

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра информационных радиотехнологий

А. В. Гринкевич

РАДИОНАВИГАЦИЯ

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия
для специальности 1-39 01 02 «Радиоэлектронные системы»,
направления специальности 1-39 01 01-03 «Радиотехника (специальные
системы радиолокации и радионавигации)»*

Минск БГУИР 2018

УДК 621.396.96(075.8)
ББК 32.95я73
Г85

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра радиолокации и приемопередающих устройств
учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»,
(протокол №12 от 05.04.2017);

главный научный сотрудник государственного учреждения
«Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь»
доктор технических наук, профессор С. А. Савенко

Гринкевич, А. В.

Г85 Радионавигация : учеб.-метод. пособие / А. В. Гринкевич. – Минск :
БГУИР, 2018. – 214 с. : ил.
ISBN 978-985-543-360-7.

Посвящено основам радионавигации, в частности решению задачи получения информации о местоположении объекта и обеспечении его движения по заданному курсу с помощью радиосредств. Подробно описываются принципы построения средств измерений, структуры сигналов и сообщений, методы определения основных навигационных параметров, характеризующих положение и движение объектов радионавигации, а также многие другие вопросы радионавигации.

УДК 621.396.96(075.8)
ББК 32.95я73

ISBN 978-985-543-360-7

© Гринкевич А. В., 2018
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2018

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	7
1. Общие сведения и классификация РНС	12
1.1. Основные категории и определения	12
1.2. Принципы радионавигации	13
1.3. Методы радионавигации	15
2. Способы измерения дальности	22
2.1. Импульсный способ измерения дальности	22
2.2. Частотный способ измерения дальности	26
2.3. Фазовый способ измерения дальности	28
3. Способы измерения угловых координат	31
3.1. Радиопеленгаторные способы измерения угловых координат	31
3.2. Радиомаячные способы измерения угловых координат	33
4. Ошибки местоопределения объектов навигации	42
4.1. Ошибки определения линий и поверхностей положения	42
4.2. Ошибки местоопределения объектов навигации	46
5. Рабочие зоны РНС	50
5.1. Определение рабочей зоны РНС	50
5.2. Рабочие зоны дальномерных РНС	51
5.3. Рабочие зоны угломерных РНС	52
5.4. Рабочие зоны угломерно-дальномерных РНС	53
5.5. Рабочие зоны разностно-дальномерных РНС	54
6. Системы посадки. Системы межсамолетной навигации и предупреждения столкновений	56
6.1. Назначение, состав и основные типы систем посадки	56
6.2. Системы посадки метрового диапазона	57
6.3. Радиосистемы посадки дециметрового диапазона	64
6.4. Радиосистемы посадки сантиметрового диапазона	65
6.5. Автоматические радиоконпасы	69
6.6. Принцип действия и структура сигналов маркерного канала	71

6.7. Системы межсамолетной навигации и предупреждения столкновений	74
7. Системы ближней навигации	78
7.1. Назначение, состав и основные типы систем ближней навигации	78
7.2. Радиотехническая система ближней навигации	79
7.3. Комплексы РМА-90, РМД-90, <i>DVOR-2000</i> , <i>DME-2000</i> , <i>TACAN</i> (типа <i>VOR/DME</i>)	85
8. Радиолокационные системы дальней навигации наземного базирования	97
8.1. Назначение, состав и основные типы систем дальней навигации наземного базирования	97
8.2. Формирование навигационной информации в СДН	100
8.3. Принцип действия систем типа «Лоран» («Чайка»)	105
8.4. Принцип действия систем типа «Омега» («Альфа»)	111
8.5. Дифференциальные варианты СДН	115
9. Доплеровские измерители скорости и угла сноса	117
9.1. Доплеровский метод измерения скорости и угла сноса. Классификация доплеровского измерителя скорости и угла сноса	117
9.2. Обобщенная структурная схема и принцип работы ДИСС	120
9.3. Спектр доплеровского сигнала	123
9.4. Доплеровский измеритель ДИСС-32	125
10. Структура и принцип работы спутниковых РНС	128
10.1. Спутниковые РНС и их разновидности	128
10.2. Структура спутниковых РНС	129
10.3. Решение задачи местоопределения объекта в СРНС	131
10.4. Элементы орбит и условия видимости спутников	134
11. Ошибки местоопределения объектов в спутниковых РНС	138
11.1. Погрешности местоопределения объектов в спутниковых РНС	138
11.2. Ошибки эфемеридной информации	143
12. Дифференциальный режим работы спутниковых РНС	145
12.1. Режим работы спутниковых РНС	145

12.2. Примеры дифференциальных подсистем	149
12.3. Классификация приемоиндикаторов СНС.....	151
13. Структура и принцип работы аппаратуры потребителя спутниковых РНС	154
13.1. Общая структура аппаратуры потребителя спутниковых РНС	154
13.2. Измерители спутниковых радионавигационных сигналов	157
13.3. Ошибки измерения времени запаздывания и доплеровского смещения частоты	162
14. Структура сигналов и сообщений СРНС	165
14.1. Общая структура и характеристики сигнала спутниковых РНС.....	165
14.2. Сигналы спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС	167
14.3. Сигналы СРНС <i>GPS</i>	175
15. Основы комплексирования навигационных измерителей и систем. Перспективы развития систем навигации.....	179
15.1. Общие подходы к комплексированию спутниковых РНС и других навигационных систем	179
15.2. Основы теории фильтрации.....	180
15.3. Алгоритмы комплексирования радионавигационной информации....	184
15.4. Основные схемы комплексирования АП СРНС и автономных систем счисления	187
15.5. Общая структура и состав навигационного комплекса.....	190
16. Расчет точностных характеристик угломерных РНС	192
16.1. Расчет точностных характеристик автоматического радиокompаса...	192
16.2. Расчет точностных характеристик курсовой и глissадной радиомаячных систем.....	193
17. Расчет точностных характеристик доплеровских РНС	195
18. Радиосистемы дальней навигации	198
18.1. Расчет точностных характеристик системы «Лоран-А»	198
18.2. Расчет точностных характеристик системы «Лоран-С».....	199
18.3. Расчет точностных характеристик системы «Омега»	200
19. Спутниковые системы радионавигации	202

19.1. Расчет точностных характеристик СРНС	202
19.2. Расчет погрешности измерения квазискорости в СРНС	205
Список сокращений	207
Список использованных источников	212

Библиотека БГУИР

ВВЕДЕНИЕ

Людям всегда необходимо было путешествовать по миру – находить еду, исследовать и завоевывать новые земли, торговать. Для того чтобы добраться до требуемого пункта и вернуться назад в безопасности, требовалось умелое применение знаний для определения текущего местоположения и направления, в котором нужно двигаться. Раньше штурманы руководствовались ориентирами на местности, звездами или положением Солнца в полдень, но на незнакомой территории и при сильной облачности достаточно трудно было определить, в каком направлении необходимо двигаться. С развитием мореходства и расширением границ исследованного мира появились новые приборы: компас, секстант, хронометр, которые помогали путешественникам решать эту непростую задачу и использовались для определения текущих координат и направления движения вплоть до середины XX в.

Эра радио открыла новые возможности перед человечеством. Были созданы радионавигационные системы земного базирования для управления движением морского и авиационного транспорта, такие как «Альфа», «Чайка» (СССР), «Лоран» (НАТО) и многие другие. Многие из этих систем работают и по настоящее время, их отличительной особенностью является использование сверхдлинных (СДВ) и длинных волн (ДВ) радиодиапазона.

Для примера, самая распространенная авиационная радионавигационная система «Омега» ведет передачи с восьми станций, расположенных в Австралии, Японии, Норвегии, Либерии, Аргентине, на о. Реюньон, в штате Северная Дакота и на Гавайях. Сверхдлинные радиоволны распространяются на очень большие расстояния, следуя кривизне поверхности земного шара. Названные восемь станций обеспечивают глобальный охват. Каждая станция передает сигналы на четырех фиксированных частотах в восьми временных интервалах на отрезке времени 10 с. У каждой станции набор интервалов имеет собственную структуру, а работа станций синхронизируется посредством атомных часов. Приемник системы «Омега», установленный на самолете (или на корабле), определяет свое местонахождение, используя известные координаты передающих станций и измеренные углы принятых сигналов. Первоначально необходимо использовать сигналы по меньшей мере трех станций. Далее достаточно сигналов двух станций. Система СДВ-навигации позволяет определить текущее местонахождение транспортного средства при условии, что его первоначальное положение известно из какого-либо другого источника.

Основными недостатками таких систем являются большие размеры передающих антенн, высокие накладные эксплуатационные расходы, низкая точность определения текущих координат и высокая зависимость точности определения координат от метеорологических и гелиогеофизических условий.

Вместе с тем в 1957 г. во время запуска первого искусственного спутника Земли (ИСЗ) группа советских ученых под руководством В. А. Котельникова экспериментально подтвердила возможность определения параметров движения ИСЗ по результатам измерений доплеровского сдвига частоты сигнала,

излучаемого этим спутником. Но, что самое главное, была установлена возможность решения обратной задачи – нахождение координат приемника по измененному доплеровскому сдвигу сигнала, излучаемого с ИСЗ, если параметры движения и координаты этого спутника известны. При движении по орбите спутник излучает сигнал определенной частоты, номинал которой известен на приемном конце (потребителю). Положение ИСЗ в каждый момент времени известно, точнее, его можно вычислить на основании информации, заложенной в сигнале спутника. Потребитель, измеряя частоту пришедшего к нему сигнала, сравнивает ее с эталонной и таким образом вычисляет доплеровский сдвиг частоты, обусловленный движением спутника. Измерения проводятся непрерывно, что позволяет построить функцию изменения частоты Доплера. В определенный момент времени частота становится равной нулю, а затем меняет знак. В момент равенства нулю частоты Доплера потребитель находится на линии, которая является нормалью к вектору движения спутника. Используя зависимость крутизны кривой доплеровской частоты от расстояния между потребителем и ИСЗ и измерив момент времени, когда частота Доплера равна нулю, можно вычислить координаты потребителя. Таким образом, искусственный спутник Земли становится радионавигационной опорной станцией, координаты которой изменяются во времени вследствие движения спутника по орбите, но заранее могут быть вычислены для любого момента времени благодаря эфемеридной информации, заложенной в навигационном сигнале спутника.

В конце 50-х – начале 60-х гг. рядом научно-исследовательских институтов Советского Союза проводились исследования по теме «Спутник», ставшие впоследствии основой для построения отечественной низкоорбитальной спутниковой системы первого поколения. В 1967 г. на орбиту был выведен первый отечественный навигационный спутник «Космос-192». В 1976 г. на вооружение Советской Армией была принята навигационно-связная система «Циклон-Б» в составе шести космических аппаратов «Парус», обращающихся на околополярных орбитах высотой 1000 км. Через три года была сдана в эксплуатацию спутниковая радионавигационная система (СРНС) «Цикада» в составе четырех космических аппаратов на орбитах того же класса, что и у космического аппарата «Парус». И если первая система использовалась исключительно в интересах военных, то вторая предназначалась, главным образом, для навигации гражданских морских судов.

Параллельно с этим после успешного запуска в СССР первого ИСЗ в США в лаборатории прикладной физики университета Джона Гопкинса проводятся работы, связанные с возможностью измерения параметров сигнала, излучаемого спутником. По измерениям вычисляются параметры движения спутника относительно наземного пункта наблюдения. Решение обратной задачи – дело времени.

На основе этих исследований в середине 60-х гг. в США создается доплеровская спутниковая радионавигационная система первого поколения

«*Transit*». Так же как и в советской системе, координаты источника вычисляются по доплеровскому сдвигу частоты сигнала одного из семи спутников. ИСЗ имеют круговые полярные орбиты с высотой над поверхностью Земли ~1100 км, период обращения спутников «*Transit*» равен 107 мин. Основное назначение системы «*Transit*» – навигационное обеспечение пуска с подводных лодок баллистических ракет «*Polaris*». Отцом системы считается директор лаборатории прикладной физики Р. Кершнер. В конце 60-х гг. система «*Transit*» становится доступной для коммерческого использования.

Оснащение спутниковой навигационной аппаратурой судов торгового флота оказалось очень выгодным, поскольку благодаря повышению точности судовождения удавалось настолько сэкономить время плавания и топливо, что бортовая аппаратура потребителя окупала себя после первого же года эксплуатации. В целом за время коммерческого использования СРНС «*Transit*» торговым флотом США сэкономлено морскими перевозчиками порядка нескольких сотен миллионов долларов США.

Однако точность вычисления координат потребителя в системах первого поколения в большой степени зависит от точности определения его собственной скорости. Так, если скорость объекта определена с погрешностью 0,5 м/с, то это, в свою очередь, приведет к ошибке определения координат приблизительно на 500 м. Для неподвижного объекта эта величина уменьшается до 50 м.

Так, в ходе испытаний систем «Циклон-Б», «Цикада» и предшествовавшей им системы «Циклон» было установлено, что погрешность местоопределения движущегося судна по навигационным сигналам этих спутников составляет 250...300 м. Выяснилось также, что основной вклад в погрешность навигационных определений вносят погрешности передаваемых спутникам собственных эфемерид, которые рассчитываются и закладываются на борт КА средствами наземного комплекса управления (НКУ). Комплекс принятых специальных мер позволил уточнить координаты измерительных средств и вычислить параметры согласующей модели гравитационного поля Земли, предназначенной специально для определения и прогнозирования параметров движения навигационных космических аппаратов (НКА).

В результате точность передаваемых в составе навигационного сигнала собственных эфемерид была повышена практически на порядок, так что их погрешность на интервале суточного прогноза не превышала 70...80 м. Как следствие, погрешность определения морскими судами своего местоположения уменьшилась до 80...100 м.

К сожалению, выполнить требования всех потенциальных классов новых потребителей низкоорбитальные системы не могли в силу принципов, заложенных в основу их построения. Так, если для неподвижных потребителей, имеющих двухканальную приемную аппаратуру, погрешность определения местоположения удалось снизить до 32 м (данные для американской СРНС «*Transit*»), то при движении погрешности сразу же начинают возрастать из-за неточности счисления пути – низкоорбитальные СРНС не позволяли определять

скорость движения. Более того, по получаемым измерениям можно определить только две пространственные координаты. Вторым недостатком низкоорбитальных систем было отсутствие глобальности покрытия, поскольку, например, на экваторе спутники проходили через зону видимости потребителя в среднем через 1,5 ч, что допускает проведение только дискретных навигационных сеансов. Наконец, ввиду использования в сеансе лишь одного НКА продолжительность измерений может достигать до 10...16 мин. Большая длительность сеансов и значительные интервалы между ними делают неизбежным применение специальных мероприятий для счисления пути. При этом ошибки счисления и ограничивают точность местоопределения. Тем не менее, была испытана самолетная аппаратура применительно к сигналам как системы «*Transit*», так и «Цикада». При этом подтвердилось, что погрешность определения местоположения слабо зависит от маневров самолета и действительно определяется преимущественно погрешностями знания путевой скорости, не выходя за пределы 1,8 км.

В начале 70-х гг. практически одновременно в СССР и США начинаются работы над СРНС второго поколения. Они изначально проектировались как системы, которым все перечисленные недостатки не свойственны. Главным требованием при проектировании было обеспечение потребителю в любой момент времени возможности определения трех пространственных координат, вектора скорости и точного времени.

В США программа получила название *NAVigation Satellite providing Time And Range (NAVSTAR)*, т. е. навигационная спутниковая система, обеспечивающая измерение времени и местоположения. Непосредственная реализация программы началась в 1977 г. запуском первого спутника. Основным назначением *NAVSTAR* является высокоточная навигация военных объектов. В середине 80-х гг. система *NAVSTAR* была переведена в класс систем двойного назначения, т. е. открыта для гражданских пользователей. В настоящее время эта система больше известна под именем *Global Positioning Satellites (GPS)*. Иногда в литературе встречается двойное название *NAVSTAR-GPS*.

К 1996 г. развертывание системы было полностью завершено. По состоянию на 22 июля 2004 г. в *NAVSTAR-GPS* доступно 29 рабочих спутников, равномерно распределенных по орбитам (полнофункциональная система подразумевает минимум 24 рабочих спутника).

В декабре 1976 г. было принято постановление ЦК КПСС и Совета Министров СССР «О развертывании Единой космической навигационной системы ГЛОНАСС (Глобальная навигационная спутниковая система)». Это постановление по сути лишь узаконило уже начавшиеся работы по созданию новой системы и определило порядок ее разработки и испытаний. Летные испытания системы ГЛОНАСС были начаты 12 октября 1982 г. запуском первого космического спутника «Ураган» и двух габаритно-весовых макетов 11Ф654ГВМ. В сентябре 1993 г. система была официально принята в эксплуатацию в неполном составе. Так же как и американская *GPS*, ГЛОНАСС

является системой двойного назначения, т. е. навигационные сигналы доступны и для гражданских пользователей. По состоянию на 1 октября 2015 г. в ГЛОНАСС доступно 27 рабочих спутников, распределенных по орбитам (полнофункциональная система подразумевает 24 рабочих НКА, минимум необходимо 18 НКА), из них 25 спутников серии «ГЛОНАСС-М» (срок гарантированной работы на орбите – 7 лет). Кроме того, запущены в эксплуатацию 2 спутника серии «ГЛОНАСС-К» с увеличенным до 10...12 лет сроком активного существования. Информацию о состоянии космического сегмента ГЛОНАСС можно получить в сети Интернет на сайте Центра управления полетами РФ.

Вместе с тем, в конце 90-х – начале 2000-х гг. Европейский союз (ЕС) совместно с Европейским космическим агентством (ЕКА) начали работы по созданию европейской спутниковой радионавигационной системы глобального позиционирования «*GALILEO*». Планируемые сроки запуска проекта в эксплуатацию 2016–2018 гг. Проект предусматривает запуск 30 НКА. В ЕС подчеркивают, что СРНС «*GALILEO*» является гражданской системой и будет управляться гражданскими лицами. Частные предприятия могут участвовать в осуществлении проекта уже на стадии разработки. В целом расходы на разработку, создание и размещение на орбитах 30 НКА, а также на наземные сооружения оцениваются в 3,2...3,4 млрд евро. Рынок услуг, связанный с проектом «*GALILEO*», оценивается примерно в 9 млрд евро в год. Комиссия ЕС ожидает, что реализация этого проекта позволит создать порядка 140 тыс. новых рабочих мест.

Автор выражает признательность студентам Бунец Маргарите, Грушевской Элеоноре, Сашинской Ольге за помощь в подготовке к изданию данного учебно-методического пособия.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ РНС

1.1. Основные категории и определения

Функциональное назначение любой РНС связано с извлечением, передачей и использованием информации.

Информация – это совокупность сведений о явлениях, событиях, объектах.

Радионавигационная информация – это совокупность сведений о координатах, ориентации и параметрах движения объекта (летательного аппарата).

Материальным носителем информации в РНС является сигнал, который в радионавигационных устройствах может существовать и подвергаться обработке в различных видах, таких как электромагнитная, световая, акустическая волны, электрические радио- или видеосигналы, цифровой двоичный код.

Основной отличительной особенностью любой РНС является наличие естественного или искусственно организованного канала передачи информации или сигналов на расстояние в воздушной, безвоздушной, земной или водной среде с помощью электромагнитных волн. При этом информация может содержаться в распределении комплексных амплитуд векторов электрического поля волны по пространственным координатам из точки наблюдения x, y, z , ориентации этого вектора в пространстве (поляризации) Θ , частоте ω , времени t .

Обработка сигналов в РНС сводится к фильтрации (накоплению, интегрированию) полезного сигнала с целью его выделения из помех или к режекции (компенсации, дифференцированию) помех с целью их подавления.

В зависимости от координаты $x, y, z, \Theta, \omega, t$, по которой осуществляется данная фильтрация или режекция, говорят о пространственной, поляризационной, частотной, временной обработках сигналов.

Если обработка сигналов производится с учетом их фаз, то такую обработку называют когерентной, если без учета фаз – некогерентной.

После обработки сигналов производится извлечение содержащейся в них радионавигационной информации.

В любой РНС сигнал обрабатывается на ограниченных интервалах наблюдения по пространству X, Y, Z , времени T_n , частоте ω_{\max} и ω_{\min} , поляризации Θ_1 и Θ_2 , носит случайный характер и сопровождается помехами. Это приводит к тому, что выделяемая информация не является абсолютно достоверной. Действительно, извлечение информации происходит с вероятностями правильных решений $D_{к/к}$, которые меньше единицы, а измерение координат – с ошибками $\Delta\alpha$. Поэтому для повышения достоверности информации производится ее обработка.

Под обработкой информации в РНС понимают ее преобразование с целью повышения достоверности. Суть этого преобразования заключается в объединении информации, получаемой от различных устройств и с различных

интервалов пространственной, временной, частотной, поляризационной обработок сигналов.

РНС разделяют:

- по назначению: РНС посадки, причаливания и стыковки, местоопределения, предупреждения столкновения, управления воздушным движением (УВД) (рис. 1.1);

- по типу измерителей: суммарно- или разностно-дальномерные, дальномерные, угломерные, РНС измерения скорости (рис. 1.2).

