенны по уровню 0,5 в угломерной 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.

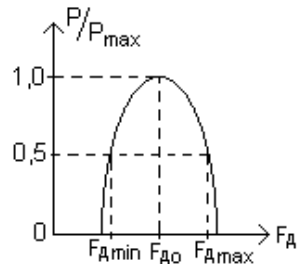


Рис.2.64 Огибающая спектра отражённого сигнала.

Принцип действия однолучевых ДИСС

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.

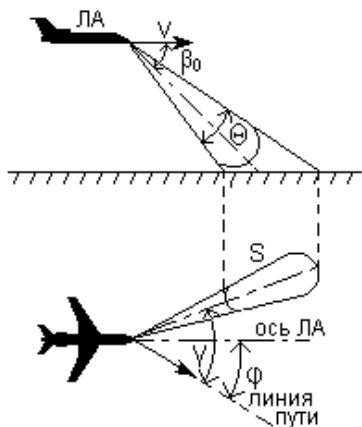


Рис.2.65 К принципу действия однолучевых ДИСС.

в горизонтальной плоскости до совмещения оси диаграммы направленности с направлением вектора путевой скорости, угол $\gamma = 0$, а доплеровское приращение частоты достигает максимального значения

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

При известных λ и β_0 путевую скорость V можно определить непосредственным измерением $F_{д \text{ макс}}$ 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 $F_{д} = F_{д \text{ макс}}$.

На рис.2.67 приведена упрощенная структурная схема однолучевого ДИСС.

Передатчик П излучает через антенну $A_{п}$ колебания частоты f_0 . На приёмную антенну $A_{пр}$ поступает отражённый сигнал частоты $f_{пр} = f_0 + F_{д}$, который подаётся на сигнальный вход смесителя СМ. На другой

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

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

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

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

Это такая же зависимость $F_{д}$, как и на рис.2.58, годограф которой имеет вид восьмёрки (пунктир на рис.2.66). При повороте антенны в

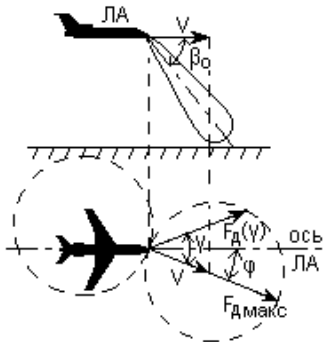


Рис.2.66 Зависимость доплеровской частоты от угла приёма сигналов в однолучевых ДИСС.

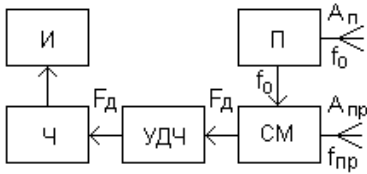


Рис.2.67 Структурная схема однолучевого ДИСС.

вход смесителя подаётся часть мощности излучаемого сигнала частоты f_0 , играющего роль сигнала когерентного гетеродина. На выходе смесителя формируется сигнал биений между этими двумя сигналами, частота которого равна F_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 предельная простота схемы и конструкции бортовой аппаратуры. Однако, однолучевой ДИСС обладает существенными недостатками, главные из которых заключаются в следующем:

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

При относительной погрешности определения $F_{d \text{ макс}}$, равной 1%, т.е.

$\Delta F_d / F_{d \text{ макс}} = 0,01$, погрешность измерения угла сноса составляет $\Delta\phi = 0,14$ рад, или примерно 8° .

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

$$\Delta V / V = \Delta F_d / F_{d \text{ макс}} \quad (2.125)$$

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

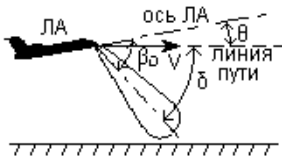


Рис.2.68 Влияние углов ориентации ЛА на точность измерений в однолучевых ДИСС.

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 ситуа-

ции, 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

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.

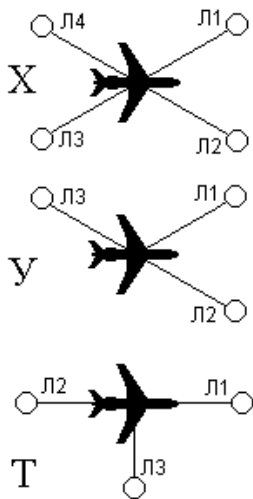


Рис.2.69 Варианты конфигураций радиолучей в многолучевых ДИСС.

Принцип действия многолучевых ДИСС удобней рассмотреть на примере X - образной системы, расположение лучей которой показано на рис.2.70.

На летательном аппарате устанавливаются приёмо-передатчик с четырьмя передающими и четырьмя приёмными антеннами, укрепленными на подвижной платформе АПП, которая может поворачиваться в горизонтальной плоскости.

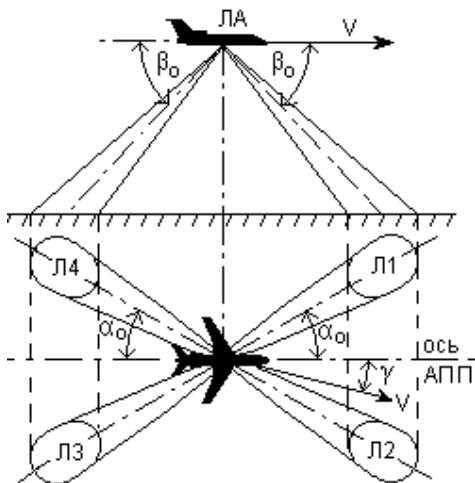


Рис.2.70 К принципу действия четырехлучевого ДИСС.

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 , 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:

$$\text{для ЛЗ} \quad F_{\text{дЗ}} = - \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 + \gamma); \quad (2.128)$$

$$\text{для Л4} \quad F_{\text{д4}} = - \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 - \gamma); \quad (2.129)$$

В приёмном тракте выделяется частота биений (разностная частота) между сигналами, принятыми парными лучами – антиподами.

Для лучей Л1 и Л3 частота биений равна

$$F'_{\text{д}} = (f_0 + F_{\text{д1}}) - (f_0 - F_{\text{д3}}) = F_{\text{д1}} + F_{\text{д3}} = \frac{4V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 + \gamma); \quad (2.130)$$

а для лучей Л2 и Л4

$$F''_{\text{д}} = (f_0 + F_{\text{д2}}) - (f_0 - F_{\text{д4}}) = F_{\text{д2}} + F_{\text{д4}} = \frac{4V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 - \gamma). \quad (2.131)$$

Поворачивая антенную платформу, можно получить равенство

$$F'_{\text{д}} = F''_{\text{д}} = F_{\text{д0}}. \quad (2.232)$$

Очевидно, что это равенство возможно только при $\gamma = 0$, т.е. когда продольная ось антенной платформы совпадает с направлением вектора путевой скорости. При этом

$$F_{\text{д0}} = \frac{4V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos \alpha_0, \quad (2.133)$$

откуда

$$V = \frac{F_{\text{д0}} \lambda}{4 \cos \beta_0 \cos \alpha_0}. \quad (2.134)$$

Угол поворота оси антенной платформы относительно продольной оси летательного аппарата будет определять угол сноса.

Таким образом, добившись поворотом антенной платформы равенства разностных частот, можно определить угол сноса по положению оси антенной платформы АПП и путевую скорость по измеренной разностной частоте.

Основные достоинства многолучевых ДИСС заключаются в следующем:

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

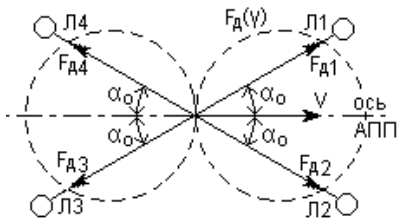


Рис.2.71 Расположение радиолучей относительно годографа доплеровского приращения частоты.

0,28°, что примерно в 30 раз меньше, чем у однолучевой системы [6].

б) Значительное снижение погрешностей определения путевой скорости при изменении углов ориентации летательных аппаратов.



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 $\Delta\varphi \approx 0,005$ рад. или около

Каждый градус изменения угла облучения (θ на рис.2.72) приводит к погрешности измерения скорости порядка 0,015 %, т.е. примерно в 300 раз меньше, чем в однолучевой системе. Физический смысл этого явления заключается в том, что погрешности вносимые углом тангажа в определении $F_{д1}$ 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.

Практически такие же результаты можно получить при использовании в системе трёх лучей. Для этого требуется соответствующая комбинация их в алгоритме измерений. Так при У- конфигурации (рис.2.69) лучи Л1 и Л3 используются для измерения скорости, а лучи Л1 и Л2 – для измерения угла сноса.

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 несколько 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 $\Theta_{0,5} = 4,75^\circ$.

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 $A_{пр}$ с помощью высокочастотного коммутатора. Длительность цикла коммутации зависит от числа лучей и составляет

1,5 ? 2 с. Синхронно переключаются и лучи диаграммы направленности передающей антенны. В принципе можно было бы распределить мощность передатчика между отдельными лучами без коммутации, но это уменьшило бы энергетический потенциал каждого луча

$$\mathcal{E}_n = P_n G_n, \quad (2.138)$$

где P_n – мощность передатчика; G_n – 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 отдадут 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 последним правильно измеренным ДИСС значениям скорости экстраполирует следующие её значения, до появления входных сигналов достаточного уровня. Естественно, что в режиме «память» накапливаются погрешности тем большие, чем дольше включён этот режим.

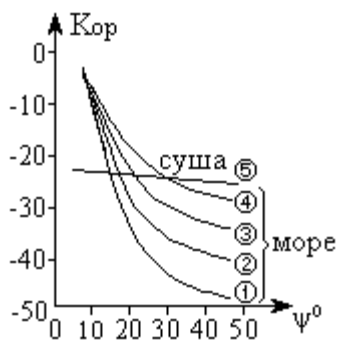


Рис.2.73 Зависимость коэффициента обратного рассеяния от угла падения радиоволн на различные поверхности.

С уменьшением угла падения коэффициент отражения возрастает. Так как меньшим значениям углов падения соответствуют также

При полёте над морем на точность измерений будет также сказываться различие углов падения радиоволны на элементарные отражатели облучаемой площадки, находящиеся в пределах раствора диаграммы направленности антенны.

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».

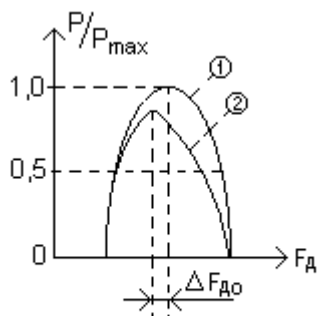


Рис.2.74 Смещение спектра отражённого сигнала.

Вопросы для самоконтроля

1. В чём заключается эффект Доплера и как он используется в измерителях скорости движения объектов?
2. Из каких элементов движения объектов образуется навигационный треугольник?
3. Поясните особенности отражения радиосигналов от подстилающей поверхности.
4. Как формируется информация о путевой скорости и угле сноса летательного аппарата в отражённых сигналах на входе доплеровского измерителя?
5. Поясните принцип действия однолучевого доплеровского измерителя путевой скорости и угла сноса (ДИСС).
6. Назовите основные погрешности измерений в однолучевом ДИСС.
7. Поясните принцип действия многолучевого 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

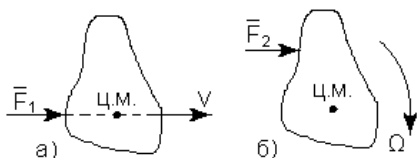


Рис.2.75 К определению вида движения объектов: а) поступательное движение; б) вращательное движение.

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 – в верх.

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).

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 совме-

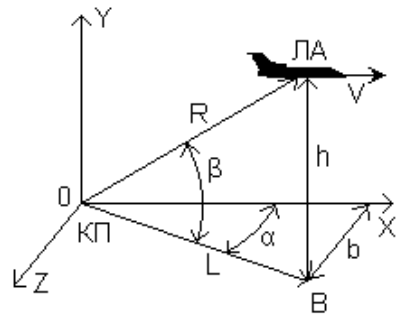


Рис.2.76 Положение летательного аппарата в декартовой и полярной системах координат.

щают 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. Высота называется истинной, если она отсчитывается от поверхности Земли, или относительной, если отсчёт ведется от условного нулевого уровня (уровня

Рис.2.77 Географическая система координат. (мирового Океана).

Описание движения космических аппаратов осуществляют в какой-либо системе координат, неподвижной в пространстве. В качестве таких систем чаще всего используют так называемые инерциальные системы координат. Начало таких систем совмещают с центром основного поля тяготения, в котором происходит полёт космического аппарата. Например, при рассмотрении движения космического аппарата в пределах земного тяготения используют геоцентрическую сис-

тому 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 .

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 .



Рис.2.78 Гелиоцентрическая система координат.

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.

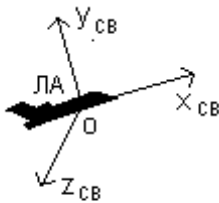


Рис.2.79 Связанная система координат.

Оси подвижных систем, как правило, обозначают малыми латинскими буквами. В так называемой связанной системе координат (рис.2.79) направление оси $ox_{св}$ совпадает с продольной осью симметрии летательного аппарата (строительной осью), а ось $oy_{св}$ лежит в плоскости аэродинамической симметрии, определяемой расположением его рулевых органов и направлена вверх. Так как оси координатной системы совпадают с осями симметрии летательного аппарата, то его моменты инерции относительно этих осей являются главными.

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 .

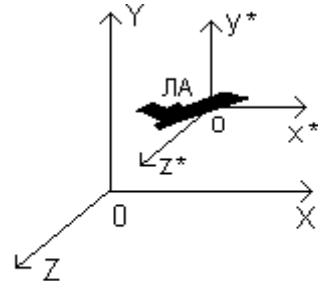


Рис.2.80 Стабилизированная система координат.

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).

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.

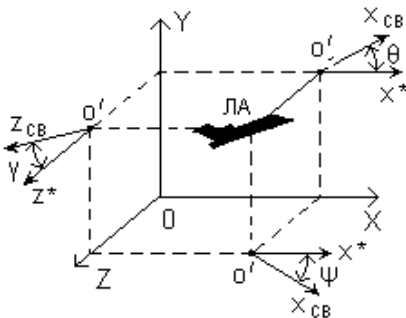


Рис.2.81 Углы ориентации летательного аппарата.

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.

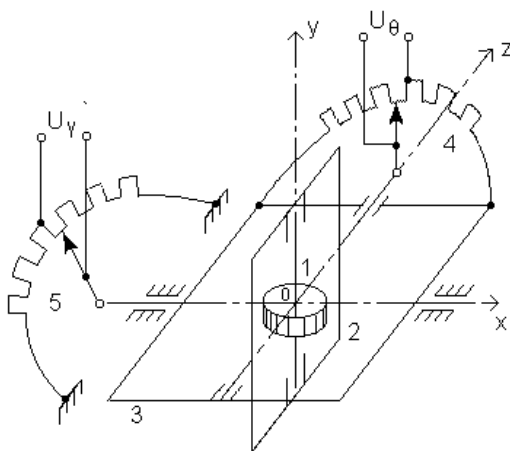


Рис.2.82 Свободный гироскоп.

Для увеличения момента инерции ротор выполняется массивным и, по возможности, с большим диаметром. Ротор (1 на рис.2.82) подвешивается в корпусе летательного аппарата с помощью двойного карданова подвеса, обеспечивающего свободный поворот его вокруг двух взаимно перпендикулярных осей. Карданов подвес состоит из внутренней 2 и внешней 3 рамок. Ось внешней рамки закреплена в подшипниках жестко связанных с корпусом летательного аппарата, ось внутренней рамки – в подшипниках внешней рамки, а ось ротора – в подшипниках внутренней рамки. Оси рамок и ротора пересекаются в

одной точке, совпадающей с центром масс гироскопа 0. Ось ротора является главной осью гироскопа.

Углы поворота внутренней рамки относительно внешней и внешней относительно корпуса измеряются с помощью потенциометров 4 и 5, движки которых жестко связаны с осями рамок, а обмотки механически закреплены на основаниях соответствующих подшипников. Если гироскоп установить таким образом, чтобы ось внешней рамки была направлена вдоль строительной оси летательного аппарата, а главная ось совпадала с направлением местной вертикали, как это показано на рис.2.82, то поворот летательного аппарата вокруг оси OZ приведёт к соответствующему изменению напряжения, снимаемого с потенциометра 4. Это напряжение U_0 будет являться электрическим аналогом угла тангажа. Поворот относительно оси OX приведёт к появлению напряжения U_γ , снимаемого с потенциометра 5 и пропорционального изменению угла крена.

Таким образом, с помощью одного гироскопа можно измерить два угла ориентации, при этом направление главной оси не должно совпадать с осями измеряемых поворотов. Для измерения трёх углов ориентации на летательном аппарате размещают два гироскопа, главные оси которых ориентированы под прямым углом друг к другу.

Точность измерения углов ориентации с помощью гироскопов зависит от их конструктивного выполнения. Погрешности свободных гироскопов обусловлены влиянием вредных моментов, к которым относят моменты трения в опорах системы подвеса, моменты, вызванные неуравновешенностью подвижной системы, моменты устройств съема информационных сигналов и подвода питания. Эти моменты вызывают хотя и медленный, но постоянный уход главной оси гироскопа от заданной ориентации. В настоящее время такой уход не превышает $0,1 \text{ ? } 0,2$ 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

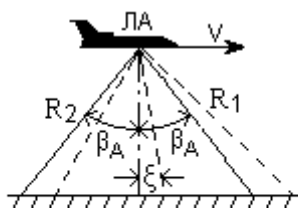


Рис.2.83 Принцип действия многолучевого радиовертиканта.

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

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).

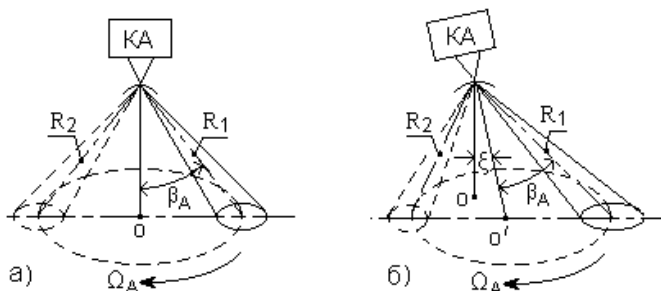


Рис.2.84 Принцип действия однолучевого радиовертиканта со сканирующей антенной: а) ось сканирования совпадает с направлением местной вертикали; б) ось сканирования не совпадает с направлением местной вертикали.

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.

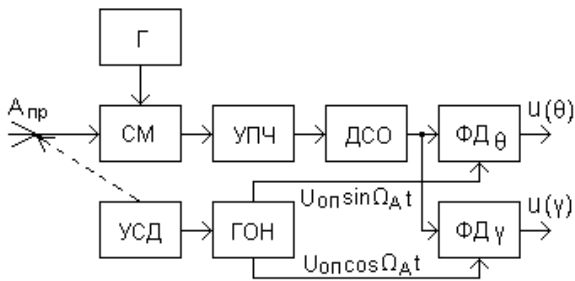


Рис.2.85 Структурная схема приёмного устройства однолучевого радиовертиканта.

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигналов, можно получить информацию о величине углов ориентации тангажа 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 $_{\theta}$ и ФД $_{\gamma}$, 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 рассогласования в плоскостях тангажа θ и крена γ :

$$u_{\theta} = U_{\text{ош}} \cos \Phi \quad \text{и} \quad u_{\gamma} = U_{\text{ош}} \sin \Phi, \quad (2.147)$$

где Φ – угловая координата линейного отклонения оси сканирования диаграммы направленности антенны от направления местной вертикали в картинной плоскости (КПл на рис.2.86).

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.

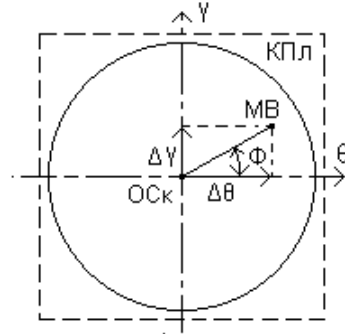


Рис.2.86 Углы ориентации космического аппарата в картинной плоскости.

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 ΦD_{θ} и ΦD_{γ} 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).

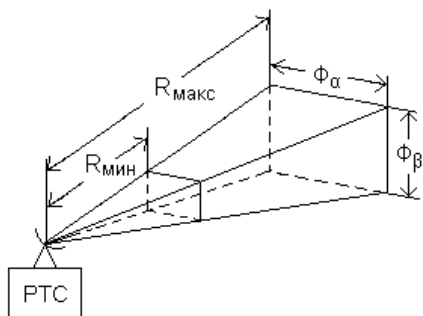


Рис. 2.87 Зона обзора.

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.

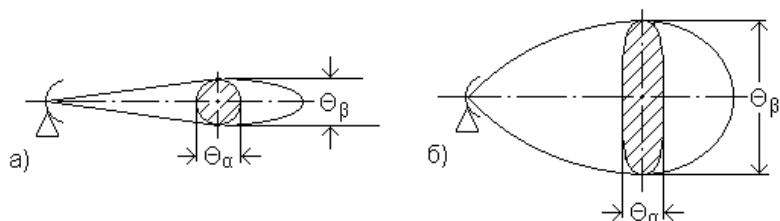


Рис.2.88 Виды диаграмм направленности антенн РТС обзорного типа:
а) игольчатая; б) веерная.

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.

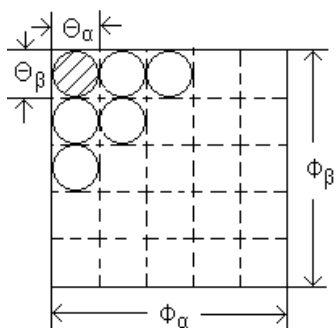


Рис. 2.89 Рабочая зона одновременного обзора пространства.

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 пред-

ставлять собой круг или сектор с радиусом, соответствующим максимальной дальности действия РТС.

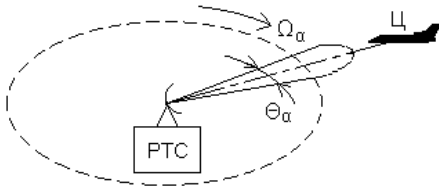


Рис. 2.90 Круговой обзор пространства.

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 отраженный 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 $N_{\text{мин}} = 10 \text{ ? } 15$, отраженных от цели, что обусловлено необходимостью накопления энергии пачки импульсов в приёмнике РТС. Это обстоятельство накладывает ограничение на скорость сканирования диаграммы направленности Ω_α , которая определяется следующим соотношением

$$\Omega_\alpha \leq \Theta_\alpha F_{\text{сл}} / N_{\text{мин}}, \quad (2.150)$$

где $F_{\text{сл}}$ - частота следования принимаемых импульсов.

Одной из основных характеристик РТС кругового обзора является время обзора, т.е. время однократного перемещения сканирующей диаграммы направленности в пределах заданного сектора

$$T_{\text{ок}} = \Phi_\alpha / \Omega_\alpha, \quad (2.151)$$

где Φ_α – сектор обзора.

Если ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости Θ_α , то скорость вращения антенны будет равна

$$\Omega_\alpha = \Theta_\alpha / t_\alpha, \quad (2.152)$$

$$\text{где } t_\alpha = N_{\text{мин}} / F_{\text{сл}}. \quad (2.153)$$

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.

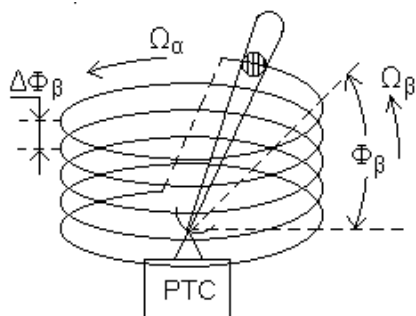


Рис.2.91 Винтовой обзор пространства.

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.

Уменьшение времени обзора можно получить с помощью многоканального метода обзора. Такой метод легко пояснить на примере использования нескольких однотипных РТС, каждая из которых обслуживает свой более узкий сектор в пределах заданного широкого сектора обзора. Кроме того, многоканальный метод может быть реализован и в одной РТС, антенная система которой имеет несколько лепестков диаграммы направленности, перекрывающими весь заданный сектор по углу места (рис.2.92), причём каждый из лепестков подключён к своему каналу приёма и обработки сигналов.

Лепестки формируются отдельными антеннами или отдельными излучателями, смещёнными относительно фокуса параболического зеркала, или антенной системой в виде плоской антенной решетки. Угол места определяется номером канала, на выходе которого появляется сигнал от цели. По азимуту в этом случае может производиться круговое или секторное сканирование [2].

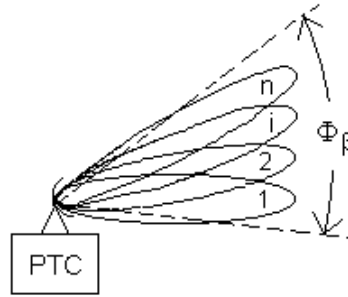


Рис.2.92 Многолепестковая диаграмма направленности антенны.

Точность измерения угловых координат, 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, также как и винтовой, представляет собой комбинацию кругового вращения диаграммы направленности антенны с одновременным изменением угла между осью вращения и осью диаграммы γ (рис.2.93).

Различие заключается в величине этого угла: при винтовом обзоре $\gamma > 45^\circ$, а при спиральном $\gamma < 45^\circ$.

При равенстве секторов обзора в азимутальной и угломестной плоскостях, т.е., когда

$$\Phi_\alpha = \Phi_\beta = \Phi, \quad (2.165)$$

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

$$T_{ос} = \frac{2\pi \Phi}{\Theta^2 \Omega_A}, \quad (2.166)$$

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

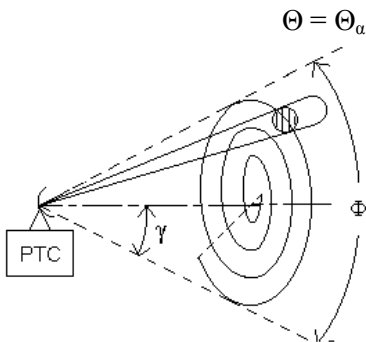


Рис.2.98 Спиральный обзор пространства.

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

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 также, как и при винтовом обзоре. При использовании узкой симметричной диаграммы направленности антенны, т.е. когда

$$\Theta_{\alpha} = \Theta_{\beta} = \Theta, \quad (2.169)$$

время одного цикла растрового обзора будет равно

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

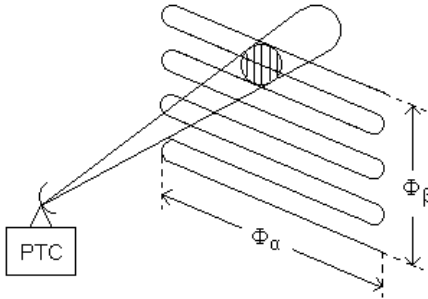


Рис.2.94 Растровый обзор пространства.

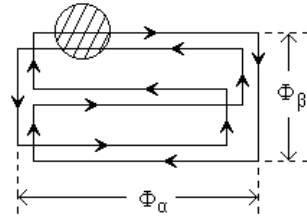


Рис.2.95 Растровый поиск цели.

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 следующем. Вдольюзеляжная антенна, неподвижно закреплённая на корпусе ле-

тательного аппарата, формирует плоский луч, который направлен перпендикулярно вектору путевой скорости носителя V (рис.2.96).

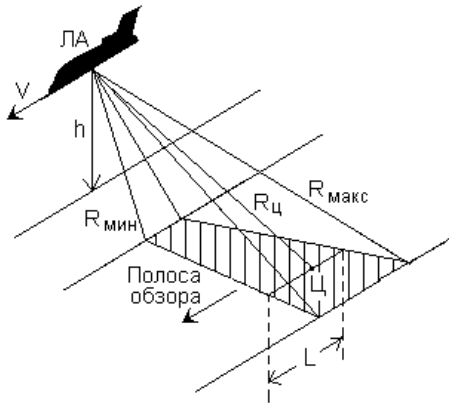


Рис.2.96 Боковой обзор пространства.

С помощью антенны осуществляется облучение узкой полоски на подстилающей поверхности. Обзор элементов поверхности внутри полоски осуществляется со скоростью распространения радиоволн по запаздыванию

$$\Delta t_i = 2R_i / c, \quad (2.171)$$

в пределах от R_{\max} до R_{\min} . Дальняя граница полосы R_{\max} определяется дальностью действия РТС. В связи с тем, что

разрешающая способность РТС по дальности зависит от длительности зондирующего импульса, элементарные участки поверхности, расположенные непосредственно под летательным аппаратом, разрешаются плохо. Поэтому за ближнюю границу полосы обзора R_{\min} , в пределах которой разрешающая способность по дальности практически ухудшается несущественно, обычно принимают расстояние от носителя, равное одной – двум высотам полёта.

Обзор происходит за счёт поступательного движения носителя. По мере движения РТС последовательно просматривает на поверхности полоску за полоской. Таким образом, зона обзора представляет собой полосу, параллельную траектории движения носителя (рис.2.96). Радиолокационное изображение получается в системе координат: дальность – перемещение по траектории. Дальность измеряется в направлении поперечном движению носителя. Для измерения координаты вдоль линии пути используются направленные свойства антенны. Измерение производится методом максимума в процессе движения РТС относительно цели. Сигнал, отраженный точечной целью Ц, представляет собой пачку радиоимпульсов, форма которой определяется направленными свойствами антенны (рис.2.97).

На вход приёмника этот сигнал поступает при движении РТС по отрезку траектории летательного аппарата L , когда цель находится в пределах лепестка Θ_A антенны. Величина отрезка L составляет меру линейного разрешения целей в азимутальной плоскости для некогерентной РТС. Это означает, что сигналы двух точечных целей, смещённых вдоль линии пути на расстояние меньше L , перекрываются на входе приёмника и в некогерентной РТС не разделяются.

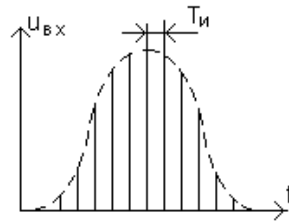


Рис.2.97 Отражённые импульсы на входе приёмника.

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 $R_{ц}$

$$t_{\text{обл}} = R_{ц} \Theta_A / c, \quad (2.172)$$

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 ? 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.

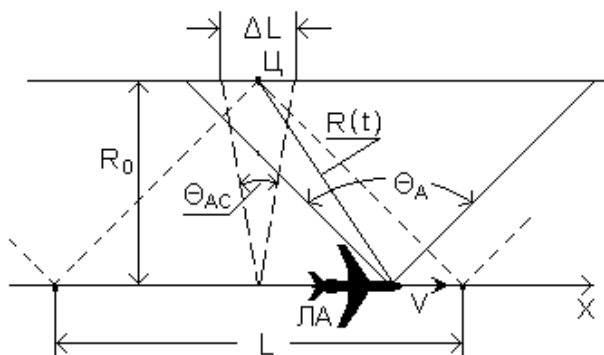


Рис.2.98 Формирование синтезированной апертуры антенны.

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.

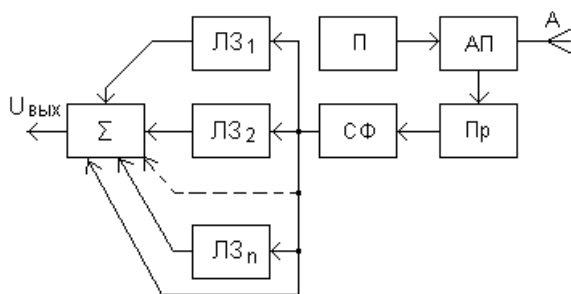


Рис.2.99 Структурная схема РСА.

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 $T_{и}$. 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

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 $T_{и}$. Требуемые соотношения фаз обеспечиваются фазовой характеристикой согласованного фильтра СФ. В результате за время полёта носителя РТС по траектории на участке L когерентно суммируются все принятые на

этом участке отражённые сигналы и формируется выходной сигнал, соответствующий приёму сигналов синтезированной диаграммы направленности шириной Θ_{AC} . Роль апертуры антенны в данном случае играет участок траектории полёта носителя. Размер этого участка определяется возможным временем когерентной обработки отражённых сигналов.

Если, например, летательный аппарат движется по прямолинейной траектории вдоль оси x со скоростью V , то при удалении цели C от линии полёта на расстояние R_0 (рис.2.98) точечная цель на участке пути носителя

$$L \approx R_0 \Theta_A \quad (2.173)$$

облучается в течение времени

$$t_{обл} = L / V = R_0 \Theta_A / V. \quad (2.174)$$

Принимая

$$\Theta_A = \lambda / d_A, \quad (2.175)$$

где d_A - линейный раскрыв антенны бортовой РТС, получим

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

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

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

Отсюда следует, что при гармоническом зондирующем сигнале отражённый сигнал длительностью $t_{обл}$ будет линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ – сигнал). Для такого сигнала может быть построен согласованный сжимающий фильтр, укорачивающий его длительность. Длительность сжатого сигнала на выходе такого фильтра, как известно, обратно пропорциональна ширине спектра ЛЧМ – сигнала и в нашем случае составляет

$$\tau_{сж} = \frac{1}{2F_{д\max}} = \frac{d}{2V}, \quad (2.178)$$

что соответствует перемещению цели относительно летательного аппарата вдоль линии полёта на

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

Следовательно, при оптимальной обработке принимаемого сигнала две цели, расположенные на прямой, параллельной пути летательного аппарата, будут разрешаться при удалении друг от друга на расстояние более $d_A / 2$. Это соответствует тому, что ширина синтезированной диаграммы направленности антенны равна

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

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

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

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

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

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

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 вызываются случайными изменениями частоты генераторов, ошибками устройства обработки, условиями распространения радиоволн в атмосфере и т.д. Изменения скорости и ориентации носителя также создают искажения радиолокационного изображения подстилающей поверхности. Для исключения этих искажений либо 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.