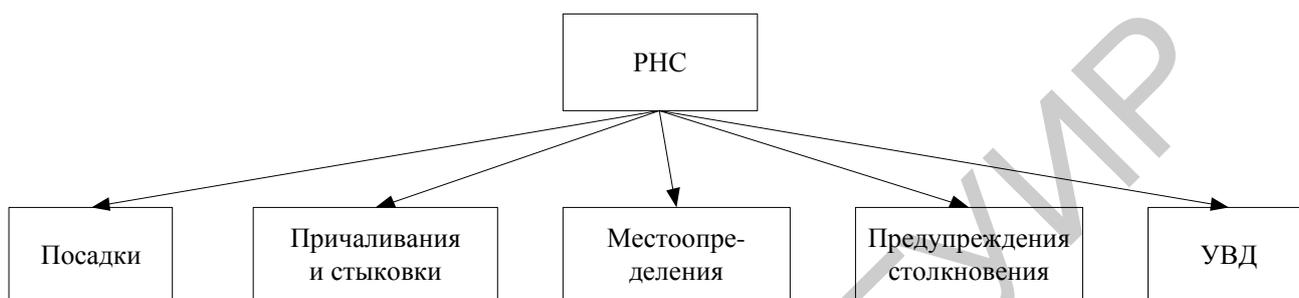


Рис. 1.1. Классификация РНС по назначению

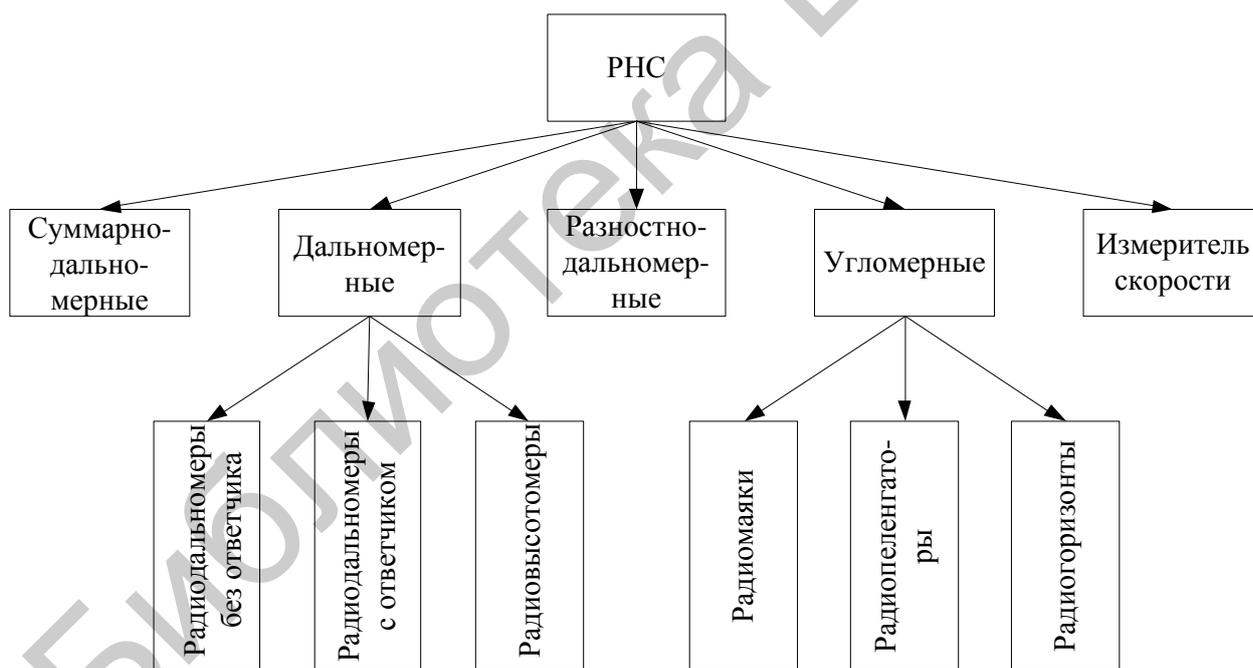


Рис. 1.2. Классификация РНС по типу измерителей

1.2. Принципы радионавигации

Все РНС по принципу действия делятся на три группы:

- счисления пути;
- обзорно-сравнительные (корреляционно-экстремальные);
- позиционные.

1.2.1. Принцип счисления пути

Принцип счисления пути основан на измерении составляющих вектора скорости объекта относительно поверхности Земли и интегрировании этих составляющих по времени (рис. 1.3). При реализации данного принципа обычно ограничиваются измерением вектора скорости в горизонтальной плоскости и угла сноса, под которым понимают угол между продольной осью объекта и направлением вектора V_c .

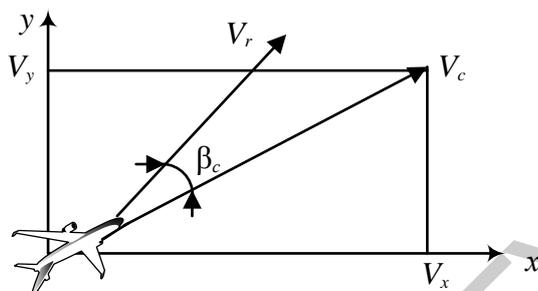


Рис. 1.3. Составляющие скорости бега

1.2.2. Обзорно-сравнительный принцип

Обзорно-сравнительный принцип радионавигации основан на определении рельефа местности и сравнении его с рельефом, заложенным в памяти системы (рис. 1.4).

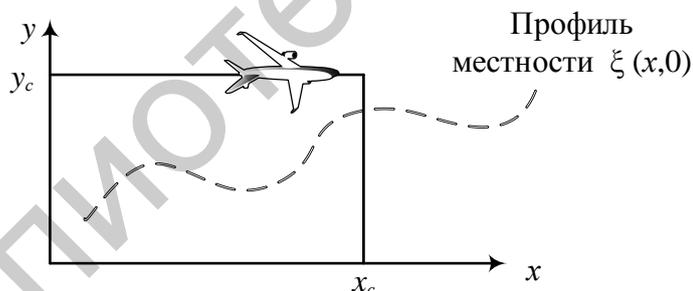


Рис. 1.4. Пояснение обзорно-сравнительного принципа радионавигации по типу местности

В системах, реализующих данный принцип, используется корреляционная связь между измеренным рельефом местности $\xi(x - x_c, y - y_c)$ и его эталоном $\xi(x - x_0, y - y_0)$, который заложен в памяти системы (x_c, y_c – координаты объекта, x_0, y_0 – координаты опорной точки, в качестве которой может выбираться место взлета объекта). Система вычисляет корреляционную функцию

$$R(x_c - x_0, y_c - y_0) = \overline{\xi(x - x_0, y - y_0)\xi(x - x_c, y - y_c)}$$

и по ее экстремуму оценивает координаты объекта. Поэтому такие системы называют еще корреляционно-экстремальными.

1.2.3. Позиционный метод

Позиционный принцип основан на измерении координат объекта относительно известных ориентиров. В качестве последних используются радионавигационные станции, расположенные в пунктах с известными координатами. Эти пункты называют радионавигационными точками (РНТ). Радионавигационные точки могут быть как неподвижными, так и подвижными (например, находиться на искусственных спутниках Земли).

Большинство РНС реализуют позиционный принцип, что объясняется его основным преимуществом: возможностью определения координат объекта без учета и знания пройденного пути. Хотя данному принципу навигации присущи и недостатки: неавтономность, т. е. возможность определения координат только в зоне действия радионавигационных станций; влияние на точность определения координат объекта внешних дестабилизирующих факторов, таких как помехи, условия распространения радиоволн, движение РНТ.

При определении местоположения объекта позиционными принципами измеряются три независимых навигационных параметра: дальность, радиальная скорость, угловая координата, которые обычно измеряются на борту объекта относительно РНТ.

Геометрическое место точек, соответствующее одинаковым значениям навигационного параметра, называют поверхностью положения. Пересечение двух поверхностей положения образует линию положения. Пересечение трех поверхностей или двух линий положения определяет местоположение объекта.

1.3. Методы радионавигации

В зависимости от измеряемых навигационных параметров различают несколько методов радионавигации: дальномерный, угломерный, разностно-дальномерный, угломерно-дальномерный, радиально-скоростной (доплеровский), траверсный.

1.3.1. Угломерный метод

Данный метод основан на определении направления прихода радиоволн. При этом могут использоваться направленные свойства антенны на прием или передачу радиосигнала. Соответственно существуют два принципа построения угломерных систем: радиопеленгаторный и радиомаячный.

В *радиопеленгаторной системе* направленной является антенна приемника (радиопеленгатора), а передатчик (радиомаяк) имеет ненаправленную антенну. При расположении радиопеленгатора (РП) и радиомаяка (РМ) в одной плоскости, например на поверхности Земли, направление на маяк характеризуется пеленгом Θ (рис. 1.5, *a*). Если пеленг отсчитывают от географического меридиана (направления север-юг), то его называют истинным пеленгом или азимутом.

Определение направления производят в месте расположения приемника, который может быть как на земле, так и на объекте. В первом случае пеленгование объекта осуществляют с земли и при необходимости измеренное значение пеленга передают на объект по каналу связи. Во втором случае пеленг на радиомаяк измеряют непосредственно на борту.

В радиомаячной системе используют радиомаяк с направленной антенной и приемник с ненаправленной антенной (рис. 1.5, б). При этом в месте расположения приемника измеряют обратный пеленг Θ_0 относительно нулевого направления в радиомаяке. В таких системах часто применяют маяк с вращающейся направленной и ненаправленной антеннами. Когда диаграмма направленности вращающейся антенны совпадает с направлением на север, вторая ненаправленная антенна РМ излучает специальный (северный) сигнал. Этот сигнал принимается объектом и является началом отсчета угла. Затем на объекте фиксируется момент совпадения максимума или минимума диаграммы направленности вращающейся антенны с направлением на объект. Зная скорость вращения диаграммы направленности антенны (ДНА) Ω_a , легко определить искомый пеленг:

$$\Theta_0 = \Omega_a \tau_c,$$

где τ_c – интервал времени от момента начала отсчета до совмещения экстремума ДНА на объект.

Поверхностью положения угломерной РНС является вертикальная плоскость, проходящая через линию пеленга.

Для определения местоположения объекта на плоскости нужен второй маяк (рис. 1.5, в), а в пространстве – третий.

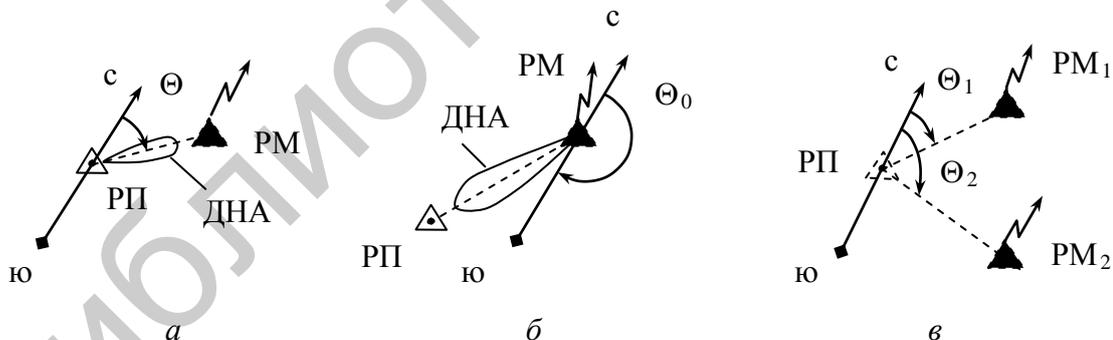


Рис. 1.5. Угломерные РНС

1.3.2. Дальномерный метод

Этот метод основан на измерении трех дальностей r_i ($i = 1, 2, 3$) объекта до трех точек (рис. 1.6, а) или двух дальностей и высоты h (рис. 1.6, б).

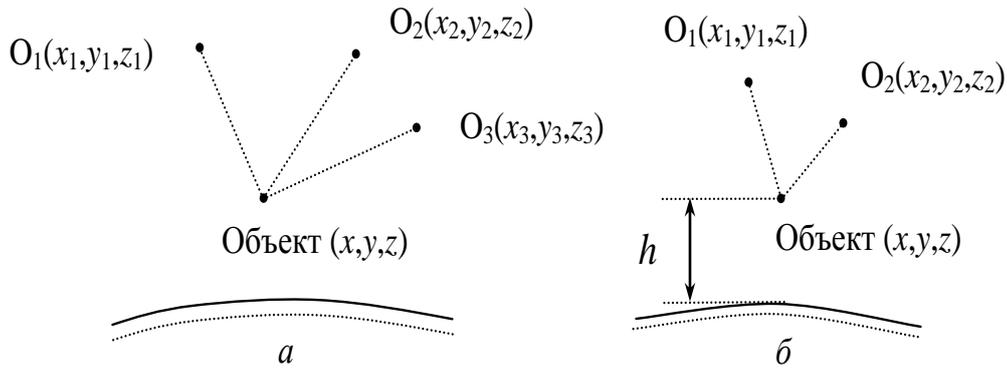


Рис. 1.6. Дальномерный метод

Координаты объекта определяются в результате решения трех навигационных уравнений:

$$r_i = \left[(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (1.1)$$

в которых x_i, y_i, z_i – известные координаты опорных точек $O_i, i = 1, 2, 3$.

Поверхности положения представляют собой сферы радиусом r_i с центрами в точках O_i , а линии положения – окружности (рис. 1.7).

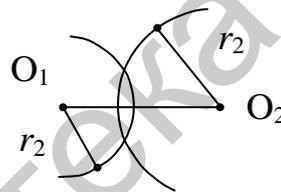


Рис. 1.7. Линии положения на плоскости при дальномерном методе

Для решения системы уравнений (1.1) возведем их левые и правые части в квадрат:

$$r_i^2 = \rho^2 + \rho_i^2 - 2(xx_i + yy_i + zz_i), \quad i = 1, 2, 3, \quad (1.2)$$

где $\rho^2 = x^2 + y^2 + z^2, \rho_i^2 = x_i^2 + y_i^2 + z_i^2$.

Затем эти уравнения преобразуем к виду

$$\begin{aligned} x(x_2 - x_1) + y(y_2 - y_1) &= a_{21} - z(z_2 - z_1), \\ x(x_3 - x_1) + y(y_3 - y_1) &= a_{31} - z(z_3 - z_1), \end{aligned} \quad (1.3)$$

где $a_{j1} = 0,5(\rho_j^2 - \rho_1^2 + r_1^2 - r_j^2), j = 2, 3$.

Данные выражения получаются путем вычитания из i -го уравнения ($i = 2, 3$) первого. Например, при вычитании из второго уравнения первого имеем

$$\begin{aligned} r_2^2 - r_1^2 &= \rho_2^2 - \rho_1^2 - 2(xx_2 - xx_1 + yy_2 - yy_1 + zz_2 - zz_1), \\ x(x_2 - x_1) + y(y_2 - y_1) &= 0,5(\rho_2^2 - \rho_1^2 + r_1^2 - r_2^2) - z(z_2 - z_1). \end{aligned}$$

Решение системы уравнений (1.3) относительно x, y записывается в виде

$$\begin{cases} x(z) = b_{0x} + b_{1x}z, \\ y(z) = b_{0y} + b_{1y}z, \end{cases} \quad (1.4)$$

где $b_{0x} = \Delta^{-1}[a_{21}(y_3 - y_1) - a_{31}(y_2 - y_1)]$;
 $b_{1x} = \Delta^{-1}[(y_2 - y_1)(z_3 - z_1) - (y_2 - y_1)(z_2 - z_1)]$;
 $b_{0y} = \Delta^{-1}[a_{32}(x_2 - x_1) - a_{21}(x_3 - x_1)]$;
 $b_{1y} = \Delta^{-1}[(x_3 - x_1)(z_2 - z_1) - (x_2 - x_1)(z_3 - z_1)]$;
 $\Delta = [(x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1)]$

При решении (1.3) использовалось известное правило

$$\begin{cases} a_{11}q_1 + a_{12}q_2 = b_1, \\ a_{21}q_1 + a_{22}q_2 = b_2, \end{cases} \quad \Delta = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21},$$

$$q_1 = \frac{b_1a_{22} - b_2a_{12}}{\Delta}, \quad q_2 = \frac{b_2a_{11} - b_1a_{21}}{\Delta}.$$

Подставляя x, y (1.4) в одно из уравнений (например, первое) системы (1.2), получаем квадратное уравнение относительно z :

$$\begin{aligned} (1 + b_{1x}^2 + b_{1y}^2)z^2 + 2(b_{0x}b_{1x} + b_{0y}b_{1y} - b_{1x}x_1 - b_{1y}y_1 - z_1)z + \\ + (b_{0x}^2 + b_{0y}^2 + \rho_1^2 - r_1^2 - 2b_{0x}x_1 - 2b_{0y}y_1) = 0. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Решение квадратного уравнения (1.5) дает оценку координаты z . Значения x, y вычисляются подстановкой z в (1.4). Двухзначность, связанная с решением (1.5), разрешается, например, путем сравнения с предварительными сведениями о местоположении объекта.

Дальномерный метод может быть реализован различными способами: активным (без ответчика), с ответчиком, с постоянным излучением.

1.3.2.1. Дальномеры без ответчика

Такие дальномеры реализуются с помощью обычной РЛС, которая измеряет расстояния до трех радионавигационных точек (РНТ). Достоинством данной РНС является ее полная автономность. Недостатками РНС без ответчика являются: во-первых, сложность системы, т. к. она представляет собой бортовую РЛС, во-вторых, необходимость мощного зондирующего сигнала из-за его ослабления на пути прямого и обратного ходов, в-третьих, низкая скрытность.

1.3.2.2. Радиодальномеры с ответчиком

При этом способе объект излучает запросный, а принимает ответный сигнал, который излучается ответчиком из РНТ (рис. 1.8).

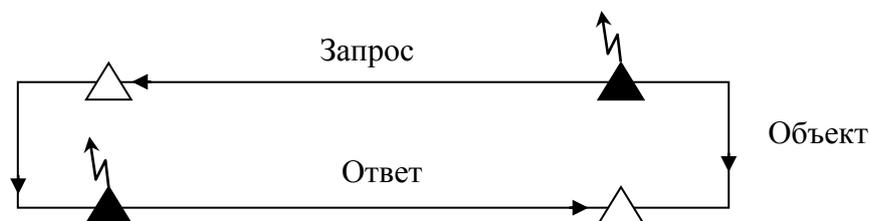


Рис. 1.8. Радиовысотомер с ответчиком

В радиолокации такую РНС называют активной с активным ответом.

Рассматриваемая РНС может быть реализована и в другом варианте, когда запросчик находится на земле, а ответчик – на борту.

Достоинством запросного способа является большая дальность действия при малых мощностях запросного сигнала. К недостаткам этого способа можно отнести низкую скрытность объекта и ограниченную пропускную способность ответчика.

1.3.2.3. Радиодальномеры с постоянным излучением

При этом способе реализации дальномерного метода навигации используется постоянное излучение радиомаяков, в котором закодированы их признаки, координаты и сведения о моменте излучения.

Данный способ имеет, так же как и первый, неограниченную пропускную способность. Кроме того, он обеспечивает полную скрытность объекта, чем выгодно отличается от первого и второго способов. К недостатку этого способа можно отнести низкую скрытность радиомаяка.

1.3.3. Разностно-дальномерный метод

При разностно-дальномерном методе измеряются три разности дальностей Δr_{ij} объекта до четырех опорных точек. Координаты объекта определяются путем решения системы из трех уравнений:

$$\Delta r_{ij} = [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2]^{\frac{1}{2}} - [(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2]^{\frac{1}{2}}, \quad (1.6)$$

где i – номера трех опорных точек;

j – номер четвертой общей опорной точки (например, $i = 1, 2, 3, j = 4$ или $i = 2, 3, 4, j = 1$).

При этом методе поверхности положения представляют собой поверхности двуполостного гиперboloида вращения, фокусами которого являются координаты опорных точек i и j . Линии положения на плоскости – это гиперболы, которые определяются соотношениями $\Delta r_{12} = r_1 - r_2 = \text{const}$, $\Delta r_{23} = r_2 - r_3 = \text{const}$ (рис. 1.9).

Расстояния между точками называют базами, на рис. 1.9 это расстояния d_{12} , d_{23} .

Для решения системы уравнений (1.6) преобразуем ее к виду

$$x(x_j - x_1) + y(y_j - y_1) + z(z_j - z_1) = 0,5(\rho_j^2 - \rho_1^2 - \Delta r_{j1}^2) - \Delta r_{j1}r_1, j = 2, 3, 4, \quad (1.7)$$

где

$$r_1 = \left[(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (1.8)$$

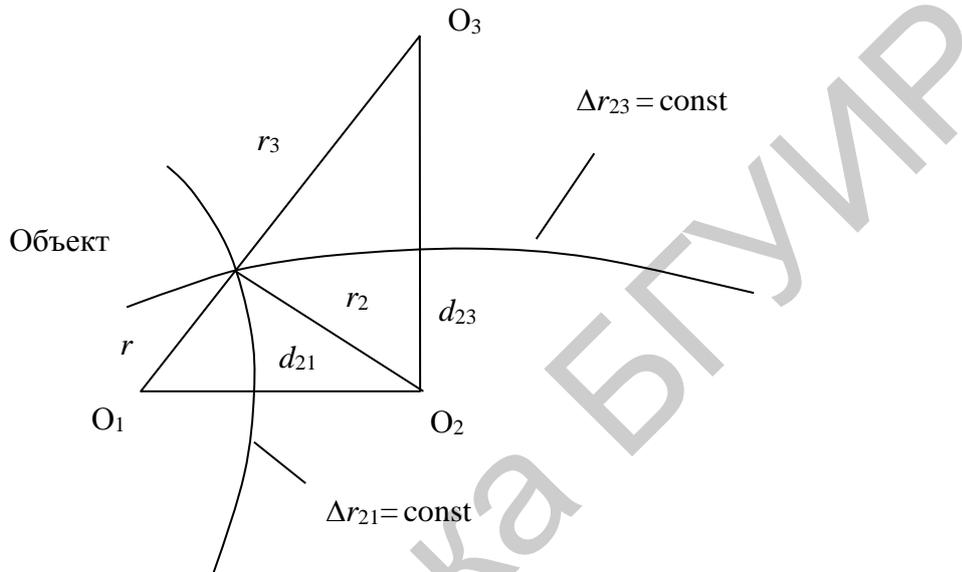


Рис. 1.9. Разностно-дальномерный метод

Координаты x , y , z , получаемые в результате решения системы уравнений (1.7), линейно зависят от r_1 :

$$x(r_1) = b_{0x} + b_{1x}r_1, \quad y(r_1) = b_{0y} + b_{1y}r_1, \quad z(r_1) = b_{0z} + b_{1z}r_1. \quad (1.9)$$

Подставляя значения $x(r_1)$, $y(r_1)$, $z(r_1)$ (1.9) в (1.8), определим r_1 как решение квадратного уравнения

$$(1 + b_{1x}^2 - b_{1y}^2 - b_{1z}^2)r_1^2 + 2[(b_{0x} - x_1)b_{1x} + (b_{0y} - y_1)b_{1y} + (b_{0z} - z_1)b_{1z}]r_1 - [(b_{0x} - x_1)^2 + (b_{0y} - y_1)^2 + (b_{0z} - z_1)^2] = 0.$$

Координаты x , y , z находим подстановкой r_1 в (1.9) с последующим устранением неоднозначности по предварительным априорным сведениям о местоположении объекта.

1.3.4. Комбинированный угломерно-дальномерный метод

Данный метод предполагает измерение двух угловых координат и дальности или азимута, высоты и дальности. Он позволяет определить местоположение объекта из одной точки с земли или по одной РНТ на борту объекта, что является его важным преимуществом.

При этом методе задача определения местоположения объекта с земли решается обычной однопозиционной трехкоординатной РЛС или двухкоординатной РЛС кругового обзора, сопряженной с радиовысотомером, которые могут работать в активном режиме или в режиме с запросом-ответом.

Для реализации этого метода на борту объекта необходимо в радионавигационную точку установить ответчик дальномерного канала и радиомаяк угломерного канала.

Библиотека БГУИР

2. СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

2.1. Импульсный способ измерения дальности

Данный способ может быть реализован активным, активным с ответом и пассивным методами.

2.1.1. Активный метод

Измерение дальности по времени запаздывания закона модуляции зондирующего сигнала детально рассматривается в радиолокации. При этом методе время прохождения сигнала t от объекта до маяка и обратно связано с дальностью до маяка соотношением

$$r = \frac{ct_r}{2}, \quad (2.1,a)$$

а интервал однозначного измерения дальности определяется периодом повторения зондирующих радиоимпульсов

$$r_{odn} = \frac{cT_n}{2}. \quad (2.1,b)$$

2.1.2. Активный метод с активным ответом

Данный метод отличается от активного тем, что ответный сигнал генерируется маяком. При этом методе дальность и интервал однозначного измерения дальности определяются также выражениями, подобными (2.1):

$$r = \frac{c(t_r - t_a)}{2}, \quad (2.2,a)$$

$$r_{odn} = \frac{c(T_n - t_a)}{2}, \quad (2.2,b)$$

где t_a – время задержки сигнала в аппаратуре маяка.

2.1.3. Пассивное измерение дальности

Данный метод предполагает наличие точных шкал времени как на маяке t_i , так и на борту t_b , а также наличие в сигналах маяка сообщений о моментах излучения этих сигналов t_{izl} (рис. 2.1).

В бортовой аппаратуре с помощью декодера определяется время излучения сигнала маяка t_{izl} , передаваемое по шкале времени маяка. Кроме того, в этой аппаратуре измеряется время приема сообщения t_{pr} по шкале бортового времени t_b . Дальность определяется по формуле

$$r = c(t_{izl} - t_{pr}). \quad (2.3)$$

Измерение времени приема осуществляется измерителем, принципы построения, работа и характеристики которого аналогичны измерителям, которые используются в активной радиолокации. Интервал однозначного

измерения дальности при этом методе определяется периодом повторения сигналов маяка T_p и равен $r_{odn} = cT_p$.

Очевидно, что при этом методе расхождение шкал времени на борту и маяке на величину $\delta t = t_b - t_i$ приведет к появлению ошибки измерения дальности $\delta r = c\delta t$.

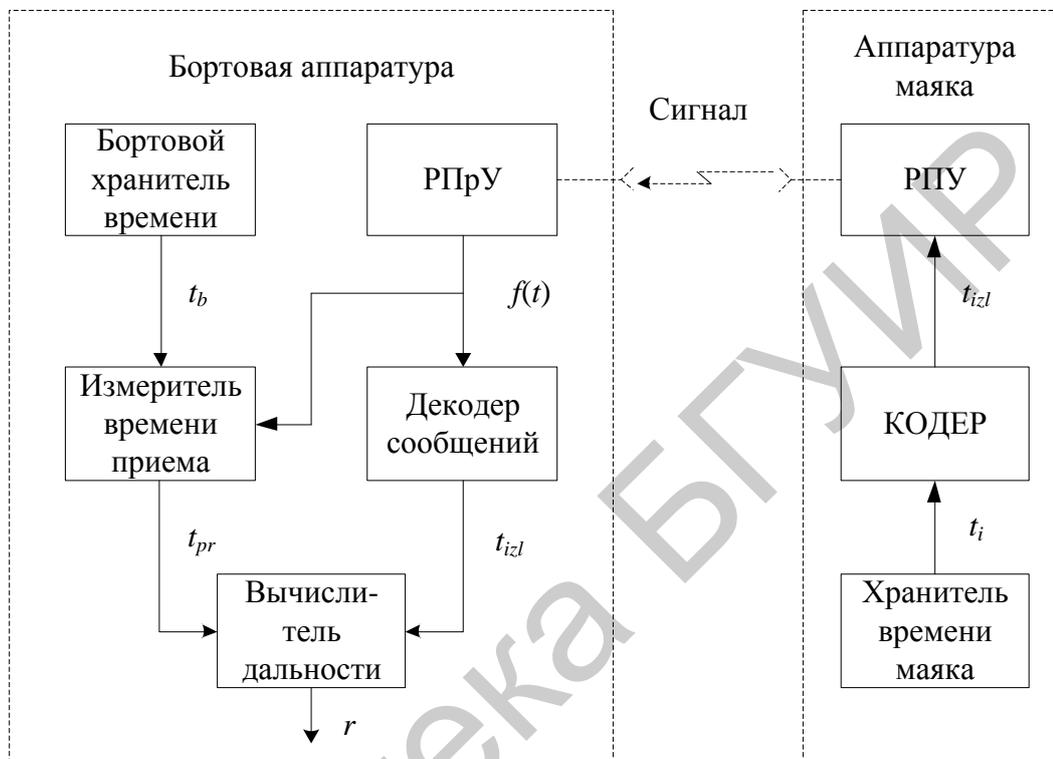


Рис. 2.1. Структура пассивного дальномера

Принцип работы любого хронометра связан с суммированием (накоплением, интегрированием) периодов колебания опорного генератора. Математически это представляется как оценка фазы колебания. Тогда вычисление времени производится по формуле

$$t_{izm} = \frac{\varphi_{izm}}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0} \int_0^t \omega(x) dx.$$

Для абсолютно стабильного генератора частота колебания остается неизменной ($\omega(t) = \omega_0$). В этом случае измеряется эталонное время

$$t_i = \frac{1}{\omega_0} \int_0^t \omega(\tau) d\tau = \frac{1}{\omega_0} \int_0^t \omega_0 d\tau = t.$$

В реальных хранителях времени наблюдается уход частоты опорного генератора, что приводит к появлению ошибок определения времени.

Величину ухода частоты генератора бортового хранителя времени принято характеризовать относительной нестабильностью его частоты ($\delta\omega = \Delta\omega/\omega_0$) за

некоторое время T_{yx} (обычно за сутки) и временем, прошедшим с момента последней синхронизации этого генератора T_c .

Основные характеристики некоторых бортовых хранителей времени представлены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Основные характеристики хранителей времени

Тип хранителя		Относительная нестабильность за сутки	Масса, кг
Кварцевый		$5 \cdot 10^{-10}$	до 1
Атомный	Рубидиевый	$1 \cdot 10^{-12}$	до 2
	Цезиевый	$1 \cdot 10^{-13}$	до 13
	Водородный	$1 \cdot 10^{-14}$	до 33

Из табл. 2.1 видно, что повышение стабильности частоты хранения времени на порядок требует примерно такого же увеличения его массы, а значит и других показателей сложности (стабильности, габаритов).

Если $T_c \ll T_{yx}$, то изменения частоты генератора на интервале T_c можно приближенно аппроксимировать (рис. 2.2) линейной зависимостью вида

$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{T_{yx}} t.$$

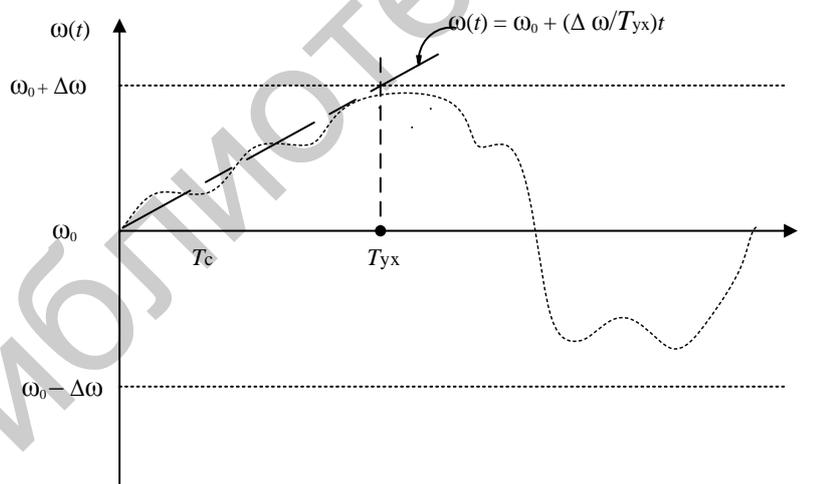


Рис. 2.2. Изменение частоты генератора

Расхождение шкал времени на борту и маяке на величину $\delta t = t_b - t_i$ приведет к появлению ошибки измерения дальности $\delta r = c \cdot \delta t$.

Для бортового хранителя времени

$$t_{izm} = \frac{1}{\omega_0} \int_0^t \left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{T_{yx}} \tau \right) d\tau = t + \frac{\Delta\omega}{2\omega_0 T_{yx}} t^2. \quad (2.4)$$

При этом ошибка измерения времени

$$\delta t = \frac{\Delta\omega}{2\omega_0 T_{yx}} t^2 = \frac{\delta\omega}{2T_{yx}} t^2 \quad (2.5)$$

зависит от относительной нестабильности генератора, а также от момента отсчета времени t после синхронизации бортового генератора и принимает наибольшее значение в конце интервала синхронизации

$$\delta t_{\max} = \frac{\delta\omega}{2\omega_0 T_{yx}} T_c^2.$$

Поэтому для минимизации данной ошибки необходимо сокращать интервал синхронизации бортовых и эталонных шкал времени, а также устанавливать на борту высокостабильные генераторы.

В общем случае средний квадрат ошибки измерения дальности может быть представлен как сумма

$$\overline{\Delta_{\Sigma r}^2} = \sigma_{flr}^2 + \Delta_{dinr}^2 + \delta r^2 + \sigma_{rp}^2, \quad (2.6)$$

где σ_{flr}^2 , Δ_{dinr}^2 – дисперсия флуктуационной и квадрат динамической ошибок, которые для всех методов и способов определяются одними и теми же рассмотренными ранее факторами;

δr – ошибка из-за расхождения шкал времени на борту и маяке;

σ_{rp}^2 – дисперсия ошибки, обусловленной влиянием условий распространения радиоволн на параметр сигнала, в котором закодирована дальность.

При импульсном способе определения дальности на величину σ_{rp}^2 влияют в основном высота и стабильность отражающего слоя ионосферы, дисперсия радиоволны, интерференция поверхностной и пространственной радиоволн.

Высота и стабильность отражающего слоя ионосферы влияют на точность измерения дальности в связи с тем, что радиоволны распространяются не только вдоль поверхности Земли в виде поверхностных волн, но и в результате отражения от нижних слоев ионосферы (рис. 2.3) в виде пространственных волн.

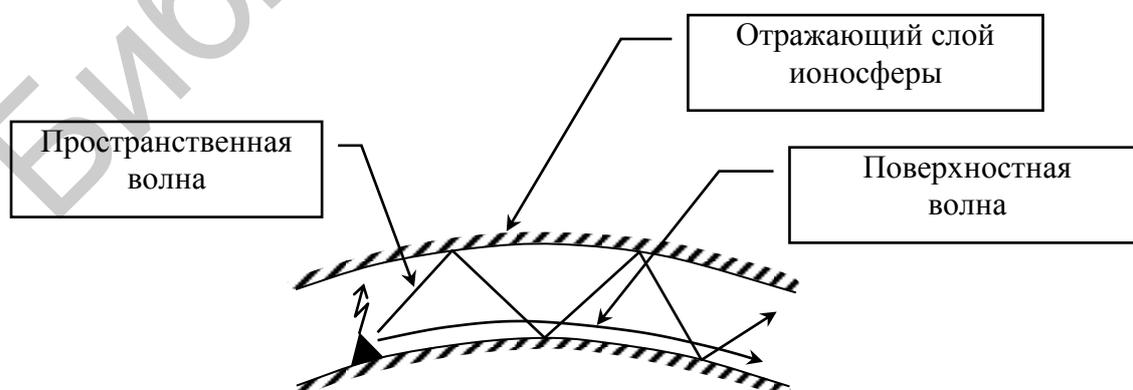


Рис. 2.3. Распространение радиоволн в системах дальней навигации

Поверхностная волна распространяется по кратчайшему пути. Временные интервалы, измеренные по этой волне, соответствуют истинному расстоянию. Пространственная волна всегда запаздывает. Поэтому расстояние, замеренное по пространственной волне, имеет погрешность, которая зависит от высоты и стабильности отраженного слоя ионосферы. Максимальная величина указанного запаздывания в пределах рабочей зоны РНС на частоте 100 кГц может достигать 40 мкс днем и 50 мкс ночью.

Дисперсия радиоволн проявляется в том, что различные составляющие спектра закона модуляции сигнала испытывают различное поглощение при распространении и в различной степени способны к огибанию земной поверхности (дифракции). Большее поглощение и меньшая способность к дифракции высокочастотных составляющих вызывают снижение их доли в общей энергии принимаемого сигнала. Поэтому с увеличением расстояния увеличивается погрешность измерения из-за искажения формы закона модуляции сигнала (рис. 2.4).



Рис. 2.4. Искажение закона модуляции из-за дисперсии радиоволн

Интерференция поверхностной и пространственной волн приводит к искажению формы радиоимпульсов (рис. 2.5), из-за которого также появляются ошибки измерения дальности.

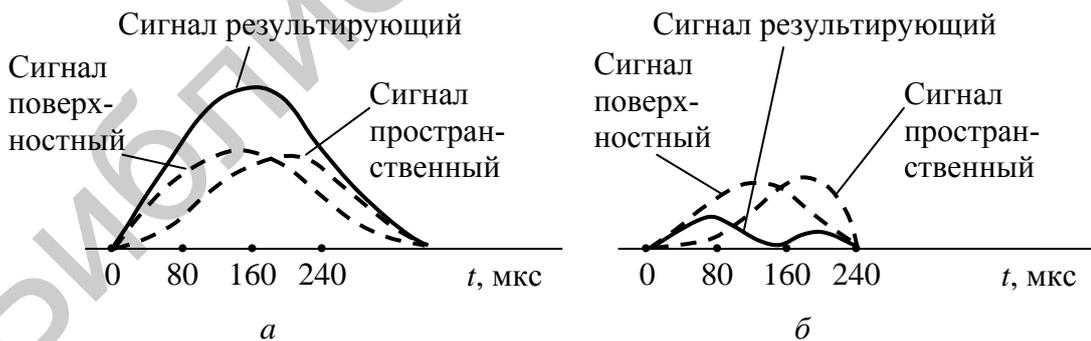


Рис. 2.5. Искажение огибающей радиоимпульса из-за интерференции пространственной и поверхностной волн:

а – сдвиг сигналов по фазе равен нулю; *б* – сдвиг по фазе равен 180°

2.2. Частотный способ измерения дальности

Определение дальности частотным способом сводится к измерению частоты излучаемых колебаний за время распространения сигнала до отражающего объекта и обратно. Если частота излучаемых колебаний

изменяется непрерывно по линейному закону со скоростью $\gamma = \frac{df_u}{dt}$, то приращение частоты излучаемых колебаний за время распространения сигнала $t_r = \frac{2r}{c}$ составит $F_r = \gamma t_r$. Измеряя разность частот излучаемых и принимаемых

колебаний $F_r = f_u - f_c$, можно определить дальность до объекта $r = \frac{c}{2\gamma} F_r$.

Однако непрерывное изменение частоты по линейному закону практически неосуществимо и приходится применять периодическую модуляцию частоты, что усложняет работу системы. Практически используют три вида модуляции: симметричную линейную, несимметричную линейную, синусоидальную.

Рассмотрим работу частотного дальномера при симметричной линейной модуляции. Структурная схема такого измерителя представлена на рис. 2.6.

Его работу поясним с помощью временных диаграмм (рис. 2.7).

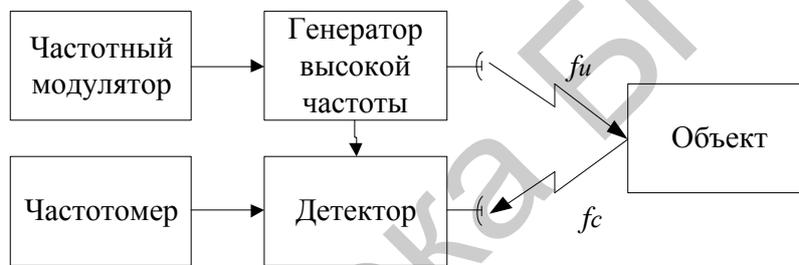


Рис. 2.6. Структура измерителя дальности частотным методом

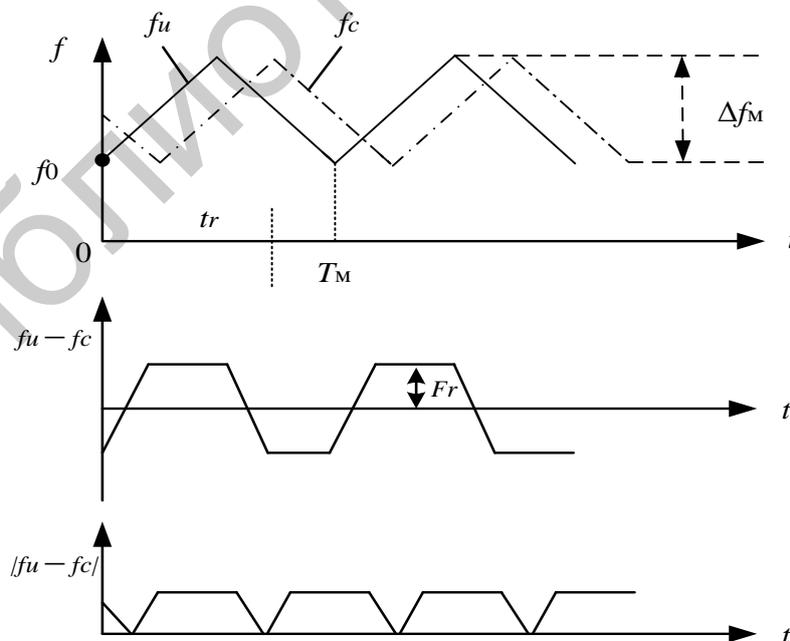


Рис. 2.7. Пояснение частотного метода измерения дальности

Верхний график характеризует изменение частоты излучаемых колебаний (сплошная линия) и принимаемых колебаний (пунктирная линия). Эти колебания характеризуются девиацией Δf_m , периодом модуляции T_m и несущей частотой f_0 . Нижний график воспроизводит изменение разностной частоты биений F_r .

При выполнении условия $F_r \gg 1/T_m$ можно записать:

$$f_u = f_0 + \gamma t = f_0 + \frac{2\Delta f_m}{T_m} t,$$

$$f_c = f_0 + \gamma(t - t_r) = f_0 + \frac{2\Delta f_m}{T_m} (t - t_r),$$

$$F_r = f_u - f_c = \frac{2\Delta f_m}{T_m} t_r.$$

Откуда следует

$$t_r = \frac{T_m}{2\Delta f_m} F_r, \quad r = \frac{ct_r}{2} = \frac{cT_m}{4\Delta f_m} F_r. \quad (2.7)$$

Необходимо отметить, что частотомер обычно фиксирует среднюю частоту биений за период модуляции. Наличие провалов в зависимости $|f_u - f_c|$ (см. рис. 2.7) может привести к погрешности измерения дальности. Эта погрешность будет незначительной, если выполняется условие $t_r \ll T_m$. Если же это условие не выполняется, то необходимо принимать специальные меры по компенсации данных погрешностей.

Так как интервал однозначного измерения задержки сигнала t_{odn} равен периоду модуляции T_m (см. рис. 2.7), то интервал однозначного измерения дальности определяется выражением

$$r_{odn} = \frac{cT_m}{4}.$$

Сравнивая достоинства и недостатки частотного и импульсного способов измерения дальности, следует отметить более сложную реализацию измерения координат нескольких объектов при частотном методе.

В то же время при измерении малой дальности одного объекта этот метод проще импульсного и обеспечивает высокую точность измерения при малых мощностях сигнала. Поэтому частотный метод получил широкое распространение для измерения высоты полета летательного аппарата над Землей.

2.3. Фазовый способ измерения дальности

Фазовый способ измерения дальности может, так же как и импульсный, использоваться в активном, активном с активным ответом и пассивном вариантах. В любом случае дальность до объекта оценивается по разности фаз принятого и опорного сигналов $\Delta\varphi$ и определяется из соотношения

$$\frac{2\pi}{\Delta\varphi} = \frac{\lambda}{r}.$$

Откуда следует

$$r = \frac{\lambda}{2\pi} \Delta\varphi. \quad (2.8)$$

Из этого выражения видны основные отличительные особенности данного способа, которые заключаются в следующем.

С одной стороны, этот способ имеет малый интервал однозначного измерения дальности, обусловленный наибольшим неповторяемым набегом фазы в 2π . Следовательно, интервал однозначного измерения дальности равен длине волны $r_{odn} = \lambda$. Это обстоятельство является основным недостатком данного способа.

С другой стороны, данный способ обеспечивает весьма высокую потенциальную точность измерения дальности.