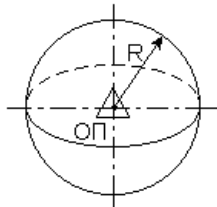


Рис.2.100 Сферическая поверхность положения при $R = \text{const}$.

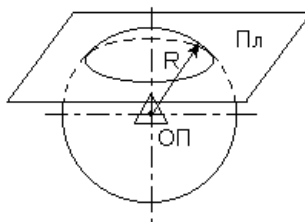


Рис.2.101 Линия положения в виде окружности.

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



Рис.2.102 Формирование линии положения – глиссады.

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; $i = 1, 2, 3$.

Местоположение летательного аппарата, в виде точки пространства, определяется пересечением трех поверхностей положения, или двух линий положения, или поверхности и линии положения. Такой способ определения местоположения иногда называют способом линий положения [15]. Он позволяет определять

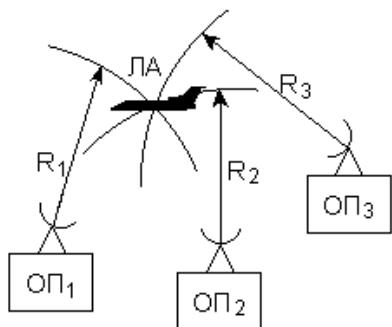


Рис.2.103 Дальномерный метод определения местоположения.

требуется определять все три координаты по данным измерений с помощью радиомаяков, так как одна из них – высота полёта h – измеряется непосредственно бортовыми высотомерами. В этом случае для нахождения местоположения летательного аппарата достаточно использовать два уравнения указанного выше вида, дополнив их уравнением, отображающим результаты измерения высоты полёта

$$(R_{3M} + h) = \sqrt{(x^2 + y^2 + z^2)}, \quad (2.183)$$

где R_{3M} - радиус Земли; h – высота полёта летательного аппарата.

При использовании дальномерного метода может применяться как активный режим работы бортового оборудования, так и пассивный режим.

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 ви-

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

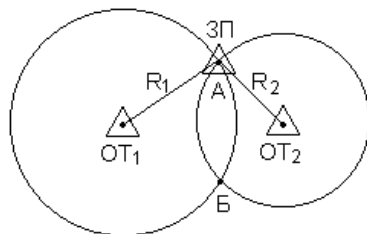


Рис.2.104 Определение местоположения летательного аппарата при известной высоте полёта.

де окружности.

Как правило, активные дальномеры систем определения местоположения работают в импульсном режиме излучения. Это объясняется тем, что при работе в непрерывном режиме ответчик дальномера может работать только с одним запросчиком и одновременно может измеряться расстояние только до одного объекта.

Основным достоинством такого метода является то, что измерение расстояний активными радиотехническими средствами может производиться с малыми погрешностями, и поэтому активные дальномерные системы обеспечивают высокую точность определения местоположения объектов. К недостаткам можно отнести необходимость иметь на борту летательного аппарата передающую аппаратуру, что значительно увеличивает масса-габаритные характеристики дальномерной системы. Кроме того, такие системы обладают ограниченной пропускной способностью, которая определяется длительностью ответных импульсов, временем восстановления аппаратуры и тепловым режимом передатчика. Для летательных аппаратов военного назначения 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 запаздывания импульса (при импульсных измерениях) принятых сигналов относительно априори известной фазы или известного момента излучения сигналов радиомаяком.

Основными достоинствами беззапросного метода являются отсутствие передатчика в аппаратуре пользователя, неограниченная пропускная способность такой системы, отсутствие демаскирующего излучения. Однако реализация такого метода в настоящее время связана с большими техническими трудностями, рассмотренными в разделе 2.1. Правда, при определении местоположения летательного аппарата с использованием пассивного режима требования к долговременной стабильности эталонного генератора пользователя могут быть менее жесткие по сравнению с требованиями при непрерывном измерении текущей дальности. Высокими остаются только требования к кратко-

временной 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 достигается 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, из-

лучаемых 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).

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

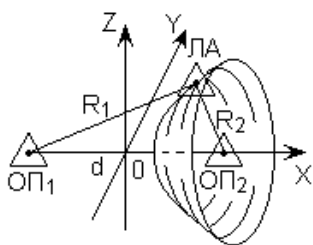


Рис.2.105 Поверхность положения в разностно – дальномерном методе.

даёт возможность определить поверхность положения, которая для трехмерного пространства имеет форму гиперолоида.

В любой точке такой поверхности $\Delta R = \text{const}$. При полётах в пределах земной атмосферы используют сечение поверхности положения горизонтальной плоскостью. В результате получается линия положения в виде гиперболы. Задавая в качестве параметра различные значения разности расстояний ΔR можно получить 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.

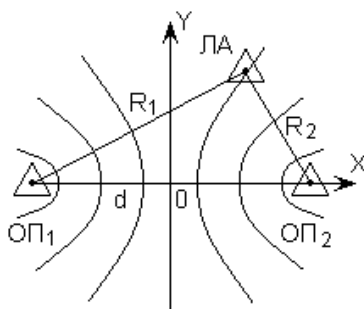


Рис.2.106 Линии положения в разностно – дальномерном методе.

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

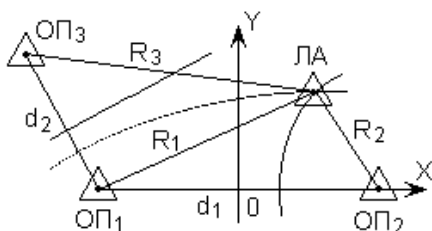


Рис.2.107 Определение местоположения летательного аппарата при использовании разностно – дальномерного метода.

гиперболами увеличивается. Поэтому точность определения линий положения с удалением от базы ухудшается.

Обычно один из опорных пунктов такой системы является общим и выполняет роль ведущего пункта (ОП₁ на рис.2.107). Он синхронизирует работу других ведомых пунктов (ОП₂ и ОП₃ на рис.2.107).

В зависимости о 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

опорных пунктов по карте определяется местоположение летательного аппарата в точке пересечения двух гиперболических линий положения.

Гиперболические линии имеют наибольшую кривизну в районе базы. Вдоль базы расстояние между ними минимальное. По мере удаления от базисной линии расстояние между

$$\varphi_1 = \frac{\omega R_1}{c}; \quad \varphi_2 = \frac{\omega R_2}{c}, \quad (2.187)$$

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.

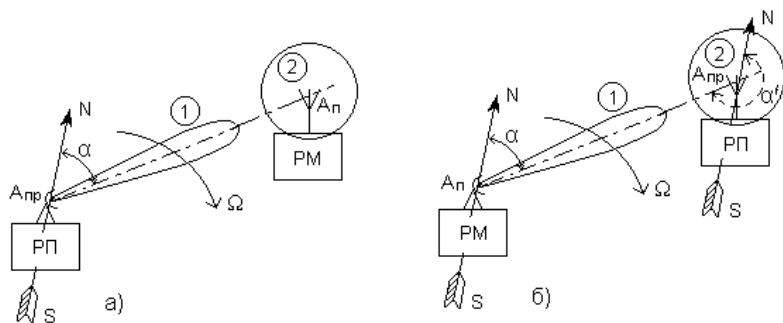


Рис.2.108 Формирование линии положения в угломерном методе.

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.

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–

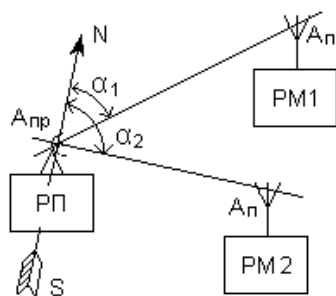


Рис.2.109 Определение местоположения летательного аппарата угломерным методом.

габаритные характеристики, даже по сравнению с приёмными устройствами разностно–дальномерных систем.

Комбинированный (угломерно – - дальномерный) метод

Реализация такого метода в общем случае предполагает определение с помощью одной активной РТС наклонной дальности R , азимута α и угла места β объекта (рис.2.110).

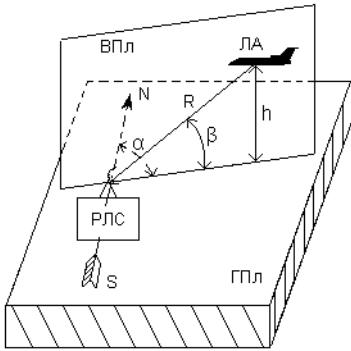


Рис.2.110 Определение местоположения летательного аппарата комбинированным методом.

Измерение наклонной дальности определяет радиус сферической поверхности положения, а измерение угловых координат, соответственно в горизонтальной ГПл и вертикальной ВПл плоскостях, даёт линию положения в виде направления на объект. Пересечение поверхности положения и линии положения определяет точку пространства, где расположен объект. Таким образом, комбинированный метод представляет собой классический метод радиолокации целей, информацию о местоположении которых несут сигналы, отражённые от целей.

Возможность определения местоположения с помощью одной системы и из одной точки пространства является основным достоинством комбинированного метода.

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение поверхности и линии положения.
2. Какие виды поверхностей и линий положения используются при навигации летательных аппаратов?
3. Поясните принцип определения местоположения объекта дальномерным методом.
4. Поясните принцип определения местоположения объекта разностно- дальномерным методом.
5. Поясните принцип определения местоположения объекта угломерным методом.
6. Поясните принцип определения местоположения объекта комбинированным (угломерно–дальномерным) методом.

2.7 Метод измерения угловой скорости движения объектов

При фазовом методе пеленгации подвижных объектов одновременно можно измерить и их угловую скорость перемещения в пространстве.

Напомним, что основу фазового пеленгатора составляет антенная система, имеющая две пары приёмных антенн, разнесённых в пространстве (см. раздел 2.2). Каждая пара позволяет определять угловые координаты источника излучения радиосигналов в одной плоскости. Фазовые центры приёмных антенн $A_{\text{Пр1}}$ и $A_{\text{Пр2}}$ (рис.2.111) расположены на расстоянии d друг от друга, которое является базой антенной системы. Нормаль к середине базы образует равносигнальное направление РСН.

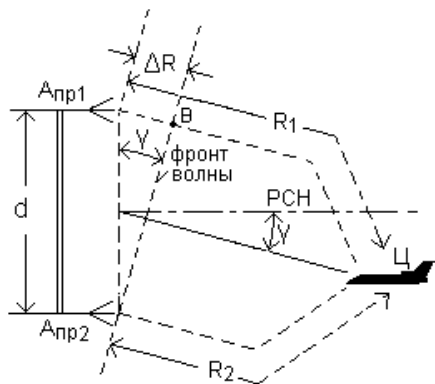


Рис. 2.111 Принцип фазовой пеленгации.

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

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

дится 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.

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.

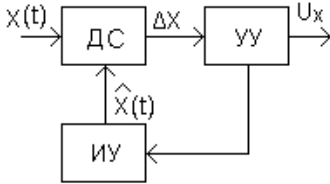


Рис.2.112 Основные элементы следящего измерителя.

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

$$\Delta U = f(\Delta X), \quad (2.209)$$

выбирается нечетной функцией, что дает возможность определять знак рассогласования. Область между экстремальными значениями характеристики называют апертурой дискриминатора. Рабочим участком является линейная часть апертury. Апертюра определяет разрешающую способность следящего измерителя.

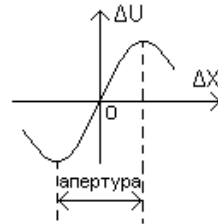


Рис.2.113 Переходная характеристика дискриминатора.

Устройство управления создает электрический (приборный) эквивалент измеряемого параметра в виде соответствующего напряжения или цифрового кода, осуществляет сглаживание случайных флуктуаций измеряемого параметра и обеспечивает требуемые динамические характеристики следящей системы.

Исполнительное устройство выполняет функции преобразования выходного сигнала устройства управления в физическую величину, составляющую оценку сопровождаемого параметра. Такие устройства иногда называют синтезаторами.

Для того, чтобы ввести в дискриминатор опорное значение, соответствующее оценке измеряемого параметра, необходимо предварительно перестраивать исполнительное устройство в диапазоне возможных значений этого параметра. Перестройка осуществляется с помощью системы поиска и производится до тех пор, пока рассогласование ΔX не попадёт в пределы рабочего участка характеристики дискриминатора. Этот момент фиксирует схема захвата, которая отключает систему поиска от исполнительного устройства и подключает к нему выход устройства управления. Следящее кольцо замыкается и измеритель переходит в режим слежения. Упрощенная структурная схема следящего измерителя, включающая в себя схему поиска СП и схему захвата СЗ, приведена на рис.2.114.

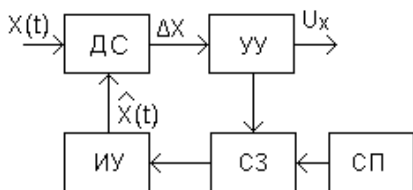


Рис.2.114 Обобщённая структурная схема следящего измерителя.

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

В установившемся режиме следящего измерителя рассогласование и соответствующее ему выходное напряжение дискриминатора устремляются к нулю: $\Delta X \rightarrow 0$ и $\Delta U \rightarrow 0$. Однако сигнал на выходе устройства управления должен иметь конечную величину, соответствующую текущему значению сопровождаемого параметра. Для этого необходимо запоминание текущих значений измеряемых параметров или их производных. Такое запоминание осуществляется с помощью интеграторов. Практически применяется одно- или двухкратное интегрирование. Соответственно различают следящие системы с астатизмом первого или второго порядка. В первом случае такие системы обладают памятью по положению, а во втором - памятью по скорости изменения измеряемого параметра.

Как правило, с помощью следящих измерителей осуществляется сопровождение коррелированных процессов, т.е. процессов, у которых последующие значения связаны с предыдущими (например, изменения расстояния, скорости движения, угловых координат и т.д.), которые не могут изменяться скачкообразно. Плавный характер изменения измеряемых параметров позволяет на основании предыдущих

измерений определить последующие значения параметров с некоторым упреждением во времени. Поэтому устройства управления, обладающие предсказанием, часто называют экстраполяторами.

Следящие измерители дальности

Во всех радиодальномерах дальность до объектов определяется измерением времени задержки принятого сигнала относительно сигналов облучения. Информация о задержке в зависимости от типа дальномера может быть заложена в амплитуде, частоте или фазе принятого сигнала. В системах автоматического сопровождения по дальности (АСД) отслеживается изменение значения того параметра принятого сигнала, который однозначно связан с задержкой и соответственно с дальностью до объекта.

В качестве примера рассмотрим построение и принцип действия одного из вариантов следящего дальномера, работающего в импульсном режиме излучения. Упрощенная структурная схема системы АСД приведена на рис.2.115, а на рис.2.116,а показан вид сигналов в различных точках схемы.

Приёмник и передатчик дальномера являются типовыми для активной импульсной РЛС. Синхронизатор С вырабатывает короткие импульсы с периодом следования $T_{и}$ (график 1). Формирователь модулирующих сигналов ФМС осуществляет модуляцию колебаний генератора высокой частоты ГВЧ прямоугольными импульсами (график 2).

Высокочастотные сигналы передатчика (график 3) через антенный переключатель АП поступают на приёмно-передающую антенну А, которая излучает их в направлении сопровождаемой цели. К выходу приёмника Пр подключена собственно система АСД (выделена на схеме пунктиром).

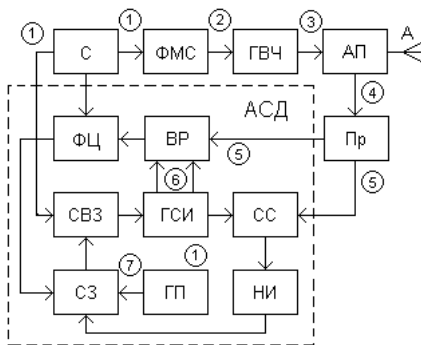


Рис.2.115 Структурная схема системы АСД.

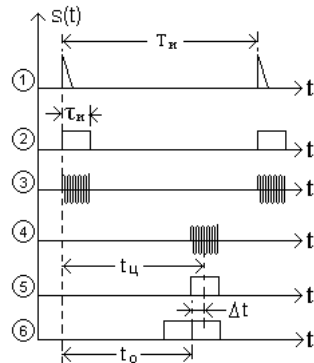


Рис.2.116,а Диаграммы сигналов в системе АСД;

Синхронизатор С через схему временной задержки СВЗ запускает генератор селекторных импульсов ГСИ, одновременно с излучением высокочастотных сигналов. На выходе ГСИ формируются два следующих один за другим селекторных импульса (график 6). Положение этих импульсов на временной оси зависит от величины задержки сигналов синхронизатора в схеме временной задержки СВЗ, которая в свою очередь определяется управляющим напряжением, подаваемым через схему захвата СЗ. Вид управляющего напряжения зависит от режима работы системы АСД.

В режиме поиска, когда на входе приёмника нет отраженных от цели сигналов, управляющее напряжение поступает от генератора поиска ГП. Чаще всего это линейно изменяющееся напряжение (график 7 на рис. 116,б), под воздействием которого селекторные

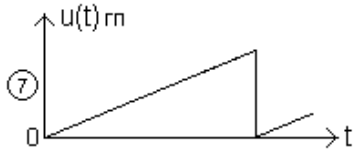


Рис.2.116,б Напряжение генератора поиска.

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 временно́м 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)

$$\Delta t = t_0 - t_{ц} \quad (2.206)$$

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).

Управляющее напряжение через формирующую цепь ФЦ и схему захвата СЗ поступает на схему временной задержки запуска селекторных импульсов СВЗ. Это напряжение сфазировано таким образом, чтобы оно, изменяя временную задержку селекторных импульсов, уменьшало бы временное рассогласование Δt . Формирующая цепь ФЦ поддерживает средний уровень управляющего напряжения соответственно текущему значению дальности до цели.

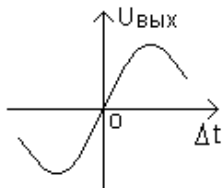


Рис.2.118 Переходная характеристика временного различителя.

Для того, чтобы отсутствовала ошибка сопровождения объектов по дальности необходимо выполнение в любой момент времени следующего условия

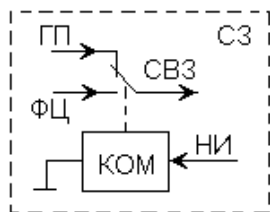


Рис.2.117 Эквивалентная схема системы захвата.

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

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

ся 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 устройства УУ и исполнительного устройства ИУ (рис.2.119).

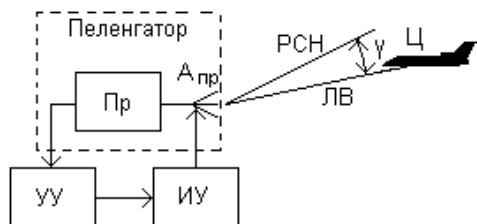


Рис.2.119 Принцип действия системы АСН.

Пеленгатор представляет собой угловой дискриминатор, с помощью которого осуществляется преобразование информации об угловых координатах сопровождаемого объекта Ц в токи и напряжения, однозначно зависящие от этих координат. Состоит пеленгатор из антенного устройства $A_{пр}$, обладающего направленными свойствами, и приёмника Пр, в котором осуществляются основные преобразования и усиление принятых сигналов.

Как правило, в системах АСН используют равносигнальные методы пеленгации, позволяющие получать более высокую точность определения направления на источник излучения по сравнению с другими методами. В таких устройствах с помощью антенной системы формируется равносигнальное направление (РСН), положение которого в пространстве известно и оно служит опорным (базовым) направлением. Задачей системы АСН является непрерывное автоматическое совмещение в пространстве опорного РСН с направлением прихода электромагнитных волн от источника излучения, т.е. с линией визирования ЛВ цели Ц (рис.2.119). Для решения этой задачи переходная характеристика углового дискриминатора выбирается нечётной функцией напряжения $U_{\text{вых.д.}}$ от углового рассогласования γ (рис.2.120).

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 на-

Пеленгатор представляет собой угловой дискриминатор, с помощью которого осуществляется преобразование информации об угловых координатах сопровождаемого объекта Ц в токи и напряжения, однозначно зависящие от этих координат. Состоит

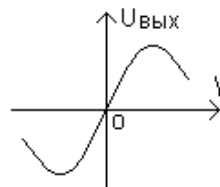


Рис.2.120 Переходная характеристика углового дискриминатора.

пряжение 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 Ц,

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;

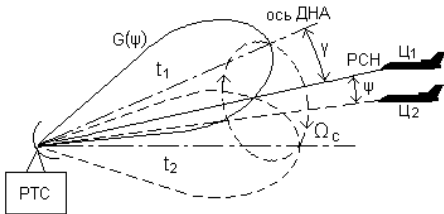


Рис.2.121 Формирование равносигнального направления в системе АСН.

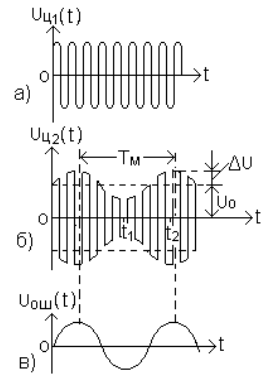


Рис.2.122 Вид принимаемых сигналов: в системе АСН.

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

При этом глубина амплитудной модуляции m_c прямо пропорциональна углу рассогласования ψ , а фаза огибающей модуляции несет информацию о направлении углового отклонения. Мы видим, что информация об угловых координатах цели заложена в двух параметрах принимаемого сигнала, поэтому такой метод в технической литературе

ре 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

$$T_m = 2\pi \Omega_c. \quad (2.213)$$

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

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигналов (сигнал ошибки, рис.2.122,в), получают информацию о величине и стороне отклонения источника излучения (цели) от РСН

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} m_c \cos(\Omega_c t - \varphi_c). \quad (2.114)$$

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

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

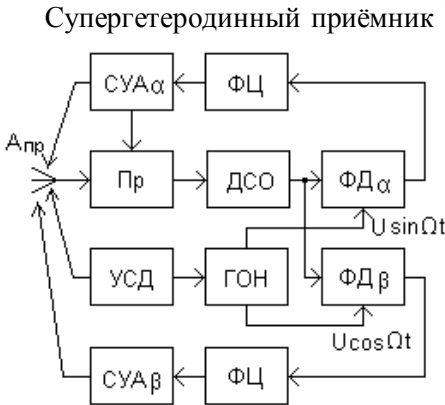


Рис.2.123 Структурная схема системы АСН.

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 ор-

тогональные составляющие, пропорциональные угловым отклонениям цели в этих плоскостях, т.е. произвести преобразование информации об угловых координатах цели, полученной в полярной системе коор-

динат, 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 $\pi/2$:

$$u_{он1}(t) = U_{он1} \cos \Omega_c t ; \quad u_{он2}(t) = U_{он2} \sin \Omega_c t. \quad (2.215)$$

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:

$$u_\alpha = U_{ош} \cos \Phi ; \quad u_\beta = U_{ош} \sin \Phi, \quad (2.216)$$

где Φ угловая координата цели в картинной плоскости.

Формирующие цепи ФЦ в каждом канале преобразуют выходные сигналы фазовых детекторов в сигналы, необходимые для работы систем управления антенной СУА $_\alpha$ и СУА $_\beta$, соответственно в азимутальной и в угломестной плоскостях.

При совмещении РСН с линией визирования цели исчезает амплитудная модуляция принимаемых сигналов, и выходные напряжения фазовых детекторов устремляются к нулю.

Следящие измерители скорости

Автоматическое сопровождение целей по скорости (АСС) даёт возможность получать непрерывную информацию о скорости движения сопровождаемых объектов, а также обеспечивать селекцию движущихся целей на фоне неподвижных или медленно движущихся объектов, отражающих радиоволны. Определение скорости основано на использовании эффекта доплеровского приращения частоты сигналов, отраженных или излучаемых движущимся относительно приёмника объектами (рис. 2.124) .

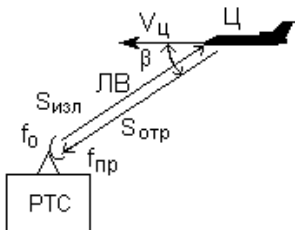


Рис.2.124 К определению доплеровского приращения частоты.

Приращение частоты F_d зависит от скорости движения объекта $V_ц$ и значения несущей частоты излучаемых сигналов f_0

$$F_d = f_0 \frac{2V_ц}{c} \cos \beta = \frac{2V_ц}{\lambda} \cos \beta.$$

(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.

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 Г.

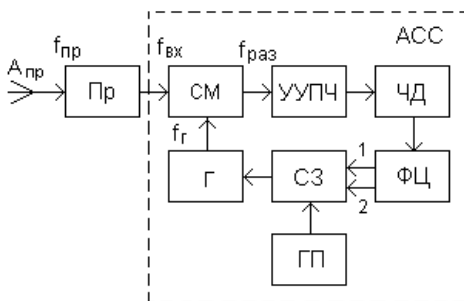


Рис.2.125 Структурная схема системы АСС.

В исходном состоянии, когда на входе нет сигналов, система работает в режиме поиска. При этом частота гетеродина Г с помощью генератора поиска ГП, подключаемого через схему захвата СЗ, периодически перестраивается по линейному закону. Поиск осуществляется в диапазоне возможных доплеровских приращений частоты входных сигналов.

Сигналы, принятые от выбранной на сопровождение цели, после соответствующих преобразований в приёмнике Пр, поступают на вход системы АСС. Когда разность частот перестраиваемого гетеродина $f_г$ и входного сигнала $f_вх$ будет близка к средней частоте настройки УУПЧ, сигнал с разностной частотой, полученный на выходе смесителя $f_p = f_вх - f_г$, проходит через УУПЧ, частотный детектор ЧД,

формирующую цепь ФЦ и заставляет сработать схему захвата СЗ (выход ФЦ₁), которая останавливает поиск и переводит систему АСС в режим сопровождения целей по доплеровской частоте. В этом случае управление частотой гетеродина осуществляется напряжением, поступающим с выхода частотного детектора через формирующую цепь (выход ФЦ₂) и схему захвата. Распределение управляющих сигналов в СЗ показано на эквивалентной схеме рис.2.126.

Переходная характеристика ЧД (рис.2.127) представляет собой нечётную функцию выходного напряжения от рассогласования частоты разностного сигнала на выходе СМ f_p и средней частоты настройки УУПЧ $f_{пч}$ $u_{\text{вых}} = \varphi(\Delta f)$, где $\Delta f = f_p - f_{пч}$.

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

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

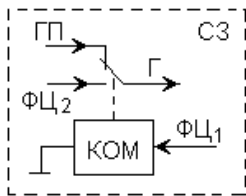


Рис.2.126 Эквивалентная схема системы захвата систем АСС.

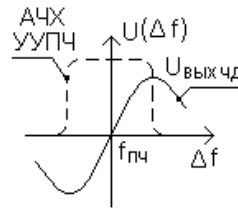


Рис.2.127 Переходная характеристика частотного детектора

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 резерва 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 выдаёт 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

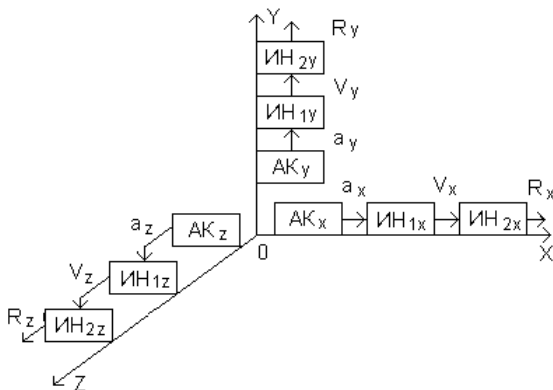


Рис.2.128 Инерциальная измерительная система.

ошибки, которые нарастают тем больше, чем длительнее полёт. Таким образом, инерциальная система способна выдавать значения скорости и пройденного пути с малыми погрешностями лишь при крат-

ковременном 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.

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.

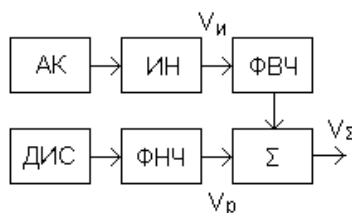


Рис.2.129 Структурная схема комплексного измерителя.

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 .

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

Следует отметить особую перспективность комплексирования бортовых лазерных измерительных систем с радиотехническими сис-

теме, а высокочастотные – в радиосистеме.

Структурная схема такого комплексирования при измерении скорости движения летательного аппарата приведена на рис.2.129.

Инерциальный канал комплексного измерителя состоит из акселерометра АК, интегратора ИН и фильтра высоких

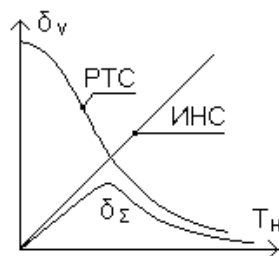


Рис.2.130 Относительные погрешности комплексного измерителя скорости движения объектов.

темами, 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 о 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 навигацион-

ных 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 мо-

жет 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 это 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 Маратон 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 не электрической природы её предварительно преобразуют в электрические колебания с помощью соответствующих преобразователей: микрофонов, передающих телевизионных трубок, различных датчиков (например датчиков температуры, давления), измерителей навигационных параметров (угловых координат объектов, расстояний до объектов, скорости движения объектов) и т.п. Такие электрические колебания называют первичными сигналами.

Как правило, первичные электрические сигналы, непосредственно отражающие передаваемую информацию, низкочастотны. Из курса физики известно, что электрические сигналы с низкими частотами не могут эффективно излучаться в свободное пространство. Передавать их непосредственно можно только по проводным или кабельным ли-

ниям (телефонная, телеграфная связь и т.д.). Поэтому для передачи информации в радиосистемах, т.е. беспроводных системах, используют мощные высокочастотные, хорошо излучающиеся и распространяющиеся в свободном пространстве радиосигналы в виде электромагнитных волн. Часто основу таких радиосигналов называют несущими колебаниями. Сами несущие колебания не содержат информации, а только её переносят.

Классификация систем радиосвязи

Радиосистемы связи классифицируют по многим признакам. Рассмотрим 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, метеорологическая служба, автотранспортное предприятие и т.п.

По способу формирования зоны охвата: с прямой связью (без ретрансляции), радиорелейные линии, сотовые сети.

По принципу установления контакта между абонентами: хаотические, линейные, централизованные.

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

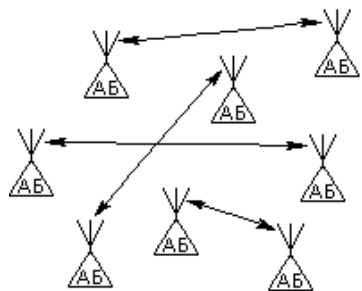


Рис.3.1 Децентрализованная система связи.

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

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.

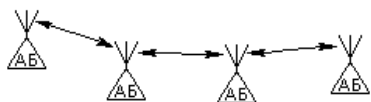


Рис.3.2 Линейная система связи.

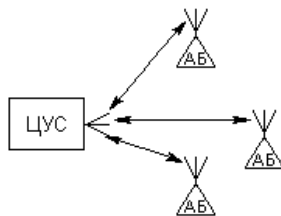


Рис.3.3 Централизованная система связи.

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.

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.

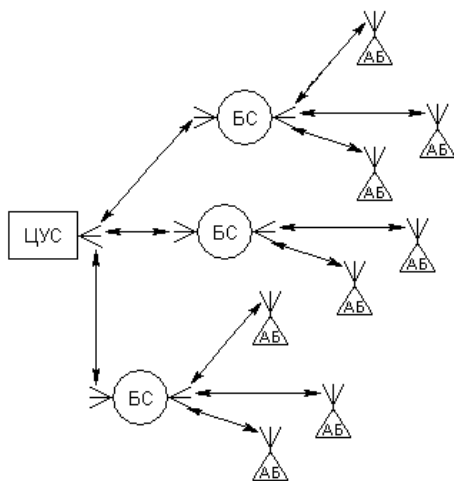


Рис.3.4 Многоуровневая централизованная система связи.

При полудуплексной связи также организуются независимые прямой и обратный каналы работающие на разных частотах, однако передача сообщений производится поочередно, как в симплексном режиме работы. Такой вид связи используется в ретрансляторах.

По организационно – правовой принадлежности: международные, государственные, региональные, ведомственные (профессиональные), любительские.

По степени конвергенции (от лат. *convergere* – приближаться, сходиться с другими системами): закрытые (автономные), с ограниченным доступом, с открытым доступом другим сетям и системам, конвертированные.

Эксплуатационные и технические характеристики систем радиосвязи

Многие обобщённые эксплуатационно–тактические и технические характеристики РТС, рассмотренные в первой главе (разделы 1.5 и 1.6), определяют условия практического использования систем радиосвязи. Однако некоторые характеристики имеют особенности, специфичные только для систем радиосвязи. Рассмотрим эти особенности.

Точность принимаемой информации

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

ские 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, появление 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 радио- связи 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), декаметровых (ДКМВ) и гектометровых (ГКМВ) радиоволн.

Основным диапазоном, выделенным для канала авиационной воздушной связи является диапазон метровых волн и, в частности, его участок в пределах 118-136 МГц. В этом диапазоне обеспечивается высокая надёжность поддержания связи, так как на распространение

радиоволн различные метеообразования и ионизированные слои атмосферы оказывают слабое влияние. Кроме того, в метровом диапазоне сравнительно низок уровень естественных и промышленных помех, что также имеет очень большое значение для обеспечения высокой надёжности связи. К достоинствам метрового диапазона можно отнести и относительно малые размеры антенных устройств.

Недостатком метрового диапазона является ограниченная дальность связи, так как радиоизлучения этого диапазона распространяются только в пределах прямой видимости

Для увеличения дальности связи практикуется установка радиоретрансляторов, размещение антенн наземных средств на возвышенностях, высотных сооружениях, мачтах и т.д. На практике часто используют следующий метод повышения дальности связи диспетчерской службы с экипажами воздушных судов (ВС) в случаях, если прямая связь по какой-либо причине невозможна. В этом случае диспетчер обращается к другому экипажу в своей зоне управления с просьбой передать сообщение ВС, связь с которым нарушена. При благоприятных условиях, т.е. при большой высоте полёта ВС – ретранслятора и оптимальной ориентации обоих ВС, дальность связи с ВС, оказавшимся за пределами радиогоризонта, может достигать 800 км.

Для дальней радиосвязи, когда удаление между корреспондентами может достигать нескольких тысяч километров, используют радиоканалы декаметровых волн. В полярных областях Земли, где радиосвязь на декаметровых волнах может нарушаться из-за ионосферных возмущений, связанных с солнечной активностью, используется гектометровый канал связи. Каналы декаметровых и гектометровых диапазонов волн являются резервными.

Возможность кардинального повышения надёжности связи и обеспечения её непрерывности независимо от дальности, высоты полёта и географического положения ВС открывают спутниковые системы связи.

Кроме основных средств связи на борту ЛА находятся аварийно-спасательные радиостанции индивидуального и группового применения предназначенные для передачи сигналов бедствия с места вынужденного приземления наземным пунктам и аварийно-спасательным службам. Станции индивидуального применения работают в диапазоне метровых волн и обеспечивают связь на несколько километров. Станции группового применения работают на одной или нескольких

фиксированных частотах в диапазонах гектометровых и декаметровых волн, выделенных для аварийно–спасательной службы. Радиостанции имеют малые габариты и массу, просты в эксплуатации, снабжены автономными источниками питания, поэтому могут быть приведены в действие с любого места вынужденного приземления.

Симплексный режим работы позволяет реализовать построение аппаратуры по трансиверной схеме, т.е. когда некоторые элементы станции используются как в режиме передачи, так и в режиме приёма. Это позволяет упростить схемное построение аппаратуры, уменьшить габариты и массу радиостанции, снизить требования к размещению и электромагнитной совместимости радиосредств. Все эти качества являются весьма важными для бортовой радиоаппаратуры.

Общим требованием, предъявляемым к бортовым радиостанциям ЛА, является возможность обеспечения бесперебойного и бесподстрочного вхождения в связь и надёжное поддержание связи на сотнях и тысячах разных частот в заданном рабочем диапазоне. Реализовать эти требования возможно только при достаточно высокой стабильности частот передатчика и гетеродина приёмника, использовании высококачественных радиокомпонентов и современной элементной базы, термостатирования некоторых устройств, автоматизации быстрого настроечного процесса и ряда других мер.

В числе требований, предъявляемых к бортовым радиостанциям, важное место занимают требования удобства и простоты управления её работой, т.е. требования эргономичности.

Обобщённая структурная схема радиостанции

Несмотря на большое разнообразие типов бортовых радиостанций, устанавливаемых на современных ЛА, все они построены по единому принципу. Обобщённая упрощённая структурная схема типовой радиостанции связи ЛА приведена на рис. 3.5.

Станция состоит из передающего и приёмного трактов, которые могут обеспечить ведение связи без поиска и подстройки на любой частоте диапазона. Так радиостанции диапазона МВ (118-136 МГц) имеют 720 каналов связи, а диапазона ДКМВ (2-30 МГц) - 280 тысяч каналов связи. Такой режим реализуют с помощью синтезатора частот

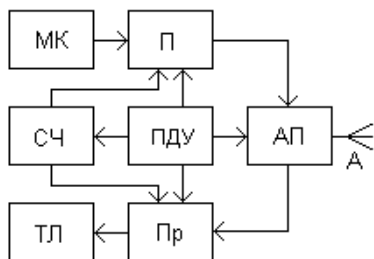


Рис.3.5 Обобщённая структурная схема бортовой радиостанции связи.

ты, 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 авиагарнитур.

Наиболее ответственным и сложным элементом радиостанции является синтезатор частоты, формирующий дискретную сетку рабочих частот в заданном диапазоне. В современных радиостанциях используются два способа синтеза: прямой (пассивный) и косвенный (активный).

В устройствах прямого синтеза с помощью операций деления, умножения и преобразования частоты исходных колебаний высокостабильного кварцевого генератора формируется рабочая сетка частот. Упрощенная структурная схема прямого синтеза приведена на рис.3.6, а рис.3.7 иллюстрирует процессы формирования сетки частот.

С помощью делителя частоты ДЧ производится деление частоты f_0

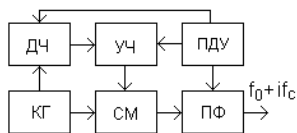


Рис.3.6 Структурная схема устройства прямого синтеза частоты.

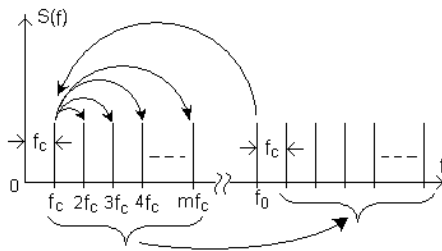


Рис.3.7 Формирование сетки частот.

опорного кварцевого генератора КГ в n раз и формируется сигнал с частотой $f_c = f_0 / n$. Далее умножитель частоты УЧ создает ряд сигналов, частоты которых отстоят друг от друга на интервал f_c : $f_c, 2f_c, 3f_c, \dots, mf_c$, образуя таким образом исходную сетку частот. Сетка подаётся на смеситель СМ, на гетеродинный вход которого поступают колебания опорного кварцевого генератора. В результате такого преобразования осуществляется перенос сетки частот на интервал f_0 и получение требуемого множества частот:

$$f_0, f_0 + f_c, f_0 + 2f_c, f_0 + 3f_c, \dots, f_0 + mf_c. \quad (3.1)$$

Перестраивая полосовой фильтр ПФ на выходе синтезатора, можно выбирать необходимую частотную составляющую выходного сигнала смесителя соответствующую настройке радиостанции в данный момент $f_0 + if_c$, где $i = 1, 2, \dots, m$. Изменяя коэффициенты деления и умножения частоты можно осуществлять связь на любой частоте рабочего диапазона станции.

Управление настройкой выходного фильтра смесителя и изменение коэффициентов деления и умножения частоты осуществляется с пульта дистанционного управления ПДУ радиостанции.

При косвенном синтезе частоты выходной сигнал синтезатора формируется с помощью управляемого генератора, частота которого синхронизирована с частотой опорного сигнала кварцевого генератора с помощью системы фазовой автоподстройки частоты.

Упрощенная структурная схема одного из вариантов реализации устройства косвенного синтеза частоты приведена на рис 3.8.

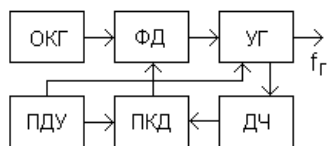


Рис.3.8 Структурная схема устройства косвенного синтеза частоты.

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 излучае-

мых 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.

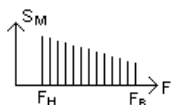


Рис.3.9 Спектр модулирующего сигнала.

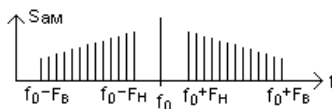


Рис.3.10 Спектр сигнала с амплитудной модуляцией.

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.

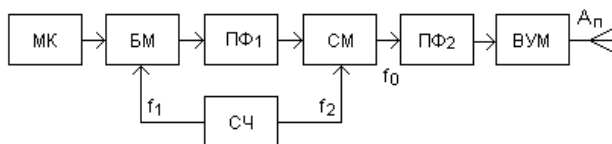


Рис.3.11 Структурная схема передающего тракта однополосной радиостанции.

Микрофон МК осуществляет преобразование акустических сигналов в первичный электрический сигнал со спектром частот от F_n до F_v (рис. 3.9), который управляет работой балансного модулятора БМ. Для того, чтобы проще выполнить модуляцию и качественную фильтрацию однополосный сигнал формируют на сравнительно невысокой поднесущей частоте ($f_1 \approx 500$ кГц). Напряжение сигнала поднесущей частоты поступает на балансный модулятор с синтезатора частоты радиостанции СЧ. Выходной сигнал балансного модулятора с подавленным несущим колебанием подаётся в полосовой фильтр ПФ₁, который выделяет одну из боковых полос. Фильтры чаще всего выполняют на кварцевых резонаторах. Далее в смесителе СМ осуществляется преобразование полученного спектра в область высоких частот $f_0 = f_2 + f_1$ излучаемого сигнала путём гетеродинирования. Гетеродинный сигнал с частотой f_2 , поступающий на смеситель, также формируется в синтезаторе частоты. Со спектральной точки зрения такой

преобразователь осуществляет перенос спектра сигнала с однополосной модуляцией в область несущих частот без нарушения амплитудных и фазовых соотношений его составляющих. Полосовой фильтр ПФ₂ осуществляет дополнительную фильтрацию выделенной полосы спектра. Выходной усилитель мощности ВУМ обеспечивает необходимое усиление однополосного сигнала перед подачей его на излучение через антенну А_п.

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

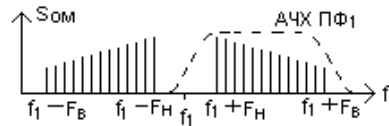


Рис.3.12 Формирование спектра сигнала при однополосной модуляции.

полосы при балансной модуляции выполнить проще, чем в случае традиционной амплитудной модуляции, так как разнос самых низких частот боковых полос вдвое превышает разнос наименьшей частоты модуляции и несущего колебания при амплитудной модуляции.

Передача информационных сообщений с помощью одной боковой полосы АМ – сигнала позволяет примерно в два раза сузить полосу частот, занимаемых сигналом, и вследствие этого почти вдвое увеличить пропускную способность радиоканала. Кроме того энергия излучения расходуется на передачу колебаний только одной боковой полосы и нет необходимости расходовать её на передачу несущей и спектральных составляющих второй боковой полосы. Поэтому при заданной мощности передатчика можно обеспечить более высокий уровень 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 час-

тоты 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

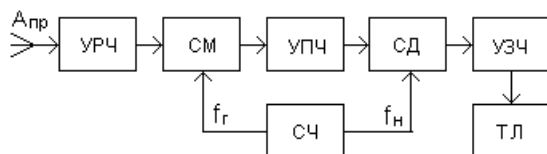


Рис.3.13 Структурная схема приёмника однополосных сигналов. возможной реализации приёмника однополосных сигналов.

Антенна $A_{пр}$ 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_r .

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_n . 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 ге-

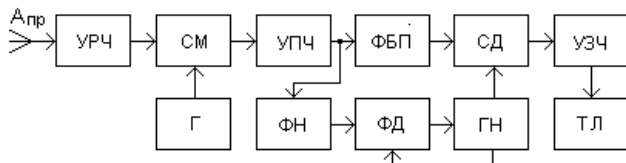


Рис.3.14 Структурная схема однополосного приёмника сообщений с пилот – сигналом.

нератора 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.

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 предназначен-

ных 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 каналные сигналы.

Канальные сигналы объединяются по определённому правилу, в результате чего образуется суммарный групповой сигнал. Такая операция называется уплотнением каналов. Групповой сигнал модулирует несущее колебание по какому-либо параметру. Далее осуществляется излучение полученного радиосигнала. На приёмной стороне линии передачи после демодуляции несущей производится разделение каналов. Выделенные каналные сигналы декодируются и преобразуются к виду, удобному для потребителя.

Упрощенная структурная схема многоканальной системы радиосвязи приведена на рис.3.15.

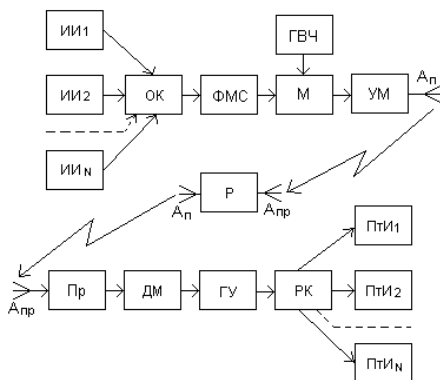


Рис.3.15 Обобщенная структурная схема многоканальной системы радиосвязи.

На ней изображён вариант односторонней связи. При необходимости обратные каналы организуются аналогично.

Сообщения, поступающие от источников информации ИИ, объединяются в устройстве объединения каналов ОК. Групповой сигнал усиливается до необходимого уровня в формирователе модулирующих сигналов ФМС и осуществляет модуляцию несущих колебаний, которые поступают в модулятор М от генератора высокой частоты ГВЧ. Антенна передающего канала A_p преобразует высокочастотные электрические сигналы в электромагнитную волну, которая излучается в окружающее пространство.

Антенна приёмного канала $A_{пр}$ осуществляет обратное преобразование электромагнитной волны в высокочастотный электрический сигнал, который поступает на вход приёмника Пр. Приёмник в большинстве случаев выполняется по классической супергетеродинной схеме. В нём производится основное усиление принятого сигнала, который с выхода приёмника подаётся на демодулятор ДМ. Демодулятор выделяет информационную составляющую из принятого сигнала и подаёт её на вход устройства разделения каналов РК, к выходам которого подключены потребители информации ПТИ.

На протяжённых линиях между передающей и приёмной антеннами канала связи может использоваться один или несколько ретрансляторов Р.

При построении многоканальных РТС ПИ задача надёжного разделения каналов является одной из основных. Разделение каналов должно осуществляться таким образом, чтобы для любого канала влияние помех, обусловленных действием всех других каналов, было минимальным. Причинами появления таких помех являются 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 не перекрывающихся частотных полосах. К примеру, если имеется N сообщений, имеющих один и тот же спектр, например телефонные сообщения со спектром, ограниченным нижней $F_n = 300$ Гц и верхней $F_v = 3,5$ кГц частотами, то они не могут просто суммироваться, так как это вызовет потерю сообщений. Необходимо их так преобразовать, чтобы каждое сообщение было размещено в своём частотном участке. Для такого преобразования используют принцип модуляции вспомогательных гармонических колебаний, которые часто называют поднесущими колебаниями. Для каждого сообщения должна быть своя поднесущая, чтобы спектры всех N сообщений не перекрывались. Совокупность модулированных поднесущих образует групповой сигнал, который используют для модуляции высокочастотного несущего колебания, излучаемого через антенну и являющегося переносчиком группового сообщения. Модуляция может осуществляться по амплитуде, по частоте или по фазе. При двух этапной 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

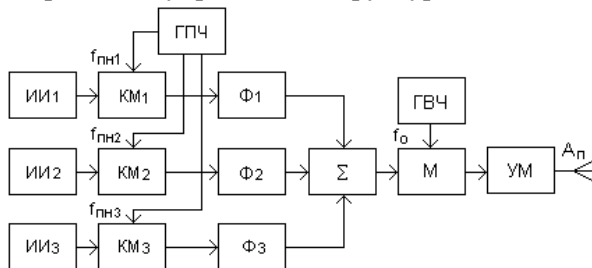


Рис.3.16 Структурная схема передатчика сигналов с частотным уплотнением каналов.

многоканальной системы с частотным уплотнением каналов, а

рис.3.17 иллюстрирует процесс частотного уплотнения. Для простоты рассмотрен случай для трёх информационных сообщений.

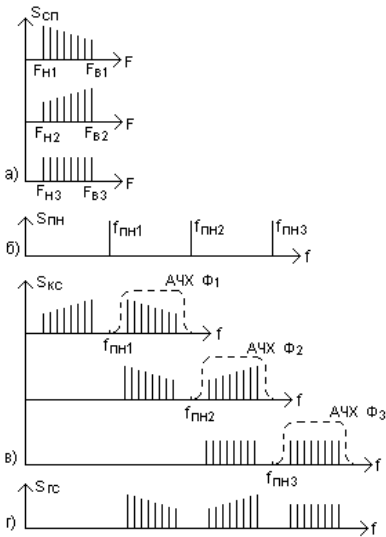


Рис.3.17 Графики, иллюстрирующие процесс формирования сигналов с частотным уплотнением.

От источников информации ИИ первичные электрические сигналы $S_{сн}$ со спектром, ограниченным нижней $F_{н}$ и верхней $F_{в}$ 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 модулятора M 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 $A_{п}$.

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

Радиосигнал, принятый антенной $A_{пр}$, после усиления и преобразования в приёмнике Пр поступает на демодулятор ДМ, где производится выделение группового сигнала $S_{гс}$ (рис.3.19,а). Групповой сиг-

нал подается на устройство разделения каналов, состоящее из параллельно включённых фильтров Φ . На выходе каждого фильтра выделяется соответствующий каналный сигнал.

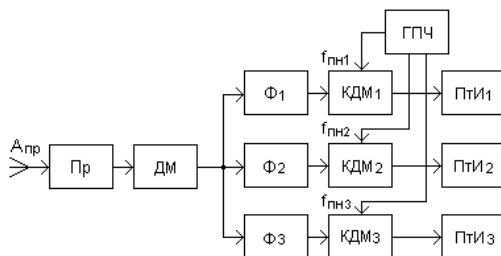


Рис.3.18 Структурная схема приёмника сигналов с частотным уплотнением каналов.

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

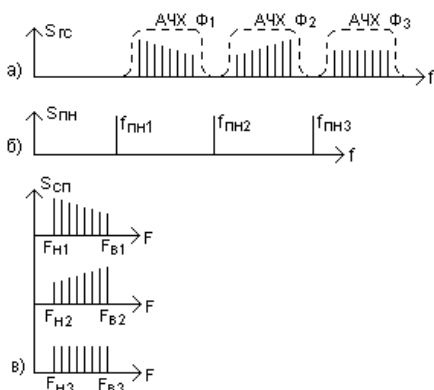


Рис.3.19 Графики, иллюстрирующие процесс выделения информационного сообщения в приёмнике с частотным уплотнением каналов.

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 поочерёдно подключается к каждому каналу. Канальные импульсные сигналы, образованные из каждого передаваемого сообщения, имеют временной сдвиг друг относительно друга, согласованный с периодом коммутации каналов. В результате этого в промежутках времени между импульсами одного сообщения в общий тракт поступают импульсы других каналов и образуется групповой сигнал, который осуществляет модуляцию несущего колебания передатчика. Модуляция производится по амплитуде АМ, или по частоте ЧМ, или по фазе ФМ. По видам двухэтапной модуляции различают системы с модуляцией ВИМ-АМ, ШИМ-ЧМ, АИМ-ФМ и с другими сочетаниями.

Для синхронизации работы коммутаторов каналов в передающей и приёмной частях радиосистемы в передатчике формируются специальные синхроимпульсы, параметры которых отличаются от параметров канальных сигналов. Синхроимпульсы включаются в групповой сигнал, модулирующий несущее колебание.

Период следования канальных импульсных сигналов и период коммутации каналов определяют из условия восстановления передаваемого сообщения по его дискретным выборкам.

На приёмной стороне радиолинии осуществляется разделение каналов с помощью временных селекторов и последующая демодуляция выделенных последовательностей видеоимпульсов.

Несмотря на разновидность вариантов построения систем передачи информации с временным уплотнением каналов им присущи общие черты, которые рассмотрим на примере реализации трёхканальной системы с амплитудной модуляцией

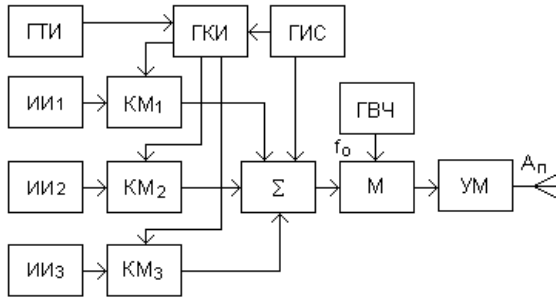


Рис.3.20 Структурная схема передатчика сигналов с временным уплотнением каналов.

каналных 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 модулируют по амплитуде импульсные поднесущие, которые подаются на канальные 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).

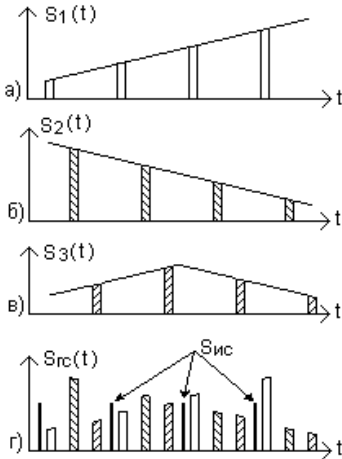


Рис.3.21 Графики, иллюстрирующие процесс формирования сигналов с временным уплотнением.

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).

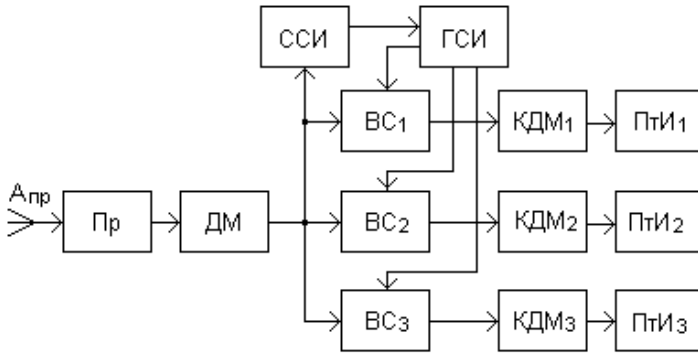


Рис.3.22 Структурная схема приёмника сигналов с временным уплотнением каналов.

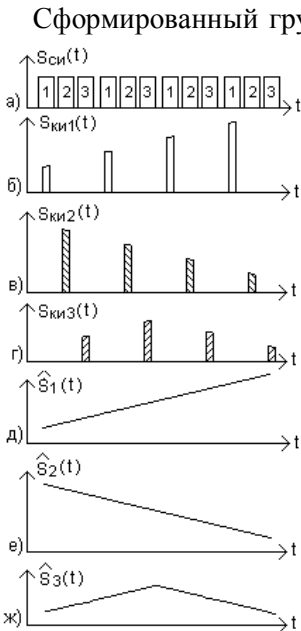


Рис.3.23 Графики, иллюстрирующие процесс выделения информационного сообщения в приёмнике с временным уплотнением каналов.

Сформированный групповой импульсный поток поступает на модулятор M , 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 $A_{пр}$ 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 ГСИ. Разделение канальных импульсных потоков осуществляется временными селекторами $ВС_i$, на которые с одной стороны подаётся групповой сигнал, а с другой - селекторные импульсы $S_{си}(t)$ (рис.3.23, а) При совпадении во времени канального и соответствующего селекторного импульсов временной селектор каждого канала пропускает свой канальный импульс $S_{ки}(t)$ (рис.3.23, б,в,г) на вход канального демодулятора КДМ_г. С выходов всех демодуляторов непрерывные сигналы, изменяющиеся по закону передаваемой информации (рис.3.23, д,е,ж), поступают потребителям информации ПТИ_г.

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 временного уплотнения каналов.
6. Нарисуйте структурную схему и поясните работу передатчика системы с временным уплотнением каналов.

3.4 Цифровые методы передачи информации

Виды сообщений

По виду сообщения разделяют на непрерывные и дискретные.

Непрерывные сообщения отражают собой непрерывные физические процессы, представляемые величинами, плавно изменяющимися течением времени (рис.3.24).

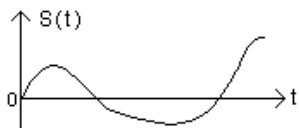


Рис.3.24 График непрерывного сообщения.

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 буквы можно пронумеровать (русский алфавит содержит 32 буквы). Передача слов в этом случае сводится к передаче чисел, составленных из номеров букв. Расстановка цифр в числе определяет смысловое выражение информационного сообщения (например: 2-1-2-1 и 1-2-2-1). Следовательно, словесные сообщения, представленные в таком виде, можно рассматривать как числовые. Поэтому все сообщения дискретного характера приводятся к числовым сообщениям, т.е. к передаче цифр и системы передачи дискретной информации являются цифровыми системами связи.

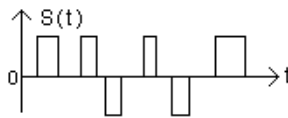


Рис.3.25 График дискретного сообщения.

В большинстве случаев реальные информационные сообщения, которые передают с помощью радиосистем, являются непрерывными функциями времени. Это речевая информация, изменение угловых координат, дальности, скорости движения объектов, изменения температуры, давления, влажности и т.п. Для того, чтобы обеспечить передачу и приём с помощью радиосистем не только дискретных, но и непрерывных сообщений, возникает необходимость отображения непрерывных сообщений цифровыми образами.

Любое непрерывное сообщение можно представить определённым множеством чисел, например, мгновенными значениями непрерывной функции. При этом необходимо решить, каким должен быть объём этого множества. Так как сообщение представляет собой непрерывную функцию времени, то на первый взгляд может показаться, что для её воспроизведения требуется бесконечно большое число мгновенных значений. Однако, вспомним замечательного французского учёного, физика и математика Жана Батиста Жозефа Фурье, который примерно 200 лет назад доказал, что любую непрерывную функцию можно разложить на простейшие гармонические составляющие различной частоты, амплитуды и фазы и записал это доказательство в виде математического ряда, который благодарные потомки, не без основания, назвали рядом Фурье. Если произвести обратное действие, сложив некоторую совокупность простейших гармонических колебаний с учётом частот, амплитуд и фаз, можно синтезировать любую сложную функцию. Совокупность этих составляющих называют частотным спектром сигнала и характеризуют разностью максимальной $F_{\text{макс}}$ и минимальной $F_{\text{мин}}$ частот гармонических составляющих спектра

$$\Delta F = F_{\text{макс}} - F_{\text{мин}} \quad (3.2)$$

При рассмотрении реальных сообщений, спектр которых ограничен, оказывается, что для отражения сообщений достаточно использовать сравнительно небольшое число отсчётов, выбираемых из всего множества мгновенных значений. Физический смысл этого заключается в том, что если самая высокая частота спектра сообщения равна $F_{\text{макс}}$, то наибольшая скорость изменения функции будет определяться скоростью изменения этой компоненты. Следовательно, отсчёты значений функции, взятые через временной интервал Δt , соответствующий этой частоте, позволяют отразить все самые мелкие её детали. Более мелких элементов, чем элементы, отражаемые гармоническим колебанием частоты $F_{\text{макс}}$, функция не содержит

Этот важный научный факт впервые доказал наш соотечественник академик В.А Котельников, сформулировав такую теорему: «Любая непрерывная функция регулярного или случайного сигнала со спектром, ограниченным полосой частот от нуля до $F_{\text{макс}}$, можно однозначно определить последовательностью её мгновенных значений, взятых через интервалы времени $\Delta t = 1 / 2F_{\text{макс}}$.» Эту теорему назвали теоремой Котельникова.

Теорема Котельникова представляет собой своеобразный связующий мост между непрерывными и дискретными сообщениями, между системами передачи непрерывных (аналоговых) сообщений и системами передачи дискретной (цифровой) информации. Из этой теоремы следует, что передачу непрерывных сообщений можно свести к передаче чисел, отображающих дискретные значения этих сообщений.

Преобразование сообщений

Практически передачу непрерывных сообщений цифровыми методами осуществляют путём последовательных операций по дискретизации непрерывных сигналов во времени, квантования дискретизированных сигналов по уровню и последующего преобразования квантованных отсчётов в цифровой сигнал. Техническая реализация такого алгоритма осуществляется с помощью аналого–цифрового преобразователя (АЦП). В приёмном канале линии связи производят обратное преобразование с помощью цифро–аналогового преобразователя (ЦАП).

Рассмотрим процесс аналого–цифрового преобразования. Предположим, что имеется аналоговый сигнал, заданный непрерывной функцией $S(t)$, показанной на рис.3.26,а. Дискретизация заключается в замене непрерывного сообщения последовательностью его отсчётов путём сохранения мгновенных значений только в детерминированные моменты времени $t_0, t_1, t_2 \dots$ (моменты дискретизации), отмеченные точками на рис.3.26,а. Промежуток времени Δt между двумя ближайшими отсчётами называется шагом дискретизации. Шаг дискретизации, в общем случае, может быть как постоянным, так и переменным. Его значение обычно выбирают исходя из допустимой погрешности при восстановлении непрерывного сигнала по конечному числу его отсчётов. Предельное значение шага дискретизации определяет теорема Котельникова. Так например, 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].

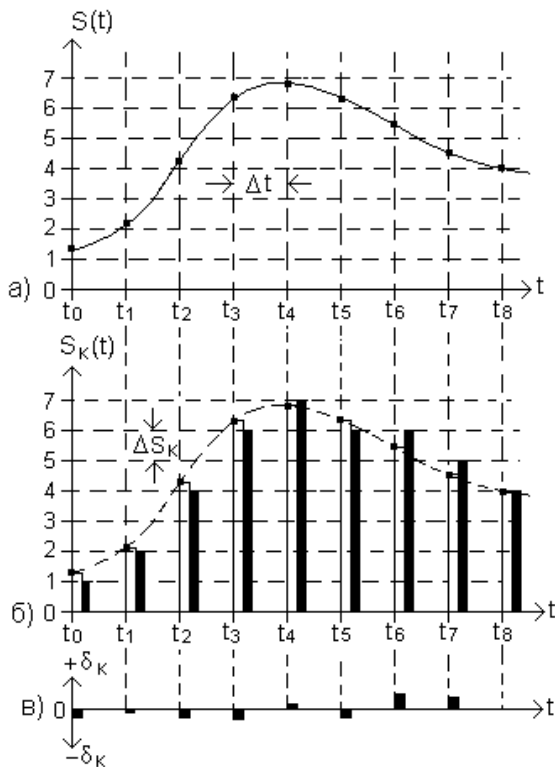


Рис.3.26 Графики, иллюстрирующие процесс аналого-цифрового преобразования непрерывных сигналов.

По сути в результате такого преобразования мы получаем последовательность коротких импульсов, амплитуда которых изменяется по закону передаваемой информации, т.е. последовательность амплитудно-модулированных импульсов (АИМ), показанных на рис.3.26,б (светлые импульсы).

Далее полученный АИМ сигнал подвергается операции квантования, которая состоит в замене отсчётов мгновенных значений сигнала ближайшими детерминированными значениями ряд которых получают с помощью мер.

Часто эти значения называют разрешенными уровнями квантования. Расстояние между двумя ближайшими разрешенными уровнями называют ступенью (иногда шагом) квантования (ΔS_k на рис.3.26,б). Различают равномерное и неравномерное квантование. При равномерном квантовании величина ступени квантования берётся постоянной, а при неравномерном – ступень является переменной.

Если в момент взятия i -го отсчёта мгновенное значение непрерывного сигнала $S(t_i)$ удовлетворяет условию

$$S_{kj} - (\Delta S / 2) \leq S(t_i) \leq S_{kj} + (\Delta S / 2), \quad (3.3)$$

то квантованному импульсу присваивается амплитуда разрешенного уровня квантования (тёмные импульсы на рис.3.26,б).

Замена непрерывного множества возможных значений передаваемого сообщения дискретным множеством фиксированных значений приводит к погрешности, называемой шумом квантования (рис.3.26,в). Эта погрешность δ_k представляет собой разность между передаваемой квантованной величиной S_{kj} и истинным значением непрерывного сигнала в данный момент времени $S(t_i)$

$$\delta_k = S_{kj} - S(t_i). \quad (3.4)$$

Из рис.3.26,в видно, что ошибка квантования лежит в пределах

$$-(\Delta S / 2) \leq \delta_k \leq (\Delta S / 2). \quad (3.5)$$

Количественные значения в условных единицах мгновенных отсчётов $S(t_i)$ непрерывной функции (рис.3.26,а), квантованных величин $S_k(t_i)$ (рис.3.26,б) и погрешностей квантования δ_k (рис.3.26,в) приведены в таблице 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.