Действительно, при среднеквадратичном значении ошибки измерения фазы σ_φ , величина которого значительно меньше 2π , среднеквадратичное значение ошибки измерения дальности составит величину

$$\sigma_r = \frac{\lambda}{2\pi} \sigma \ll \lambda,$$

которая значительно меньше длины волны.

Такие точности достижимы только при данном способе измерения дальности, что является его важнейшим преимуществом.

Для одновременного удовлетворения требований к точности и однозначности измерений фазовым методом используют различные методы устранения неоднозначности.

Наибольшее распространение получил многошкальный метод устранения неоднозначности, который аналогичен нониусным методам измерения.

Данный метод легко пояснить на примере использования двух длин волн λ_1 и λ_2 (рис. 2.8).

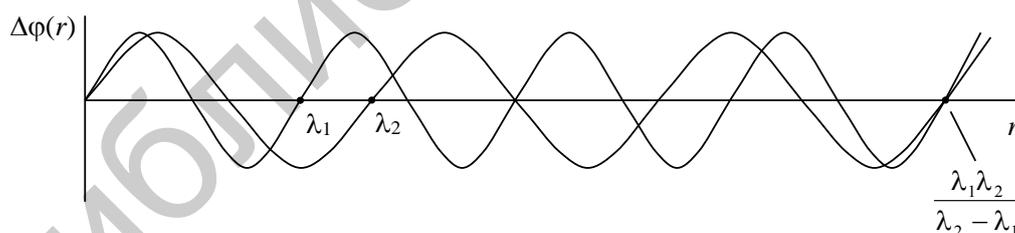


Рис. 2.8. Зависимость фазы сигнала от дальности при различных значениях длин волн сигналов

В этом случае зависимости фаз от расстояния до объекта будут повторяться на интервале

$$r_{odn} = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1}. \quad (2.9)$$

Исходя из выражения (2.9), для обеспечения наибольшего r_{odn} нужно выбирать минимальные различия в λ_1 и λ_2 . Однако при малых разностях $\lambda_2 - \lambda_1$ появляются участки дальности, на которых сигналы для различных λ практически

неразличимы. Поэтому на практике для обеспечения надежного устранения неоднозначности на всем интервале дальности используют многочастотные сигналы.

Наряду с рассмотренным выше методом задача устранения неоднозначности может эффективно решаться путем объединения фазового с импульсным методом измерения дальности. Первый метод обеспечивает необходимую точность, а второй – однозначность измерений дальности.

Библиотека БГУИР

3. СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

3.1. Радиопеленгаторные способы измерения угловых координат

В радиопеленгаторных системах измерения угловых координат приемник (радиопеленгатор) обычно имеет направленную, а передатчик (радиомаяк) – ненаправленную антенны. При этом измерение угловых координат может осуществляться амплитудным, фазовым или амплитудно-фазовым способами.

При **амплитудном способе** пеленгования используется зависимость амплитуды принимаемого сигнала от отклонения оси ДНА относительно направления на источник радиосигнала. Этот способ может быть реализован методами линейного сканирования или амплитудного мгновенного сравнения сигналов.

При *линейном сканировании* формируется одна ДНА, которая периодически перемещается по линейному закону в заданном секторе обзора (рис. 3.1). Направление на маяк определяется по максимуму принимаемого сигнала.

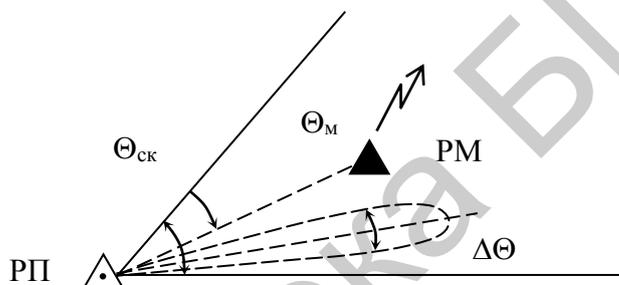


Рис. 3.1. Пояснение метода линейного сканирования при амплитудном пеленговании радиомаяка

При *амплитудном мгновенном сравнении сигналов* предусматривается не менее двух независимых каналов приема в каждой плоскости с рассовмещенными ДНА (рис. 3.2). Пеленгование осуществляется сравнением амплитуд сигналов, принимаемых в различных каналах.

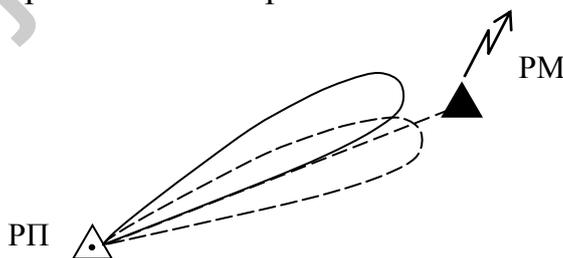


Рис. 3.2. Пояснение метода амплитудного мгновенного сравнения сигналов

При **фазовом способе** пеленгования используется не менее двух антенн с разнесенными фазовыми центрами в каждой плоскости. При этом направление на маяк определяется путем сравнения фаз сигнала (рис. 3.3) $\Delta\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \Theta_M$.

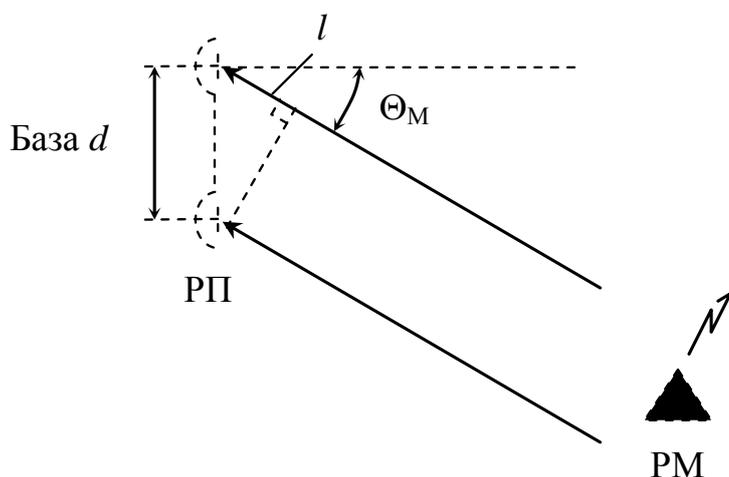


Рис. 3.3. Пояснение фазового способа пеленгования

Особенностью фазового способа пеленгования является то, что разность фаз сигналов является периодической функцией от углового направления на маяк Θ_M . Это приводит к неоднозначности пеленгования. Поэтому фазовый способ пеленгования, как правило, сочетают с амплитудным. При этом ширину ДНА выбирают равной одному периоду пеленгационной характеристики фазового способа. Благодаря этому обеспечивается необходимая однозначность измерения пеленга. Возможны и другие методы устранения неоднозначности, например, нониусный, который может быть реализован при использовании нескольких длин волн.

Все рассмотренные радиопеленгаторные способы измерения угловых координат маяка практически совпадают с известными способами измерения угловых координат цели, которые используются в радиолокации. На основе этого можно утверждать, что разрешающая способность радиопеленгаторных способов определяется шириной ДНА: $\Delta\beta = \Delta\Theta_\beta, \Delta\varepsilon = \Delta\Theta_\beta$, а дисперсия флуктуационной ошибки равна

$$\sigma_\Theta^2 = S_{ekv_\Theta} \Delta f_\Theta,$$

где S_{ekv_Θ} – эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия

оптимального дискриминатора $\left(S_{ekv_\Theta} = \frac{(\Delta\Theta)^2 (1+\rho)}{4\pi\rho^2 \Delta F_{II}} \right)$;

Δf_Θ – полоса пропускания следящего измерителя угловых координат.

Причем сами измерители могут строиться по известным принципам (быть следящими или не следящими, иметь оптимальный или квазиоптимальный алгоритмы работы).

3.2. Радиомаячные способы измерения угловых координат

3.2.1. Общая характеристика радиомаячных измерителей угловых координат

В радиомаячных системах необходимо измерить угловые координаты на борту объекта при использовании на маяке направленной, а на объекте – ненаправленной антенн.

Работа таких систем в общем случае поясняется рис. 3.4 и предполагает выполнение следующих операций:

1. Излучение маяком сигнала, в котором один или несколько параметров α являются известной на объекте функцией $\alpha(\Theta)$ от направления излучения Θ этого сигнала.

2. Прием сигнала, излучаемого в направлении на объект $f[\alpha(\Theta_0)]$.

3. Синхронизацию навигационной аппаратуры объекта с маяком по начальному значению параметра $\alpha(0)$, которая может осуществляться с помощью специального кодирования сигнала маяка, дополнительной линии связи «маяк – объект» или за счет использования высокостабильных хранителей эталонных значений $\alpha(0)$ на объекте и маяке.

4. Оценку параметра $\hat{\alpha}(\Theta_0)$, определение углового положения объекта $\hat{\Theta}_0$ и вычисление углового положения маяка по формуле $\hat{\Theta}_M = \hat{\Theta}_0 - 180^\circ$.

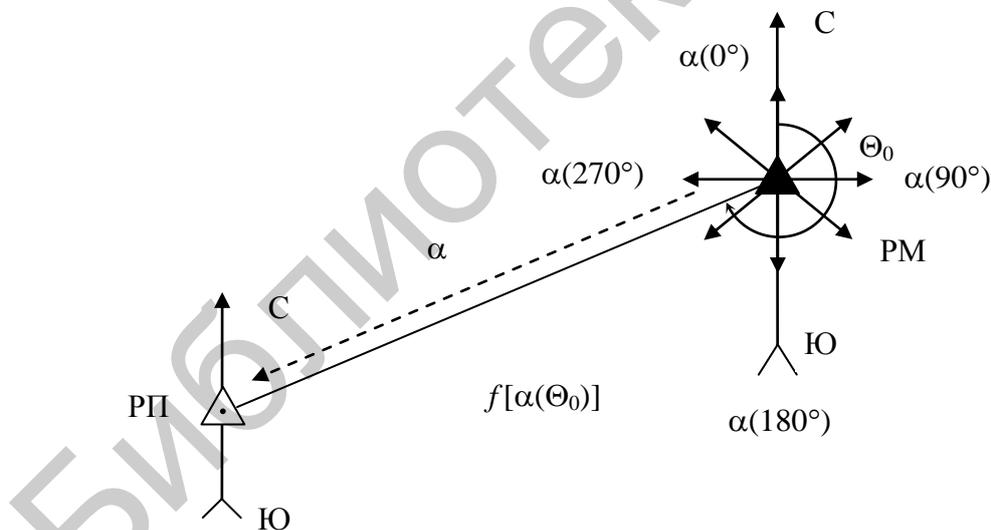


Рис. 3.4. Пояснение принципа работы радиомаячного угломера

Наиболее просто радиомаячный угломер может быть реализован, если угловая координата связана с измеряемым параметром линейной зависимостью

$$\Theta = K_\alpha (\alpha - \alpha_{\min}),$$

где K_α – постоянный коэффициент ($K_\alpha = \frac{360^\circ}{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}$, $\alpha_{\max} - \alpha_{\min}$ – диапазон изменения измеряемого параметра).

В этом случае разрешающая способность навигационной системы по угловой координате будет определяться разрешающей способностью измерения параметра $\Delta\alpha$ и равна

$$\Delta\Theta = K_\alpha \Delta\alpha.$$

Эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия оптимального дискриминатора измерителя параметра α будет определяться известным выражением

$$S_{ekv_\alpha} = \frac{(\Delta\alpha)^2(1+\rho)}{2\pi\rho^2\Delta F_{II}}.$$

Зная S_{ekv_α} , можно определить дисперсию флуктуационной ошибки измерения параметра

$$\sigma_{fl_\alpha}^2 = S_{ekv_\alpha} \Delta f_\alpha,$$

где Δf_α – ширина полосы пропускания замкнутого измерителя параметра α , а также дисперсию флуктуационной ошибки измерения угловой координаты маяка

$$\sigma_{fl_\Theta}^2 = K_\alpha^2 \sigma_{fl_\alpha}^2.$$

В радиомаячных угломерах может осуществляться управление любым параметром сигнала: амплитудой, фазой, частотой, длительностью, временем излучения. В зависимости от управляемого параметра будет реализован соответствующий способ измерения угловой координаты.

3.2.2. Амплитудный радиомаячный угломер

Для амплитудного радиомаячного угломера амплитуда сигнала $U_\alpha(\Theta)$ будет зависеть от направления его излучения, а угловая координата объекта определяется соотношением (рис. 3.5)

$$\Theta = K_\alpha (U_\alpha - U_{\alpha_{\min}}),$$

где $K_\alpha = \frac{360^\circ}{U_{\alpha_{\max}} - U_{\alpha_{\min}}}$, $U_{\alpha_{\max}} - U_{\alpha_{\min}}$ – диапазон изменения амплитуды сигнала маяка для диапазона углов его излучения в 360° .

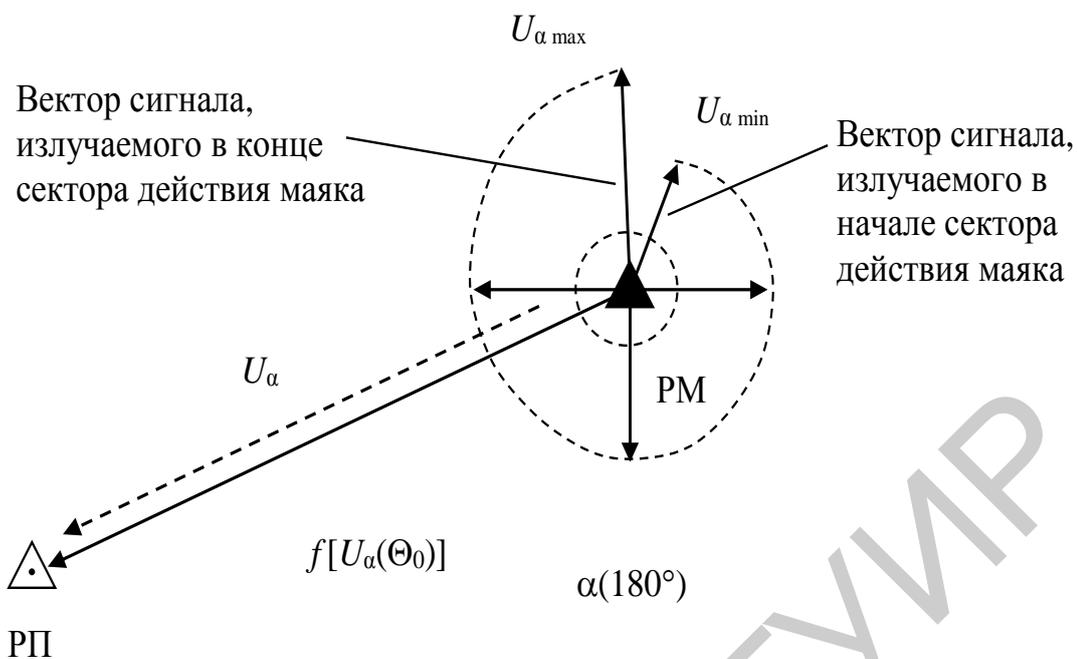


Рис. 3.5. Пояснение амплитудного способа реализации радиомаячного угломера

Данный способ весьма прост в реализации. Однако ему присущи серьезные недостатки. Во-первых, при совпадении остальных параметров сигнала отсутствует физическая основа разрешения сигналов от различных маяков. Во-вторых, зависимость амплитуды принятого сигнала от дальности до объекта, наличие амплитудных флуктуаций, влияние условий распространения радиоволн на амплитуду сигнала и низкая помехоустойчивость к шумам затрудняют точное измерение амплитуды сигнала и определение угловой координаты. Поэтому данный способ применяется лишь в сочетании с другими способами.

3.2.3. Фазовый радиомаячный угломер

Для фазового радиомаячного угломера угол излучаемого сигнала Θ и его фаза φ могут находиться в линейной зависимости вида

$$\Theta = K_{\varphi} (\varphi - \varphi_{\min}),$$

где $K_{\varphi} = \frac{360^{\circ}}{\varphi_{\max} - \varphi_{\min}}$, $\varphi_{\max} - \varphi_{\min}$ — диапазон изменения фазы сигнала в диапазоне углов его излучения в 360° .

Данный способ можно пояснить с помощью рис. 3.6.

Для реализации этого способа достаточно измерить разность фаз сигналов, принимаемых объектом $\varphi(\Theta_0)$ и излучаемых в начале сектора φ_{\min} и, воспользовавшись известным коэффициентом K , рассчитать угол

$$\Theta_0 = K_{\varphi} [\varphi(\Theta_0) - \varphi_{\min}].$$

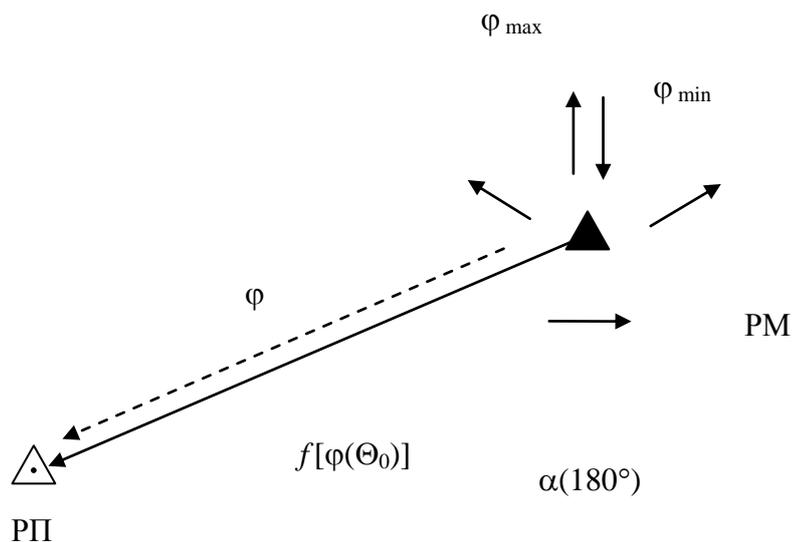


Рис. 3.6. Пояснение фазового способа реализации радиомаячного угломера

Достоинствами данного способа являются высокая точность, обусловленная малыми ошибками измерения разности фаз, помехоустойчивость к амплитудным флуктуациям, а также простота реализации.

Вместе с тем ему, так же как и амплитудному, присущи существенные недостатки. Основным недостатком является отсутствие разрешающей способности при совпадении других параметров сигнала. Кроме того, имеет место неоднозначность измерения угловой координаты, если диапазон изменения фазы сигнала $\varphi_{\max} - \varphi_{\min}$ превышает величину 2π .

Поэтому при радиомаячном измерении углов фазовый способ, так же как и амплитудный, применяется в сочетании с другими способами.

3.2.4. Частотный радиомаячный угломер

При данном способе угол и частота излучаемого сигнала находятся в линейной зависимости

$$\Theta = K_F (F - F_0),$$

где $K_F = \frac{360^\circ}{F_{\max} - F_{\min}}$, $F_{\max} - F_{\min}$ — диапазон изменения частоты сигнала маяка.

Данный способ можно пояснить с помощью рис. 3.7.

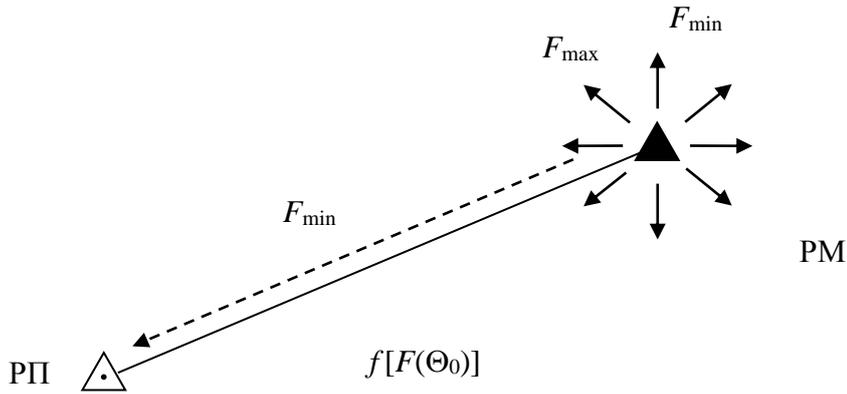


Рис. 3.7. Пояснение частотного способа реализации радиомаячного угломера

Измерение угловой координаты производится путем определения частоты принятого сигнала. Если для этого используется анализатор спектра с разрешающей способностью (полосой фильтра) ΔF , то разрешающая способность угломера будет равна

$$\Delta\Theta = \Delta F K_F.$$

Следовательно, флуктуационная ошибка измерения угловой координаты оптимальным измерителем при условии $\Delta F = \Delta F_{II}$, будет равна

$$\sigma_{f_{\Theta}}^2 = K_F^2 \frac{(\Delta F)^2 (1+\rho)}{4\pi\rho^2 \Delta F} \Delta f_{\Theta} = \left(\frac{\Delta\Theta}{\Delta F}\right)^2 \frac{(\Delta F)^2 (1+\rho)}{4\pi\rho^2 \Delta F} \Delta f_{\Theta} = \frac{(\Delta\Theta)^2 (1+\rho)}{4\pi\rho^2 \Delta F_{II}} \Delta f_{\Theta}.$$

Достоинствами данного способа являются высокая разрешающая способность, которая достигается выбором относительно малых значений ΔF (величина ΔF ограничена временем наблюдения T_n и равна $\Delta F = \frac{1}{T_n}$), и достаточно высокая точность измерения угловых координат. Поэтому данный способ находит широкое применение в навигации.

Рассмотрим пример применения частотного способа измерения угловых координат, который нашел широкое применение в глиссадных радиомаяках. Глиссадный радиомаяк имеет две антенны (рис. 3.8): подвижную A_1 , перемещаемую со скоростью V , и неподвижную A_2 .