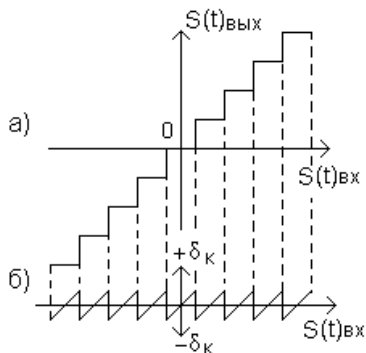


Рис.3.27 Амплитудная характеристика квантователя.

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.

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, ступень квантования в области малых значений сигнала должна быть небольшой. В области больших значений можно допустить более крупную ступень. Таким образом, вновь приходим к неравномерному квантованию.

Неравномерное квантование чаще всего получают с помощью устройства с нелинейной амплитудной характеристикой, которое называют компрессором. Компрессор сжимает динамический диапазон входных сигналов. Далее осуществляют равномерное квантование. На приёмной стороне производят расширение динамического диапазона

до исходного значения с помощью экспандера. Экспандер имеет амплитудную характеристику, противоположную компрессору, что обеспечивает линейность системы передачи информации. Совокупность операций сжатия динамического диапазона компрессором и расширения его экспандером называется компандированием сигналов. Структурная схема компандирования приведена на рис.3.28,а, где обозначено: КП – компрессор; КВ – квантователь; Э – экспандер. На рис.3.28,б показаны амплитудные характеристики отдельных устройств тракта передачи информации.

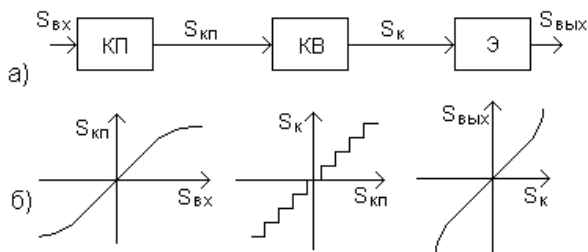


Рис.3.28 Структурная схема компандирования.

Кодирование сообщений

Полученный после квантования многоуровневый дискретный сигнал можно передавать различными способами. На практике в РТС ПИ для этого чаще всего используют кодовые комбинации, каждая из которых соответствует определённому (разрешенному) уровню квантования, т.е. осуществляется кодирование квантованных сигналов.

Кодом называется конечное множество целых рациональных чисел, сопоставляемых по определённому алгоритму с множеством сообщений. Это математическое понятие. В информационных системах под множеством рациональных целых чисел подразумевается множество (совокупность) дискретных сигналов в виде кодовых комбинаций. Поэтому кодированием называется преобразование дискретных сообщений в дискретные сигналы в виде кодовых комбинаций, а декодированием – обратный процесс однозначного восстановления передаваемых дискретных сообщений.

Любой код имеет следующие основные характеристики:

1. Основание кода “ m ”, равное числу отличающихся друг от друга символов в алфавите (называемых также буквами в алфавите). Простейший число–импульсный код имеет алфавит, состоящий из одних единиц $m = 1$. При использовании этого кода любое значение параметра передаваемого сигнала может быть представлено соответствующим числом импульсов. Например, для передачи числа $n = 100$ необходимо послать 100 импульсов. Все другие коды имеют алфавит, состоящий из двух и более символов, отличающихся друг от друга. В зависимости от значения основания кода m коды называют двоичными при $m = 2$, троичными при $m = 3$, десятичными при $m = 10$ и т.д.

2. Длина кодовой комбинации « n » равна количеству одинаковых или отличающихся друг от друга символов (цифр, элементарных сигналов) в кодовой комбинации. Этот параметр называют также разрядностью кода, длиной слова, значностью кода. Для каждого кода характерно своё множество (набор) кодовых комбинаций, каждая из которых может передавать отдельное дискретное сообщение. Код называется равномерным, если все кодовые комбинации одинаковы по длине ($n = \text{const}$), и неравномерным, если величина n в коде непостоянна.

3. Число кодовых комбинаций в коде N (число слов), каждая из которых может передавать своё отдельное сообщение. Это число называют также объёмом кода.

Перечисленные характеристики есть у любого кода и кодовой комбинации независимо от представления кода, физической его реализации или способа передачи и хранения кодовых комбинаций. Эти характеристики связаны следующей зависимостью

$$N = m^n. \quad (3.6)$$

Так с помощью кода значности $n = 1$ можно составить m кодовых комбинаций. Двухзначный код позволяет сформировать m^2 комбинаций, трехзначный – m^3 и т.д. Подтверждением сказанному может служить пример десятичного кода ($m = 10$): при $n = 1$ $N = 10$, при $n = 2$ $N = 100$ и т.д.

Кроме рассмотренных обобщённых характеристик, есть характеристики кодовых комбинаций, которые зависят от способа передачи. Так по характеру передачи различают параллельный и последовательный 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 десятиричная 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. Нуль 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.

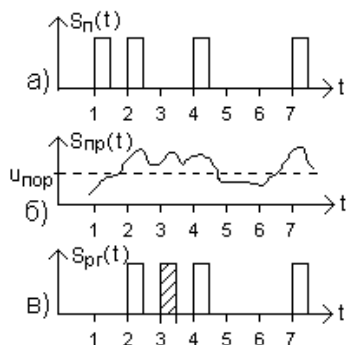


Рис.3.29 Искажения сигналов в каналах связи.

Для восстановления первоначальных параметров импульсных сигналов на всех ретрансляторных (переприёмных) и конечных пунктах РТС ПИ устанавливаются 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 импульса. Ложный импульс появляется, если уровень помехи превышает пороговый уровень (тактовый момент t_3 на рис.3.29). Потеря импульса происходит в том случае, если сумма сигнала и помехи окажется меньше порогового уровня $u_{пор}$. (тактовый момент t_1).

Для работы регенератора необходимо иметь последовательность тактовых импульсов с частотой $F_T = 1/T$, синхронную и синфазную с входным цифровым сигналом, которая формируется на основе этого сигнала.

Многие методы для обнаружения и исправления ошибок, возникающих при приёме из-за воздействия помех, используют так называемую избыточность кодов. Рассмотрим подробнее понятие избыточности кодов.

Обозначим буквой M максимальное количество сообщений, которое необходимо передавать кодовыми комбинациями. При использовании АЦП это количество будет равно максимальному числу уровней квантования непрерывного сигнала. Тогда при выборе кода необходимо выполнить условие

$$M < N, \quad (3.11)$$

где N - число кодовых комбинаций при выбранной разрядности.

Число разрядов цифрового кода при этом должно быть равно

$$n = \{\log_m M\}. \quad (3.12)$$

Фигурные скобки означают здесь округление n до ближайшего целого числа сверху. Так для максимального числа уровней квантования $M=100$ и двоичного кода

$$n = \{\log_2 100\} = 7,$$

при этом $N = 2^7 = 128$; $M = 100$.

Следовательно, условие $M < N$ выполняется. Из всех $N = 128$ комбинаций число разрешённых комбинаций M составляет 100; 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

$$n = n_0 + k. \quad (3.13)$$

Простейшим примером кода обнаруживающего единичные ошибки является двоичный код с проверкой на чётность. Такой код иногда называют кодом с контролем по паритету. К n_0 информационным элементам двоичного избыточного кода добавляется один проверочный элемент, так что общее число элементов в коде с проверкой на чётность равно

$$n = n_0 + 1. \quad (3.14)$$

Если данная кодовая комбинация содержит чётное число единиц в информационной части, то в конце кодовой комбинации добавляется

Основная особенность кода Грея заключается в том, что любые две кодовые информационные комбинации, соответствующие соседним уровням квантования, отличаются друг от друга только в одном разряде. Это позволяет значительно снизить вероятность возникновения погрешностей, указанных выше, при использовании натурального двоичного кода.

Прохождение информации через цепочку логических операций требует времени, которое тем больше, чем больше длина этой цепочки. Поэтому другой особенностью кода Грея является то, что смена значений элементов в каждом разряде при переходе от одной комбинации к другой происходит вдвое реже, чем в натуральном двоичном коде. Это способствует повышению быстродействия кодирующих устройств.

В таблице 3.2 приведены записи различными кодами натуральных чисел от нуля до 15. В крайней правой колонке таблицы приведена запись натуральных чисел кодом Грея с защитой на чётность.

Дополнительно повысить помехоустойчивость каналов связи, и тем самым повысить достоверность передаваемой информации, можно выбором того или иного метода передачи кодированных сообщений.

При резервах в пропускной способности канала связи применяют метод передачи сообщений с повторением кодовых комбинаций несколько раз и выбор правильной комбинации путём «голосования». Этот метод называют мажоритарным методом (от слов мажор, майор – старший, больший, большинство). Широко применяются двукратное повторение кода и выбор комбинации, которая дважды из трёх повторилась одинаково («голосование» два из трёх). Такой метод передачи кодов требует только один прямой канал связи.

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 запрещающая использовать данный сигнал или подтверждающая правильно принятый.

В системах с решающей обратной связью решение о правильности принятого сигнала вырабатывается на приёмной стороне. Для этого используются коды с обнаружением ошибок, и по обратному каналу посылается запрос повторения передачи при обнаружении ошибки.

Запрос повторяется несколько раз до приёма неискажённой кодовой комбинации. Обычно при защитных отказах автоматическое повторение осуществляется до трёх раз и, если код не принят, возникает аварийный сигнал. Такие системы часто называют системами с переспросом.

Необходимо отметить, что в ранних разработках РТС ПИ использовались самые разнообразные коды и методы передачи. При дальнейшем развитии систем ПИ стали переходить к унификации аппаратных решений систем на базе интегральных микросхем, типовых конструктивных модулей и т.п. Наметилась тенденция и к сокращению разнообразия кодов и методов передачи кодированных сигналов. Характерен переход главным образом к адресным передачам цифровыми кодами.

Вопросы для самоконтроля

1. Какую роль выполняет регенератор в линиях связи?
2. Поясните понятие избыточности кода.
3. По каким критериям осуществляют проверку на чётность кодированных сообщений?
4. Как осуществляют преобразование натурального двоичного кода в код Грея?
5. Перечислите основные преимущества кода Грея.
6. Какие методы передачи сообщений позволяют повысить помехоустойчивость каналов связи?

3.6 Асинхронные адресные системы передачи информации

Потребности в повышении оперативной гибкости систем связи, организации связи между подвижными объектами привели к созданию асинхронных адресных систем, в которых сигналы от всех источников передаются в одном и том же диапазоне частот без синхронизации по времени. В качестве переносчиков сообщений в асинхронных системах используются кодовые последовательности импульсов, а на приёмной стороне осуществляется кодовое разделение каналов. Каждому абоненту присваивается определённая кодовая последователь-

ность 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 временных сдвигах сигналов различных абонентов, т.е. асинхронно.

Обобщённая структурная схема ААСС приведена на рис.3.30.

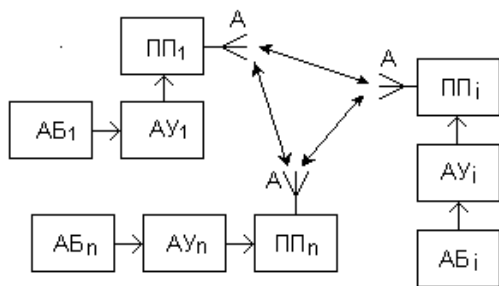


Рис.3.30 Обобщённая структурная схема асинхронной системы связи

Связь каждого абонента АБ с любым другим осуществляется в общем для всех абонентов диапазоне частот. Для этого абонент использует в качестве переносчика сообщения последовательность кодовых адресных групп вызываемой станции. Каждая станция имеет свой приёмопередатчик

ПП. Кодовые группы вырабатываются в специальном адресном устройстве АУ, которое используется также для разделения каналов связи. В передающем канале системы такое устройство называется кодером адресов КА, а в приёмном канале – декодером адресов ДКА.

Рассмотрим принцип формирования частотно-временного адреса. Будем считать, что передаваемое сообщение после различных преобразований и кодирования имеет вид последовательности нормализованных единичных и нулевых импульсов $S_n(t)$, показанных на рис.3.31.

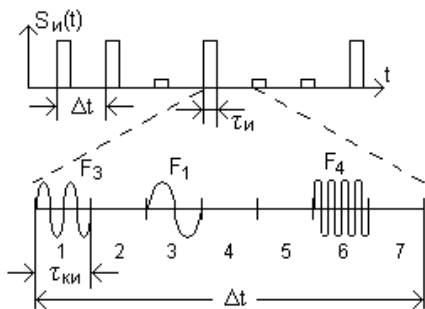


Рис.3.31 Принцип формирования частотно – временно'го адреса.

Длительность импульсов равна $\tau_{и}$, интервал дискретных отсчётов Δt . Эта последовательность поступает в кодер адресов, в котором каждому импульсу ставится в соответствие адресная кодовая группа, равная по длительности интервалу отсчётов Δt . В кодовую группу входят m кодовых ин-

тервалу отсчётов Δt . В кодовую группу входят m кодовых ин-

тервалов, длительность которых $\tau_{ки} = \Delta t / m$. В пределах каждой адресной группы в соответствии со структурой адреса формируется последовательность импульсов длительностью $\tau_{ки}$ с различным частотным заполнением из возможного набора частот F_1, F_2, \dots, F_n . Совокупность временных интервалов и величин частот заполнения называется частотно – временной матрицей ЧВМ. Адреса различных абонентов различаются интервалами между импульсами адресной группы и величинами частот.

В качестве примера составим ЧВМ, содержащую семь временных интервалов, три из которых заполнены колебаниями с частотами F_1, F_3 и F_4 , причём $F_1 < F_3 < F_4$ (рис.3.31 и 3.32).

Первый интервал заполнен колебанием с частотой F_3 , третий – с частотой F_1 и шестой – с частотой F_4 . За начало адресной группы принимается первый радиопульс. 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.

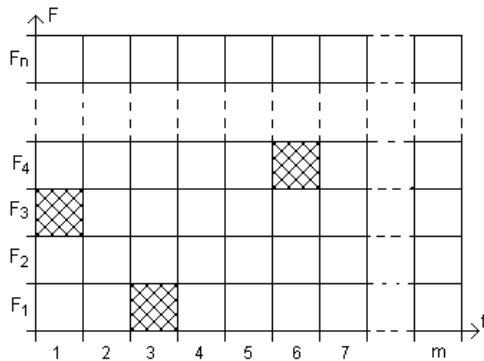


Рис.3.32 Частотно – временная матрица.

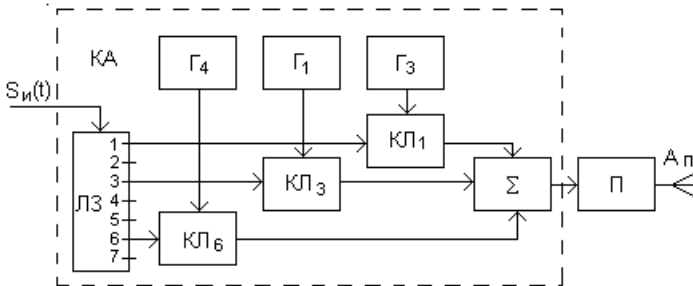


Рис.3.33 Структурная схема выходной части передающего канала ААСС.

Для формирования ЧВМ в кодере адресов включена линия задержки ЛЗ с m отводами. Входные сигналы $S_n(t)$ 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 $КЛ_1, КЛ_3, КЛ_6$. $КЛ_1$ подключает на вход передатчика П через сумматор Σ генератор Γ_3 с частотой колебаний F_3 , $КЛ_3$ - генератор Γ_1 с частотой F_1 , $КЛ_6$ - генератор Γ_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 D_1, D_3 и D_4 . Полученные на выходах детекторов видеоимпульсы задерживаются в канальных линиях задержки $ЛЗ_1, ЛЗ_3$ и $ЛЗ_4$ так, чтобы произошло их совпадение по времени в схеме совпадений СС. Поэтому огибающая элемента с частотой F_4 не задерживается, а огибающие элементов с частотами F_1 и F_3 задерживаются на соответствующее время. В этом случае на выходе схемы совпадений вырабатывается символ «1».

Таким образом, с тактовым интервалом Δt на демодулятор ДМ поступает последовательность единиц и нулей. После демодуляции восстанавливается передаваемое сообщение $\hat{S}_n(t)$.

Перемена адреса для вызова другого абонента осуществляется сменой 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.

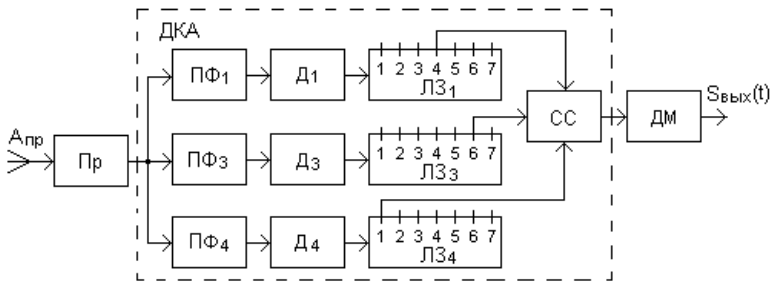


Рис.3.34 Структурная схема приёмного канала АССС.

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?

3.7 Ретрансляционные линии связи

Общие сведения

Возрастающая потребность передачи больших потоков информации за малое время с приемлемым качеством приводит к необходимости повышать частоту радиосигналов, используемых в качестве носителя информации. Повышение частоты позволяет увеличить количество частотных каналов, повысить скорость передачи информации, уменьшить масса–габаритные характеристики аппаратуры и т.д. Однако с увеличением частоты радиосигналов уменьшается дальность радиосвязи и в пределах земной атмосферы для диапазонов ультракоротких волн она ограничивается пределами прямой видимости. Естественно, это огорчает разработчиков РТС ПИ, так как они помнят из уроков школьной географии, что Земля почти круглая и дальность прямой видимости определяет линия горизонта. Они помнят также то, что чем выше точка наблюдения тем дальше линия горизонта. Отсюда можно сделать вывод: для увеличения дальности связи необходимо поднимать передающие и приёмные антенны, используемые в канале связи. Однако, даже самые высокие земные сооружения обеспечивают устойчивую радиосвязь на дальностях примерно 100 км. Дальнейшее увеличение дальности радиосвязи можно реализовать последовательной ретрансляцией сигналов с помощью наземных ретрансляторов или размещать аппаратуру на объектах не связанных с земной поверхностью. Первое направление привело к разработке наземных радиорелейных линий связи, а второе – к разработке спутниковых ретрансляционных линий связи,

Идея ретрансляции была известна человечеству с древних времён, когда определённую информацию (например о приближении врага) передавали с помощью костров, размещённых в пределах видимости между последовательно расположенными пунктами.

В 18 веке в России был построен и успешно действовал правительственный оптический телеграф семафорного типа между С.Петербургом и Варшавой. На расстоянии 1200 км были размещены

150 ретрансляционных пунктов, обслуживанием которых занимались 2000 человек. Исходный пункт находился на крыше одного из зданий Зимнего дворца в виде башни, на которой размещались элементы семафора, соединённые между собой с помощью шарниров. Различные положения элементов обозначали буквы, слова, типовые предложения. Исходное положение элементов было в виде буквы Т. В башне был механизм, приводящий в движение эти элементы. Там же находились обслуживающий персонал и оператор, который отдавал команды для формирования различных знаков. На приёмном пункте оператор с помощью подзорной трубы определял положение элементов семафора и отдавал команду для формирования подобных знаков на семафоре своего пункта и т.д.

Размещение ретрансляционной телевизионной аппаратуры на объектах не связанных с земной поверхностью в нашей стране впервые осуществили в 1957 г. Аппаратура, установленная на самолётах ЛИ-2, с высоты 4000 м производила телевизионную трансляцию мероприятий Московского международного молодёжного фестиваля на города Киев, Минск и Смоленск. Зрители этих городов одновременно с москвичами могли смотреть фестивальные мероприятия в реальном масштабе времени.

Наземные радиорелейные линии связи

В современных наземных радиорелейных линиях связи радиосигналы, принятые одной станцией, например С-1 на рис.3.35, усиливаются, а при необходимости проходят дополнительную обработку, и передаются к следующей станции С-2, находящейся в пределах прямой видимости, а от неё к С-3 и т.д.

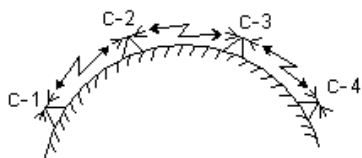


Рис.3.35 Наземная радиорелейная линия связи.

Упрощенная структурная схема радиорелейной линии, состоящей из двух оконечных станций ОС-1 и ОС-2 и двух промежуточных станций ПС-1 и ПС-2, приведена на рис.3.36. В состав оконечных станций помимо передатчиков П и приёмников Пр входят интерфейсы ИФ, связывающие их с внешними средствами связи. В дан-

ном примере показана связь с автоматическими телефонными сетями

АТС, а также телецентрами ТЦ. В интерфейсе групповые сигналы телефонных абонентов и спектры телевизионных программ объединяются в единый модулирующий спектр, т.е. интерфейс представляет собой аппаратуру уплотнения каналов.

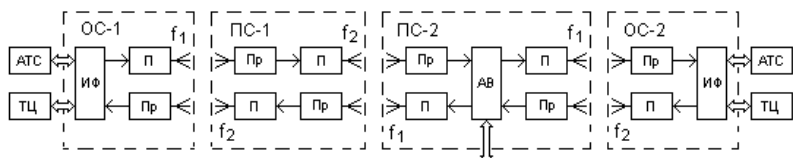


Рис.3.36 Структурная схема радиорелейной линии связи.

На отдельных станциях, называемых узловыми, возможно выделение и ответвление части каналов связи с помощью аппаратуры выделения АВ, как это показано на рис.3.36 для станции ПС-2. Эта аппаратура позволяет также вводить новые каналы, которые могут быть направлены в обе стороны от ПС-2. В частности выделение телевизионного канала позволяет осуществлять затем телевизионную передачу через передатчик, расположенный в населённом пункте на трассе радиорелейной линии.

Передатчик ОС-1 излучает модулированные радиосигналы с частотой f_1 , а передатчики ПС-1 излучают в направлении ОС-1 и ПС-2 радиосигналы с частотой f_2 . Это облегчает развязку между передатчиками и приёмниками каждой станции. Последующие станции могут использовать эти же частоты, так как осуществляется пространственная развязка за счёт как минимум двойного расстояния между станциями, использующими одинаковые частоты.

В некоторых случаях радиосигналы могут распространяться на расстояния больше прямой видимости. Тогда интерференция сигналов на входе приёмника принятых не только от передатчика смежной станции, но и от передатчика более отдалённой станции, работающих на одинаковых частотах, может привести к искажению передаваемой информации. В этом случае используют зигзагообразное расположение станций на некоторых участках радиорелейной линии, как это показано на рис.3.37. Излучение передатчика станции ПС-1 на частоте f_1 будет ориентировано в направлении точки В и не попадёт на вход приёмника станции ПС-4. Излучение передатчика станции ПС-4 на частоте f_2 будет ориентировано в направлении точки С и не попадёт на вход приёмника станции ПС-1.

Если между станциями радиорелейной линии имеются возвышенности или горы (рис.3.38) на которых размещение станций по каким-либо причинам затруднительно, то их можно обойти, применяя пас-

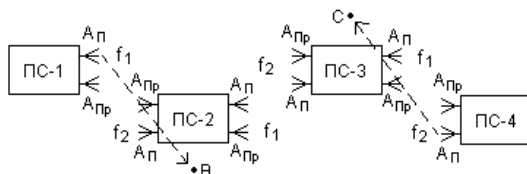


Рис.3.37 Зигзагообразное расположение станций радиорелейной линии связи.

сивные ретрансляторы ПР-1 и ПР-2 в виде металлизированных отражателей радиоволн площадью 30 – 40 м².

Для передачи в одном направлении 2-х или более телевизионных программ и больших потоков другой информации на каждой станции устанавливают по несколько передающих и приёмных комплектов аппаратуры, работающих в разных частотных каналах. Совокупность оборудования, обеспечивающая связь в каждом направлении по одному радиочастотному каналу, называется стволом радиорелейной линии.

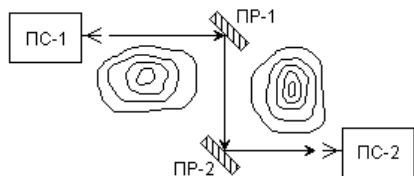


Рис.3.38 Пример использования пассивных ретрансляторов.

Аппаратуру станций радиорелейных линий размещают в общих помещениях и обеспечивают общим электрооборудованием, охлаждением, общим обслуживанием. Поэтому система из нескольких стволов гораздо дешевле, чем несколько отдельных радиорелейных линий. Значительную экономию даёт использование одной антенны для нескольких стволов. Для повышения надёжности работы линии на станциях размещают также резервные комплекты аппаратуры. Кроме того, имеется аппаратура служебной связи, аппаратура для дистанционного управления, автоматического контроля и т.п.

Расстояния между станциями зависят от высоты, на которой расположены антенны. Для относительно ровной поверхности расстояние можно определить из рис.3.39, где обозначено: $R = 6370$ км – средний

радиус Земли; h_1 и h_2 – высоты расположения антенн A_1 и A_2 соседних станций. Предполагается, что прямая линия, состоящая из отрезков d_1 и d_2 и показывающая траекторию радиосигналов, почти касается Земли. Применяя теорему Пифагора и учитывая, что высоты антенн h_1 и h_2 малы по сравнению с радиусом Земли R , можно определить максимальное расстояние между антеннами

$$D = d_1 + d_2 = \sqrt{2R} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (3.17)$$

или приблизительно

$$D \approx 3,5 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (3.18)$$

где D – в километрах; h - в метрах.

Например при $h_1 = h_2 = 30$ м, $D \approx 40$ км. Значительное увеличение высоты подъёма антенн резко увеличивает стоимость сооружений для их размещения. Поэтому расстояние между соседними станциями обычно не превышает 40 – 60 км. Увеличение дальности связи можно достичь, размещая антенны на высотных сооружениях, на естественных возвышенностях – на холмах, горах.

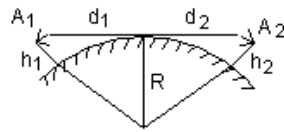


Рис.3.39 К определению расстояния между станциями радиорелейной линии связи.

В радиорелейных линиях используют сантиметровые волны, в основном в районе 5-7,5 см. Применение более коротких волн позволило бы занять более широкие полосы частот и соответственно увеличить пропускную способность линий, а также уменьшить размеры и стоимость антенн. Однако на волнах короче 5 см усиливается поглощение радиоволн в атмосфере, особенно при осадках. Поэтому в линиях значительной протяжённости используют полосы частот в районах 4 ГГц и 6 ГГц.

Для уменьшения мешающего действия передатчика на приёмник той же станции применяют по возможности большое разнесение частот передачи и приёма каждого ствола. Для этой же цели используют разделение радиоволн по поляризации. Это даёт возможность применять одну антенну как для приёма, так и для передачи радиосигналов. Правда, такое упрощение практически возможно только при небольшом количестве стволов, и когда разнос частот между ними достаточно большой.

Спутниковые линии связи

Общие сведения

В 1965 г был запущен первый советский спутник–ретранслятор «Молния», предназначенный для обеспечения телефонной, телеграфной и телевизионной связи между Москвой и районами Сибири и Дальнего востока. Движение спутника осуществлялось по вытянутой эллиптической орбите с апогеем в северном полушарии. Апогей составлял 40000 км, а перигей – 500 км, наклон орбиты относительно плоскости экватора – 63,4°. При такой орбите из 2–го закона Кеплера следует, что относительно неподвижного земного наблюдателя угловая скорость движения спутника в апогее будет значительно медленнее, чем скорость в перигее.

Была выбрана так называемая синхронная орбита с периодом обращения спутника $T_{об}=12$ ч. Синхронность заключалась в том, что период обращения был кратен времени оборота Земли вокруг своей оси. Это дало возможность осуществлять сеансы связи в одно и то же время суток. Длительность сеанса связи, при указанных характеристиках движения спутника, составлял 8–9 ч. Для обеспечения постоянства связи необходимо иметь на орбите не менее трёх спутников с временным сдвигом 7– 8 ч.

Для приёма ретранслированных спутником сигналов был разработан сложный комплекс наземной аппаратуры «Орбита». Параболическая приёмная антенна комплекса, изготовленная из специального алюминиевого сплава, имеет диаметр 12 м и массу 5 тонн. Антенна должна сопровождать постоянное движение спутника, и поэтому она содержит сложную систему автоматического и ручного наведения и сопровождения. Так как бортовой передатчик спутника «Молния» имел выходную мощность всего 40 Вт, требовалось обеспечение высокой чувствительности приёмника наземного комплекса. Для этого на входе приёмной аппаратуры устанавливали специальный малошумящий параметрический усилитель, охлаждаемый жидким азотом. Вес всего наземного комплекса составлял 50 тонн.

Эксплуатация такой линии связи требует большого количества высококвалифицированных специалистов. Эксплуатация усложняется также тем, что движение спутника на орбите приводит к изменению несущей частоты принимаемых сигналов за счёт эффекта Доплера и

значительному изменению уровня сигналов при изменении расстояния. Эффект Доплера особенно осложняет приём узкополосных радиосигналов, приводит к снижению помехоустойчивости приёма, может изменять частоту модулирующих колебаний. Кроме того, при уходе спутника из зоны видимости, необходимо осуществлять переключение аппаратуры с одного спутника на другой.

Ещё в 1945 г известный писатель–фантаст Артур Кларк высказал мысль об использовании связных спутников на геостационарной орбите. Такая орбита имеет форму окружности и лежит в плоскости экватора на высоте 35875 км. Спутник, находящийся на такой орбите, будет иметь период обращения равный 24 часа, и поэтому для неподвижного наблюдателя на Земле спутник кажется неподвижным, зависшим в строго определенной точке небосклона.

Так почему же не стали выводить спутники–ретрансляторы на геостационарную орбиту, вместо вытянутой эллиптической? В то время не было подходящей ракеты. Первые искусственные спутники Земли (ИСЗ) выводились носителями, мощности которых не хватало для вывода груза на геостационарную орбиту. Через несколько лет космической эры появились более мощные носители, которые, дополнив отдельным разгонным блоком, уже можно было использовать для вывода спутников на геостационарную орбиту. Сначала ракетоноситель выводит спутник на промежуточную орбиту, а затем с помощью разгонного блока – на геостационарную. В нашей стране впервые на геостационарную орбиту был выведен спутник– ретранслятор 26 октября 1976 г.

Использование геостационарной орбиты для спутников– ретрансляторов имеет ряд важных преимуществ по сравнению с другими видами орбит:

- связь со спутником осуществляется непрерывно, без необходимого переключения с одного спутника на другой;
- значительно упрощается устройство и эксплуатация наземного комплекса, т.к. не требуется непрерывного слежения за спутником;
- отсутствует или становится очень малым частотный сдвиг сигнала из–за эффекта Доплера;
- неизменное расстояние от спутника до Земли обеспечивает постоянство уровня сигнала на входе приёмных устройств;

- зона видимости спутника с Земли составляет около трети земной поверхности и три спутника позволяют создать глобальную систему связи;

- повышается надёжность систем электропитания, поскольку спутник находится вне радиационного поля Земли, вредно воздействующего на его солнечные батареи.

Немаловажной проблемой в области космонавтики является утилизация отслуживших свой срок космических аппаратов. Обычно такие спутники постепенно приближаются к Земле и сгорают в атмосфере. Однако иногда происходит падение остатков аппаратов в самые неподходящие для этого места. Геостационарная орбита и тут имеет свои преимущества. После принятия решения об окончании эксплуатации спутника, он на остатках горючего переводится на так называемую «кладбищенскую орбиту», которая располагается на 200 км выше геостационарной. Здесь спутник не представляет никакой опасности для своих соседей по орбите. Кроме того, после проведения такой коррекции он постепенно будет удаляться от Земли, тогда как находясь ниже геостационарной орбиты, он приближался бы к Земле.

К недостаткам ретрансляции сигналов с геостационарной орбиты можно отнести то, что на высоких широтах ($\geq 73^\circ$) геостационарный спутник виден под малыми углами и совсем не виден у полюсов. Из-за малых углов спутник затеняется и увеличиваются шумы в приёмной антенне системы бортовой станции, создаваемые излучением Земли. Углы уменьшаются также с удалением по долготе точки приёма от долготы спутника.

Другим фактором, осложняющим эксплуатацию геостационарных спутниковых линий связи, является то, что вследствие не сферичности Земли, неточности вывода спутника на орбиту, а также переменного влияния на него гравитационных сил Луны и Солнца, положение космического аппарата в пространстве относительно Земли всё же непостоянно. Он совершает сложные гармонические годовые и суточные колебания, которые с Земли наблюдаются в виде изменяющейся восьмёрки. Стабилизация положения спутника обеспечивается применением на нём специальных двигателей. Допустимая нестабильность положения спутника на орбите является одним из важных его параметров и регламентируется соответствующими международными соглашениями. В настоящее время допустимой считается нестабильность $0,1^\circ$, чему на геостационарной орбите соответствуют колебания

спутника в пространстве около 150 км. Этот параметр учитывается при выборе и проектировании наземной антенны.

Ещё одной проблемой является расположение космодрома. Чем он дальше находится от оси экватора, тем более мощный требуется носитель, что увеличивает затраты на выведение спутника.

Несмотря на вышеперечисленные недостатки, эксплуатация геостационарных спутниковых линий связи окупается дешёвизной и простотой построения приёмной аппаратуры.

Наиболее существенными проблемами спутниковых систем связи являются слабая помехозащищённость, влияние атмосферы на распространение радиоволн и значительная задержка радиосигналов.

Как известно, помехозащищённость характеризуют отношением сигнал/шум на входе приёмника. Огромные расстояния между земными станциями и спутником являются причиной того, что это отношение очень мало, гораздо меньше, чем для большинства наземных радиорелейных систем связи. Для обеспечения приемлемого качества передаваемой информации используют большие антенны, малозумящие элементы, сложные помехоустойчивые коды и т.п. Особенно остро эта проблема ощущается в системах подвижной связи, так как в них могут быть ограничения на размеры антенн и на мощность передатчика.

Поглощение радиосигнала в атмосфере зависит от его частоты. Максимум поглощения приходится на 23,3 ГГц (резонанс водяных паров) и 60 ГГц (резонанс кислорода). В целом поглощение существенно сказывается на распространении сигналов с частотой выше 10 ГГц. Кроме поглощения на распространение влияет эффект замирания, причиной которого является различие в коэффициентах преломления слоёв атмосферы.

Сильное влияние на распространение радиосигналов оказывает ионосфера. К ионосферным эффектам относят мерцание, поглощение, дисперсию, изменение частоты, вращение плоскости поляризации. Однако все эти эффекты ослабляются с увеличением частоты сигналов. Для сигналов с частотами выше 10 ГГц их влияние невелико.

Проблема задержки распространения сигналов так или иначе затрагивает все спутниковые системы связи. Наибольшей задержкой обладают системы, использующие спутниковый ретранслятор на геостационарной орбите. В этом случае задержка, обусловленная конечностью скорости распространения радиоволн, составляет примерно 250

мс, а с учётом мультиплексирования, коммутации и инерционности устройств обработки сигналов общая задержка может составлять до 400мс.

Задержка распространения наиболее нежелательна в приложениях реального времени, например, в телефонной связи, где разница во времени между репликами абонентов не может быть меньше 500 мс.

В некоторых системах сигнал дважды передаётся через спутниковый канал связи и в этом случае общая задержка удваивается.

Классификация спутниковых систем связи

Часть поверхности Земли, с которой спутник находится в поле зрения наземной антенны под углом больше некоторой минимально допустимой величины, называют зоной видимости.

Поверхность Земли, на которой расположены или могут располагаться земные станции данной сети связи, при условии нормальной их работы, называется зоной обслуживания. Согласно международным соглашениям каждый спутник–ретранслятор может обслуживать только строго определённую территорию, причём с достаточно жесткими ограничениями.

По охватываемой территории, принадлежности и назначению все спутниковые системы связи разделяют на международные, региональные, национальные и ведомственные. Международные системы предназначены для обслуживания различных стран, находящихся в разных точках земной поверхности. Примером таких систем служат системы «Интерспутник» и «Интелсат» («Intelsat»). Для обслуживания ряда стран Западной Европы и стран, членов Арабской лиги, созданы соответственно региональные системы «Евтелсат» («Eutelsat») и «Арабсат» («Arabsat»). Национальные системы обслуживают территорию одного государства. Примерами национальных систем являются системы «Экран» и «Москва», успешно эксплуатирующиеся в нашей стране с 1976 г. Ведомственные системы используются интересах какого–либо ведомства, службы, фирмы (например, военного ведомства, метеорологической службы и т.д.).

По технической реализации системы спутниковой связи разделяют на:

- фиксированную спутниковую службу, которая обеспечивает радиосвязь между земными радиостанциями, расположенными в определённых пунктах;
- подвижную спутниковую службу, которая обеспечивает связь между подвижными земными радиостанциями;
- радиовещательную спутниковую службу, в которой сигналы спутникового ретранслятора предназначены для непосредственного приёма населением, индивидуального или коллективного. Системы индивидуального телевидения получили название систем Непосредственного Телевизионного Вещания – НТВ. При коллективном приёме информация, принятая земной станцией, доставляется абонентам с помощью дополнительной системы распределения эфирной или кабельной.

В зависимости от вида передаваемой информации различают специализированные системы и многофункциональные (универсальные). Специализированные предназначены для решения одной задачи, например, для передачи только телефонных или только телевизионных сообщений. Многофункциональные обеспечивают передачу самой разнообразной информации. В последнее время они находят наибольшее применение. Один спутник в многофункциональной системе может работать в составе нескольких систем связи и в то же время в составе одной спутниковой системы связи могут использоваться несколько спутников, связанных между собой через земные станции или непосредственно с помощью линии межспутниковой связи.

Особенности построения земных станций

На рис.3.40 показана структурная схема спутниковой системы радиосвязи. Такая система включает в себя космическую станцию КС и совокупность земных станций $ЗС_1, ЗС_2...ЗС_n$, которые получают информацию от источников информации ИИ для передачи её на космическую станцию и обслуживают потребителей информации ПИ. При этом под земной станцией подразумевают станцию, расположенную на земной поверхности или в основной части земной атмосферы (например, на самолёте, на корабле) и предназначенную для работы в составе какой-либо спутниковой системы связи. В отличие от земных станций другие станции наземных систем радиосвязи, не относящихся к спутниковым системам, называют наземными станциями.

Земные станции самая многочисленная часть спутниковых систем. Число таких станций, работающих через один спутник, может достигать десятков тысяч. Земные станции существенно различаются по функциональному назначению, пропускной способности, составу и стоимости, что затрудняет возможность их чёткой классификации. Ориентировочно их можно разделить на:

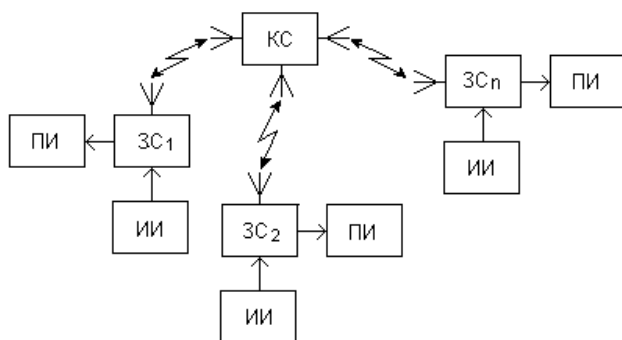


Рис.3.40 Структурная схема спутниковой системы радиосвязи.

- передающие станции, осуществляющие в составе системы связи подачу с Земли на спутник циркулярных программ, подлежащих передаче на сеть приёмных земных станций. Если передающая станция находится в зоне обслуживания системы связи, то на ней устанавливают также приёмное оборудование для контроля передаваемых сигналов.

- приёмные станции, осуществляющие в составе системы связи только приём циркулярных сообщений: телевизионных программ, программ звукового вещания, изображений газетных полос и т.д. При приёме программ вещания станция такого типа направляет их непосредственно группе абонентов, представляя собой, таким образом, коллективную земную станцию;

- приёмопередающие станции, осуществляющие в составе системы дуплексную передачу многоканальных телефонных сообщений или обмен программами вещания. Станции этого типа используют для приёма циркулярных программ вещания в составе распределительных систем фиксированной спутниковой службы;

Антенны земных станций должны иметь высокий коэффициент усиления и низкую шумовую температуру, обеспечивать возможность наведения луча на спутник и ручного или автоматического его сопро-

вождения, иметь необходимое постоянство электрических характеристик, надёжную работу и сохранение конструкции в заданных климатических условиях. Они должны обладать большим сроком службы и возможностью проводить ремонтно- профилактические работы на антенне без перерыва связи, а также должны иметь высокую экономическую эффективность, определяемую стоимостью антенны и затратами на её эксплуатацию.

Наиболее полно в настоящее время приведённым выше требованиям удовлетворяют зеркальные антенны, которые в основном и применяются в спутниковой радиосвязи.

Параметры антенн в значительной мере определяют энергетику и стоимость всей системы связи. В настоящее время наибольшее распространение получили различные виды одно- и двухзеркальных параболических антенн, основным параметром которых является диаметр раскрыва основного зеркала (рефлектора). Диаметр зеркала антенны непосредственно связан с её коэффициентом усиления и шириной диаграммы направленности. При увеличении размеров возрастает коэффициент усиления антенны и улучшаются её направленные свойства. Это уменьшает энергопотребление спутниковой системы и соответственно уменьшает эксплуатационные затраты. Однако при этом усложняется и удорожается конструкция антенны и значительно сложнее осуществлять точную её ориентацию в направлении спутникового ретранслятора..

Для сохранения параметров антенны в холодное время года и для защиты от обледенения зеркало и облучатель искусственно подогревают. С этой целью на задней поверхности зеркала монтируют электронагреватели. Для защиты антенны от влияния солнечной радиации её излучающие поверхности покрывают радиопрозрачными диффузионными красками.

Передающие устройства земных станций отличаются диапазоном рабочих частот, выходной мощностью, типом выходного усилительного элемента, назначением системы связи, системой охлаждения. От этих показателей существенно зависит конструкция и электрические характеристики передающих устройств. Международный союз электросвязи, входящий в состав ООН, в зависимости от назначения, типа и размещения наземных станций выделяет определённые полосы частот в диапазоне от $\sim 1,5$ ГГц до 86 ГГц. В соответствии с этим земной шар разделён на три региона, для каждого из которых выделены опре-

делённые полосы частот. В регион 1 входят Европа, Африка и Россия с прилегающими странами; в регион 2 входят Северная и Южная Америки; в регион 3 входят Азия, Океания и Австралия. Конкретные значения частотных полос приведены в справочной литературе. В настоящее время наиболее широко используются полосы частот, лежащие в диапазоне от $\sim 2,5$ ГГц до $\sim 18,1$ ГГц.

Выделенные полосы частот или группы полос часто называют и обозначают по округлённым значениям частот на участках «Земля–спутник» и «спутник– Земля». Так, например, группу частот в районе 6 и 4 ГГц называют полосой или диапазоном 6/4 ГГц. Аналогично используют понятия диапазонов 14/11, 30/20 ГГц и т.д. Ширина полосы частот, которая может быть выделена для отдельного ретранслятора в каждом диапазоне, ограничена значением 500 МГц в полосах 6/4 и 14/11 ГГц. В диапазоне 30/20 ГГц допускается ширина полосы частот, занимаемых одним ретранслятором, до 3,5 ГГц.

Обычно в земных станциях используют передатчики мощностью от 0,2 кВт до 3 кВт. Как правило, все типы передатчиков позволяют осуществлять передачу телевидения, цифровых информационных потоков, аналоговых и цифровых телефонных сообщений с частотным разделением. Один из вариантов структурной схемы передающего устройства земной станции приведён на рис.3.41.

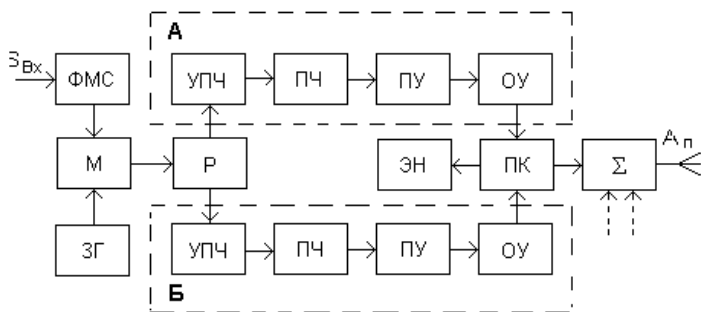


Рис.3.41 Структурная схема передающего устройства земной станции.

В устройство входят два передающих канала А и Б, один из которых является рабочим, а другой – резервным. На входы каналов через разветвитель Р подаются колебания промежуточной частоты (обычно 70 МГц) от задающего генератора ЗГ, несущие передаваемые сообщения $S_{вх}$ в виде частотной модуляции этих колебаний многоканальным

телефонным сигналом или телевизионным сигналом совместно со звуковым сопровождением. Частотная модуляция колебаний задающего генератора осуществляется в модуляторе М сигналами формирователя модулирующих сигналов ФМС. Промодулированные колебания усиливаются в усилителе промежуточной частоты УПЧ и переносятся в преобразователе частоты ПЧ в диапазон СВЧ сигналов. Далее сигналы усиливаются в предварительном ПУ и окончном ОУ усилителях и через переключатель каналов ПК и сумматор Σ подводятся к передающей антенне $A_{п}$. Антенна преобразует высокочастотные электрические колебания в электромагнитную волну, распространяющуюся в свободном пространстве. Выход резервного комплекта через ПК соединён с эквивалентом нагрузки ЭН. Как правило, сумматор Σ позволяет подключить к передающей антенне несколько таких же комплектов аппаратуры (пунктир на рис.3.41).

Построение бортовой аппаратуры и предъявляемые к ней требования

В настоящее время находят применение два основных типа ретрансляторов: с однократным или двукратным преобразованием частоты. В первом случае происходит непосредственное преобразование частоты сигнала на участке «Земля-спутник» в более низкую частоту, используемую на участке «спутник-Земля». Преобразование частоты возможно одновременно с усилением с помощью малошумящего усилителя (МШУ) соответствующего вида. Ретрансляторы такого вида называют ретрансляторами прямого усиления, так как усиление происходит только в тракте СВЧ (рис.3.42).

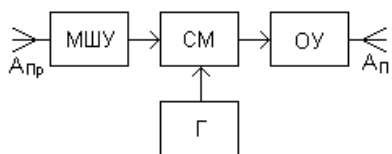


Рис.3.42 Структурная схема спутникового ретранслятора прямого усиления.

частота при этом составляет обычно от нескольких сотен до нескольких тысяч МГц.

В некоторых случаях, когда оказывается невозможным обеспечить требуемое усиление в диапазоне СВЧ (например, в полосе 30/20 ГГц), используют двукратное преобразование частоты и усиление в тракте промежуточной частоты (рис.3.43). Промежуточная частота

Большинство ретрансляторов как правило многоствольные. Ствол ретранслятора это тракт приёмопередачи одного или нескольких радиосигналов, являющийся частью общего приёмопередающего тракта с общим для этих радиосигналов выходным усилителем мощности. При этом каждому стволу ретранслятора отводится определённая полоса частот, зависящая от объёма передаваемой по нему информации и вида модуляции. Число стволов может достигать нескольких десятков. Радиосигналы стволов могут разделяться по частоте, поляризации и пространству. Число стволов и занимаемая ими суммарная полоса частот определяют в значительной мере пропускную способность спутниковой системы связи.

Для обеспечения возможности одновременного использования спутникового ретранслятора несколькими пользователями используют системы множественного доступа:

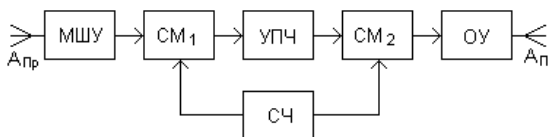


Рис.3.43 Структурная схема спутникового ретранслятора с двукратным преобразованием частоты

- множественный доступ с частотным разделением каналов – при этом каждому пользователю предоставляют отдельный диапазон частот в пределах полосы пропускания одного ствола ретранслятора;
- множественный доступ с временным разделением каналов – каждому пользователю предоставляется определённый временной интервал (таймслот), в течение которого он производит передачу и приём информации в пределах всей полосы частот ретранслятора
- множественный доступ с кодовым разделением каналов – каждому пользователю в этом случае выдаётся свой кодовый адрес, который позволяет передавать информацию различных пользователей в одно и то же время, на одних и тех же частотах, не мешая друг другу.

Кроме того, многим пользователям не требуется постоянный доступ к спутниковой связи. Таким пользователям канал связи выделяют по требованию с помощью технологии DAMA (Demand Assigned Multiple Access – множественный доступ с предоставлением каналов по требованию)

В многофункциональных многоствольных ретрансляторах для организации связи между различными зонами покрытия (обслуживания) производится переключение стволов с помощью так называемой коммутационной матрицы, которая позволяет довести время переключения СВЧ сигналов до нескольких наносекунд при использовании pin-диодов в качестве переключающих элементов.

Такое переключение позволяет подключить любой ствол на любую антенну с той или иной диаграммой направленности и поляризации. Переключение может происходить по командам с Земли или по записанной заранее (или в процессе эксплуатации) программе.

К числу основных параметров ретранслятора относят эффективную мощность излучения, которая равна произведению мощности передатчика на коэффициент усиления передающей антенны. Если ретранслятор использует несколько передающих антенн или многолучевую антенну, то эффективная излучаемая мощность определяется для каждой антенны или каждого луча отдельно. Число лучей также является параметром ретранслятора.

Важным параметром бортовой аппаратуры является потребляемая мощность от первичных источников питания. У большинства ретрансляторов основными источниками питания являются солнечные батареи. Энергетические возможности таких батарей определяются их площадью.

Также важным параметром систем спутниковой связи является срок службы, т.е. время наработки до полного отказа. Срок службы во многом зависит от запасов топлива для двигателей, корректирующих орбиту.

К аппаратуре, размещаемой на спутниках, предъявляются весьма жесткие требования:

- Аппаратура должна быть готовой к длительной эксплуатации в условиях космического пространства, для которого характерны глубокий вакуум, невесомость, высокий уровень радиации, отсутствие свободной конвекции, метеоритное воздействие.

- Аппаратура должна иметь при заданных параметрах минимальные массу, габариты, потребляемую мощность.

- Аппаратура должна выдерживать ускорения и вибрации, которые возникают при запуске спутника и корректировках траектории.

Эти и другие требования во многом противоречивы и трудновыполнимы.

Основное оборудование спутников размещают в герметизированных отсеках с газовой средой. Это обеспечивает приемлемые температурные режимы аппаратуры, и защищает её от космического излучения. Однако это приводит к увеличению массы и габаритов спутника и усложняет технологию подготовки его к запуску. Кроме того, значительно возрастает опасность метеоритного поражения с последующей разгерметизацией и выходом ретранслятора из строя. В связи с этим преобладает тенденция использования не герметичных ретрансляторов. Однако возникает ряд существенных проблем. Например, обеспечение работоспособности при температурных перепадах, которые могут быть в пределах от $+60^{\circ}$ при солнечном освещении до -150° в тени Земли. Из-за отсутствия конвекции теплообмен осуществляется только за счёт излучения. Значительное изменение свойств материалов и элементов может вызывать воздействие радиации.

Вопросы для самоконтроля

1. Какие факторы ограничивают дальность действия радиолиний связи?
2. Назовите основные направления развития радиолиний связи, позволяющие увеличить дальность их действия.
3. Поясните принцип построения и действия наземных радиорелейных линий связи.
4. В каких случаях применяют пассивные ретрансляторы?
5. Назовите основные преимущества геостационарной орбиты для спутниковых ретрансляторов.
6. Какие проблемы возникают при ретрансляции сигналов с геостационарной орбиты?
7. В чём заключаются основные проблемы спутниковых систем связи?
8. По каким критериям классифицируют спутниковые системы связи?
9. Перечислите особенности построения и работы земных станций.
10. Какие типы ретрансляторов применяют в спутниковых системах связи?
11. Назовите методы, позволяющие использовать спутниковые ретрансляторы одновременно несколькими пользователями.
12. Какие требования предъявляются к бортовой аппаратуре спутниковых систем связи?

При управлении движением летательных аппаратов (ЛА) сигналы рассогласования являются главными, но не единственными сигналами, влияющими на движение ЛА. На привод управляющего органа (в соответствии с аэродинамической схемой ЛА и способом создания управляющей силы это может быть, например, аэродинамический руль или элерон, газодинамический руль или поворотное сопло двигателя) подаётся управляющий сигнал, в состав которого могут входить сигналы от дополнительных измерителей. Дополнительные измерители предназначены для улучшения качества процесса управления или стабилизации свойств ЛА, как объекта управления. Например, эффективность работы аэродинамических рулей определяет сила давления на них воздушного потока, параметры которого, в свою очередь, зависят от высоты полёта, скорости движения летательного аппарата, скорости и направления ветра. В качестве дополнительных измерителей используют высотомеры, акселерометры, гироскопы и др. Упрощённая структурная схема системы радиоуправления показана на рис.4.1.

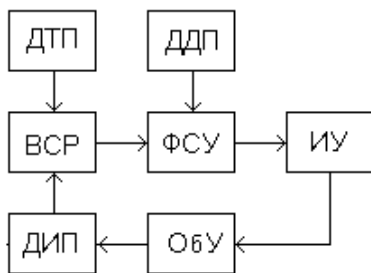


Рис.4.1 Структурная схема системы радиоуправления.

На схеме обозначено: ДТП – датчик требуемых параметров; ДИП – датчик измеренных параметров; ВСП – устройство выделения сигналов рассогласования; ФСУ - устройство формирования сигналов управления; ИУ – исполнительное устройство; ОБУ – объект управления; ДДП – датчики

дополнительных параметров.

Различные виды ЛА могут предназначаться для решения самых разнообразных задач. В зависимости от этих задач и вида управляемого ЛА выбирается принцип действия и технические характеристики системы управления, которые разделяют на системы радиотеленавигации, системы командного радиоуправления, системы самонавигации, корреляционно-экстремальные системы управления.

В разделе 2.4 было показано, что летательный аппарат является сложным телом, состоящим из совокупности твёрдых, жидких и газообразных масс, которые в полёте могут перемещаться друг относи-

тельно друга, изменять свою массу и объём (например, выгорание топлива). Полное математическое описание движения летательного аппарата весьма сложно, и поэтому при составлении уравнений движения обычно прибегают к ряду ограничений и допущений. Путь следования летательного аппарата разбивают на характерные участки и на каждом участке летательный аппарат считают абсолютно твёрдым телом постоянной массы, а его сложное движение представляют совокупностью поступательного движения центра масс и вращательного движения вокруг центра масс.

Поступательное движение происходит при условии, что направление действующей силы (вектор F_1 на рис.2.75,а) проходит через центр масс Ц.М. объекта. Вращательное движение совершается под действием моментов, образуемых силами, направление действия которых не проходят через центр масс объекта (F_2 на рис.2.75,б). Это движение называется ориентацией летательного аппарата. Поэтому управление движением любого ЛА в общем случае заключается в управлении поступательным перемещением его центра масс и управлении поворотами вокруг центра масс. Первый вид управления называют управлением полётом, а второй – управлением ориентацией или просто ориентацией. Следовательно, в общем случае управление движением ЛА состоит из управления полётом и ориентацией.

Виды траекторий полёта ЛА

Траектория, по которой движется центр масс летательного аппарата в полёте, определяется уравнением:

$$m \frac{d\vec{V}}{dt} = m\vec{W} = \vec{F}, \quad (4.2)$$

где m – масса; \vec{V} и \vec{W} - векторы скорости и абсолютного ускорения летательного аппарата; \vec{F} - главный вектор внешних сил, приведённый к центру масс. Вид траектории во многом определяет тип системы управления и её параметры.

При выборе траектории стремятся к уменьшению её кривизны. В этом случае уменьшается время наведения и снижаются требования к манёвренности ЛА. Количественным показателем манёвренности является минимально допустимый радиус кривизны траектории ρ_{\min} или максимальное поперечное ускорение ЛА ω_{\max} . При постоянной ско-

рости полёта $V = \text{const}$ значение минимального радиуса кривизны траектории связано с величиной максимального ускорения следующим выражением

$$\omega_{\text{макс}} = \frac{V^2}{\rho_{\text{мин}}} \quad (4.3)$$

Часто вместо абсолютной величины максимально допустимого ускорения используют понятие коэффициента перегрузки, который получают при нормировании ускорения к ускорению свободного падения $g = 9,81 \text{ м/с}^2$

$$\eta = \frac{\omega_{\text{макс}}}{g} = \frac{V^2}{g \rho_{\text{мин}}}, \quad (4.4)$$

Выражение (4.4) показывает противоречивые требования к конструкции объектов управления. Так любой летательный аппарат стараются сделать максимально маневренным. Однако уменьшение минимального радиуса кривизны траектории увеличивает перегрузки, действующие на летательный аппарат. Чтобы не произошло физического разрушения объекта, производят ужесточение его конструкции. Это, в свою очередь, приводит к увеличению масса – габаритных характеристик и, следовательно, к увеличению инерционности объекта и уменьшению его манёвренности.

На цели с известными и не изменяющимися координатами наведение осуществляют по фиксированным или опорным траекториям, вид которых определяют до пуска (взлёта, старта) управляемого летательного аппарата. При наведении на маневрирующие цели или цели с неизвестными координатами применяют не фиксированные траектории, вид которых зависит от метода наведения.

При определении методов управления летательным аппаратом, расчёте параметров его движения используют понятия кинематической, динамической и фактической траекторий.

Кинематическая траектория – это расчётная кривая, полученная при идеализации системы управления. При этом считают, что система управления обеспечивает точное исполнение заданного закона управления, а объекты, участвующие в процессе наведения (летательный аппарат, командный пункт и цель) рассматриваются в этом случае как материальные точки пространства, не имеющие массы.

Динамическая траектория – это кривая, при расчёте которой учитывают инерционные свойства летательного аппарата и системы управления.

Фактическая траектория – это реальная траектория, которая получается с учётом влияния на летательный аппарат и его систему управления различного рода случайных возмущений: порывы ветра, неравномерность тяги двигателей, люфты органов управления, организованные помеховые воздействия и т.д.

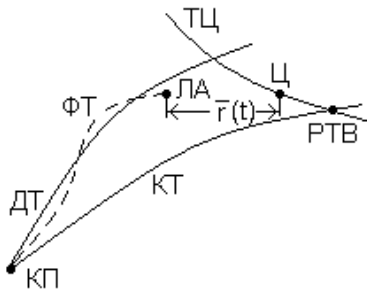


Рис.4.2 Виды траекторий ЛА.

Ясно, что все три типа траекторий отличаются друг от друга степенью учёта характеристик летательного аппарата и системы управления (рис.4.2).

Чем больше инерционность летательного аппарата или постоянная времени системы управления, тем значи-

тельной динамическая траектория ДТ будет отличаться от кинематической КТ. Однако, с ростом инерционности меньшее воздействие оказывают случайные возмущения и меньше расхождение между динамической и фактической ФТ траекториями. Все траектории – кривые трехмерного пространства с началом в точке расположения командного пункта КП. На рис.4.2 показаны также траектория цели ТЦ, точки мгновенного положения управляемого летательного аппарата ЛА и цели Ц и вектор текущего расстояния между ними $r(t)$. В расчётной точке встречи РТВ модуль вектора расстояния должен быть равен нулю.

$$|r(t)| = 0. \quad (4.5)$$

Однако, из-за несовпадения фактической и кинематической траекторий «встречи» в буквальном смысле практически не происходит. Минимальное значение модуля вектора текущего расстояния называется промахом. Для успешного наведения промах должен быть меньше радиуса эффективного действия боевой части управляемого летательного аппарата $r_{\text{мин.б.ч.}}$.

$$|r(t)| < r_{\text{мин.б.ч.}} \quad (4.6)$$

Для систем противовоздушной обороны (ПВО), защищающих «свои» объекты, радиус эффективного действия боевой части не мо-

жет быть большим. В среднем он составляет примерно 15–20 м. Это означает, что радиотехнические системы управления должны обеспечить наведение ЛА с точностью не хуже этого значения на дальностях нескольких десятков километров.

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение понятию радиоуправление.
2. Назовите основные задачи радиоуправления.
3. Что представляют из себя сигналы рассогласования в системах радиоуправления?
4. Какую роль в системах радиоуправления выполняют дополнительные измерители навигационных параметров?
5. Какие ограничения и допущения принимают при составлении уравнений движения летательных аппаратов?
6. Назовите основные условия, при которых объект совершает поступательное или вращательное движение?
7. Какие основные требования предъявляют к траекториям полёта летательных аппаратов?
8. С какими противоречиями сталкиваются разработчики систем и объектов управления?
9. Дайте сравнительную характеристику различных видов траекторий, которые используют при радиоуправлении.
10. Назовите причины промаха при наведении и сформулируйте требования к точности работы систем радиоуправления.

4.2 Методы наведения летательных аппаратов

В зависимости от характера цели, разделяют методы наведения по фиксированным и нефиксированным траекториям. Реализацию методов наведения будем рассматривать на примерах наведения управляемых ракет различных классов на движущиеся и неподвижные цели.

Наведение по фиксированным траекториям

Фиксированные траектории определяют до взлёта (пуска, старта) ЛА и рассчитывают программу движения ЛА по этой траектории.

Программу закладывают в память бортового комплекса радиуправления. Она определяет моменты достижения заданных точек траектории полёта и, при необходимости, выдаёт команды исполнительным органам управления для изменения режима полёта так, чтобы вектор скорости ЛА в любой момент времени имел бы требуемое направление. Часто такой метод называют наведением по опорной траектории.

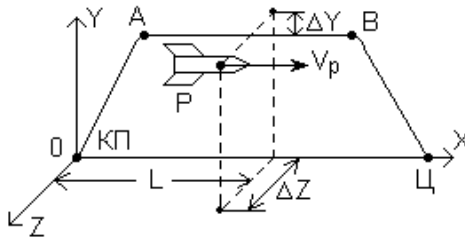


Рис. 4.3 Наведение ЛА по опорной траектории.

На примере движения ракеты класса «земля – земля» рассмотрим реализацию метода наведения по опорной траектории (рис.4.3).

Для относительно небольших дальностей полёта можно пренебречь кривизной и вращением Земли. Тогда опорная

траектория будет кривой, лежащей в вертикальной плоскости (плоскости прицеливания) и будет состоять из трёх характерных участков: ОА – участок набора высоты, АВ – участок горизонтального полёта и ВЦ – участок снижения или пикирования на цель. На этом же рисунке показано некоторое положение ракеты Р в полёте, характеризующее случайное отклонение координат фактической траектории от кинематической расчётной: ΔY – по высоте и ΔZ – в боковом направлении. Эти параметры называют параметрами рассогласования. Чтобы удерживать ракету на фиксированной траектории необходимо в каждый момент времени обеспечивать выполнение следующих требований.

$$\Delta Y(t) = 0 \text{ и } \Delta Z(t) = 0 \quad (4.7)$$

Таким образом, для наведения по фиксированной траектории необходимо на управляемом ЛА иметь измерители текущих навигационных параметров, чтобы сравнивать их с заданными параметрами. Это измерители высоты полёта, угловых координат, пройденного пути, бокового отклонения и др.

Высоту полёта определяют барометрическими измерителями или радиовысотомерами.

Угловые координаты измеряют с помощью систем, основанных на методах пеленгации радиоизлучения некоторых естественных или искусственных небесных тел, законы движения которых известны. Естественными ориентирами могут служить, например, источники космического радиоизлучения (радиозвёзды), Солнце, а также объекты под-

стиляющей поверхности, отражающие радиоволны. В качестве искусственных радиоориентиров используют непрерывно излучающие навигационные радиомаяки, расположенные на космических объектах или на земной поверхности с точно известными координатами.

Применение измерителей, основанных на использовании эффекта Доплера, позволяет получить информацию о скорости движения и бокового сноса ЛА. Интегрируя скорость, получают значение пройденного пути L , необходимого для изменения режима полёта, например в точке В на рис.4.3.

В некоторых случаях для формирования параметров рассогласования в системах автономного радиоуправления используют корреляционно-экстремальные системы, основанные на методах распознавания образов. В частности, применяют системы, в которых осуществляется сравнение текущего изображения подстилающей поверхности с эталонным изображением, полученным заранее. Критерием сравнения является значение взаимной пространственной функции корреляции обоих изображений.

Для повышения точности измерений и надёжности работы автономных систем управления ЛА в ряде случаев применяют комбинацию двух или более систем, использующих различные физические принципы получения навигационной информации. Примером может служить комплексирование инерциальных и радиотехнических информационно - измерительных систем.

В инерциальных системах в качестве измерителей навигационных параметров используют датчики линейных ускорений – акселерометры и свободные гироскопы, дающие информацию об углах ориентации ЛА. Интегрируя ускорение получают скорость движения ЛА, а после второго интегрирования – пройденный путь.

В качестве радиотехнических датчиков используют доплеровские измерители путевой скорости и угла сноса, радиовысотометры, радиовертиканты и др.

Основным достоинством наведения по опорной траектории является скрытность работы системы управления и, как следствие, её высокая помехозащищённость. Кроме того, автономность работы позволяет осуществлять наведение на цели расположенные на больших удалениях от места старта летательного аппарата (до нескольких тысяч километров). Однако, при полётах на большие расстояния могут возникать трудности управления из-за того, что условия на трассе по-

лёт могут существенно изменяться и предусмотреть заранее реальную обстановку практически невозможно. В этом случае система управления должна быть адаптивной, а на борту летательного аппарата должны находиться дополнительные средства получения информации об окружающей обстановке.

Наведение по нефиксированным траекториям

Нефиксированные траектории реализуют с помощью различных методов наведения в зависимости от типов ЛА, от задач, решаемых при наведении, и других факторов. Различают двухточечные и трёхточечные методы.