В действительности антенна A_1 также неподвижна, а эффект перемещения создается путем последовательного переключения излучателей U_1, \dots, U_n , из которых состоит антенна A_1 . При этом напряженность поля, создаваемого антенной A_1 в месте приема (на самолете), определяется выражением

$$E_1(t) = E_{m_1} \sin \left[2\pi \left(f_{u_1} + \frac{V_r}{\lambda_{u_1}} \right) t + \frac{2\pi}{\lambda_{u_1}} H(t) \sin \beta \right],$$

где $H(t)$ – изменяющееся во времени расстояние (по высоте) между A_1 и A_2 ;

β – угол места самолета.

При выполнении условия $\lambda \approx \lambda_1 \approx \lambda_2$ частота колебаний $E_1(t)$ отличается от частоты опорных колебаний $E_2(t) = E_{m_2} \sin 2\pi \left(f_{u_2} + \frac{V_r}{\lambda_{u_2}} \right) t$, излучаемых антенной A_2 , на доплеровское приращение $F_a = V_a / \lambda$, вызванное перемещением A_1 относительно объекта навигации со скоростью $V_a = \frac{dH(t)}{dt} \sin \beta$.

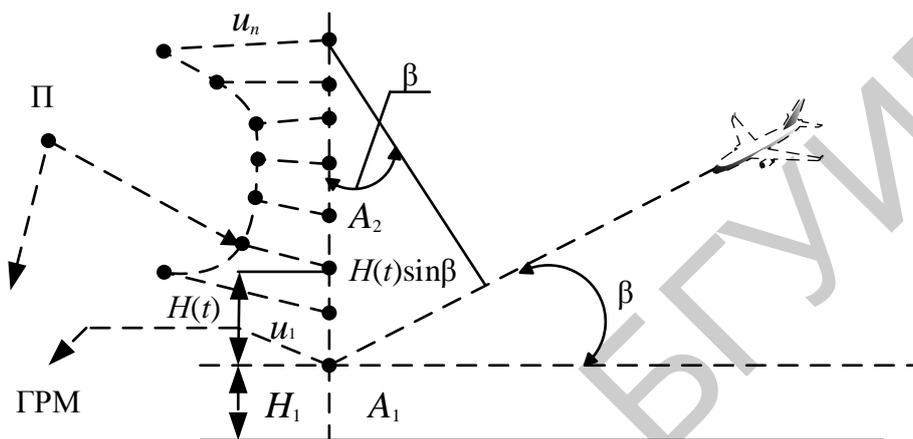


Рис. 3.8. Глиссадный радиомаяк

Измерив доплеровское смещение частоты F_a , определяют текущее значение угла места самолета $\beta = \arcsin \lambda_{u_1} F_a / V$. Поскольку смещение частоты F_a измеряется относительно опорных колебаний, излучаемых антенной A_1 , то доплеровское смещение частоты за счет собственной скорости самолета при измерении компенсируется и его можно не учитывать.

3.2.5. Амплитудно-временной радиомаячный угломер

При амплитудно-временном способе каждому угловому направлению соответствует определенное время излучения сигнала маяка. Если начало отсчета времени производить от момента излучения на север, то можно записать

$$\Theta = K_\tau \tau,$$

где τ – задержка излучения сигнала под углом Θ относительно момента его излучения на север.

Данный способ может быть реализован путем вращения ДНА (рис. 3.9) с угловой скоростью Ω_a .

В этом случае коэффициент K_τ равен Ω_a , а разрешающая способность угломера

$$\Delta \Theta = K_\tau \Delta \tau = \Omega_a \frac{\Delta \Theta_M}{\Omega_a} = \Delta \Theta_M,$$

где $\Delta\tau$ – длительность принимаемого сигнала $\left(\Delta\tau = \frac{\Delta\Theta_M}{\Omega_a}\right)$;
 $\Delta\Theta_M$ – ширина ДНА маяка.

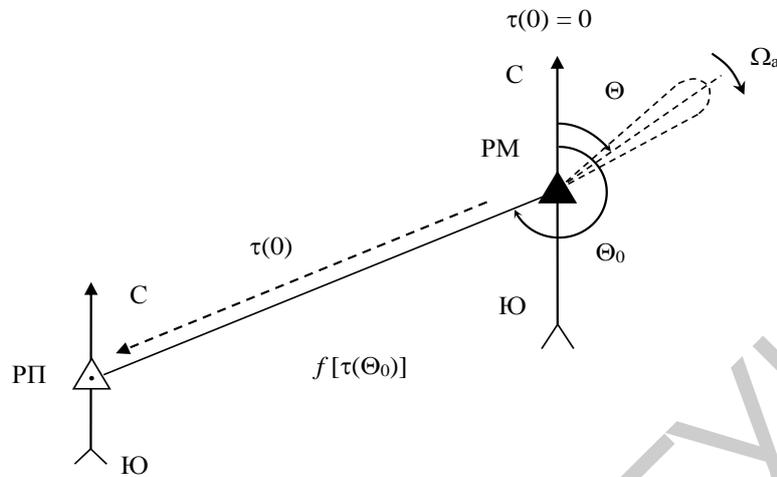


Рис. 3.9. Пояснение амплитудно-временного способа реализации радиомаячного угломера

Измеритель Θ_0 может быть реализован аналогичным образом, как и радиолокационный измеритель угловой координаты при линейном сканировании ДНА. Для этого необходимо обеспечить передачу на борт объекта импульса синхронизации, соответствующего моменту излучения сигнала на север $\tau(0) = 0$.

По аналогии с линейным сканированием можно записать и выражение для дисперсии флуктуационной ошибки:

$$\sigma_{fl_{\Theta}}^2 = \frac{(\Delta\Theta_M)^2(1+\rho)}{4\pi\rho^2\Delta F_{II}} \Delta f_{\Theta},$$

где Δf_{Θ} – полоса пропускания замкнутого измерителя.

Заметим, что по ряду соображений технической реализации данного способа могут применяться вращающиеся диаграммы другого вида, например двойная ДНА (рис. 3.10, а) или в форме кардиоиды (рис. 3.10, б).

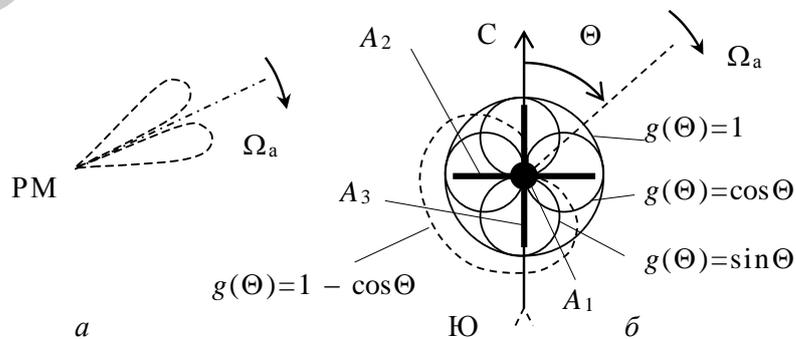


Рис. 3.10. Двойная (а) и в виде кардиоиды (б) ДНА

ДНА в виде кардиоиды обычно используется в маяках с быстрым вращением антенны и с непрерывным приемом сигнала. Последний обеспечивается за счет запитки антенны сигналом с различной модуляцией несущей. В результате получают прием сигналов, в которых информация об угле Θ содержится в их взаимной задержке τ . Однако в силу выбранной структуры сигналов эта задержка измеряется как разность их фаз. Поэтому такой вариант реализации амплитудно-временного способа иногда в литературе называют еще амплитудно-фазовым.

Рассмотрим более подробно принцип формирования ДНА в виде кардиоиды.

Пусть антенна A_1 возбуждается током несущей частоты f_u , она создает поле

$$E_1(t) = E_m e^{i2\pi f_u t},$$

где E_m – амплитуда вектора электрического поля, создаваемого антенной A_1 .

Антенны A_2 и A_3 возбуждаются колебаниями с подавленной несущей и создают поля

$$E_2(t) = E_{m_2} \cos \Theta \cos \Omega t e^{i2\pi f_u t},$$

$$E_3(t) = E_{m_3} \sin \Theta \sin \Omega t e^{i2\pi f_u t}.$$

При суммировании этих сигналов в пространстве напряженность результирующего поля определяется выражением

$$\begin{aligned} E_p(t) &= E_{m_1} (1 + m \cos \Theta \cos \Omega t + m \sin \Theta \sin \Omega t) e^{i2\pi f_u t} = \\ &= E_{m_1} [1 + m \cos(\Omega t - \Theta)] e^{i2\pi f_u t}, \end{aligned}$$

где m – коэффициент модуляции ($m = E_{m_2} / E_m = E_{m_3} / E_m$).

После детектирования сигнала выделяется напряжение

$$U(t) = U_m [1 + m \cos(\Omega t - \Theta)] e^{i2\pi f_u t},$$

фаза которого связана с азимутом Θ .

Фаза этого сигнала подлежит измерению, при этом в качестве опорного сигнала используется опорное напряжение на частоте Ω , которое передается при помощи частотной модуляции поднесущей, в свою очередь модулирующей по амплитуде колебания, излучаемые ненаправленной антенной A_1 .

В приемнике опорное напряжение частоты Ω выделяется частотным детектором и подается на фазовый детектор, измеряющий фазу Θ .

3.2.6. Комбинированные способы радиомаячного измерения угловых координат

На практике могут использоваться различные комбинации рассмотренных выше способов радиомаячного измерения угловых координат, а также более сложные и многошкальные законы модуляции параметров сигнала. Делается это, во-первых, для повышения разрешающей способности и точности измерения, во-вторых, для устранения неоднозначности измерения, в-третьих, для компенсации погрешностей, обусловленных рельефом местности и условиями

распространения радиоволн. При этом можно отметить общие закономерности, которые имеют место при комбинированных способах измерения углов.

Результующая разрешающая способность определяется тем способом, который имеет наиболее высокое разрешение.

Результующая точность измерения угла также определяется ошибками наиболее точного метода.

Библиотека БГУИР

4. ОШИБКИ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ОБЪЕКТОВ НАВИГАЦИИ

Рассмотрим метод расчета ошибок измерения координат, который широко используется в радионавигации.

4.1. Ошибки определения линий и поверхностей положения

4.1.1. Метод расчета ошибок определения линии положения

Ошибки определения поверхности (линии) положения оценивают отрезком δl нормали l между поверхностями (линиями) положения, соответствующими истинному p и измеренному \hat{p} значениям радионавигационного параметра (РНП) (рис. 4.1).

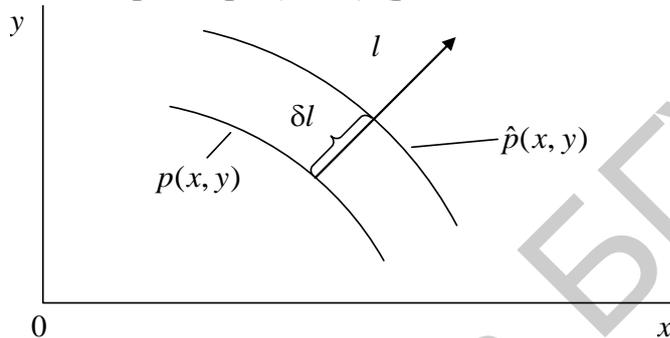


Рис. 4.1. Пояснение категории ошибок определения линий положения

Уравнения РНП в декартовой системе координат можно записать в пространстве ($p=p(x, y, z)$) и на плоскости ($p=p(x, y)$). Эти уравнения соответствуют трехмерному и двумерному скалярным полям параметра p . В пределах рабочих групп зон РНС функция $p=p(x, y, z)$ непрерывна и дифференцируема. Поэтому изменение скалярного поля РНП можно описать его градиентом $\text{grad}(p)$, т. е. вектором, показывающим направление наискорейшего роста параметра p .

Если \mathbf{I} – единичный вектор, направленный вдоль нормали к поверхности (линии) положения в сторону роста p , то скалярное произведение имеет вид

$$\mathbf{I} |\text{grad}(p)| = dp/dl.$$

Модуль градиента $g = |\text{grad}(p)| = |dp/dl|$ позволяет установить взаимосвязь между ошибками измерения параметра δp и ошибками фиксации поверхности (линии) положения δl :

$$\delta l = \delta p / g. \quad (4.1)$$

Из этого выражения видно, что ошибки определения поверхности (линии) δl будут тем ниже, чем ниже ошибки измерения параметра δp и больше модуль градиента g .

Если функции $p(x, y, z)$ или $p(x, y)$ заданы аналитически, то модуль градиента для поверхности положения равен

$$g = \sqrt{\left(\frac{\partial p}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial z}\right)^2}, \quad (4.2)$$

а по линии положения

$$g = \sqrt{\left(\frac{\partial p}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial y}\right)^2}. \quad (4.3)$$

4.1.1.1. Ошибки определения линий положения в дальномерных РНС

В дальномерных РНС измеряется время задержки t_r . Это время связано с навигационным параметром r соотношением $r = ct_r$ для пассивного и соотношением $r = ct_r/2$ для активного и активного с ответом (запросного) дальномеров.

Для этого метода линии положения имеют форму окружности радиусом r (рис. 4.2) при расположении маяка в точке O , а объекта с запросчиком – в точке M .

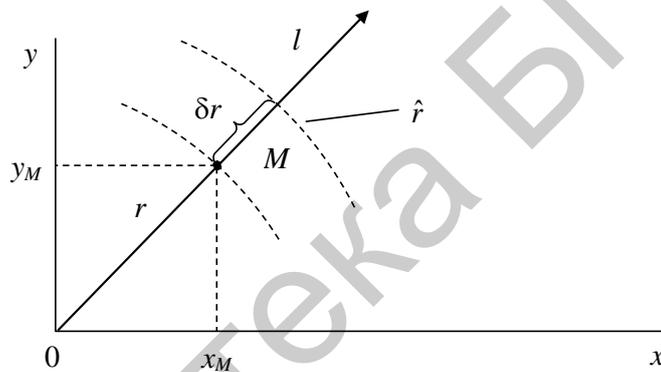


Рис. 4.2. Ошибки измерения линии положения в дальномерных РНС

Найдем среднеквадратичное значение погрешности определения линии положения σ_l при погрешности измерения параметра δr . В выбранной системе координат $r = \sqrt{x^2 + y^2}$, $p = r$. Согласно (4.3), $g_r = |\text{grad}(r)| = 1$ и $\delta l = \delta r$.

Действительно, $\text{grad}(r) = \sqrt{\frac{x^2}{x^2 + y^2} + \frac{y^2}{x^2 + y^2}}$. Отсюда следует:

1) для запросного и активного дальномеров:

$$\sigma_l = \sigma_r = \frac{c}{2} \sigma_{tr};$$

2) для пассивных дальномеров:

$$\sigma_l = \sigma_r = c \sigma_{tr}.$$

4.1.1.2. Ошибки измерения линий положения в угломерных РНС

В угломерных системах измеряемым РНП является угол Θ (рис. 4.3), а погрешность его измерения $\delta\Theta$. Линией положения будет прямая OM .

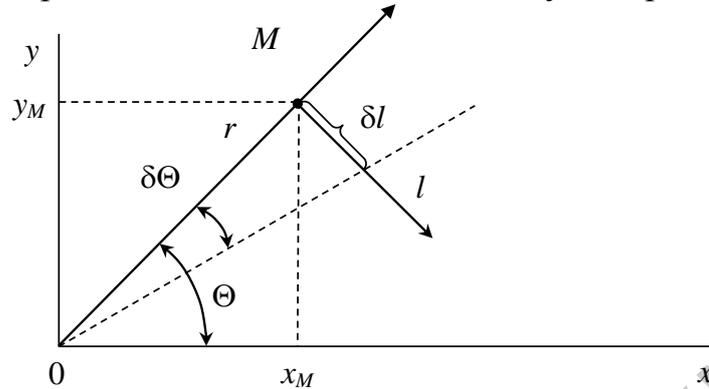


Рис. 4.3. Ошибки измерения линий положения в угломерных РНС

При $p = \Theta = \arctg\left(\frac{x}{y}\right)$ с учетом формулы (4.3) и рис. 4.3 получим

$$g_{\Theta} = |\text{grad}(\Theta)| = \sqrt{\left[\frac{1}{1 + \frac{x^2}{y^2}} \frac{1}{y}\right]^2 + \left[\frac{1}{1 + \frac{x^2}{y^2}} x \left(-\frac{1}{y^2}\right)\right]^2} = \sqrt{\frac{y^2}{(x^2 + y^2)^2} + \frac{x^2}{(x^2 + y^2)^2}} = \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2}} = \frac{1}{r}. \quad (4.4)$$

Тогда в соответствии с (4.1)

$$\delta l = \frac{\delta\Theta}{g_{\Theta}} = r\delta\Theta \text{ и } \sigma_l = r\sigma_{\Theta}. \quad (4.5)$$

4.1.1.3. Ошибки измерения линий положения разностно-дальномерных РНС

В данных системах измеряемым параметром является разность расстояний $p = r_p = r_A - r_B$ объекта от ведущего A и ведомого B маяков, расстояние между которыми называют базой d (рис. 4.4).

Здесь линия положения – гипербола, а ψ – угол, под которым из точки расположения объекта M видны маяки. В соответствии с рис. 4.4

$$r_p = \sqrt{(x + d/2)^2 + y^2} - \sqrt{(d/2 - x)^2 + y^2}.$$

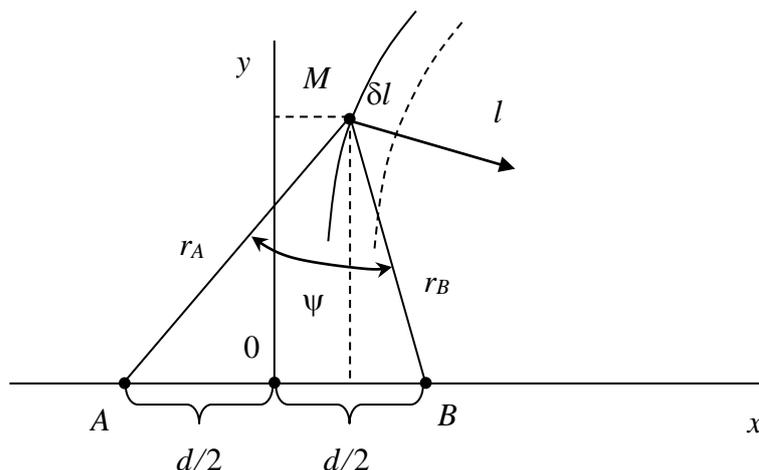


Рис. 4.4. Ошибки измерения линии положения

В соответствии с выражением (4.3)

$$\frac{dr}{dx} = \frac{1}{2} \frac{2\left(x + \frac{d}{2}\right)}{r_A} - \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{d}{2} - x\right) \cdot (-1)}{r_B} = \frac{x + \frac{d}{2}}{r_A} + \frac{\frac{d}{2} - x}{r_B},$$

$$\frac{dr}{dy} = \frac{1}{2} \frac{2y}{r_A} - \frac{1}{2} \frac{2y}{r_B} = \frac{y}{r_A} - \frac{y}{r_B},$$

$$g_{r_p} = |\text{grad} r_p| = \sqrt{\left[\frac{\left(x + \frac{d}{2}\right)}{r_A} + \frac{\left(\frac{d}{2} - x\right)}{r_B} \right]^2 + \left[\frac{y}{r_A} - \frac{y}{r_B} \right]^2} =$$

$$= \sqrt{\frac{\left(x + \frac{d}{2}\right)^2}{r_A^2} + 2 \frac{\left(x + \frac{d}{2}\right)\left(\frac{d}{2} - x\right)}{r_A r_B} + \frac{\left(\frac{d}{2} - x\right)^2}{r_B^2} + \frac{y^2}{r_A^2} - 2 \frac{y^2}{r_A r_B} + \frac{y^2}{r_B^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{r_A^2}{r_A^2} + \frac{r_B^2}{r_B^2} - 2 \frac{-d^2/4 + x^2 + y^2}{r_A r_B}} = \sqrt{2 \left(1 - \frac{x^2 + y^2 - d^2/4}{r_A r_B} \right)},$$

$$g_{r_p} = \sqrt{2 \left(1 - \frac{x^2 + y^2 - d^2/4}{r_A r_B} \right)} = \sqrt{2 \left(1 - \frac{r_A^2 + r_B^2 - d^2}{2r_A r_B} \right)}.$$

Но $r_A^2 + r_B^2 - d^2 = 2r_A r_B \cos \psi$. Поэтому $g_{r_p} = \sqrt{2(1 - \cos \psi)} = 2 \sin \frac{\psi}{2}$.

Следовательно, смещение линии положения, вызванное ошибкой δr_p измерения разности расстояния r_p , равно

$$\delta l = \frac{\delta r_p}{g_{r_p}} = \frac{\delta r_p}{2 \sin \frac{\psi}{2}}.$$

Откуда среднеквадратичное значение ошибки определения линии положения равно

$$\sigma_l = \frac{\sigma_{r_p}}{2 \sin \frac{\psi}{2}}.$$

Учитывая, что при разностно-дальномерном методе $r_p = ct_p$, а $\sigma_{r_p} = c\sigma_{t_p}$, получим

$$\sigma_l = \frac{c\sigma_{t_p}}{2 \sin \frac{\psi}{2}}. \quad (4.6)$$

Следовательно, для уменьшения σ необходимо не только уменьшать σ_l , но и располагать маяки так, чтобы обеспечивался наибольший угол ψ .

Таким образом, ошибки (погрешности) определения линий положения зависят и от геометрии РНС.

4.2. Ошибки местоопределения объектов навигации

Координаты объекта позиционными методами определяются как точка пересечения трех поверхностей положения. Погрешность определения каждой поверхности положения приводит к погрешности определения координат объекта.

При навигации вблизи земли иногда можно рассматривать задачу определения места на плоскости. В этом случае координаты объекта будут находиться как точка пересечения двух линий положения, а ошибки определения линий положения приведут к ошибкам измерения координат объекта.