В двухточечных методах в наведении участвуют два объекта: управляемый ЛА и цель, на которую осуществляется наведение. В трёхточечных методах участвуют три объекта: ЛА, цель и командный пункт КП. Командный пункт - это обобщённое понятие места взлёта, старта или пуска ЛА. В качестве КП может использоваться подвижной носитель, например, самолёт – ракетоносец, танк, надводное судно и т.п., поэтому при формировании траектории наведения необходимо учитывать параметры движения носителя.

Рассмотрим некоторые методы наведения по нефиксированным траекториям.

Геометрические соотношения при реализации двухточечных методов показаны на рис.4.4.

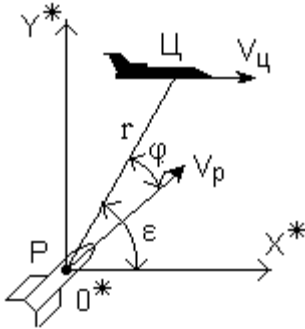


Рис.4.4 К пояснению двухточечных методов наведения ЛА.

Введём некоторые определения обозначений, приведённых на этом рисунке.

Линия r , соединяющая управляемую ракету P с целью $Ц$ называют линией визирования цели. Угол φ между линией визирования цели и направлением вектора скорости ракеты V_p называют углом упреждения. Угол ε между линией визирования цели и осью X^* стабилизированной системы координат называют углом визирова-

ния цели. Для упрощения рассуждений будем считать, что векторы r , V_p и V_c лежат в одной плоскости X^*, O^*, Y^* стабилизированной системы координат.

Напомним, что стабилизированная система координат относится к виду так называемых подвижных систем координат. Характерной особенностью такой системы является то, что начало координат совмещено с центром масс движущегося летательного аппарата (в данном случае ракеты Р), а оси ориентированы параллельно осям опорной (отсчётной) системы, начало которой, как правило, совмещено с командным пунктом.

Наведение методом погони

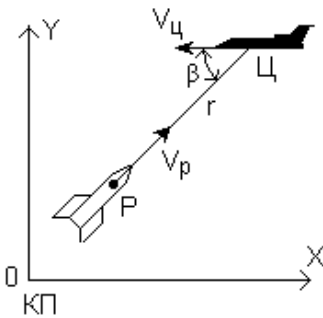


Рис.4.5 Наведение ЛА методом погони.

Характерной особенностью метода погони является то, что в любой момент времени вектор скорости ракеты V_p направлен на цель (рис.4.5).

Угол упреждения при этом равен нулю.

$$\varphi = 0. \quad (4.8)$$

Скорость сближения ракеты с целью будет равна

$$V_{сб} = V_p \pm V_c \cos \beta \quad (4.9)$$

Так как скорость есть производная от расстояния, то можно записать

$$\frac{dr}{dt} = V_p \pm V_c \cos \beta. \quad (4.10)$$

Это уравнение называют уравнением метода погони.

Аппаратура, реализующая этот метод, должна постоянно определять рассогласование между направлением линии визирования цели и направлением вектора скорости ракеты и вырабатывать команды, управления полётом, для устранения этого рассогласования.

Произведем построение кинематической траектории ракеты, наводимой на цель по этому методу. При построении заданными являются траектория цели $\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_k$, отношение

$$n = \frac{V_{\zeta}}{V_p}$$

и точки расположения цели ζ_1 и ракеты P_1 в момент начала наведения (рис.4.6).

Для построения траектории ракеты разобьём траекторию цели на ряд малых участков $\zeta_1\zeta_2, \zeta_2\zeta_3, \zeta_3\zeta_4$ и т.д. Так как участок $\zeta_1\zeta_2$ мал, то можно считать, что во время движения цели по этому участку ($t_1 - t_2$) ракета движется по направлению $P_1\zeta_1$ (так как вектор скорости V_p направлен на цель) и проходит путь

$$P_1P_2 = \frac{\zeta_1\zeta_2}{V_{\zeta}} V_p = \frac{\zeta_1\zeta_2}{n} . \quad (4.11)$$

Откладывая отрезок P_1P_2 , находим точку P_2 , в которой ракета окажется в момент t_2 (с учётом что $V_p > V_{\zeta}$). Так как вектор в каждый момент времени должен быть направлен на цель, то в момент t_2 он будет направлен по прямой $P_2\zeta_2$. Поэтому, когда цель пройдёт путь $\zeta_2\zeta_3$, ракета пройдёт путь

$$P_2P_3 = \frac{\zeta_2\zeta_3}{n} . \quad (4.12)$$

Откладывая этот отрезок на направлении $P_2\zeta_2$ находим точку положения ракеты в момент времени t_3 , т.е. P_3 . Продолжая аналогичные построения, находим, что траектория ракеты проходит через точки P_1, P_2, P_3, P_4 и т.д. Чем меньше выбраны отрезки $\zeta_1\zeta_2, \zeta_2\zeta_3$ и др., тем точнее будет построение.

Если скорости цели и ракеты изменяются во времени, то при построении отношение скоростей также должно быть задано как функция времени $n(t)$ и определение отрезков P_1P_2, P_2P_3 и т.д. нужно производить соответственно для значений $n(t_1), n(t_2)$ и т.д.

Траектория метода погони при поперечных или встречно – поперечных курсах имеет возрастающую кривизну по мере приближения

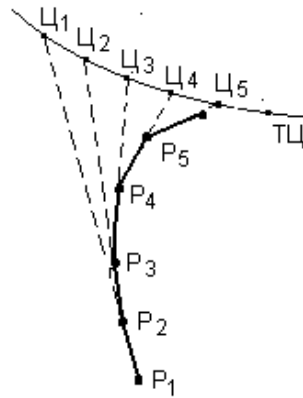


Рис.4.6 Расчётная траектория ракеты при наведении методом погони.

к цели. Когда радиус кривизны траектории становится меньше допустимого радиуса разворота для данной ракеты, ракета может сойти с расчётной траектории, что приведёт к определённому промаху. Чем больше скорость цели, тем больше может быть промах. Это является недостатком метода погони. Поэтому такой метод применяют при наведении на медленно движущиеся цели.

Наведение по методу параллельного сближения.

При таком методе вектор скорости ракеты в каждый момент времени направлен в упреждённую точку, соответствующую этому моменту времени.

Упреждённая точка это такая точка пространства, в которой ракета встретила бы с целью, если бы векторы скорости цели и ракеты в дальнейшем оставались неизменными.

Предположим, что цель летит по произвольной траектории ТЦ и в произвольный момент времени t находится в точке Ц, а ракета в этот момент находится в точке Р (рис.4.7).

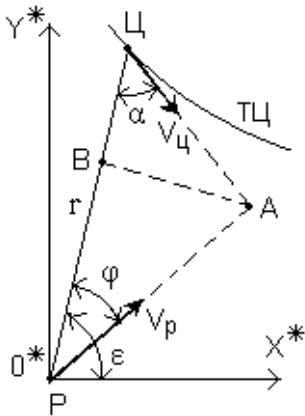


Рис.4.7 Наведение ЛА по методу параллельного сближения.

Тогда упреждённую точку А, соответствующую этому моменту времени, можно найти из условия

$$\Delta t_{ц} = \Delta t_{р}, \quad (4.13)$$

где $\Delta t = \frac{ЦА}{V_{ц}}$ и $\Delta t = \frac{РА}{V_{р}}$ соответ-

ственно времена полёта цели и ракеты до точки встречи.

Следовательно, условие идеального упреждения имеет вид

$$\frac{ЦА}{V_{ц}} = \frac{РА}{V_{р}} \quad (4.14)$$

Найдём, чему равны отрезки ЦА и РА. Для этого проведем перпендикуляр из точки А на линию визирования цели.

Тогда

$$\text{ЦА} = \frac{AB}{\sin \alpha}, \quad \text{РА} = \frac{AB}{\sin \varphi_0}. \quad (4.15)$$

Подставим эти значения в условие идеального упреждения (4.14)

$$\frac{AB}{V_{\text{ц}} \sin \alpha} = \frac{AB}{V_{\text{р}} \sin \varphi_0}. \quad (4.16)$$

Сократив на AB , получим

$$V_{\text{р}} \sin \varphi_0 = V_{\text{ц}} \sin \alpha. \quad (4.17)$$

Составляющие этого уравнения представляют собой проекции векторов скоростей ракеты $V_{\text{р}}$ и цели $V_{\text{ц}}$ на нормаль к линии визирования цели. Для выполнения этого условия проекции должны быть равны друг другу в течение всего этапа наведения. Очевидно, они будут равны только в том случае, если линия визирования цели в процессе наведения будет поступательно перемещаться параллельно самой себе. Поэтому такой метод наведения называется методом параллельного сближения. Для реализации такого метода необходимо поддерживать скорость изменения угла визирования равной нулю, т.е.

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = 0. \quad (4.18)$$

Отличие от нулевого значения угловой скорости вращения линии визирования цели будет являться параметром рассогласования.

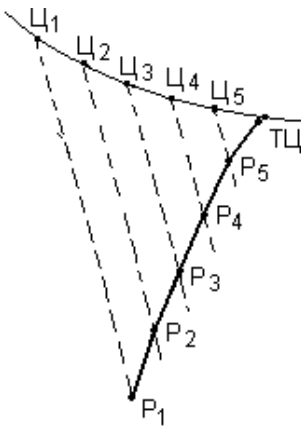


Рис. 4.8 Расчётная траектория ракеты при наведении методом параллельного сближения

Построим траекторию движения ракеты при наведении методом параллельного сближения. Для выполнения такого построения необходимо знать траекторию цели ТЦ, отношение скоростей полёта цели и ракеты

$$n = \frac{V_{\text{ц}}}{V_{\text{р}}}$$

и точки начального положения цели Ц_1 и ракеты Р_1 (рис.4.8).

Разобьём траекторию цели на ряд малых участков $\text{Ц}_1\text{Ц}_2$, $\text{Ц}_2\text{Ц}_3$, и т.д. Каждый из этих участков цель должна проходить за одинаковое время. Точки Р_1 и Ц_1 соединим линией визирования цели. Из точек Ц_2 , Ц_3 , и т.д.

проведём прямые параллельные линии визирования цели. Далее, вычислим соответствующие участки траектории ракеты. Время прохождения цели расстояния $\Pi_1\Pi_2$ со скоростью V_{Π} равно времени прохождения ракеты расстояния P_1P_2 со скоростью V_p , т.е.

$$\frac{\Pi_1\Pi_2}{V_{\Pi}} = \frac{P_1P_2}{V_p}, \quad (4.19)$$

откуда
$$P_1P_2 = \frac{\Pi_1\Pi_2}{V_{\Pi}} V_p = \frac{\Pi_1\Pi_2}{n}. \quad (4.20)$$

Аналогично находим

$$P_2P_3 = \frac{\Pi_2\Pi_3}{n} \quad (4.21)$$

и т.д.

Из точки P_1 радиусом, равным P_1P_2 находим точку P_2 на прямой, проходящей через точку Π_2 . Далее, из точки P_2 радиусом, равным P_2P_3 находим точку P_3 и т.д. Чем меньше взяты участки на траектории цели, тем точнее построение траектории ракеты.

Как видно из рис.4.8, кривизна траектории ракеты при наведении методом параллельного сближения получается гораздо меньше, чем при наведении методом погони и приближается к минимально возможной из всех методов наведения. При прямолинейном движении цели и постоянстве отношении скоростей цели и ракеты угол упреждения не изменяется $\varphi = \text{const}$ и траектория ракеты получается прямолинейной.

Наведение методом на- крытия цели

Такой метод наведения относится к трёхточечным методам, так как в процессе наведения участвуют три объекта (рис.4.9): командный пункт КП, ракета Р и цель Ц. На рис.4.9 обозначено $r_{кц}$ – линия визирования цели относительно командного пункта, $r_{кр}$ – линия визирования ракеты

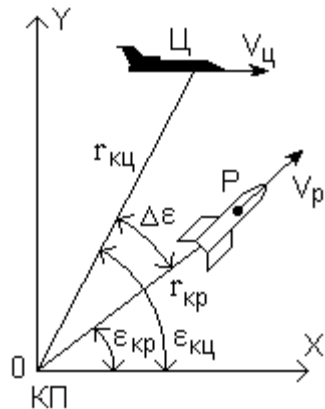


Рис.4.9 К пояснению трёхточечных методов наведения ЛА.

относительно командного пункта, $\varepsilon_{кц}$ – угол визирования цели, $\varepsilon_{кр}$ – угол визирования ракеты.

При наведении методом накрытия цели ракета в любой момент времени должна находиться на линии визирования цели относительно командного пункта, т.е. должно выполняться условие

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_{кц} - \varepsilon_{кр} = 0. \quad (4.22)$$

Ракета в этом случае как бы закрывает видимость цели от наблюдателя, находящегося на командном пункте.

Угол $\Delta\varepsilon$ является параметром рассогласования. Он либо вычисляется как разность углов $\varepsilon_{кц}$ и $\varepsilon_{кр}$, либо измеряется непосредственно.

Рассмотрим графическое построение траектории ракеты при наведении методом накрытия цели. Для построения должны быть заданы: траектория цели ТЦ, траектория командного пункта ТКП, отношения скоростей цели и ракеты $n_1 = \frac{V_{ц}}{V_p}$, и цели и командного пункта

$$n_1 = \frac{V_{ц}}{V_p}, \text{ начальное положение всех трёх объектов.}$$

Траекторию цели ТЦ (рис.4.10) разделим на ряд малых участков $Ц_1Ц_2$, $Ц_2Ц_3$, и т.д. Соответствующие участки траектории командного пункта находим из следующих соотношений

$$K_1K_2 = \frac{Ц_1Ц_2}{V_{ц}} V_{к} = \frac{Ц_1Ц_2}{n_2}; \quad K_2K_3 = \frac{Ц_2Ц_3}{V_{ц}} V_{к} = \frac{Ц_2Ц_3}{n_2} \quad (4.23)$$

и т.д.

Соединим прямыми линиями точки положения командного пункта с соответствующими точками положения цели: K_1 и $Ц_1$, K_2 и $Ц_2$ и т.д. Далее, вычислим отрезки траектории

$$P_1P_2 = \frac{Ц_1Ц_2}{V_{ц}} V_p = \frac{Ц_1Ц_2}{n_1};$$

$$P_2P_3 = \frac{Ц_2Ц_3}{V_{ц}} V_p = \frac{Ц_2Ц_3}{n_1} \quad (4.24)$$

и т.д.

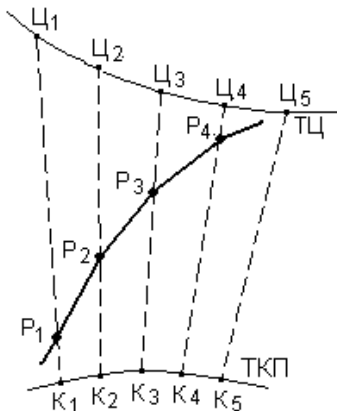


Рис. 4.10 Расчётная траектория ракеты при наведении методом накрытия цели.

Из точки начального положения ракеты P_1 радиусом P_1P_2 делаем засечку на линии визирования $K_2Ц_2$ и находим положение ракеты P_2 . Аналогично определяем последующие точки положения ракеты. Соединяя найденные точки, находим искомую траекторию движения ракеты.

Если наведение по методу накрытия цели начинается с момента старта ракеты с командного пункта, то точка начального положения ракеты P_1 совпадает с точкой начального положения командного пункта K_1 . Если движение командного пункта происходит по закону параллельного сближения, то ракета будет двигаться также, как если бы она наводилась по методу параллельного сближения.

Вопросы для самоконтроля

1. Какие требования должны быть выполнены при наведении летательных аппаратов по опорной траектории?
2. Какую аппаратуру используют при наведении летательных аппаратов по опорной траектории?
3. Назовите основное достоинство метода наведения по опорной траектории.
4. В чём заключается различие двухточечных и трёхточечных методов наведения летательных аппаратов?
5. Назовите методы, которые чаще всего используют для наведения летательных аппаратов по нефиксированным траекториям.
6. Поясните характерные особенности наведения летательных аппаратов методом погони.
7. Поясните характерные особенности наведения летательных аппаратов методом параллельного сближения.
8. Поясните характерные особенности наведения летательных аппаратов методом накрытия цели.

4.3 Системы радиотеленавещения

Основным, наиболее общим признаком, характеризующим радиотеленавещение, является наличие определённой структуры электромагнитного поля, создаваемого передающими устройствами командного пункта. При этом некоторый параметр поля η оказывается функционально связанным с координатами соответствующей точки пространства $\eta(X, Y, Z)$, где X, Y, Z – опорная (отсчётная) система коор-

динат, связанная с командным пунктом. Бортовая аппаратура, размещённая на управляемом летательном аппарате, способна измерять параметр электромагнитного поля и таким образом определять своё фактическое положение относительно командного пункта.

Управляя излучением передатчика на командном пункте, можно изменять структуру поля, и соответственно, изменять направление движения управляемого летательного аппарата. Таким образом, можно осуществлять радиотеленаведение по произвольной траектории, которая может изменяться в процессе наведения в соответствии с относительным движением объектов, участвующих в наведении.

Принцип действия и структура радиотехнических средств системы радиотеленаведения определяются прежде всего используемым информационным параметром поля: амплитудой, частотой, фазой, временным запаздыванием сигналов. В соответствии с этим различают амплитудные, частотные, фазовые и временные системы.

Часто структуру электромагнитного поля формируют таким образом, чтобы информационные параметры оставались неизменными на некоторой линии или поверхности. Такие линии и поверхности называют равносигнальными. Любое отклонение управляемого летательного аппарата от равносигнальной линии или поверхности приводит к появлению так называемого сигнала ошибки на выходе бортовой приёмной аппаратуры. На основании сигнала ошибки формируют команды, управляющие движением летательного аппарата. Управление производится таким образом, чтобы сигнал ошибки был минимальным в течение всего управляемого полёта летательного аппарата.

Системы наведения по радиолучу

Характерным примером систем пространственного радиотеленаведения, в которых в качестве информационного параметра используется изменение амплитуды принимаемых сигналов, являются системы наведения по радиолучу. Один из вариантов реализации такого метода рассмотрим на примере системы наведения ракеты на цель. Радиотехническая часть системы наведения состоит из управляющей передающей РТС, находящейся на командном пункте КП, и приёмной

аппаратуры, размещённой на ракете Р. Пространственное положение всех объектов, участвующих в процессе наведения, показано на рис.4.11, на котором также обозначено: Л – радиолуч; $r_{кц}$ и $r_{кр}$ – линии визирования цели и ракеты относительно командного пункта: Л', Ц' и Р' – проекции луча и линий визирования цели и ракеты на горизонтальную координатную плоскость XOZ.

Управляющая РТС, с помощью передатчика П и антенного устройства A_n формирует радиолуч Л в виде равносигнального направления. Положение радиолуча в пространстве в любой момент времени определяется угловыми координатами α_l в азимутальной плоскости и β_l в угломестной плоскости.

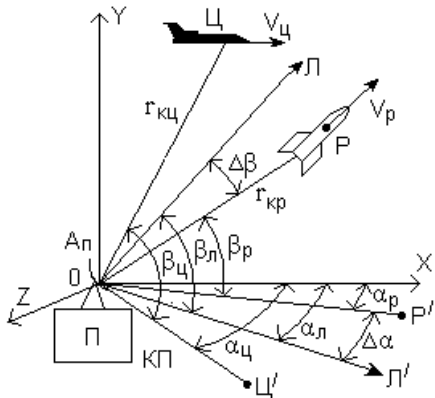


Рис.4.11 Пространственное положение объектов, участвующих в процессе наведения ЛА по радиолучу.

Управление положением радиолуча осуществляется на основании информации о текущих навигационных параметрах цели Ц, на которую осуществляется наведение ракеты Р. Это угловые координаты цели $\alpha_ц$ и $\beta_ц$, определяющие положение линии визирования $r_{кц}$ цели Ц относительно командного пункта КП. Пространственное положение ракеты характеризуют соответствующие координаты $\alpha_р$, $\beta_р$ и $r_{кр}$.

В зависимости от принятого метода наведения радиолуч может быть направлен на цель (метод накрытия цели) или в упреждённую точку (метод параллельного сближения). При наведении ракета в любой момент времени должна находиться на радиолуче. Параметры

$$\Delta\alpha = \alpha_l - \alpha_p \quad \Delta\beta = \beta_l - \beta_p \quad (4.25)$$

определяют отклонение траектории ракеты от направления радиолуча.

При реализации такого метода чаще всего используют антенну с относительно узкой, симметричной диаграммой направленности, ось которой смещена относительно оси антенны на небольшой угол γ (рис.4.12).

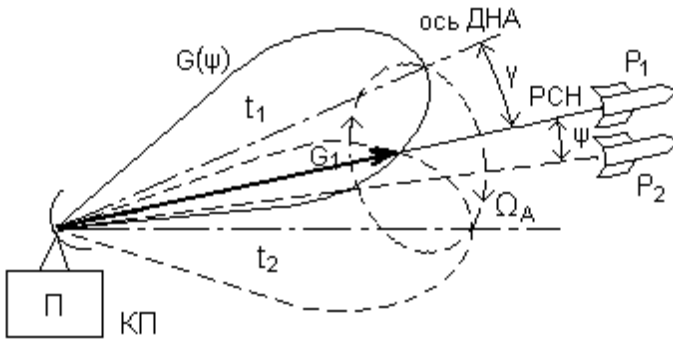


Рис.4.12 Формирование радиослуча в виде равносигнального направления.

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.4.12 показано пространственное положение вращающейся диаграммы направленности для двух произвольных моментов времени t_1 и t_2 . Из рисунка видно, что вдоль оси вращения диаграммы образуется равносигнальное направление (РСН) характерное тем, что для любого пространственного положения сканирующей диаграммы коэффициент усиления антенны определяет величина одного и того же вектора G_1 и амплитуда сигналов, принимаемых бортовой аппаратурой с этого направления (направление на P_1 , рис.4.12), остаётся постоянной, равной U_0 (рис.4.13,а).

Если же ракета будет смещена относительно РСН (P_2 на рис.4.12) на угол ψ , то в направлении на P_2 будет происходить периодическое изменение коэффициента усиления передающей антенны с частотой, равной угловой скорости вращения диаграммы направленности и вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

$$u_{\text{пр}}(t) = U_0 [1 + m \cos(\Omega_A t - \Phi)] \times \cos \omega_0 t, \quad (4.26)$$

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 $m = \frac{\Delta U}{U_0}$.

При этом глубина амплитудной модуляции m пропорциональна углу рассогласования ψ , а в фазе огибающей модуляции заложена информация о направлении углового отклонения ракеты относительно РСН. Вид амплитудно-модулированного сигнала, принимаемого бортовой аппаратурой с направления на P_2 , показан на рис.4.13,б, на котором амплитуды сигналов в моменты времени t_1 и t_2 соответствуют положениям диаграммы направленности в эти же моменты на рис.4.12. Период модуляции принимаемого сигнала равен

$$T_m = 2\pi \Omega_A. \quad (4.27)$$

Таким образом, с помощью сканирующей диаграммы направленности антенной системы передающего канала осуществляется преобразование угла рассогласования в изменение амплитуды принимаемых сигналов.

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигналов в приёмном канале (рис.4.13,в), можно получить информацию о величине и стороне отклонения ракеты от РСН. Огибающую амплитудно-модулированного сигнала в этом случае называют сигналом ошибки:

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} \cos(\Omega_A t - \Phi) \quad (4.28)$$

Упрощенная структурная схема передающего канала, формирующего радиолуч управляющей РТС, приведена на рис.4.14, на котором обозначено: ИИЦ– источник информации о цели; АВУ- анализирующее и вычислительное устройство; СУА– система управления антенной; УСД– система управления сканированием диаграммы направленности антенны; КУ– кодирующее устройство; ФМС– устройство

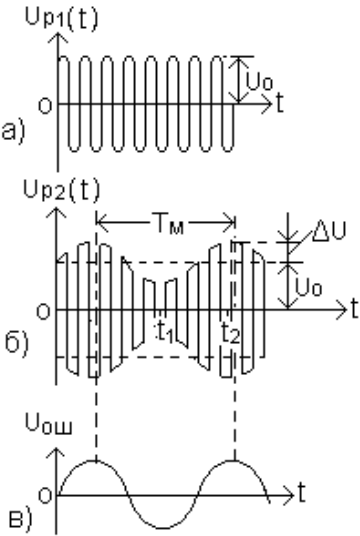


Рис.4.13 Вид сигналов, принимаемых бортовой аппаратурой.

формирования модулирующих сигналов; ГВЧ – генератор высокой частоты; A_{π} - передающая антенна.

АВУ получает от ИИЦ информацию о текущих параметрах цели и вырабатывает сигналы управления антенной. ГВЧ генерирует высокочастотные импульсы, которые излучаются антенной со сканирующей диаграммой направленности. В излучаемую последовательность импульсов с помощью КУ и ФМС закладывается информация об опорном напряжении с частотой сканирования, которую необходимо передать на борт ракеты для определения фазовых соотношений между сигналом ошибки и опорными сигналами.

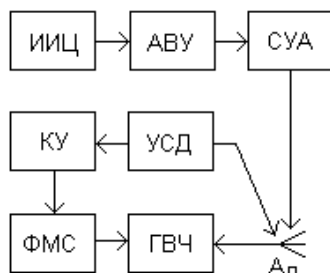


Рис. 4.14 Структурная схема передающего канала, формирующего радиолуч.

Структурная схема бортовой аппаратуры приведена на рис.4.15.

Супергетеродинный приёмник Пр преобразует по частоте, усиливает и нормирует принятые антенной $A_{\text{пр}}$ сигналы. Далее сигналы после амплитудного детектора АД разделяются на два канала: канал сигнала ошибки КСО и канал опорных сигналов КОС. В первом выделяется сигнал рассогласования, характеризующий отклонение ракеты от радиолуча, а во втором – опорные напряжения, фазы которых однозначно определяет пространственное положение сканирующей диаграммы направленности антенны передающего канала.

Управление ракетой осуществляется в азимутальной и угломестной плоскостях автономно. В связи с этим сигнал ошибки необходимо разложить на две ортогональные составляющие, пропорциональные угловым отклонениям ракеты α и β в этих плоскостях. Эти углы показаны на рис.4.16. Определим их.

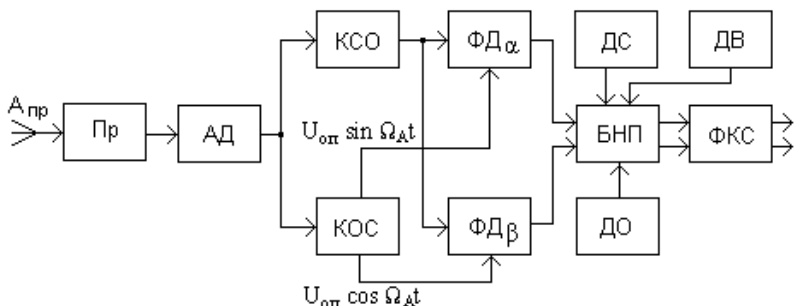


Рис.4.15 Структурная схема бортовой аппаратуры системы наведения по радиолучу.

Линейное отклонение ракеты ρ относительно РСН на расстоянии R от передатчика системы радиоуправления равно

$$\rho = R \sin \psi, \quad (4.29)$$

где R – расстояние до ракеты.

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

$$\rho = R\psi. \quad (4.30)$$

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

$$\Delta x = R \alpha \quad \text{и} \quad \Delta y = R \beta. \quad (4.31)$$

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

$$\Delta x = \rho \cos \Phi \quad \text{и} \quad \Delta y = \rho \sin \Phi, \quad (4.32)$$

где Φ - угловая координата ракеты в картинной плоскости.

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

$$R \alpha = R \psi \cos \Phi \quad \text{и} \quad R \beta = R \psi \sin \Phi, \quad (4.33)$$

откуда

$$\alpha = \psi \cos \Phi \quad \text{и} \quad \beta = \psi \sin \Phi. \quad (4.34)$$

Системы наведения по радиозоне

Системы наведения по радиозоне обеспечивают движение летательного аппарата в заданной плоскости (радиозоне).

На рис.4.17 показана упрощенная структурная схема передающего канала одного из вариантов такой системы, формирующего радиозону в виде равносигнальной плоскости РСР.

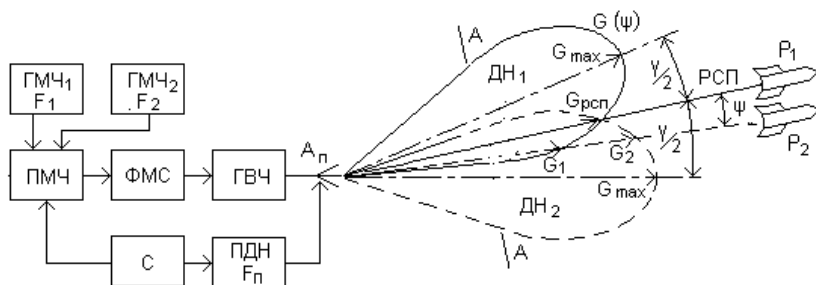


Рис.4.17 Структурная схема передающего канала, формирующего радиозону.

Узкая диаграмма направленности передающей антенны A_n изменяет своё положение в пространстве с частотой F_n работы переключателя диаграммы направленности ПДН, занимая поочерёдно положения либо $ДН_1$, либо $ДН_2$. В каждом положении диаграмма находится одинаковое время

$$\tau_1 = \tau_2 = T_n / 2, \quad (4.37)$$

где $T_n = 1 / F_n$ – период переключений диаграммы.

В направлении осевой линии зоны перекрытия переключаемой диаграммы формируется равносигнальная плоскость РСР или радиозона. На рис.4.18 эта плоскость показана в поперечном сечении диаграммы направленности по линии АА (рис.4.17).

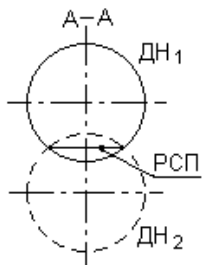


Рис.4.18 Равносигнальная плоскость РСР в сечении А-А на рис.4.17.

Как видно из рисунков, коэффициент усиления передающей антенны $G_{рср}$ для сигналов, принимаемых бортовой аппаратурой управляемого летательного аппарата P_1 , находящегося в пределах этой плоскости, остаётся постоянным и

не зависит от пространственного положения переключаемой диа-

граммы направленности. Вследствие этого амплитуда принимаемых сигналов также остаётся неизменной (U_0 на рис.4.19,а). Отсутствие амплитудной модуляции принимаемого сигнала является критерием того, что управляемый летательный аппарат находится в пределах радиозоны. Ориентацию радиозоны в пространстве можно изменять, управляя антенной системой передающего канала и тем самым изменять траекторию движения летательного аппарата.

Любые отклонения летательного аппарата от РСП, (например P_2 на рис.4.17) вызовет различие коэффициентов усиления антенны в направлении на P_2 (G_1 и G_2). Это, в свою очередь, приведёт к периодическому изменению амплитуды сигналов на входе приёмного канала системы, т.е. к появлению амплитудной модуляции с частотой F_{Π} (рис.4.19,б). Глубина амплитудной модуляции

$$m(\gamma) = \frac{\Delta U}{U_0} \quad (4.38)$$

несёт информацию о величине углового отклонения летательного аппарата от РСП.

Для того, чтобы определить, в какую сторону отклонился летательный аппарат от радиозоны, сигнал при нахождении диаграммы в положении $ДН_1$ должен по тем или иным признакам отличаться от сигнала при положении диаграммы $ДН_2$. С этой целью осуществляется своеобразная «окраска» сигналов в виде амплитудной модуляции несущего колебания двумя гармоническими сигналами с различными частотами F_1 и F_2 . Такие сигналы формируют генераторы модулирующих частот ГМЧ₁ и ГМЧ₂, выходы которых подключаются к формирователю модулирующих сигналов ФМС через переключатель модулирующих частот ПМЧ. При нахождении диаграммы направленности антенны в положении $ДН_1$ модуляция несущего колебания в генераторе высокой частоты ГВЧ осуществляется одной модулирующей

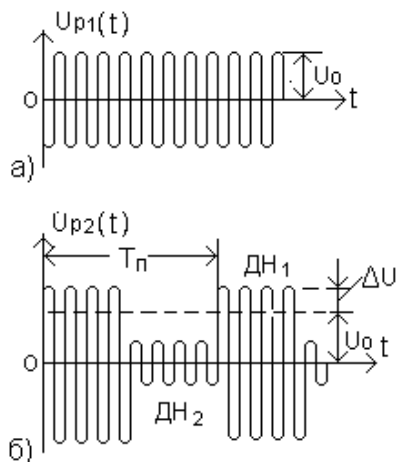


Рис. 4.19 Вид сигналов, принимаемых бортовой аппаратурой.

частотой, а в положении ДН₂ - другой. Временной режим работы переключателей ПМЧ и ПДН обеспечивает синхронизатор С.

Упрощенная структурная схема бортовой приёмной аппаратуры приведена на рис.4.20.