Если объект M находится на значительном расстоянии от маяков, то погрешности δl_1 и δl_2 определения линий положения MN и MC будут малыми по сравнению с расстояниями от объекта до маяков, а линии положения CM' и PM' , полученные в результате измерения, могут считаться параллельными линиями MN и MC (рис. 4.5). Точка M' , соответствующая оценке положения объекта, оказывается на расстоянии δ от точки M , отражающей истинное положение объекта. Таким образом, расстояние δ есть ошибка измерения местоположения объекта. Так как δl_1 и δl_2 перпендикулярны линиям положения, то согласно рис. 4.5 ошибка измерения местоположения объекта определяется выражением

$$\delta = \frac{1}{\sin \alpha} \sqrt{\delta l_1^2 + \delta l_2^2 + 2\delta l_1 \delta l_2 \cos \alpha}, \quad (4.7)$$

где α – угол, под которым пересекаются линии положения.

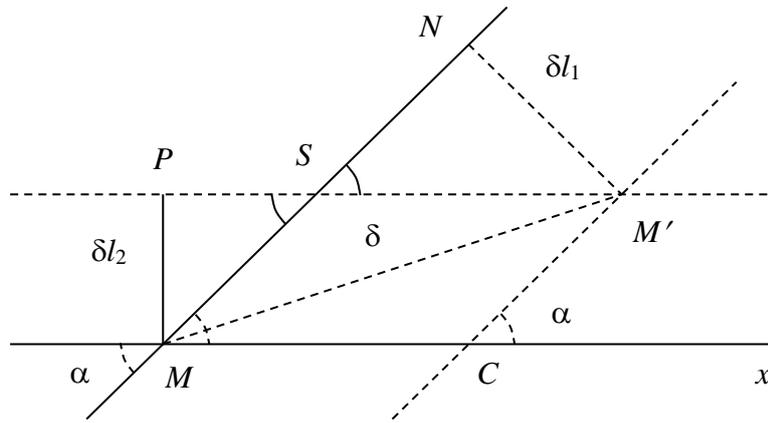


Рис. 4.5. Ошибки измерения линии положения в угломерно-дальномерных РНС

Поясним вывод выражения (4.7). Из треугольника $MM'C$ и теоремы косинусов следует, что

$$\begin{aligned} \delta &= \sqrt{(MC)^2 + (CM')^2 - 2(MC)(CM')\cos(\pi - \alpha)} = \\ &= \sqrt{(MC)^2 + (CM')^2 + 2(MC)(CM')\cos\alpha}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Рассматривая прямоугольные треугольники SNM' и MPS , запишем

$$MC = SM' = \delta l_1 / \sin \alpha, \quad (4.9)$$

$$CM' = MS = \delta l_2 / \sin \alpha. \quad (4.10)$$

Подставляя (4.9) и (4.10) в (4.8), получим (4.7).

Так как величины δl_1 и δl_2 являются случайными, то случайной будет и радиальная погрешность δl . Средний квадрат радиальной погрешности σ_δ можно определить, если возвести в квадрат и усреднить выражение (4.7):

$$\begin{aligned} \sigma_\delta &= \sqrt{\overline{\delta^2}} = \sqrt{\frac{1}{\sin^2 \alpha} [(\overline{\delta l_1})^2 + (\overline{\delta l_2})^2 + 2\overline{\delta l_1 \delta l_2} \cos \alpha]} = \\ &= \frac{1}{\sin \alpha} \sqrt{\sigma_{l_1}^2 + \sigma_{l_2}^2 + 2\sigma_{l_1} \sigma_{l_2} \rho \cos \alpha}, \end{aligned} \quad (4.11)$$

где σ_{l_1} , σ_{l_2} – среднеквадратичные значения ошибок определения положения первой и второй линий положения;

ρ – нормированный коэффициент взаимной корреляции ошибок определения линии положения.

Таким образом, ошибки определения местоположения объекта уменьшаются при уменьшении ошибок определения линий положения, коэффициента корреляции этих ошибок, а также приближении угла пересечения линий положения к 90° .

Выражение (4.11) может быть также записано в виде

$$\sigma_\delta = \frac{1}{\sin \alpha} \sqrt{(k_1 \sigma_{\alpha_1})^2 + (k_2 \sigma_{\alpha_2})^2 + 2\rho k_1 k_2 \sigma_{\alpha_1} \sigma_{\alpha_2} \cos \alpha}, \quad (4.12)$$

где k_1 , k_2 – коэффициенты ошибок линий положения, обусловленные геометрией измерительных устройств РНС;

$\sigma_{\alpha_1}, \sigma_{\alpha_2}$ – среднеквадратичные значения ошибок измеряемых параметров α_1, α_2 .

Выражения для определения ошибок в трехмерном пространстве получаются достаточно сложными и громоздкими, поэтому предложим несколько иную методику определения ошибок местоположения.

Пусть известна матрица ошибок измерения навигационных параметров:

$$\mathbf{R}_{\text{РНИ}} = \begin{vmatrix} \sigma_{\alpha}^2 & \sigma_{\alpha}\sigma_{\beta}r_{\alpha\beta} & \sigma_{\alpha}\sigma_{\gamma}r_{\alpha\gamma} \\ \sigma_{\alpha}\sigma_{\beta}r_{\alpha\beta} & \sigma_{\beta}^2 & \sigma_{\beta}\sigma_{\gamma}r_{\beta\gamma} \\ \sigma_{\alpha}\sigma_{\gamma}r_{\alpha\gamma} & \sigma_{\beta}\sigma_{\gamma}r_{\beta\gamma} & \sigma_{\gamma}^2 \end{vmatrix}, \quad (4.13)$$

где $\sigma_{\alpha}^2, \sigma_{\beta}^2, \sigma_{\gamma}^2$ – дисперсии ошибок РНИ α, β, γ ;

$r_{\alpha\beta}, r_{\alpha\gamma}, r_{\beta\gamma}$ – нормированные коэффициенты взаимной корреляции α, β, γ .

Пусть также известны решения навигационных уравнений

$$\begin{cases} x = \varphi_x(\alpha, \beta, \gamma), \\ y = \varphi_y(\alpha, \beta, \gamma), \\ z = \varphi_z(\alpha, \beta, \gamma), \end{cases} \quad (4.14)$$

причем существуют первые производные функций $\varphi_x(\alpha, \beta, \gamma), \varphi_y(\alpha, \beta, \gamma), \varphi_z(\alpha, \beta, \gamma)$, из которых можно составить матрицу преобразования

$$\Phi = \begin{vmatrix} \frac{d\varphi_x(\alpha, \beta, \gamma)}{d\alpha} & \frac{d\varphi_x(\alpha, \beta, \gamma)}{d\beta} & \frac{d\varphi_x(\alpha, \beta, \gamma)}{d\gamma} \\ \frac{d\varphi_y(\alpha, \beta, \gamma)}{d\alpha} & \frac{d\varphi_y(\alpha, \beta, \gamma)}{d\beta} & \frac{d\varphi_y(\alpha, \beta, \gamma)}{d\gamma} \\ \frac{d\varphi_z(\alpha, \beta, \gamma)}{d\alpha} & \frac{d\varphi_z(\alpha, \beta, \gamma)}{d\beta} & \frac{d\varphi_z(\alpha, \beta, \gamma)}{d\gamma} \end{vmatrix}. \quad (4.15)$$

Матрица (4.15) при малых ошибках измерения РНИ преобразует пространство измерения РНИ в пространство координат. В этом случае матрица ошибок измерения координат будет определяться выражением

$$\mathbf{R}_k = \Phi \mathbf{R}_{\text{РНИ}} \Phi^T, \quad (4.16)$$

где $\mathbf{R}_k = \begin{vmatrix} \sigma_x^2 & \sigma_x\sigma_y r_{xy} & \sigma_x\sigma_z r_{xz} \\ \sigma_x\sigma_y r_{xy} & \sigma_y^2 & \sigma_y\sigma_z r_{yz} \\ \sigma_x\sigma_z r_{xz} & \sigma_y\sigma_z r_{yz} & \sigma_z^2 \end{vmatrix}$; $\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2$ – ошибки местоопределения

объекта по координатам x, y, z ; r_{xy}, r_{xz}, r_{yz} – нормированные коэффициенты корреляции ошибок местоопределения объекта.

Аналогично может быть получена матрица ошибок в полярной системе координат. При этом ошибка измерения дальности может трактоваться как общая ошибка местоопределения.

Иногда решение навигационной задачи может осуществляться итерационными методами или аналитическое решение этой задачи имеет громоздкий вид. Тогда расчет матрицы преобразования (4.15) будет затруднен. Однако в этом случае эта матрица может быть получена и из системы уравнений, обратных (4.14):

$$\begin{cases} \alpha = \psi_\alpha(x, y, z), \\ \beta = \psi_\beta(x, y, z), \\ \gamma = \psi_\gamma(x, y, z). \end{cases}$$

Пусть известна матрица, составленная из частных производных функций $\psi_\alpha(x, y, z)$, $\psi_\beta(x, y, z)$, $\psi_\gamma(x, y, z)$:

$$\Psi = \begin{vmatrix} \frac{d\psi_\alpha(x, y, z)}{dx} & \frac{d\psi_\alpha(x, y, z)}{dy} & \frac{d\psi_\alpha(x, y, z)}{dz} \\ \frac{d\psi_\beta(x, y, z)}{dx} & \frac{d\psi_\beta(x, y, z)}{dy} & \frac{d\psi_\beta(x, y, z)}{dz} \\ \frac{d\psi_\gamma(x, y, z)}{dx} & \frac{d\psi_\gamma(x, y, z)}{dy} & \frac{d\psi_\gamma(x, y, z)}{dz} \end{vmatrix}.$$

В этом случае $\Phi = \Psi^{-1}$, а матрица ошибок измерения координат объекта будет определяться выражением

$$\mathbf{R}_k \approx \Psi^{-1} \mathbf{R}_{\text{РНИ}} (\Psi^{-1})^T. \quad (4.17)$$

5. РАБОЧИЕ ЗОНЫ РНС

5.1. Определение рабочей зоны РНС

Рабочая зона (область) РНС – часть пространства (поверхности), в пределах которой обеспечивается нахождение координат объекта с погрешностью, не превышающей максимально допустимую $\sigma_{\delta dop}$.

Как было показано ранее, средний квадрат ошибки определения местоположения объекта на плоскости определяется выражением

$$\sigma_{\delta} = \frac{1}{\sin \alpha} \sqrt{(k_1 \sigma_{l_1})^2 + (k_2 \sigma_{l_2})^2 + 2\rho k_1 k_2 \sigma_{l_1} \sigma_{l_2} \cos \alpha} \quad (5.1)$$

и зависит от угла пересечения линий положения α , коэффициентов ошибок k_1, k_2 и среднеквадратичных ошибок измерения параметров $\sigma_{l_1}, \sigma_{l_2}$.

Коэффициенты k_1, k_2 и угол α зависят, как правило, от взаимного расположения маяков и объекта (геометрического фактора) и вида РНС.

Средние квадраты ошибок $\sigma_{l_1}, \sigma_{l_2}$ зависят от вида измерителей параметров и отношения сигнал/помеха ρ , которое, в свою очередь, зависит от дальности от маяка до объекта, а значит, в некоторой степени и от геометрического фактора.

Полученные ранее соотношения позволяют нам рассчитать величины ошибок $\sigma_{\delta}(x, y)$ для всех возможных значений координат x, y в зоне предполагаемого действия РНС и определить рабочую зону РНС, в которой $\sigma_{\delta}(x, y) < \sigma_{\delta dop}$. Задача эта хотя и трудоемкая, однако с использованием ЭВМ может быть решена достаточно просто.

Однако на практике чаще всего представляет интерес рабочая зона РНС, обусловленная влиянием геометрического фактора посредством коэффициентов k_1, k_2 и угла α при фиксированных значениях $\sigma_{l_1}, \sigma_{l_2}$, т. е. без учета влияния дальности объекта на величины $\sigma_{l_1}, \sigma_{l_2}$. Это оправдано тем, что, во-первых, наиболее существенное влияние на ошибки местоопределения оказывает геометрический фактор через α, k_1, k_2 , во-вторых, для неоптимальных измерителей ошибки определяются не столько отношением ρ , сколько аппаратными ограничениями, а также условиями распространения радиоволн. В этом случае при построении рабочей зоны необходимо проверять лишь выполнение условия $\rho > \rho_{min}$ (ρ_{min} – минимальное значение отношения сигнал/помеха, при котором измерители параметров будут функционировать и обеспечивать измерение данных параметров с ошибками, не выше допустимых $\sigma_{l_1 max}, \sigma_{l_2 max}$).

5.2. Рабочие зоны дальномерных РНС

Построим рабочую зону дальномерной системы с запросчиком на борту объекта в точке M и двумя наземными ответчиками в точках A и B на расстоянии d между ними (рис. 5.1). Если ошибки измерения времени задержки до обоих ответчиков одинаковы ($\sigma_{tA} = \sigma_{tB} = \sigma_t$) и независимы ($\rho = 0$), то средний квадрат ошибки определения местоположения объекта будет равен

$$\sigma_\delta = \frac{\sqrt{2}c\sigma_t}{2\sin\alpha} = \frac{\sqrt{2}\sigma_r}{\sin\alpha}. \quad (5.2)$$

По данному выражению можно построить кривую равной точности $\sigma_\delta = \text{const}$. Для этого нужно выполнить условие

$$\sin\alpha = \frac{\sqrt{2}\sigma_r}{\sigma_\delta} = \text{const}. \quad (5.3)$$

Следовательно, кривой равной точности будет линия, все точки которой являются вершинами угла $\alpha = \text{const}$, т. е. окружность, проходящая через точки A и B . Отрезок d есть хорда этой окружности.

Так как центральный угол хорды равен 2α , то из треугольника AOC легко найти радиус окружности равной точности:

$$OA = \frac{d}{2\sin\alpha}.$$

Через точки A и B можно провести и вторую окружность равной точности, симметричную относительно d .

Наибольшая точность будет при $\alpha = 90^\circ$, что обеспечивается для окружности радиусом d (рис. 5.1, б).

Рабочая зона РНС будет ограничена окружностями радиусом R , который в соответствии с (5.2) и (5.3) равен (см. рис. 5.1, б)

$$R = \frac{d\sigma_{\delta \text{ доп}}}{2\sqrt{2}\sigma_\delta}. \quad (5.4)$$

При построении рабочей зоны могут быть исключены участки, в которых из-за недостаточного отношения ρ или по каким-либо другим причинам не обеспечивается измерение с требуемой точностью дальности до объекта.

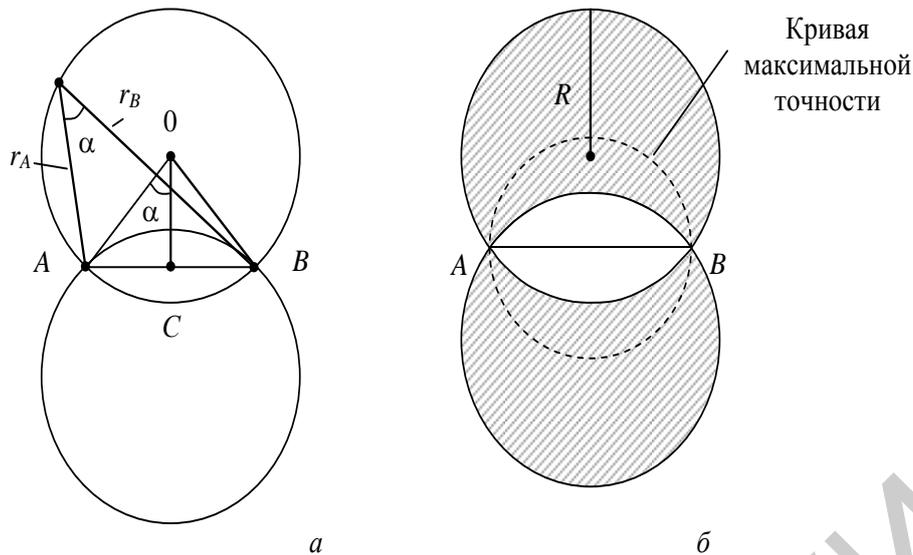


Рис. 5.1. Кривая равной точности (а) и рабочие зоны (б) дальномерной РНС

5.3. Рабочие зоны угломерных РНС

Построим рабочую зону угломерной РНС, когда радиопеленгатор находится на объекте в точке M (рис. 5.2, а), а наземные маяки расположены в пунктах A и B на расстоянии d между собой и r_A, r_B от объекта M . При этом линии положения пересекаются под углом α .

Предполагая, что измерения азимутов Θ_A и Θ_B производятся с одинаковой точностью σ_Θ , а меридианы в пунктах A, B и M можно считать параллельными, запишем выражение для среднеквадратичной ошибки измерения:

$$\sigma_\delta = \frac{1}{\sin \alpha} \sqrt{r_A^2 \sigma_\Theta^2 + r_B^2 \sigma_\Theta^2} = \frac{\sqrt{r_A^2 + r_B^2}}{\sin \alpha} \sigma_\Theta. \quad (5.5)$$

Решение уравнения (5.5) при $\sigma_\delta = \sigma_{\delta \text{ dop}}$ позволит определить линии равной точности, ограничивающие рабочую зону угломерной системы.

Уравнение (5.5) приводят к более простому виду:

$$\sigma_\delta = K d \sigma_\Theta, \quad (5.6)$$

где K – коэффициенты, приведенные в специальных пособиях по радионавигации

$$\left(K = \frac{0,017}{\sin \alpha} \sqrt{\left(\frac{r_A}{d}\right)^2 + \left(\frac{r_B}{d}\right)^2} \right).$$

В этом случае кривые равной точности строят в соответствии с формулой

$$K = \sigma_{\delta \text{ dop}} / (d \sigma_\Theta), \quad (5.7)$$

где σ_Θ – среднеквадратичная ошибка измерения Θ в градусах.

Кривые равной точности угломерной системы также располагаются симметрично относительно базы d , но они отличаются от окружностей и не все проходят через точки A и B . В частности, при $\alpha = 109^\circ 28'$ эти кривые сжимаются в точку (рис. 5.2, б). В этих точках погрешность местоопределения минимальна:

$$\sigma_{\delta} = \sigma_{\delta \min} = 0,016d\sigma_{\Theta}.$$

Так как для угломерных систем с увеличением расстояния от базы погрешность местоопределения растет быстро, то ограничения рабочей зоны из-за уменьшения r в таких системах, как правило, не происходит.

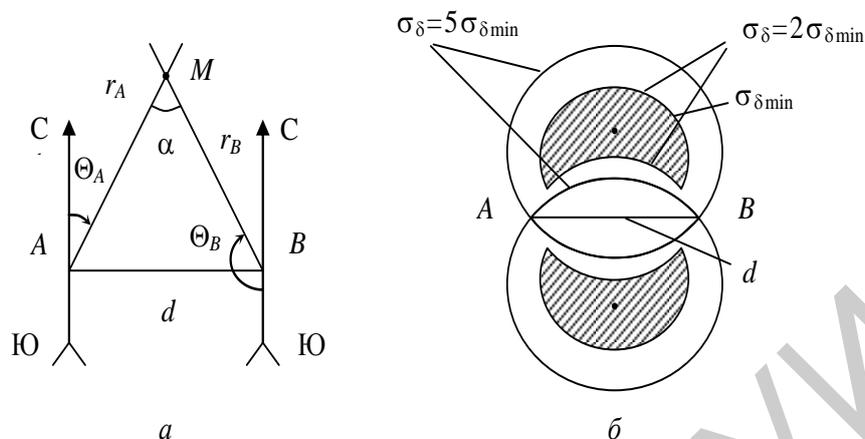


Рис. 5.2. Геометрия (а) и рабочие зоны (б) угломерной РНС

5.4. Рабочие зоны угломерно-дальномерных РНС

В простейшем случае система состоит из радиодальномера и пеленгатора, расположенных или на объекте, или в одной РНТ. В такой системе линии положения пересекаются под углом $\alpha = \pi/2$ (рис. 5.3).

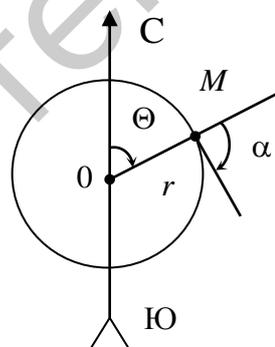


Рис. 5.3. Рабочая зона дальномерно-угломерной РНС

Для такой РНС выражение (5.1) запишется в виде

$$\sigma_{\delta} = \sqrt{(r\sigma_{\Theta})^2 + \sigma_r^2}. \quad (5.8)$$

Из этого уравнения при $\sigma_{\delta} = \sigma_{\delta \text{ dop}} = \text{const}$ можно найти линию равной точности, ограничивающую рабочую зону системы. Этой линией будет окружность с центром в месте расположения маяка и радиусом

$$R = r_{\text{dop}} = \frac{1}{\sigma_{\Theta}} \sqrt{\sigma_{\delta \text{ dop}}^2 - \sigma_r^2}. \quad (5.9)$$

После определения зоны действия РНС по (5.9) целесообразно проверить, насколько на данной дальности обеспечивается необходимое для угломера и дальногомера отношение сигнал/помеха.

5.5. Рабочие зоны разностно-дальномерных РНС

Для определения местоположения объекта M в разностно-дальномерной системе используют по крайней мере две пары маяков AB и AC (рис. 5.4) с пересекающимися под углом α линиями положения (гиперболами).