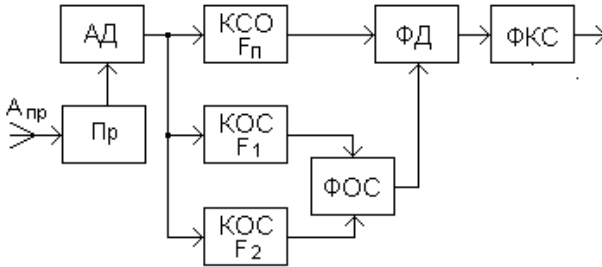


Рис.4.20 Структурная схема бортовой приёмной аппаратуры.

Сигналы передатчика, принятые приёмной антенной $A_{пр}$, преобразуются и усиливаются в приёмнике Пр и детектируются в амплитудном детекторе АД.

Выходные сигналы детектора поступают на два канала: канал сигнала ошибки КСО и канал опорного сигнала КОС.

Канал сигнала ошибки содержит фильтр, настроенный на частоту переключений диаграммы направленности антенны передатчика $F_{п}$. Сигнал ошибки, выделенный этим фильтром, представляет собой гармоническое колебание с частотой $F_{п}$. Амплитуда этого сигнала пропорциональна глубине модуляции принятого сигнала, т.е. величине угла отклонения, а фаза (0° или 180°) несёт информацию о стороне отклонения летательного аппарата относительно равносигнальной плоскости.

В канале опорного сигнала КОС два фильтра настроены на модулирующие частоты: один на F_1 , другой на F_2 . Выходные сигналы фильтров используют для формирования опорного сигнала в устройстве ФОС. Чаще всего опорный сигнал имеет форму меандра формируемого с помощью триггера. Амплитуда выходного сигнала триггера не зависит от глубины амплитудной модуляции принятого сигнала, а фаза всегда имеет постоянное значение.

В ключевом фазовом детекторе ФД осуществляется умножение сигнала ошибки на опорный сигнал с последующим интегрированием результата. Величина и знак выходного напряжения фазового детектора определяются величиной и стороной отклонения летательного аппарата от радиозоны. Из этого напряжения формирователь команд-

ных сигналов ФКС формирует команды для исполнительного устройства, управляющего движением летательного аппарата.

Радиозону можно также создать с помощью антенной системы, в которой вместо переключающейся диаграммы направленности используются две одновременно существующие диаграммы, но со сдвинутыми на небольшой угол друг относительно друга направлениями максимального излучения. Каждой диаграмме соответствует сигнал со своей частотой модуляции F_1 и F_2 .

Вопросы для самоконтроля

1. Назовите основные признаки, характеризующие радиотеленаведение летательных аппаратов.
2. Поясните принцип наведения летательных аппаратов по радиолучу.
3. Какую информацию несёт сигнал ошибки на выходе бортовой аппаратуры при наведении по радиолучу?
4. С какой целью осуществляется разложение сигнала ошибки на две ортогональные составляющие?
5. Для чего при наведении по радиолучу в командные сигналы вносят корректирующие поправки?
6. Поясните принцип наведения летательного аппарата по радиозоне.
7. Какие методы используют для формирования радиозоны?
8. По каким критериям определяют отклонение летательного аппарата от радиозоны?

4.4 Системы командного радиотелеуправления

Виды систем командного радиотелеуправления

Системы командного радиотелеуправления позволяют удерживать летательный аппарат на заданной траектории с помощью команд, передаваемых с командного пункта. Команды формируются на основе информации, полученной на командном пункте с помощью радиоэлектронных систем обзора пространства и целеуказания, систем определения местоположения и параметров движения цели и управляемого летательного аппарата. Передача команд на управляемый объект

осуществляется с помощью специализированной командной радиолинии.

По способу получения информации о цели различают командное радиотелеуправление (КРТУ) 1-го и 2-го вида.

В системах 1-го вида КРТУ-1(рис.4.21) для получения информации, необходимой при формировании команд, используют аппаратуру, расположенную только на командном пункте КП. Текущие координаты и параметры движения объектов, участвующих в процессе наведения, определяют с помощью радиотехнической системы сопровождения ракеты РТС Р, радиотехнической системы обзора и целеуказания РТС ОЦУ и радиотехнической системы сопровождения цели РТС Ц.

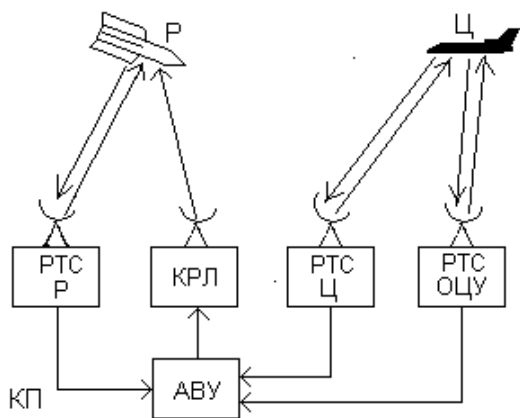


Рис.4.21 Командное радиотелеуправление 1-го типа.

По результатам анализа полученной информации в анализирующем и вычислительном устройстве АВУ формируются команды управления для корректировки траектории движения ракеты Р. На борт управляемого объекта команды передаются с помощью командной радиолинии КРЛ.

Для получения информации о местоположении и параметров движения целей в системах телеуправления 2-го вида КРТУ-2 (рис.4.22) применяют аппаратуру, расположенную на управляемом объекте. Эта информация с помощью радиотехнической системы передачи информации РТС ПИ передаётся на анализирующее вычислительное устройство АВУ командного пункта КП. Командная радиолиния КРЛ передаёт сформированные в АВУ команды на управляемый объект.

Системы КРТУ-1 по сравнению с системами КРТУ-2 имеют более простое построение аппаратуры, расположенной на борту управляемого объекта. Кроме того, бортовая аппаратура обладает высокой помехозащищённостью, так как приёмный канал ориентирован на приём только сигналов командной радиолинии. К недостаткам таких систем

сопровождения ракеты РТС Р, радиотехнической системы обзора и целеуказания РТС ОЦУ и радиотехнической системы сопровождения цели РТС Ц.

тем можно отнести малую дальность действия, которая ограничивается пределами прямой видимости. Особенно это сказывается в системах теленаведения класса «земля–земля». Поэтому такие системы применяют в основном для наведения ракет классов «воздух–земля» и «воздух–воздух», в которых командный пункт, формирующий команды управления, находится на борту летательного аппарата – ракетоносца. В этом случае при формировании команд управления необходимо иметь и учитывать информацию о параметрах движения носителя КП, что усложняет процесс наведения.

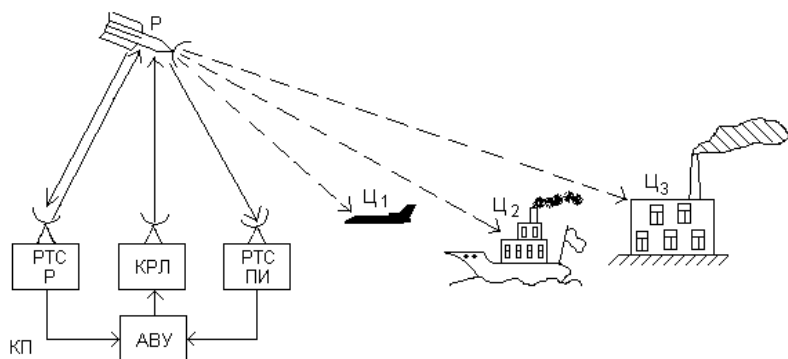


Рис. 4.22 Командное радиотелеуправление 2-го типа.

Бортовая аппаратура систем КРТУ-2, получающая информацию о цели и ретранслирующая её на командный пункт, значительно увеличивает дальность действия и позволяет осуществлять наведение ракет класса «земля – земля» на низколетящие, наземные и надводные цели. Однако это существенно увеличивает сложность бортовой аппаратуры и снижает её помехозащищённость, так как приёмный канал открыт со стороны цели и это даёт возможность создавать умышленные помехи системе наведения.

Классы и виды радиоконанд

По условиям исполнения радиоконанды, которые формируются на командном пункте и передаются на объект управления, разделяют на два класса:

- команды в реальном масштабе времени, которые исполняются сразу после приёма их на борту летательного аппарата;
- команды временных программ, которые предварительно записываются в бортовое запоминающее устройство и исполняются в заданный момент времени по сигналу бортового программно-временного устройства (бортовой ЭВМ) или по дополнительной команде, переданной с командного пункта.

Командные радиопередачи, как правило, являются многоканальными. В общем случае одна и та же линия может использоваться для одновременной работы с несколькими управляемыми объектами. В связи с этим различают внешние и внутренние адреса команд. Внешний адрес команды определяет объект на который должна поступить переданная команда. Внутренний адрес команды обозначает устройство в составе аппаратуры объекта, которое является потребителем данной команды.

По виду сигналов команды могут быть аналоговыми (непрерывными) и дискретными.

Аналоговые команды представляют собой электрические сигналы, параметры которых (ток или напряжение) плавно изменяются с течением времени и могут принимать любые значения в заданных пределах. При формировании аналоговых команд на командном пункте используют вычислительные устройства или различные датчики.

Дискретные команды состоят из отдельных элементов (символов) в виде импульсов электрического тока. Содержание передаваемой команды отражается совокупностью этих элементов. Такие команды могут вырабатываться с помощью ЭВМ или получаться в результате преобразования аналоговых команд в дискретные. Дискретные команды, как правило, передаются на летательный аппарат с помощью цифровых радиопередач, поэтому часто такие команды называют цифровыми.

Преобразование аналоговых команд в цифровые осуществляют путём дискретизации непрерывных сигналов во времени, квантованием дискретизированных сигналов по уровню и последующим преобразованием квантованных отсчётов в цифровой сигнал. Техническая реализация такого алгоритма осуществляется с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Процесс аналого-цифрового преобразования подробно рассмотрен в разделе 3.4. В приёмном канале командной радиопередачи производят обратное преобразование с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП).

Обобщенная структурная схема командной радиолинии

Обобщенная структурная схема передающей части командной радиолинии приведена на рис.4.23.

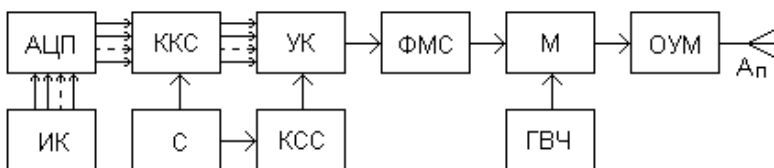


Рис.4.23 Структурная схема передающей части командной радиолинии.

На выходе источников (датчиков) команд ИК образуется совокупность командных сигналов, которые после преобразования в АЦП поступают на кодирующее устройство ККС. В этом устройстве осуществляется кодирование преобразованных исходных команд. Кодированные сигналы объединяются в устройстве уплотнения каналов УК. В большинстве случаев в командных радиолиниях применяют линейные методы уплотнения каналов. К этим методам относят временно^е, частотное и структурное уплотнение. Временно^е и частотное уплотнение основано на использовании сигналов, которые не перекрываются между собой во временно^й или частотной областях. Структурное уплотнение использует сигналы, которые различаются между собой по форме. Такие сигналы могут одновременно передаваться в общей полосе частот радиолинии, не создавая междуканальных помех. Такой вид уплотнения каналов иногда называют уплотнением по форме.

Для обеспечения необходимой временно^й последовательности преобразований командных сигналов в передающей части радиолинии используются синхронизирующие сигналы синхронизатора С. К таким сигналам относятся, например, сигналы кадровой синхронизации, тактовой синхронизации, пословной синхронизации и т.п. Синхронизирующие сигналы передаются по командной радиолинии на управляемый объект совместно с командными сигналами. Для этого они кодируются в устройстве кодирования сигналов синхронизации КСС и поступают на устройство уплотнения каналов.

На выходе устройства уплотнения каналов образуется групповой низкочастотный сигнал, который через формирователь модулирующих сигналов ФМС осуществляет модуляцию несущих колебаний генератора высокой частоты ГВЧ по амплитуде, частоте или по фазе в модуляторе М.

Передатчик в командных радиоприемниках чаще всего выполняют по схеме генератора с независимым возбуждением. В этом случае колебания несущей частоты формирует маломощный задающий генератор ГВЧ с кварцевой стабилизацией частоты, а необходимую мощность выходных сигналов передатчика обеспечивает оконечный усилитель ОУМ, выход которого подключён к передающей антенне $A_{п}$. Малая мощность позволяет обеспечить облегчённый тепловой режим автогенератора, что повышает стабильность его работы.

В современных многоканальных передатчиках в качестве задающих генераторов используют синтезаторы частот, позволяющие мгновенно формировать несущие колебания на многих частотах заданного диапазона. Применяют два способа синтеза: прямой (пассивный) и косвенный (активный). Принцип действия устройств прямого и косвенного синтеза рассмотрен в разделе 3.2.

На рис.4.24 приведена обобщённая структурная схема приёмной части командной радиоприемника.

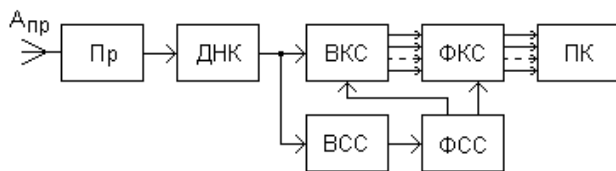


Рис.4.24 Структурная схема приёмной части командной радиоприемника.

Поступающие на приёмную антенну $A_{пр}$ высокочастотные сигналы преобразуются по частоте и усиливаются в приёмнике Пр и поступают на демодулятор несущих колебаний ДНК. На выходе демодулятора образуется низкочастотный сигнал, поступающий на устройство выделения и декодирования командных сигналов ВКС. В результате такого преобразования выделяется совокупность командных сигналов, которая через формирователь командных сигналов ФКС поступает к получателям команд ПК.

Поступающие на приёмную антенну $A_{пр}$ высокочастотные сигналы преобразуются по частоте и усиливаются в приёмнике Пр и поступают на демодулятор несущих колебаний ДНК. На выходе демодулятора образуется низкочастотный сигнал, поступающий на устройство выделения и декодирования командных сигналов ВКС. В результате такого преобразования выделяется совокупность командных сигналов, которая через формирователь командных сигналов ФКС поступает к получателям команд ПК.

Для обеспечения правильной работы устройств преобразования и декодирования командных сигналов предназначен канал выделения (ВСС) и формирования (ФСС) синхронизирующих сигналов.

Вопросы для самоконтроля

1. Поясните принцип действия систем командного радиотелеуправления 1-го вида.
2. Поясните принцип действия систем командного радиотелеуправления 2-го вида.
3. Дайте сравнительную характеристику систем КРТУ-1 и КРТУ-2.
4. Перечислите основные классы и виды радиокоманд.
5. Какое назначение имеют внешний и внутренний адреса команд?
6. Какой тип передатчика используют в командных радиолиниях?
7. Нарисуйте структурную схему и поясните работу передающего канала командной радиолинии.
8. Нарисуйте структурную схему и поясните работу приёмного канала командной радиолинии.

4.5 Системы самонаведения

Общие сведения

Самонаведением называется способ радиоуправления, при котором команды управления формируются в бортовой аппаратуре управляемого летательного аппарата на основе информации содержащейся в сигналах, поступающих от целей. Это может быть собственное излучение цели (радиолокационное, тепловое) или отраженный от цели сигнал передатчика системы наведения.

Под РТС самонаведения понимают совокупность устройств, обеспечивающих наведение управляемого объекта на цель.

В зависимости от того, где размещается первичный источник электромагнитной энергии, используемой для наведения, различают РТС активного, полуактивного и пассивного самонаведения.

В системах самонаведения основную роль выполняют системы и каналы автоматического сопровождения по направлению АСН, с помощью которых определяется направление на источник излучения и осуществляется угловая селекция целей. Повышение избирательности угломерных координаторов связано с необходимостью сужения диаграммы направленности антенной системы, что вызывает увеличение

масса–габаритных характеристик антенных устройств. Размещение таких устройств на малоразмерных носителях затруднительно. Поэтому в системах самонаведения применяют дополнительные меры по пространственной селекции целей, попадающих в растровую диаграмму направленности приёмной антенны Θ (рис.4.25).

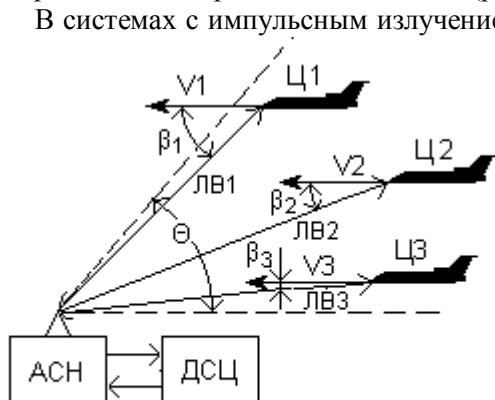


Рис.4.25 Групповая цель в растрове диаграммы направленности антенны системы АСН.

Бортовая аппаратура, как правило, размещается в носовой части управляемого объекта и вместе с нерадиотехническими устройствами системы управления (привод антенны, гироскопические датчики и т.п.) образует головку самонаведения ГСН.

Построение и принцип действия радиовизиров зависит от принятого метода пеленгации источников излучения, под которым понимают процесс определения направления на источник радиоизлучения.

Пеленгатор, состоящий из направленной приёмной антенны $A_{пр}$ и приёмника $Пр$ (рис.4.26), представляет собой угловой дискриминатор, с помощью которого осуществляется преобразование информации об угловых коор-

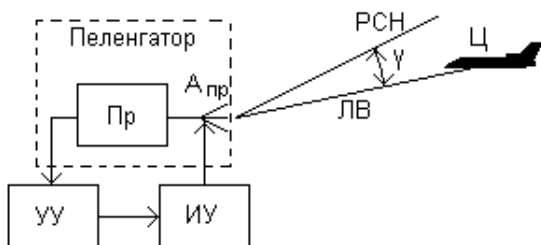


Рис.4.25 Схема системы АСН

В системах с импульсным излучением в качестве дополнительных селекторов целей ДСЦ используют следящие дальномеры, а в системах, работающих в режимах непрерывного излучения - следящие селекторы по скорости.

Угломерный координатор совместно с устройствами дополнительной селекции (по дальности или по скорости движения цели) образуют радиовизир цели. Бортовая аппаратура, как правило, размещается в носовой части управляемого объекта и вместе с нерадиотехническими устройствами системы управления (привод антенны, гироскопические датчики и т.п.) образует головку самонаведения ГСН.

динатах сопровождаемого объекта в токи и напряжения, однозначно зависящие от этих координат.

Сопровождаемый объект может сам излучать радиосигналы, и быть первичным излучателем, или отражать сигналы внешнего облучения, то есть быть вторичным излучателем. В общем виде любой радиопеленгатор строит нормаль к фазовому фронту волны, приходящей от источника излучения. Сравнение полученного таким образом направления с некоторым исходным (базовым, опорным) направлением, принятым за начало отсчёта, позволяет определять угловые координаты излучающего объекта.

Как правило, в системах АСН используют равносигнальные методы пеленгации, позволяющие получать более высокую точность определения направления на источник излучения по сравнению с другими методами. В таких устройствах с помощью антенной системы формируется равносигнальное направление (РСН), положение в пространстве которого известно и оно служит опорным направлением. Задачей системы АСН является непрерывное автоматическое совмещение в пространстве опорного РСН с направлением прихода электромагнитных волн от источника излучения, т.е. с линией визирования цели ЛВ (рис.4.26). Это совмещение производится с помощью устройства управления УУ и исполнительного устройства ИУ, осуществляющих перемещение РСН в пространстве в соответствии с выходными сигналами пеленгатора. Для решения этой задачи переходная характеристика углового дискриминатора выбирается нечётной функцией напряжения $u_{\text{вых.д.}}$ от углового рассогласования γ (рис.4.27).



Рис. 4.27 Переходная характеристика углового дискриминатора.

Таким образом, выходное напряжение дискриминатора является электрическим аналогом углового рассогласования. Часто его называют сигналом рассогласования или сигналом ошибки. Апертура дискриминатора (область между экстремальными значениями переходной характеристики на рис.4.27) определяет разрешающую способность следящей системы.

При совмещении РСН с линией визирования ЛВ сопровождаемой цели Ц (рис.4.26) угловое рассогласование и соответствующее ему

выходное напряжение дискриминатора устремляются к нулю. Точка апертуры, в которой $u_{\text{вых.д.}} = 0$, называется точкой устойчивого равновесия.

В процессе наведения летательного аппарата на цель на ГСН действуют различные возмущающие факторы, вызывающие ошибки наведения. Это внутренние и внешние шумы, силовое воздействие турбулентной атмосферы и др.

Внутренние шумы образуются за счёт теплового движения заряженных частиц в элементах электрических цепей, из-за дробового эффекта в электронных приборах и ряда других явлений. Внешние шумы разделяют на амплитудные, обусловленные флуктуациями мощности отражённых сигналов, и угловые, вызванные эффектом блуждания энергетического центра отражённой от цели энергии. Воздействие этих факторов может быть ослаблено соответствующей обработкой и фильтрацией сигналов.

Особо следует выделить влияние обтекателя на точность наведения летательного аппарата. Обтекатель ГСН защищает её элементы конструкции от механических и других видов повреждений. Он размещается в головной части летательного аппарата и является прозрачным для энергии радиосигналов. Электромагнитная волна при прохождении через обтекатель преломляется и фактический угол визирования цели ϵ (рис.4.28) будет отличаться от его значения на выходе обтекателя ϵ_0 на некоторую величину $\Delta\epsilon$

$$\Delta\epsilon = \epsilon_0 - \epsilon, \tag{4.39}$$

называемую статистической пеленгационной характеристикой обтекателя.

Эта зависимость носит случайный характер и может изменяться от аэродинамического нагрева, деформации обтекателя вследствие аэродинамической нагрузки, от неоднородности материала обтекателя и других факторов.

Борьба с ошибками, вызываемыми влиянием обтекателя, ведётся в двух направлениях: созданием более совершенных обтекателей и разработкой соответствующих алгоритмов управления РСН. Применяемые материалы и технология изготовления совершенствуются, однако ошибки,

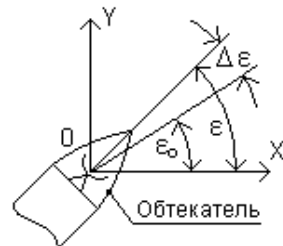


Рис.4.28 Влияние обтекателя на работу системы АСН.

вносимые обтекателями, являются значительными и в ряде случаев могут достигать 0,5°. Эти меры усложняют систему и увеличивают её стоимость.

По виду используемых сигналов различают радиовизир системы с непрерывным и импульсным излучением. Принципиально такие радиовизир различаются используемыми методами дополнительной селекции целей.

Более простую техническую реализацию имеют радиовизир, основу которых составляют пеленгаторы с последовательным сравнением сигналов. Кроме того, такие пеленгаторы обладают относительно малыми масса-габаритными характеристиками, что позволяет использовать их в ГСН тактических ракет систем ПВО.

Радиовизир системы самонаведения с непрерывным излучением

На рис.4.29 приведена упрощенная структурная схема одного из вариантов технической реализации радиовизира системы полуактивного самонаведения, работающей в режиме непрерывного излучения.

Как видно из схемы радиовизир включает в себя два канала: канал автоматического сопровождения целей по направлению (АСН), в качестве которого применен амплитудно - фазовый пеленгатор, и канал автоматического сопровождения целей по скорости (АСС).

вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

$$u_{\text{пр}}(t) = U_0 [1 + m_c(\psi) \cos(\Omega_A t - \Phi_c)] \cos \omega_0 t, \quad (4.41)$$

где U_0 - амплитуда сигнала при отсутствии углового рассогласования ($\psi = 0$); ω_0 - частота несущего колебания; Ω_A - частота сканирования;

Φ_c - начальная фаза огибающей модуляции; $m_c(\psi)$ - коэффициент глубины модуляции;

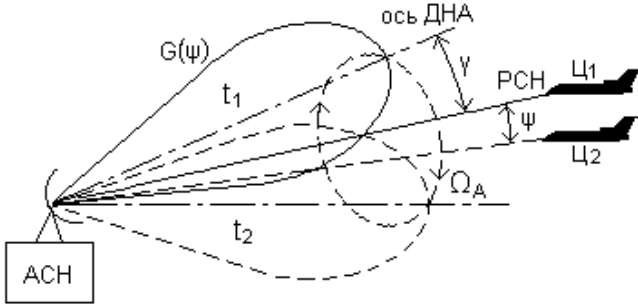


Рис.4.30 Формирование равносигнального направления в системе АСН.

При этом глубина амплитудной модуляции m_c прямо пропорциональна углу рассогласования ψ , а в фазе огибающей модуляции заложена информация о направлении углового отклонения. Вид амплитудно - модулированного сигнала, принимаемого с направления на Ц_2 , показан на рис.4.31,б. Моменты времени t_1 и t_2 на рис.4.31,б соответствуют положениям диаграммы направленности на рис.4.30. Период модуляции принимаемого сигнала равен

$$T_M = 2\pi / \Omega_A. \quad (4.43)$$

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

Выделяя и анализируя огибающую ампли-

$$m_c(\psi) = \frac{\Delta U}{U_0}. \quad (4.42)$$

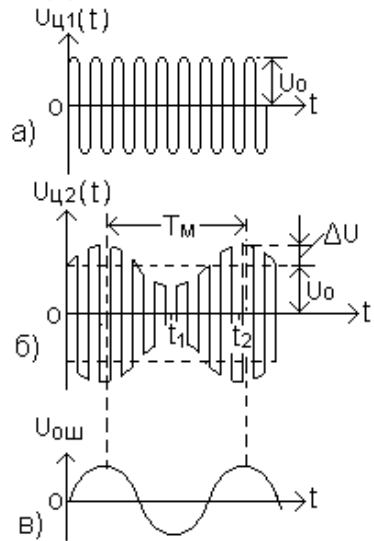


Рис.4.31 Вид сигналов в системе АСН.

тудной модуляции сигналов (сигнал ошибки, рис.4.31,в), получают информацию о величине и стороне отклонения источника излучения (цели Ц) от РСН

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} m_c \cos (\Omega_A t - \Phi_c). \quad (4.44)$$

Выделение сигнала ошибки осуществляется в детекторе сигнала ошибки ДСО (рис.4.29), после преобразования по частоте, усиления и нормирования в супергетеродинном приёмнике сигналов, принятых антенной ($A_{\text{пр1}}-CM_1-УПЧ_1- M_3-УДЧ- M_4 -УУПЧ-ДСО$). Используя эту информацию формируют сигналы, управляющие положением РСН в пространстве, совмещая его с линией визирования цели ЛВ с помощью системы управления антенной СУА.

Управление антенной производится, как правило, в азимутальной и угломестной плоскостях автономно. В связи с этим сигнал ошибки необходимо разложить на две ортогональные составляющие, пропорциональные угловым отклонениям цели в этих плоскостях, т.е. произвести преобразование информации об угловых координатах цели, полученной в полярной системе координат, в сигналы, управляющие положением антенны, в прямоугольной (декартовой) системе.

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

$$u_{\text{оп1}}(t) = U_{\text{оп1}} \cos \Omega_A t \quad \text{и} \quad u_{\text{оп2}}(t) = U_{\text{оп2}} \sin \Omega_A t. \quad (4.45)$$

Синхронизация ГОН осуществляется устройством сканирования диаграммы направленности антенны УСД, и поэтому фазы опорных напряжений однозначно связаны с пространственным положением сканирующей диаграммы.

Переходная характеристика каждого фазового детектора представляет собой нечётную функцию выходного напряжения от величины углового рассогласования линии визирования цели и равносигнального направления (рис.4.32).
 На выходах фазовых детекторов образуются напряжения пропорциональные

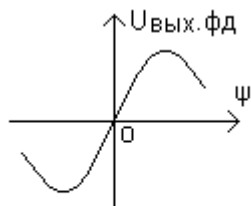


Рис.4.32 Переходная характеристика фазового детектора.

этим рассогласованиям в азимутальной и угломестной плоскостях:

$$u_{\alpha} = U_{\text{ош}} \cos \Phi \text{ и } u_{\beta} = U_{\text{ош}} \sin \Phi, \quad (4.46)$$

где Φ угловая координата цели на картинной плоскости, т.е. плоскости, перпендикулярной РСН (рис.4.33). На этом рисунке показан также в виде окружности след произвольной точки сканирующей диаграммы направленности антенны (например след максимума диаграммы), положение РСН в центре окружности и положение линии визирования источника излучения ζ_2 . Линейное отклонение линии визирования от РСН, соответствующее угловому отклонению ψ , обозначено d , а составляющие этого отклонения - в азимутальной плоскости $\Delta\alpha$ и в угломестной плоскости $\Delta\beta$.

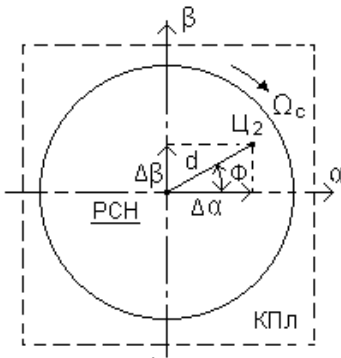


Рис.433 Линия визирования цели и равносигнальное направление в картинной плоскости.

Система управления антенной СУА поворачивает антенну в соответствии с этими отклонениями и тем самым осуществляет совмещение РСН с линией визирования цели. При совмещении исчезает амплитудная модуляция принимаемых сигналов и выходные напряжения фазовых детекторов устремляются к нулю.

Канал АСС обеспечивает дополнительную селекцию целей по скорости основанную на использовании эффекта доплеровского прираще-

ния частоты сигналов, отражённых от движущихся целей

$$F_D = f_0 \frac{V_u}{c} \cos \beta = \frac{V_u}{\lambda} \cos \beta, \quad (4.47)$$

где $\lambda = c / f_0$ - длина волны; β - угол между направлением вектора скорости цели V_u и линией визирования цели пеленгатором ГСН (рис.4.25).

Система АСС (рис.4.29) 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 G_2 .

В исходном состоянии, когда на входе радиовизира нет сигналов, система работает в режиме поиска. В этом режиме гетеродин Γ_2 с помощью управляющего напряжения генератора поиска ГП периодически перестраивается по частоте. Управляющее напряжение, изменяющееся по линейному закону, поступает на гетеродин через схему захвата СЗ. На рис.4.34 показано эквивалентное представление схемы захвата СЗ в виде коммутатора КОМ релейного типа и распределение управляющих сигналов.

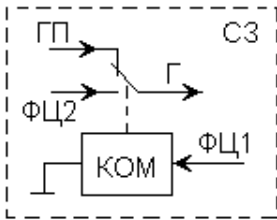


Рис.4.34 Эквивалентное представление схемы захвата системы АСС.

Передатчик П системы полуактивного самонаведения, расположенный на командном пункте КП, излучает сигналы облучения цели $S_{обл}$ с частотой f_0 , осуществляя т.н. «подсвет» цели. Если бы приёмник сигналов находился на цели Ц, то на его входе действовал бы сигнал с частотой

$$f_0' = f_0 + F_{дц} , \quad (4.48)$$

где $F_{дц}$ – доплеровское приращение частоты сигнала за счёт движения цели. Цель отражает сигналы с частотой f_0' . Приёмник системы АСН,

расположенный на ракете Р, принимает отражённые от цели сигналы $S_{отр}$ с частотой

$$f_{пр} = f_0' + F_{дц} + F_{др} , \quad (4.49)$$

где $F_{др}$ – доплеровское приращение частоты сигнала за счёт движения ракеты.

Одновременно на дополнительный канал ГСН ($A_{пр2}$ –СМ₂–УПЧ₂, рис.4.29) поступают опор-

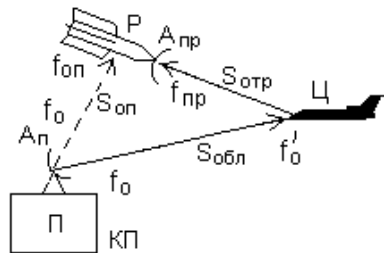


Рис.4.35 К определению диапазона возможных доплеровских частот.

ные сигналы $S_{оп}$ от передатчика с КП. Так как расстояние между КП и управляемой ракетой Р увеличивается, то опорный канал принимает сигналы передатчика с частотой

$$f_{оп} = f_0 - F_{др}, \tag{4.50}$$

Сигналы обоих каналов, принятые антеннами $A_{пр1}$ и $A_{пр2}$, преобразуются по частоте в смесителях $СМ_1$ и $СМ_2$, усиливаются в УПЧ₁ и УПЧ₂ и поступают на $СМ_3$, на выходе которого образуются колебания с разностной (доплеровской) частотой, пропорциональной скорости сближения ракеты с целью

$$f_{пр} - f_{оп} = f_0 + F_{дц} + F_{дц} + F_{др} - f_0 + F_{др} = 2(F_{дц} + F_{др}) = F_{д} \tag{4.51}$$

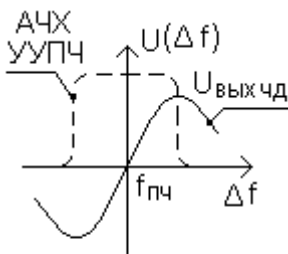
Возможные значения этой частоты, зависящей от скоростей движения ракеты и цели, определяют границы поиска по частоте в системе АСС.