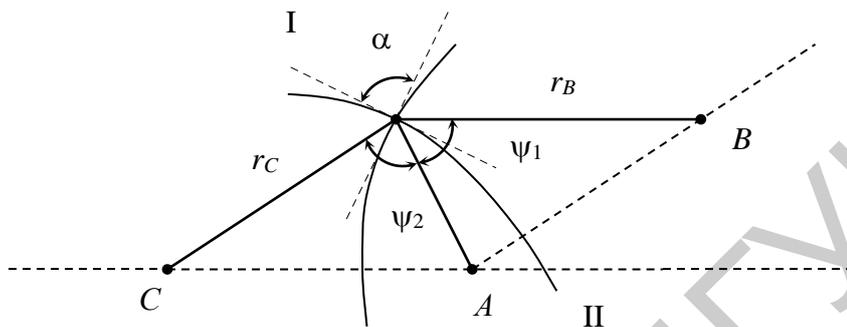


Рис. 5.4. К определению рабочей зоны разностно-дальномерной РНС

Если ошибки измерения времени задержки по первой и второй парам равны соответственно $\sigma_{\Delta t_1}$ и $\sigma_{\Delta t_2}$, а базовые углы – ψ_1 и ψ_2 , то выражения для ошибок будут иметь вид

$$\sigma_{l_1} = \frac{c\sigma_{\Delta t_1}}{2\sin(\psi_1/2)}, \quad \sigma_{l_2} = \frac{c\sigma_{\Delta t_2}}{2\sin(\psi_2/2)}. \quad (5.10)$$

Обычно $\sigma_{\Delta t_1} = \sigma_{\Delta t_2} = \sigma_{\Delta t}$, в этом случае $\sigma_{l_1} = \sigma_{l_2} = \sigma_l$.

Определим дисперсии ошибок измерения разности значений времени прихода радионавигационных сигналов Δt_1 и Δt_2 при известных ошибках измерения времени прихода навигационного сигнала:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta t_1}^2 &= \overline{\Delta t_1^2} = \overline{(\delta t_c - \delta t_a)^2} = \overline{\delta t_c^2} - 2\overline{\delta t_c \delta t_a} + \overline{\delta t_a^2} = \\ &= \overline{\delta t_c^2} + \overline{\delta t_a^2} = \left| \overline{\delta t_c^2} = \overline{\delta t_a^2} = \overline{\delta t^2} \right| = 2\overline{\delta t^2} = 2\sigma_t^2, \end{aligned} \quad (5.11)$$

где δt_c – ошибка измерения времени прихода сигнала в РНТ «С»;

δt_a – ошибка измерения времени прихода сигнала в РНТ «А»;

σ_t^2 – среднеквадратичная ошибка измерения времени прихода сигнала.

При получении выражения (5.11) учитывалось равенство дисперсий ошибок $\overline{\delta t_c^2} = \overline{\delta t_a^2} = \overline{\delta t^2}$.

Определим коэффициент корреляции ошибок Δt_1 и Δt_2 :

$$\begin{aligned} R &= \overline{\Delta t_1 \Delta t_2} = \overline{(\delta t_c - \delta t_a)(\delta t_b - \delta t_a)} = \\ &= \overline{\delta t_c \delta t_b} - \overline{\delta t_a \delta t_c} - \overline{\delta t_a \delta t_b} + \overline{\delta t_a^2} = \overline{\delta t_a^2} = \sigma_t^2. \end{aligned} \quad (5.12)$$

С другой стороны,

$$R = \sigma_{\Delta t_1} \sigma_{\Delta t_2} r, \quad (5.13)$$

тогда нормированный коэффициент корреляции будет равен

$$r = \frac{R}{\sigma_{\Delta t_1} \sigma_{\Delta t_2}} = \frac{R}{2\sigma_t^2} = \frac{\sigma_t^2}{2\sigma_t^2} = \frac{1}{2}. \quad (5.14)$$

С учетом выражений (5.10), (5.11) и (5.14) выражение (5.12) примет вид

$$\begin{aligned} \sigma_\delta &= \frac{c}{\sin \alpha} \sqrt{\frac{\sigma_{\Delta t_1}^2}{4 \sin^2(\psi_1/2)} + \frac{\sigma_{\Delta t_2}^2}{4 \sin^2(\psi_2/2)} + \frac{\sigma_{\Delta t_1} \sigma_{\Delta t_2} r \cos(\alpha)}{2 \sin(\psi_1/2) \sin(\psi_2/2)}} = \\ &= \frac{c}{\sin \alpha} \sqrt{\frac{2\sigma_t^2}{4 \sin^2(\psi_1/2)} + \frac{2\sigma_t^2}{4 \sin^2(\psi_2/2)} + \frac{2\sigma_t^2 r \cos(\alpha)}{2 \sin(\psi_1/2) \sin(\psi_2/2)}} = \\ &= \frac{c\sigma_t}{\sin \alpha} \sqrt{\frac{1}{2 \sin^2(\psi_1/2)} + \frac{1}{2 \sin^2(\psi_2/2)} + \frac{\cos(\alpha)}{2 \sin(\psi_1/2) \sin(\psi_2/2)}}. \end{aligned} \quad (5.15)$$

Это выражение можно упростить для основных областей (на рис. 5.4 они обозначены I и II) рабочей зоны РНС, где угол представляют через ψ_1 и ψ_2 , которые делятся касательными к гиперболам в точке M пополам. Поэтому $\alpha = (\psi_1 + \psi_2)/2$ и, следовательно,

$$\sigma_\delta = \frac{c\sigma_t}{\sin[(\psi_1 + \psi_2)/2]} \sqrt{\frac{1}{2 \sin^2(\psi_1/2)} + \frac{1}{2 \sin^2(\psi_2/2)} + \frac{\cos[(\psi_1 + \psi_2)/2]}{2 \sin(\psi_1/2) \sin(\psi_2/2)}} \quad (5.16)$$

или

$$\sigma_\delta = K_p c\sigma_t, \quad (5.17)$$

где K_p – табулированный коэффициент, используя который строят линии равной

точности $\left(K_p = \frac{1}{\sin \frac{\psi_1 + \psi_2}{2}} \sqrt{\frac{1}{2 \sin^2(\psi_1/2)} + \frac{1}{2 \sin^2(\psi_2/2)} + \frac{\cos[(\psi_1 + \psi_2)/2]}{2 \sin(\psi_1/2) \sin(\psi_2/2)}} \right).$

При таком упрощении уравнение линий равной точности записывается в виде

$$K_p = \sigma_{\delta \text{ доп}} / (c\sigma_t). \quad (5.18)$$

Рабочая зона разностно-дальномерной системы имеет сложную конфигурацию, определяемую размещением маяков.

6. СИСТЕМЫ ПОСАДКИ. СИСТЕМЫ МЕЖСАМОЛЕТНОЙ НАВИГАЦИИ И ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ СТОЛКНОВЕНИЙ

6.1. Назначение, состав и основные типы систем посадки

Системы посадки (СПос) предназначены для получения на борту летательного аппарата (ЛА) информации о значении и знаке отклонения от установленной траектории снижения, а также для определения моментов пролета характерных точек при заходе на посадку и выполнении посадки.

Все системы посадки самолетов состоят из наземного и бортового оборудования.

Наземное оборудование предназначено для излучения сигналов, несущих информацию об отклонении точки приема от заданной траектории снижения в горизонтальной (курсовые РМ (КРМ)) и вертикальной (глиссадные РМ (ГРМ)) плоскостях, а также об удаленности точки приема от расчетной точки приземления (дальномерные РМ (ДРМ)) либо о прохождении некоторых фиксированных точек траектории (маркерные РМ (МРМ)).

Радиомаячные системы посадки обеспечивают задание линии планирования самолета с помощью наземных радиомаяков при выполнении посадки. Информация об отклонениях от линии планирования поступает на приборы летчиков. Наземные радиомаяки формируют в пространстве две плоскости (рис. 6.1) курса и планирования (глиссады), пересечение которых определяет линию планирования (глиссаду).



Рис. 6.1. Принцип задания глиссады

Бортовое оборудование СПос обеспечивает прием и преобразование сигналов наземных РМ и выдачу соответствующей информации на индикаторы пилотов и в системы автоматического управления (САУ).

В настоящее время в эксплуатации находятся системы посадки метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн.

Посадка самолета является наиболее сложным и ответственным этапом полета с точки зрения обеспечения безопасности. Это обуславливает внимание, уделяемое Международной организацией гражданской авиации (ICAO) стандартизации аппаратуры СПос и предъявляемых к ней требований.

Радиомаячные системы посадки (РМСП) метрового диапазона волн соответствуют классификации ICAO. Различают системы I, II и III (A, B, C) категорий следующих эксплуатационных характеристик:

1) система I категории обеспечивает управление самолетом при заходе на посадку до высоты 60 м при визуальной видимости на взлетно-посадочной полосе (ВПП) не менее 800 м (наземное оборудование СП-50М, СП-90М);

2) система II категории обеспечивает управление самолетом при заходе на посадку до высоты 30 м при визуальной видимости на ВПП не менее 400 м (наземное оборудование СП-68, СП-75, СП-90Н);

3) системы III категории предназначены для посадки с приземлением при значительном ограничении или отсутствии видимости земли, т. е. высота равна нулю (наземное оборудование СП-70, СП-80, СП-90).

Регламентированы три группы РМСП III категории, обеспечивающие посадку при следующей визуальной видимости на ВПП:

- система категории III A – 200 м;
- система категории III B – 50 м;
- система категории III C – при полном отсутствии видимости.

Таким образом, РМСП I, II, III категорий обеспечивают данные для управления самолетом от границ зоны действия до точки, расположенной на глиссаде на высоте соответственно 60, 30, 0 м над горизонтальной плоскостью, включающей ВПП.

6.2. Системы посадки метрового диапазона

Системы посадки метрового диапазона наиболее широко используются в гражданской авиации.

В качестве международной системы посадки стандартизована система *ILS* (*Instrument Landing System*). Международным стандартам соответствуют отечественные системы СП-70, -75, -80.

Наземное оборудование системы *ILS* содержит пять РМ: курсовой (КРМ), глиссадный (ГРМ) и три маркерных – дальний (ДМРМ), средний (СМРМ), ближний (БМРМ).

На рис. 6.2 показан пример расположения радиомаяков СПос метрового диапазона относительно ВПП.

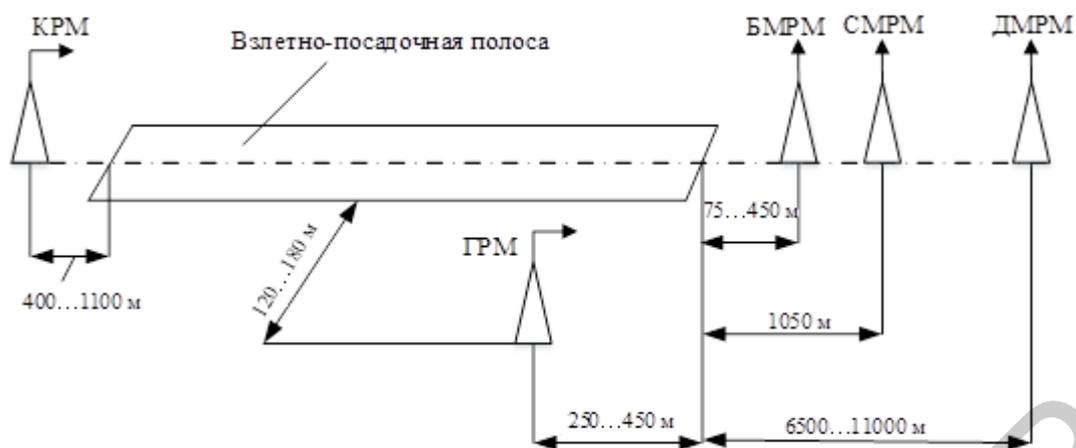


Рис. 6.2. Размещение радиомаяков системы посадки метрового диапазона

Заданная траектория захода на посадку определяется положениями линий курса и глиссады, формируемых антенными системами курсового и глиссадного радиомаяков.

Информативный параметр сигнала в каналах курса и глиссады – разность глубин модуляции радиосигналов.

Диапазоны частот СПос:

- 1) курсовой РМ $f_0 \approx 110$ МГц;
- 2) глиссадный РМ $f_0 \approx 330$ МГц;
- 3) маркерные РМ $f_0 \approx 75$ МГц.

Возможны два варианта построения КРМ и ГРМ СПос в зависимости от модификации антенной системы: либо две ДН, пересекающиеся на линии глиссады (система с равносигнальными маяками), либо две ДН, одна из которых имеет максимум в направлении линии глиссады, а другая – минимум (нуль) в этом направлении (система с суммарно-разностными маяками).

6.2.1. Системы посадки метрового диапазона с равносигнальными маяками

В пространстве эти маяки создают высокочастотное электромагнитное поле, одновременно промодулированное по амплитуде двумя различными частотами. На задаваемом маяком направлении (курс посадки) коэффициенты модуляции для этих частот одинаковы (рис. 6.3 и 6.4). При отклонении от этого направления коэффициенты модуляции оказываются неравными, причем чем больше отклонение, тем больше разница коэффициентов модуляции, а при отклонении в различные стороны соотношение коэффициентов модуляции изменяется на обратное. На самолете о его положении относительно задаваемого направления можно судить по соотношению коэффициентов модуляции, т. е. путем сравнения амплитуд огибающих двух частот модуляции.

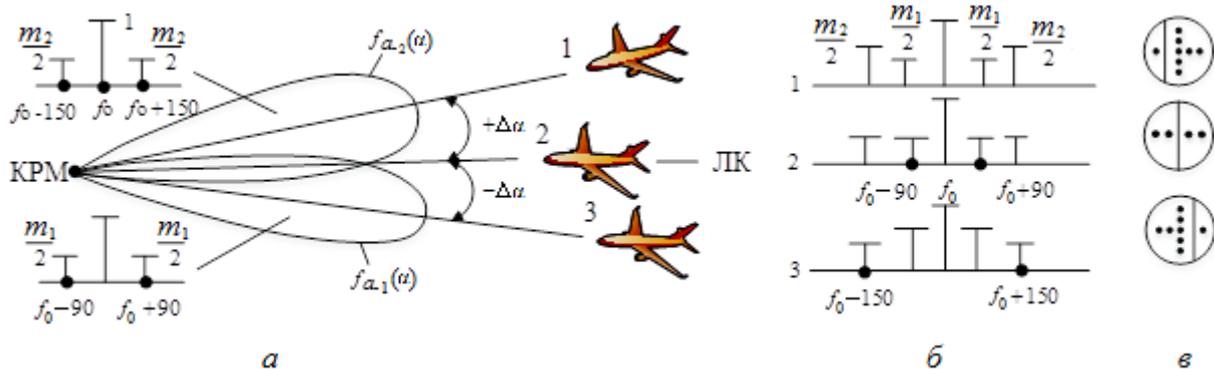


Рис. 6.3. Диаграммы направленности антенн и спектральный состав сигналов равносигнального КРМ (а), спектры принимаемых сигналов (б) и положение стрелки указателя курса бортового индикатора (в) при нахождении ЛА в точках 1, 2 и 3

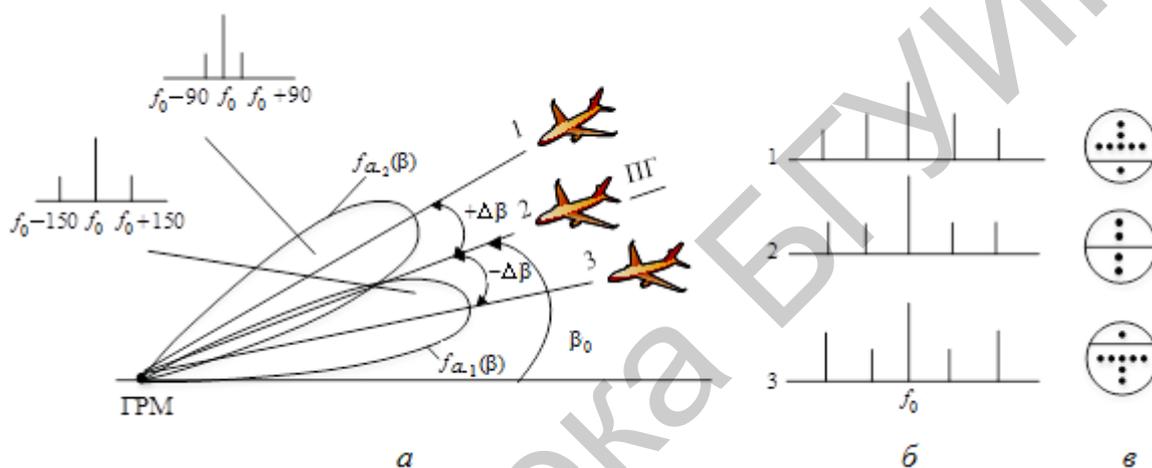


Рис. 6.4. Диаграммы направленности антенн и спектральный состав сигналов равносигнального ГРМ (а), спектры принимаемых сигналов (б) и положение стрелки указателя глиссады бортового индикатора (в) при положении ЛА в точках 1, 2 и 3

Принимаемые сигналы с КРМ и ГРМ описываются следующими выражениями:

1) $e_1(t, \beta) = E_m f_{a_1}(\beta) [1 + m_1 \sin \Omega_1 t] \sin \omega_0 t$ – сигнал по первой лепестку ДНА;

2) $e_2(t, \beta) = E_m f_{a_2}(\beta) [1 + m_2 \sin \Omega_2 t] \sin \omega_0 t$ – сигнал по второй лепестку ДНА;

3) $e_c(t, \beta) = e_1(t, \beta) + e_2(t, \beta) = E_m [f_{a_1}(\beta) + f_{a_2}(\beta)] [1 + m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t] \times \sin \omega_0 t$ – суммарный сигнал, где $m_1(\beta) = m \frac{f_1(\beta)}{f_3(\beta)}$; $m_2(\beta) = m \frac{f_2(\beta)}{f_3(\beta)}$.

Из выражений следует, что в том направлении, где $f_1(\beta) = f_2(\beta)$, коэффициенты модуляции для частот Ω_1 и Ω_2 равны: $m_1 = m_2$. Таким образом, радиомаяк создает равносигнальное излучение боковых частот модуляции в направлении пересечения диаграмм направленности $f_1(\beta)$ и $f_2(\beta)$ антенн маяка. Это равносигнальное направление служит для задания посадочной траектории.

При отклонении от равносигнального направления в одну сторону m_1 увеличивается, а m_2 уменьшается, т. е. $m_1 > m_2$. При отклонении же в другую сторону соотношение между коэффициентами модуляции будет обратным: m_1 уменьшается, а m_2 увеличивается ($m_1 < m_2$). Разница между коэффициентами модуляции (разность глубин модуляции), т. е. информационный параметр $\text{РГМ} = m_1 - m_2$, зависит от углового отклонения от равносигнального направления, в определенных пределах она увеличивается с ростом отклонения $\Delta\theta \sim \Delta M = m_1(\beta) - m_2(\beta)$.

КРМ и ГРМ посадочных систем III и II категорий должны обеспечивать высокую стабильность задаваемых направлений в пространстве и других выходных характеристик. Такие требования не могут обеспечить равносигнальные маяки, используемые в системах *ILS* I категории. Поэтому в системах посадки высокой точности (III категории, а иногда и II категории) в качестве КРМ и ГРМ применяются так называемые радиомаяки с опорным нулем.

6.2.2. Системы посадки метрового диапазона с суммарно-разностными маяками (с опорным нулем)

Принцип работы радиомаяка с суммарно-разностными маяками состоит в следующем (рис. 6.5 и 6.6). В радиомаяке используются две антенные системы A_1 и A_2 . Антенная система A_1 обладает двухлепестковой диаграммой направленности $f_p(\beta)$, направление минимума которой совпадает с задаваемым направлением, а при переходе через направление минимума знак ДНА изменяется на обратный. Антенная система A_2 имеет однолепестковую диаграмму направленности $f_c(\beta)$, направление максимума которой совпадает с задаваемым направлением.

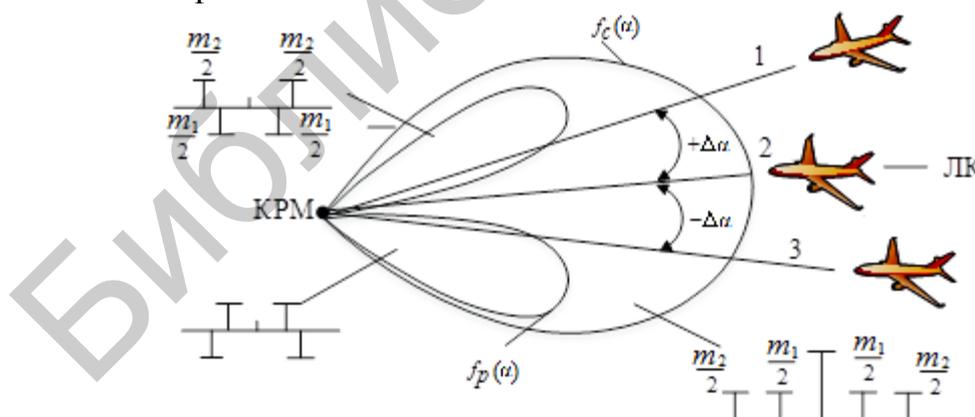


Рис. 6.5. Диаграммы направленности антенн и спектральный состав сигналов суммарно-разностного КРМ

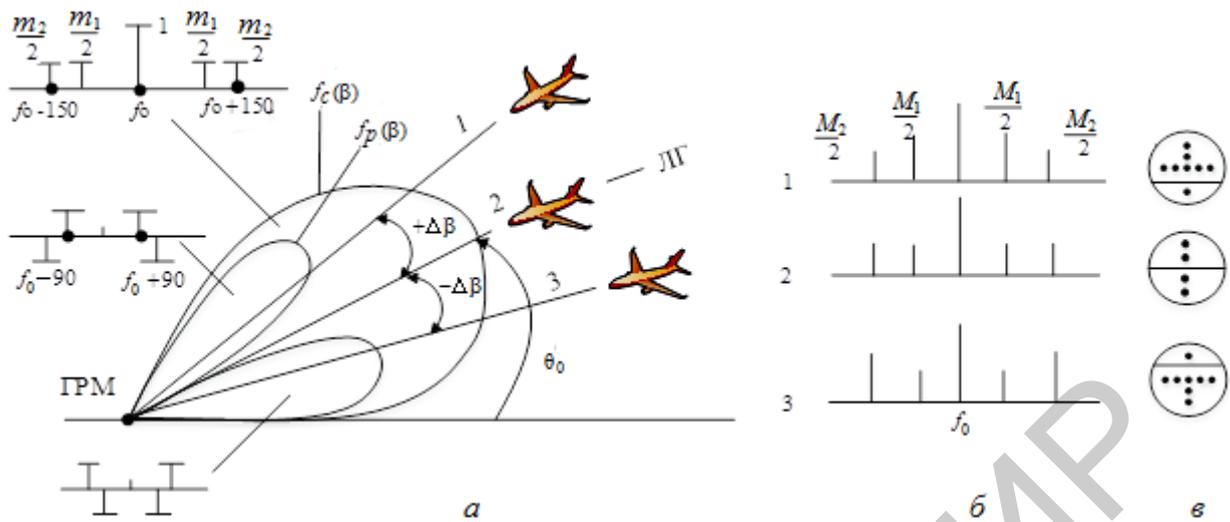


Рис. 6.6. Диаграммы направленности антенн и спектральный состав сигналов равносигнального ГРМ (а), спектры принимаемых сигналов (б) и положение стрелки указателя глиссады бортового индикатора (в) при положении самолета в точках 1, 2 и 3

Напряженность электрического поля, излучаемого антенной A_2 , для суммарного сигнала описывается выражением

$$e_c(t, \beta) = E_m f_c(\beta) [1 + m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t] \sin \omega_0 t.$$

Антенна A_1 запитывается суммой балансно-модулированных колебаний и колебаний несущей частоты $\sin \omega_0 t$, которая образуется в суммирующем устройстве: $e_p(t, \beta) = E_p f_p(\beta) [m_1 \sin \Omega_1 t - m_2 \sin \Omega_2 t] \sin \omega_0 t$ – разностный сигнал. Разность глубин модуляции описывается выражением $\Delta\theta_0 \sim \Delta M = m E_p f_p(\beta) / E_c f_c(\beta)$, $m = m_1 = m_2$.