Сигналы с частотой $F_{д}$ усиливаются в усилителе доплеровских частот УДЧ и подаются на вход смесителя $СМ_4$ системы АСС. На второй вход $СМ_4$ поступают колебания гетеродина Γ_2 .

В процессе поиска, когда разность частот перестраиваемого гетеродина Γ_2 и сигнала с частотой $F_{д}$ будет находиться в пределах полосы пропускания УУПЧ, сигнал с разностной частотой f_p , полученный на выходе смесителя $СМ_4$

$$f_p = f_{\Gamma} - F_{д}, \tag{4.52}$$

проходит через УУПЧ, частотный детектор ЧД, формирующую цепь ФЦ и заставляет сработать схему захвата СЗ (цепь ФЦ₁ на рис.4.34), которая останавливает поиск и переводит систему АСС в режим сопровождения целей по доплеровской частоте. В этом случае управление частотой гетеродина осуществляется напряжением, поступающим с выхода ЧД (цепь ФЦ₂).



Переходная характеристика ЧД (рис.4.36) представляет собой нечётную функцию выходного напряжения от рассогласования Δf частоты разностного сигнала на выходе $СМ_4$ f_p и средней частоты настройки УУПЧ $f_{пч}$

$$u_{вых} = \varphi(\Delta f), \tag{4.53}$$

где $\Delta f = f_p - f_{пч}$.

Рис.4.36 Переходная характеристика частотного детектора.

Пунктиром на рис.4.36 показана амплитудно–частотная характеристика УУПЧ.

Частотный детектор вырабатывает управляющее напряжение, величина и знак которого пропорциональны величине и стороне частотного рассогласования. Это напряжение через ФЦ (цепь ФЦ₂) и СЗ изменяет частоту гетеродина до тех пор, пока рассогласование частот не станет равным нулю. Выходное напряжение ЧД при этом также будет равно нулю, изменение частоты гетеродина прекратится, и система будет работать в режиме устойчивого сопровождения принимаемых от цели сигналов по частоте. Средний уровень управляющего напряжения, соответствующий текущему значению скорости движения сопровождаемой цели, поддерживается интегрирующими устройствами ФЦ.

Из рис.4.29 видно, что на вход детектора сигнала ошибки ДСО поступают сигналы, несущие информацию об угловых координатах цели, с выхода узкополосного усилителя промежуточной частоты УУПЧ. Благодаря высокой избирательности этого усилителя по частоте на систему автоматического сопровождения по направлению ГСН эта информация будет поступать только от одной цели, выбранной для сопровождения по скорости. Сигналы от других целей находящихся в пределах диаграммы направленности антенны $A_{пр1}$ (рис.4.25), но имеющие другие значения доплеровского приращения частоты, через УУПЧ не пройдут и не окажут влияния на работу системы АСН, основного канала ГСН.

Радиовизир системы самонаведения с импульсным излучением

Упрощенная структурная схема радиовизира системы работающей в режиме импульсного излучения показана на рис.4.37.

Такой радиовизир, также как и радиовизир системы с непрерывным излучением, состоит из двух основных каналов: следащего пеленгатора (система АСН) и канала автоматического сопровождения целей по дальности (система АСД), выполняющего роль дополнительного селектора целей.

Чаще всего в таких системах используют амплитудно–фазовый пеленгатор со сканирующей диаграммой направленности антенны,

время приёмный канал пеленгатора, часто называют стробом дальности.

Рассмотрим работу системы АСД в составе радиовизира ГСН. Временные диаграммы сигналов в некоторых точках структурной схемы радиовизира приведены на рис.4.38.

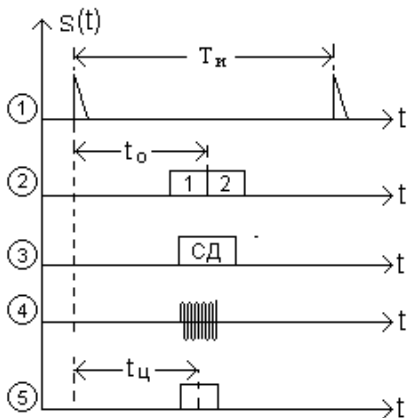


Рис.4.38 Временные диаграммы сигналов в системе АСД.

торных импульса (график 2). Положение этих импульсов на временной оси зависит от величины задержки сигналов синхронизации в схеме временной задержки СВЗ, которая в свою очередь определяется управляющим напряжением, подаваемым через схему захвата СЗ. Вид управляющего напряжения зависит от режима работы системы АСД.

В режиме поиска, когда на входе приёмника нет отраженных от цели сигналов, управляющее напряжение поступает от генератора поиска ГП. Чаще всего это линейно изменяющееся напряжение (рис.4.39), под воздействием которого селекторные импульсы плавно перемещаются по оси времени от минимального значения, соответствующего минимально возможной дальности действия системы, до максимального значения, определяемого максимальной дальностью действия системы.

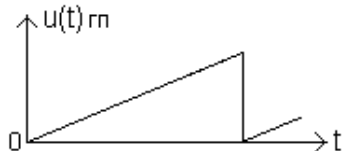


Рис.4.39 Вид управляющего напряжения генератора поиска.

Одновременно с селекторными импульсами изменяет своё временное положение строб дальности, который вырабатывает устройство формирования сто́ра УФС (график 3). Строб дальности, подаваемый на УПЧ, открывает приёмный канал пеленгатора на время своего действия. Как только строб дальности совпадёт по времени с принятым отраженным от цели сигналом (график 4), сигнал пройдёт через УПЧ, амплитудный детектор АД и видеоусилитель ВУ (график 5) на схему захвата СЗ. Схема захвата отключает генератор поиска ГП от управления временной задержкой в СВЗ и подключает к ней через формирующую цепь ФЦ выход временного различителя ВР. Эквивалентное представление схемы захвата в виде электромагнитного коммутатора КОМ показано на рис.4.40.

Время задержки отражённого сигнала на входе ГСН в любой момент времени будет зависеть от взаимного расположения объектов, участвующих в самонаведении. Ориентировочно оно будет равно (рис.4.41)

$$\tau \approx \frac{R_{кц} + R_{рц} - R_{кр}}{c}, \quad (4.54)$$

где $R_{кц}$ – расстояние командный пункт КП – цель Ц; $R_{рц}$ – расстояние ракета Р–цель; $R_{кр}$ – расстояние командный пункт ракета; c - скорость распространения радиоволн.

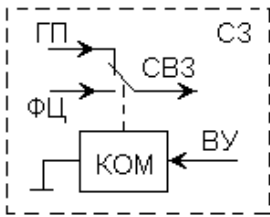


Рис.4.40 Эквивалентное представление схемы захвата системы АСД.

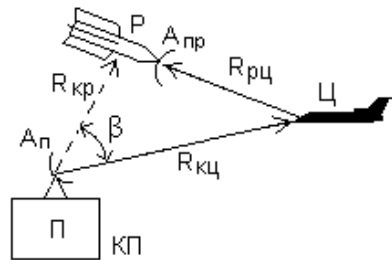


Рис.4.41 К определению времени задержки входных сигналов системы АСД

Угол β между линиями визирования цели $R_{кц}$ и ракеты $R_{кр}$ по мере удаления ракеты от командного пункта и сближения её с целью будет уменьшаться и при ориентировочных расчётах его можно не учитывать.

Выходное напряжение временного различителя ВР зависит от взаимного расположения на временной оси принятого сигнала, отражённого от цели, и двух селекторных импульсов.

Если середина принятого от цели сигнала точно совпадает с осью симметрии селекторных импульсов, то управляющее напряжение на выходе различителя отсутствует. При появлении временного рассогласования

$$\Delta t = t_o - t_{ц}, \quad (4.55)$$

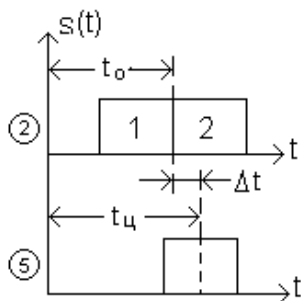


Рис.4.42 Временное рассогласование селекторных импульсов и входного сигнала.

захвата СЗ поступает на схему временной задержки запуска селекторных импульсов СВЗ. Это напряжение сфазировано таким образом, чтобы оно, изменяя временную задержку селекторных импульсов, уменьшало бы временное рассогласование Δt .

При точном сопровождении цели выходное напряжение временного различителя близко к нулю, поэтому формирующая цепь ФЦ поддерживает средний уровень управляющего напряжения соответственно текущему значению дальности до цели.

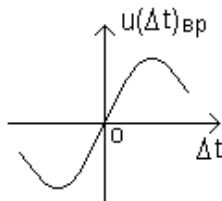


Рис.4.43 Переходная характеристика временного различителя.

Вопросы для самоконтроля

1. Назовите основные особенности самонаведения летательных аппаратов.
2. По каким критериям классифицируют РТС самонаведения?

3. Дайте сравнительную характеристику активных, полуактивных и пассивных РТС самонаведения.
4. Зачем в РТС самонаведения используют дополнительную пространственную селекцию целей?
5. Из каких элементов состоит радиовизир цели?
6. Из каких элементов состоит головка самонаведения (ГСН)?
7. Какие виды пеленгаторов используют в радиовизирах ГСН?
8. Поясните влияние обтекателя ГСН на точность наведения летательных аппаратов.
9. Каким образом формируется равносигнальное направление в амплитудно-фазовом пеленгаторе?
10. Поясните принцип действия системы АСН.
11. С какой целью в системах АСН производят преобразование информации об угловых координатах цели?
12. В каких параметрах входных сигналов радиовизира заключена информация об угловом положении цели?
13. Поясните принцип действия системы АСС.
14. Какие элементы радиовизира определяют селективирующие свойства системы самонаведения?
15. Поясните принцип действия системы АСД.
16. Какую роль выполняет строб дальности в системе АСД?
17. Почему переходную характеристику временно/го различителя выбирают в виде нечётной функции временно/го рассогласования?

4.6 Корреляционно – экстремальные системы радиуправления

Принцип работы корреляционно–экстремальных систем радиуправления основан на методах распознавания образов. Понятие «образ» представляет собой описание некоторого объекта в виде совокупности определённых признаков. Часто в качестве таких объектов используют изображения радиоориентиров в виде яркостной радиокарты или отрезков реализации одно- или двумерной развёртки рельефа подстилающей поверхности. Такие изображения иногда называют полями и в общем случае они являются функциями двух или более аргументов. Поэтому под образом можно понимать любой фрагмент (отрезок) такого поля, описывающий изображение конкретного участка подстилающей поверхности.

Вид представления образа зависит от потребителя информации: человека – оператора или вычислительного устройства, и может быть аналоговым, цифровым, графическим и т.п.

В системах, использующих методы распознавания образов, осуществляется сравнение текущего изображения подстилающей поверхности с эталонным изображением, полученным заранее (рис.4.44).

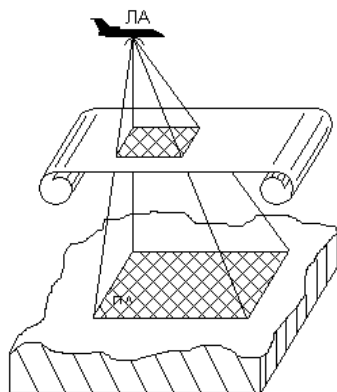


Рис. 4.44 Принцип действия корреляционно-экстремальной системы радиоуправления.

Критерием сравнения является значение взаимной пространственной функции корреляции эталонного и текущего изображений. Наибольшее (экстремальное) значение этой функции содержит информацию о величине относительной дезориентации сравниваемых изображений, а максимум функции корреляции соответствует их точному совмещению. Поэтому такие системы называют корреляционно– экстремальными. Несовпадение изображений позволяет получить сигнал рассогласования и сформировать команды для управления движением летательного аппарата, чтобы вернуть его на требуемую траекторию.

Обобщённая структурная схема такой системы приведена на рис.4.45.

Сигналы с датчика текущего изображения ДТИ и датчика эталонного изображения ДЭИ сравниваются в корреляторе КОР. Автоматический оптимизатор ОП осуществляет поиск координат наибольшего значения корреляционной функции, обеспечивает управление ДЭИ для соответствующего перемещения эталонного изображения и выдаёт информацию для устройства формирования командных сигналов УФК. Исполнительное устройство ИУ ликвидирует отклонение летательного аппарата от заданной траектории.

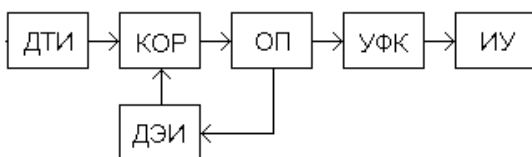


Рис. 4.45 Обобщённая структурная схема корреляционно-экстремальной системы радиоуправления.

Корреляционно– экстремальный метод управления летательными аппаратами впервые был использован союзниками антигитлеровской коалиции в годы второй мировой войны для определения текущего местоположения ночных бомбардировщиков, совершавших многократные полёты к целям по одним и тем же маршрутам. В первых полётах радиолокационное изображение подстилающей поверхности, полученное на экране обзорной РЛС, фиксировалось с помощью кинокамеры на фотоплёнку. В последующих полётах это изображение принималось в качестве эталонного и сравнивалось с текущим изображением местности с помощью зеркальной системы. Совмещение двух изображений обеспечивало необходимую точность слепого полёта. Такая система представляла собой первую полуавтоматическую корреляционную систему, в которой сравнение изображений осуществлялось оператором.

В современных корреляционно–экстремальных системах текущее и эталонное изображения формируют с помощью различных физических полей, как искусственных (вторичных), так и естественных (первичных). В качестве таких полей используют радиолокационное, оптическое, тепловое, магнитное, гравитационное поля.

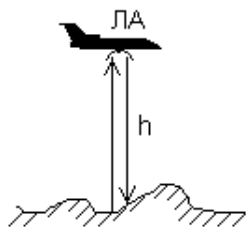


Рис. 4.46 Принцип действия рельефометрической системы.

летательным аппаратом (рис.4.46).

Входная информация в каждый момент времени снимается в одной точке подстилающей поверхности, а выходной сигнал является скалярной величиной одной переменной. В бортовом корреляционном устройстве наблюдаемый текущий рельеф сравнивается с заложенными в память эталонными наборами реализаций рельефа для различных участков трассы полёта.

В одном из вариантов корреляционно–экстремальной системы в качестве датчика текущего изображения используют радиолокацион-

В рельефометрической корреляционной системе в память бортовой аппаратуры управляемого летательного аппарата вводится эталонная карта рельефа различных участков поверхности на предполагаемой трассе полёта. Основным источником измерительной информации является установленный на борту радиовысотомер, регистрирующий реальный рельеф местности под

ную систему, диаграмма направленности антенны которой сканирует по линии горизонта и входная информация на борту летательного аппарата воспроизводится в виде произвольной линии, соответствующей рельефу горизонта (рис.4.47).

Сравнение рельефа горизонта с эталонным позволяет осуществлять полёт по заданному маршруту. Выходной сигнал в данном случае является векторной величиной.

В картосличительных корреляционных системах текущее изображение подстилающей поверхности на борту управляемого объекта получают за счёт сканирования в заданных пределах подстилающей поверхности каким-либо чувствительным преобразователем (например радиолокационным, оптическим или другим). В некоторых системах текущее изображение получают с помощью многоканальной системы, снимающей мгновенную информацию с некоторого участка площади (кадра). Выходная информация описывается двумерной векторной величиной. В бортовом вычислительном устройстве хранятся изображения, соответствующие ожидаемым в момент сравнения.

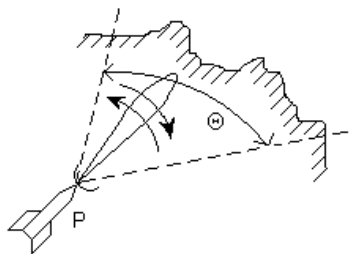


Рис.4.47 Сканирование диаграммы направленности антенны по линии горизонта.

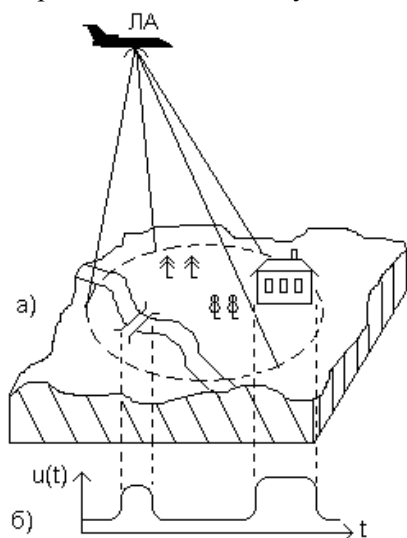


Рис.4.48 Использование слабонаправленной антенны.

В другом варианте корреляционно-экстремальной системы на борту управляемого объекта используют радиолокационную станцию со слабонаправленным излучением импульсных сигналов (рис.4.48,а). В результате приёма сигналов, отражённых от отдельных наиболее радиоконтрастных ориентиров, которые разрешаются по дальности, но находятся в пределах ширины диаграммы направленности антенны, формируется видеоимпульс характерной формы (рис.4.48,б).

Форма этого импульса определяется относительным положением отдельных ориентиров и управляемого объекта. Серия таких видеоимпульсов используется в качестве текущего изображения, а в качестве эталонного – серия видеоимпульсов, полученная заранее при полёте по данному маршруту на определённой высоте. Если высота планируемого полёта управляемого объекта отличается от высоты полёта при записи эталонных изображений, необходимо прибегать к пересмотру формы эталонных видеоимпульсов с учётом изменения высоты, т.е. к синтезу эталонного изображения.

Достоинством рассмотренной системы управления является простота антенной системы и возможность её установки на объектах без каких-либо существенных конструктивных требований. К недостаткам можно отнести то, что её точность в значительной степени зависит от высоты полёта управляемого объекта и ухудшается с увеличением высоты. Это объясняется тем, что на больших высотах импульсный объём сигнала возрастает и суммируются отражённые сигналы от множества объектов– ориентиров. Форма результирующего видеоимпульса оказывается сглаженной и слабо зависящей от положения объекта относительно наблюдаемых ориентиров.

Основным преимуществом корреляционно–экстремальных систем является их автономность, высокая помехозащищённость и точность. Точность в основном определяется точностью совмещения текущего информационного и эталонного изображений, при условии корректности и стабильности эталонных карт, и ограничивается размерами ячейки эталонного изображения.

К недостаткам таких систем можно отнести трудности составления сложных эталонных изображений, связанных с выделением устойчивых информационных признаков, не зависящих от освещённости и не подверженных сезонным изменениям. Кроме того, масштаб изображения и его ориентацию необходимо изменять в зависимости от высоты полёта и от углового рассогласования систем координат, в которых получены сличаемые изображения.

Сложность возрастает также с увеличением необходимого количества ячеек эталонного изображения. Количество ячеек зависит от планируемой дальности полёта управляемого объекта и возрастает по квадратичному закону с увеличением дальности. В связи с этим корреляционно–экстремальные системы применяют на относительно небольших дальностях полёта управляемых объектов. Часто такие сис-

темы комплексируют с другими более грубыми навигационными системами (например инерциальными) и подключают их к управлению объектом на конечном этапе полёта, когда необходимо обеспечение высокой точности управления. Такая комбинация обеспечивает большую дальность полёта управляемых объектов и высокую конечную точность наведения при приемлемой сложности и стоимости аппаратуры.

Вопросы для самоконтроля

1. Что представляет собой понятие образа в корреляционно– экстремальных системах радиоправления?
2. Какой критерий используют для получения информации об ошибке наведения?
3. Постройте обобщённую структурную схему корреляционно- экстремальной системы управления и поясните алгоритм работы такой системы.
4. Какие виды корреляционно–экстремальных систем используют для управления летательными аппаратами?
5. В каких случаях требуется корректировать параметры эталонного изображения?
6. Перечислите основные достоинства и недостатки корреляционно-экстремальных систем радиоправления.
7. Какие меры принимают для увеличения дальности действия корреляционно–экстремальных систем управления летательными аппаратами?

Глава 5 КОНТРОЛЬ РАБОТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

5.1 Общие сведения

Сложность современной радиоэлектронной аппаратуры, используемой в авиации, космонавтике, военном деле и других отраслях народного хозяйства вызывает серьёзную проблему обеспечения её качественного хранения и эксплуатации. Это означает, что должна обеспечиваться постоянная готовность РТС к действию при заданном уровне надёжности.

Надёжность системы оценивают вероятностью того, что её характеристики и параметры в течение заданного времени и в заданных условиях окружающей среды не выйдут за пределы допустимых значений. Опыт эксплуатации показывает, что с течением времени вероятность отказа систем возрастает, т.е. надёжность является убывающей функцией времени.

Постоянная готовность РТС к действию обеспечивается контролем параметров систем, находящихся в эксплуатации и на хранении. Стоимость такого контроля и при необходимости замена, настройка и ремонт отказавших узлов и блоков составляют значительную часть эксплуатационных расходов. Специалисты подсчитали, что затраты на эксплуатацию радиоэлектронного оборудования летательных аппаратов (самолётов, ракет, космических объектов) во много раз превышают затраты на его проектирование и производство.

Одним из основных путей снижения эксплуатационных расходов является сокращение времени на проведение контроля параметров и автоматизация средств контроля. Для этих целей в состав сложных радиоэлектронных комплексов, как правило, включают специализированную контрольно-проверочную аппаратуру (КПА). Систему контроля считают автоматической, если число ручных операций при контроле не превышает 2 %. Если количество ручных операций находится в пределах от 2 % до 50 %, то систему считают полуавтоматической. Если количество ручных операций превосходит 50 %, то систему считают ручной.

Ручные системы проще и дешевле в производстве, но их малая производительность приводит к повышению стоимости эксплуатации. Автоматизация процессов контроля позволяет существенно сократить время на проверку параметров и снизить количество и квалификацию обслуживающего персонала.

Радиоэлектронные системы и комплексы, подлежащие систематической проверке и контролю в процессе производства, хранения и эксплуатации, называют объектами контроля. Объект контроля характеризуется совокупностью контролируемых параметров. К числу таких параметров относят основные выходные характеристики, а также параметры, позволяющие оценить состояние и работоспособность объекта контроля: токи, напряжения, температура, давление и т.п. В сложных объектах число контролируемых параметров может достигать нескольких сотен, а иногда и нескольких тысяч. Поэтому необходимо стремиться к минимизации числа контролируемых параметров. Это означает, что из общего числа параметров должны быть исключены все зависимые параметры и контролировались только взаимно независимые характеристики.

Контроль параметров и проверка работоспособности объекта контроля может осуществляться при работе его в режиме эксплуатации или в специальном проверочном режиме. Например, контроль радиоэлектронного оборудования самолёта перед взлётом или ракеты перед стартом осуществляется в условиях, когда работа аппаратуры происходит в режимах, существенно отличающихся от режима эксплуатации. В этом случае используют проверочный режим контроля параметров. Такой режим требует подачи на вход объекта контроля испытательных сигналов, по выходной реакции на которые можно судить о характеристиках проверяемого объекта.

В зависимости от вида контролируемого объекта испытательные сигналы могут иметь различную физическую природу в виде напряжений постоянного тока или тока высокой частоты, угловых или линейных перемещений, перепадов давления, изменения температуры и т.п. Выходная реакция объекта контроля также может иметь вид электрических сигналов, механического перемещения, теплового потока и т.д. Примером объекта контроля у которого входные и выходные сигналы электрические является радиолокационная станция. У ракеты, управляемой радиоэлектронным комплексом, входными являются

электрические сигналы, а выходными сигналами могут быть, например, отклонения рулевых элементов, т.е. механическое перемещение.

Для оценки исправности объекта контроля чаще всего используют критерий «годен – не годен».

По технической реализации разделяют КПА внешнего контроля и КПА встроенного контроля.

5.2 Построение КПА внешнего контроля

КПА внешнего контроля представляет собой автономную, конструктивно и схемно независимую систему контроля. Алгоритм внешнего контроля с помощью КПА предусматривает следующие операции:

- Формирование испытательных сигналов и подачу их на вход объекта контроля;
- Сравнение выходной реакции объекта контроля со стандартными сигналами;
- Анализ результатов сравнения и выработку команды для дальнейшего продолжения проверки или её прекращения;
- Индикацию результатов проверки.

Структурная схема, реализующая указанный алгоритм внешнего контроля, приведена на рис.6.1.

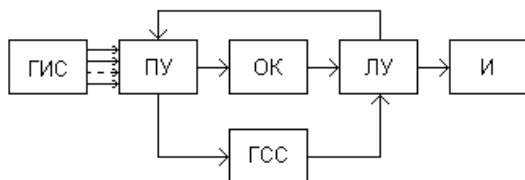


Рис.6.1 Структурная схема внешнего контроля.

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 бло-

ков - генераторы давления, для проверки гироскопических приборов автопилота - генераторы движений в виде поворотного стола и т.п.

Программирующее устройство управляет последовательностью работы всей системы контроля, осуществляет переключения испытательных и стандартных сигналов и контролируемых цепей. Память программирующего устройства содержит в закодированном виде инструкцию проведения контроля. Сравнение выходной реакции объекта контроля со стандартными сигналами осуществляется в логическом устройстве. Результаты сравнения поступают на индикатор и по цепи обратной связи на программирующее устройство для реализации следующего шага контроля или остановки проверки.

Индикация результатов проверки обычно производится с помощью различных световых табло и фиксируется в виде документа на каком либо носителе.

Важное значение имеет приспособленность объекта контроля для 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.

5.3 Системы встроенного контроля

Основное отличие КПА встроенного контроля заключается в том, что элементы контрольной аппаратуры схемно и конструктивно встраиваются в функциональные блоки и приборы объекта контроля. Это обеспечивает дистанционный допусковый контроль параметров отдельных функциональных устройств и комплекса в целом в режиме эксплуатации.

Сложные радиоэлектронные комплексы обычно состоят из большого числа функциональных блоков и устройств, размещаемых часто в различных местах носителя (самолёта, вертолёта). Поэтому системы встроенного контроля строятся по принципу измерительной пирамиды (рис.6.2).

Измерительной пирамидой называют такую последовательность измерения и отображения результатов, когда низшие звенья - функциональные устройства (объекты контроля OK_1, OK_2, OK_n на рис.6.2) - контролируются детально, но в следующее звено - промежуточное ре-

гистрирующее устройство ПРУ - поступает лишь обобщённая информация, а в высшее звено - центральное регистрирующее устройство ЦРУ- передаётся лишь главная информация, характеризующая состояние объекта контроля в целом

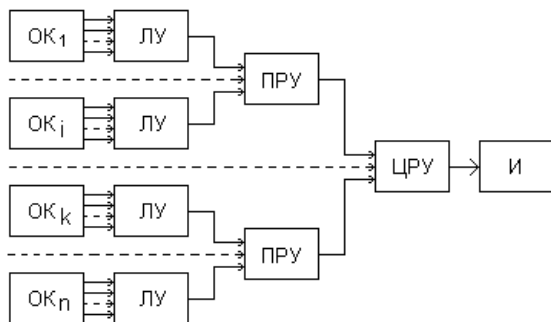


Рис. 6.2 Структурная схема встроенного контроля (принцип измерительной пирамиды).

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

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Лёзин Ю.С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учеб.пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1986.- 280 с.
2. Радиотехнические системы. Учеб. для вузов /Ю.П.Гришин, В.П.Ипатов, Ю.М.Казаринов и др. Под ред. *Ю.М.Казаринова*.-М.: Академия, 2008. -590 с.
3. Теоретические основы радиолокации: Учеб. пособие для вузов./ Под ред. *В.Е.Дулевича*.- М.: Сов. радио, 1978.- 608 с.
4. *Дымова А.И., Альбац М.Е., Бонч-Бруевич А.М.* Радиотехнические системы: Учебник для вузов.- 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. *Виницкий А.С.* Автономные радиосистемы: Учеб. пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1986.- 336 с.
8. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учебное 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., Кузенков В.Д.* Радиотехнические системы.- М.: Радио и связь, 1985.- 376 с.
12. *Аграновский К.Ю., Златогурский Д.Н., Киселёв В.Г.* Радиотехнические системы: Учеб. пособие для студентов вузов. – М.: Высш. школа, 1979.- 333 с.
13. *Никольский Б.А.* Методы радионавигационных измерений. Часть 1: Учебн. пособие / Самар. гос. аэрокосм. ун-т. Самара, 2003.- 96 с.
14. *Никольский Б.А.* Методы радионавигационных измерений. Часть 2: Учебн. пособие / Самар. гос. аэрокосм. ун-т. Самара, 2006.- 99 с.
15. Радиозлектронное оборудование./ Под ред. проф. *В.М. Сидорина*.- М.: Воениздат, 1990.- 288 с.
16. *Васин В.В., Степанов Б.М.* Справочник – задачник по радиолокации.- М.: Сов. радио, 1977.- 320 с.
17. *Верещака А.И., Олянюк П.В.* Авиационная радиозлектроника, средства связи и радионавигации: Учебник для вузов.- М.: Транспорт, 1993.- 343 с.
18. *Никольский Б.А.* Активное радиоподавление. Учебное пособие. М.: САЙНС-ПРЕСС, 2007. – 80 с.: ил.
19. *Беляевский Л.С., Новиков В.С., Олянюк П.В.* Основы радионавигации: Учебник для вузов.- М.: Транспорт, 1982.- 288 с.
20. *Тихонов А.П.* Радиолокационное оборудование самолётов. М.: Транспорт, 1991.- 280 с.
21. *Белавин О.В.* Основы радионавигации: Учеб. пособие для вузов.- М.: Сов. Радио, 1977.- 320 с.
22. Авиационная радионавигация: Справочник./ Под ред. А.А.Сосновского.- М.: Транспорт, 1990.- 264 с.
23. *Каганов В.И.* Радиотехника. Учебное пособие. Изд. центр «Академия», 2006.–

352 с.

24. *Софронов Н.А.* Радиооборудование самолётов: Учебник для авиационных техникумов.- М.: Машиностроение, 1993.- 392 с.
25. *Никольский Б.А.* Самолётные антенны: Учебное пособие. Самара: СГАУ, 1999.- 62 с.
26. *Никольский Б.А.* Излучение и распространение радиоволн: Учебное пособие. Самара: СГАУ, 1999.- 32 с.
27. Радиолокационные устройства./ Под ред. *В.В. Григорина–Рябова.* М.: Сов. Радио, 1970.- 680 с.
28. *Флеров А.Г., Тимофеев В.Т.* Доплеровские устройства и системы навигации.- М.: Транспорт, 1987.- 191 с.
29. *Давыдов П.С., Иванов П.А.* Эксплуатация авиационного радиоэлектронного оборудования: Справочник.- М.: Транспорт, 1990.- 240 с.
30. Радиолокационные станции обзора земли./Под ред. Г.С.Кондратенкова.- М.: Радио и связь, 1983. – 272 с.
31. *Сосновский А.А., Хаймович И.А.* Радиотехнические средства ближней навигации и посадки летательных аппаратов. – М.: Машиностроение, 1975. – 200 с.
32. *Лобкова Л.М.* Распространение радиоволн над морской поверхностью.- М.: Радио и связь, 1991.- 256 с.
33. *Кочержевский Г.Н., Ерохин Г.А., Козырев Н.Д.* Антенно- фидерные устройства: Учебник для вузов.- М.: Радио и связь, 1989.- 352 с.
34. Защита от радиопомех./ Под ред. *М.В Максимова.* М.: Сов. радио, 1976.-496 с.
35. *Van Brunt.* Applied ECM / E.W.- Engineering, USA, 1978. v. 7.
36. *Зубкович С.Г.* Статистические характеристики радиосигналов, отражённых от земной поверхности. – М.: Советское радио, 1968. – 224 с.
37. *Пересада С.А., Филиппов А.И., Демидов Л.И.* Борьба с низколетящими средствами воздушного нападения. – М.: Воениздат, 1971. – 174 с.
38. *Тетерич Н.М.* Генераторы шума и измерение шумовых характеристик.- М.: Энергия, 1968.- 296 с.
39. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учебное пособие / Под ред. *И.Б.Фёдорова.*- М.: Изд. МГТУ им. Н.Е.Баумана, 2003. - 672 с.
40. Радиосистемы передачи информации: Учеб. пособие для вузов./ Под ред. *И.Б.Фёдорова и В.В.Калмыкова.*- М.:Горячая линия – Телеком, 2005.- 472 с.
41. *Леонов А.И., Фомичёв К.И.* Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984.- 270 с.
НТЦ Информтехника, 1992.
42. Радиоприёмные устройства. /Под ред. *А.П.Жуковского.* М.: Высшая школа, 1989. -342 с.
43. Радиоприёмные устройства. /Под ред. *В.И.Сифорова.* М.: Советское радио, 1974. - 560 с.
44. *Дробов С.А., Бычков С.И.* Радиопередающие устройства. М.: Советское радио, 1969. - 720 с.
45. *Дьяконов В.П., Образцов А.А.* Электронные средства связи. М.: СОЛОН-Пресс, 2005.- 432 с.
46. *Бакулев П.А.* Радионавигационные системы: учебник. / П.А. Бакулев –М.: Радиотехника, 2011.-269 с.