Для обработки сигналов на борту самолета в обоих вариантах построения СП используется одна и та же аппаратура (рис. 6.7).

Антенна A_2 запитывается разностью двух балансно-модулированных колебаний $\sin \Omega_1 t \sin \omega t$ и $\sin \Omega_2 t \sin \omega t$ с разными частотами модуляции, которые формируются двумя балансными модуляторами БМ₁, БМ₂ и генератором высокой частоты (ГВЧ). В системе *ILS* применяются частоты модуляции $\Omega_1 = 90$ Гц, $\Omega_2 = 150$ Гц. Разность колебаний образуется в результате их суммирования в противофазе, а фазовый сдвиг в 180° обеспечивается фазовращателем (ФВ).

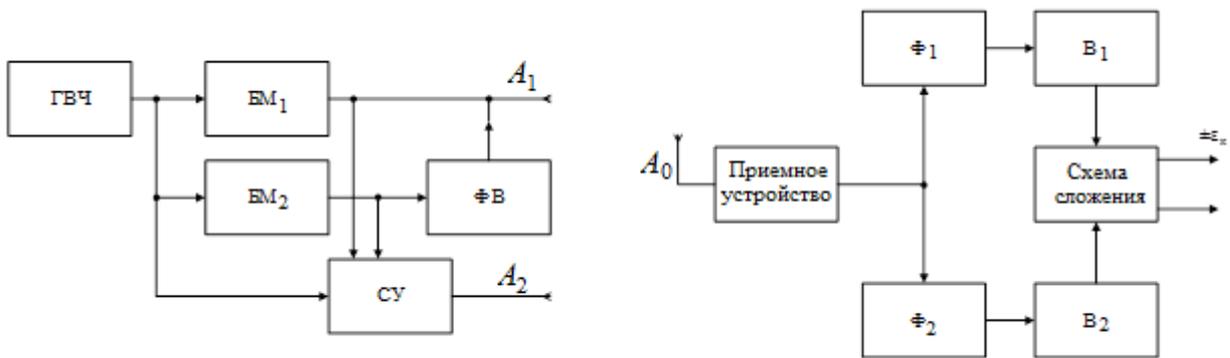


Рис. 6.7. Аппаратура систем посадки для обработки сигналов на борту самолета

Рассмотренные варианты обладают существенным недостатком – сильное влияние на положение линии глissады сигналов оказывают отраженные от местных предметов и подстилающей поверхности сигналы.

На рис. 6.8 представлен вариант искривления линии глissады из-за влияния сигнала, отраженного от земли.

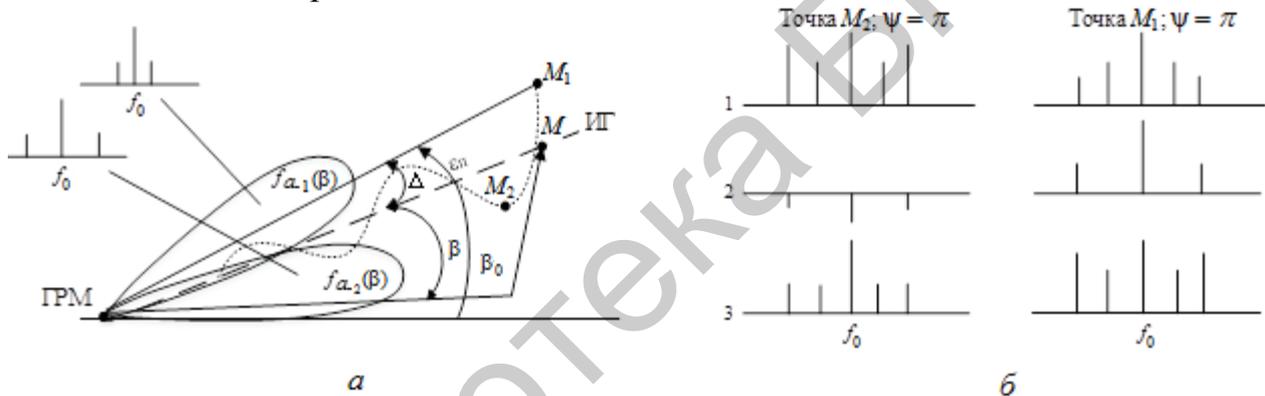


Рис. 6.8. Вариант искривления линии глissады из-за влияния сигнала, отраженного от земли

КРМ и ГРМ посадочных систем III и II категорий должны обеспечивать высокую стабильность задаваемых направлений в пространстве и других выходных характеристик. Поэтому для повышения точности работы КРМ и ГРМ возникает необходимость не только в увеличении стабильности положения в пространстве курсовой линии и глissады, но и в уменьшении искривлений этих линий. Требование минимальных искривлений курсовой линии и глissады находится в противоречии с необходимостью обеспечения достаточно широкой зоны действия в горизонтальной плоскости для КРМ и работы под малыми углами места для ГРМ. При расширении зоны действия все большее число предметов и неровностей рельефа участвует в образовании отраженных сигналов, вследствие чего амплитуда искривлений возрастает. Указанное противоречие устраняется в радиомаяках, использующих двухканальный принцип работы.

6.2.3. Системы посадки метрового диапазона с двухканальными маяками

В системах посадки II и III категорий используются двухканальные КРМ и ГРМ с опорным нулем, в которых формируются основной (узкий) и дополнительный (широкий) каналы.

Рассмотрим принцип работы двухканального радиомаяка на примере КРМ. Двухканальный КРМ содержит два канала: узкий и широкий, в каждом из которых используется своя антенная система. Антенная система узкого канала формирует достаточно узкие ДНА шириной $6 \dots 12^\circ$ в горизонтальной плоскости (рис. 6.9). Антенная система широкого канала создает широкие ДНА, обеспечивающие заданную ширину зоны действия ($\pm 35^\circ$).

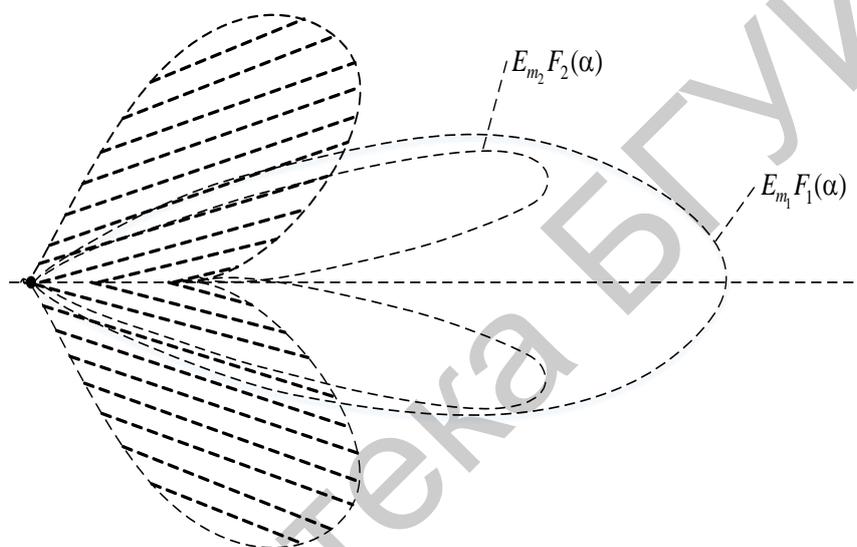


Рис. 6.9. Диаграмма излучения двухканального КРМ

Узкий канал образует практически прямолинейную курсовую линию, поскольку зона действия этого канала свободна от переотражающих предметов и неровностей земной поверхности. Этот канал используется для управления самолетами при небольших отклонениях от плоскости посадочного курса. При больших отклонениях применяется широкий канал, который подвержен влиянию переотраженных сигналов, однако для зоны действия этого канала не предъявляются жесткие требования к точностным характеристикам в связи с большими отклонениями от плоскости посадочного курса. Для того чтобы уменьшить влияние сигналов широкого канала на работу узкого канала маяка, в зоне действия узкого канала предусматривается провал в ДНА широкого канала.

Оба канала радиомаяка имеют одинаковый принцип работы, рассмотренный выше. На самолете сигналы узкого и широкого каналов должны использоваться отдельно, и с этой целью в широком канале либо применяется несущая частота, отличающаяся от несущей частоты узкого канала на $9 \dots 11$ кГц,

либо используется одинаковая с узким каналом несущая частота, но сигналы каналов имеют сдвиг по фазе на 90° .

В глассадном радиомаяке для уменьшения искривлений глассады компенсируется излучение под малыми углами места, а для получения информации о положении самолета в этой области используется дополнительный канал. С этой целью в двухканальном ГРМ, кроме двух антенн (нижней и верхней), применяется дополнительная третья антенна A_3 , расположенная на высоте, в 3 раза превышающей высоту подвеса нижней антенны (рис. 6.10). В основном канале ГРМ используются антенны A_1 и A_2 , а в дополнительном – антенны A_1 и A_3 . Фазы и амплитуды токов питания антенн подбираются такими, чтобы уменьшить уровень поля под малыми углами к горизонту, что приводит к уменьшению сигналов, отраженных неровностями рельефа, и, следовательно, к уменьшению амплитуды искривлений глассады.

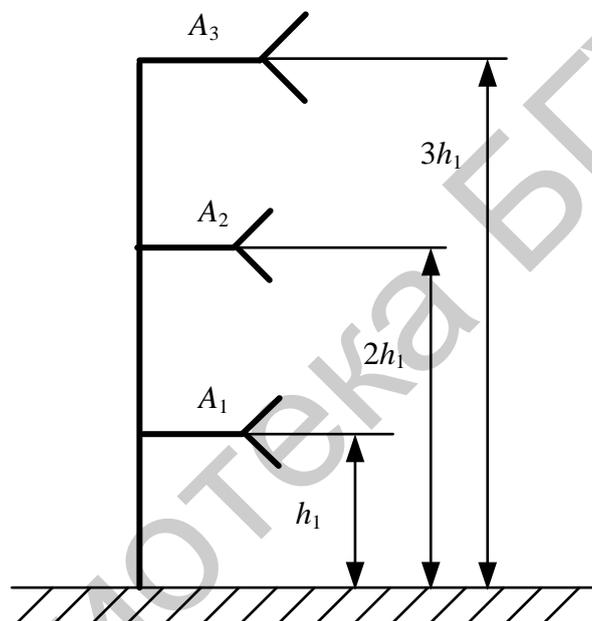


Рис. 6.10. Антенная система двухканального ГРМ

Для взаимодействия с бортовым оборудованием радиомаяки системы посадки *ILS* могут настраиваться на 40 фиксированных частот, КРМ в диапазоне 108...112 МГц, ГРМ – 329...335 МГц.

6.3. Радиосистемы посадки дециметрового диапазона

Наряду с задачами навигации задачу инструментальной посадки самолетов решает отечественная радиосистема ближней навигации (РСБН), которая изначально строилась как многофункциональная система. Одним из необходимых условий при разработке системы было использование единых бортовых приемных устройств для целей навигации и посадки, а следовательно, и единый частотный диапазон.

Наземное оборудование дециметровых систем посадки состоит из курсового и глиссадного радиомаяков и ретранслятора дальномера – посадочная радиомаячная группа (ПРМГ).

Курсовые и глиссадные радиомаяки используемых в настоящее время систем ПРМГ являются равносигнальными. Антенная система формирует ДН в виде двух пересекающихся главных лепестков, равносигнальная зона которых совпадает с линией курса у КРМ и линией глиссады у ГРМ.

Принципы построения их аналогичны СПос метрового диапазона.

Системы посадки дециметрового диапазона имеют ряд преимуществ по сравнению с СПос метрового диапазона:

- меньшие габаритные размеры антенных систем и бортовой аппаратуры;
- большая мобильность и меньшее время для развертывания.

Вместе с тем основные недостатки, свойственные системам посадки метрового диапазона, присущи и дециметровым системам.

6.4. Радиосистемы посадки сантиметрового диапазона

Радиосистемы посадки (РСП) сантиметрового диапазона (СД) разрабатывались с целью замены существующих СПос метрового и дециметрового диапазонов. Они отличаются большими размерами секторов пропорционального наведения (СПН) (объем воздушного пространства, в котором измеренная угловая координата прямо пропорциональна угловому отклонению бортовой антенны от линии нулевого значения угла), возможностью формирования оптимальных траекторий захода на посадку. Эти системы могут одновременно обслуживать несколько ЛА, следующих по различным траекториям, на этапах захода на посадку, выравнивания, посадки, руления, а также при взлете и заходе на второй круг.

Принципиальным отличием СПос сантиметрового диапазона является обеспечение посадки по траектории, оптимальной для данного типа ЛА. Линия курса и глиссады определяется на борту ЛА на основе сравнения измеренных значений углов в горизонтальной и вертикальной плоскостях с заданными.

Международной организацией гражданской авиации (ICAO) стандартизована система посадки *MLS* (*Microwave Landing System* – микроволновая система посадки).

Полный комплект наземного оборудования *MLS* (рис. 6.11) состоит из дальномерной и угломерной подсистем.

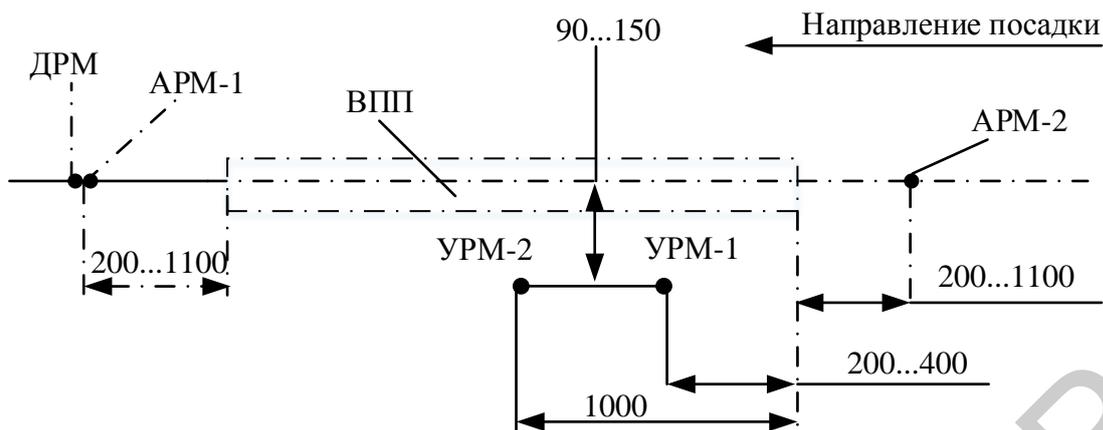


Рис. 6.11. Размещение радиомаяков РСД СД при обслуживании одного направления посадки (расстояния указаны в метрах)

Здесь АРМ – азимутальный радиомаяк; УРМ – угломестный радиомаяк; ДРМ – ретранслятор дальномера.

В состав дальномерной подсистемы входит дальномерный радиомаяк ДРМ (ретранслятор дальномера). В системе *MLS* используются радиомаяк и бортовая аппаратура *DME/P*.

Угломерная подсистема использует диапазон частот 5031...5090,7 МГц и состоит из четырех каналов – по два канала для измерения углов в горизонтальной и вертикальной плоскостях:

- азимутальный радиомаяк РМА-1, обеспечивающий определение углового положения самолета относительно линии курса. Построение системы предусматривает два режима: с низкой (функция Аз-1) и высокой (функция АзС-1) точностью;

- азимутальный радиомаяк РМА-2, предназначенный для определения углового положения самолета относительно курса посадки при уходе на второй круг (функция Аз-2);

- угломестный радиомаяк РМУМ-1, обеспечивающий определение угла в вертикальной плоскости при снижении самолета (функция УМ-1);

- угломестный радиомаяк РМУМ-2, обеспечивающий определение угла в вертикальной плоскости при выравнивании самолета (функция УМ-2).

Кроме угловых параметров в угломерной подсистеме передаются основные и вспомогательные посадочные данные, а также сигналы клиренса, указывающие направление выхода в сектор пропорционального наведения при большом отклонении самолета от линии курса.

Угломерные маяки работают поочередно в соответствии с регламентированной последовательностью передачи угломерных функций. Синхронизация функций позволяет исключить интерференцию сигналов различных функций, передаваемых на единой несущей частоте.

Точность измерения текущих угловых координат ЛА 3σ равна $0,15...0,2^\circ$.

Длина волны λ равна $5,2...6$ см.

Ширина ДН азимутального и угломестного маяков – 1° .

Скорость сканирования составляет $10...20^\circ/\text{мс}$.

На рис. 6.12 представлен вариант формирования сектора пропорционального наведения в азимутальной и угломестной плоскостях и принцип определения углового положения ЛА.

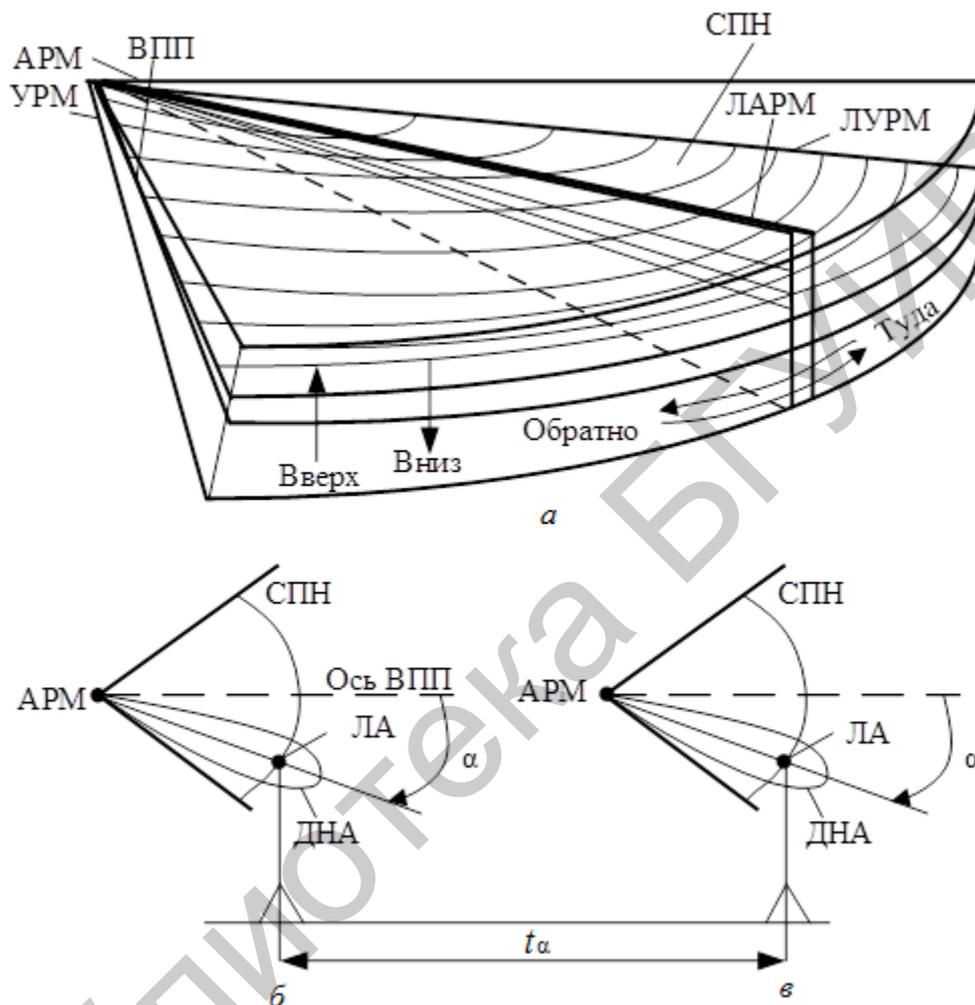


Рис. 6.12. Формирование сектора пропорционального наведения лучом азимутального радиомаяка (ЛАРМ) и лучом угломестного радиомаяка (ЛУРМ) (а); сигналы, принимаемые бортовым приемником при прямом (б) и обратном (в) ходе луча АРМ

Во время сканирования антенны «туда» и «обратно» РМ излучает немодулированные колебания несущей частоты. Временной интервал t_α между сигналами a и b линейно зависит от измеряемого угла α .

На рис. 6.13 приведен пример работы угломерного радиомаяка при заходе ЛА на посадку.

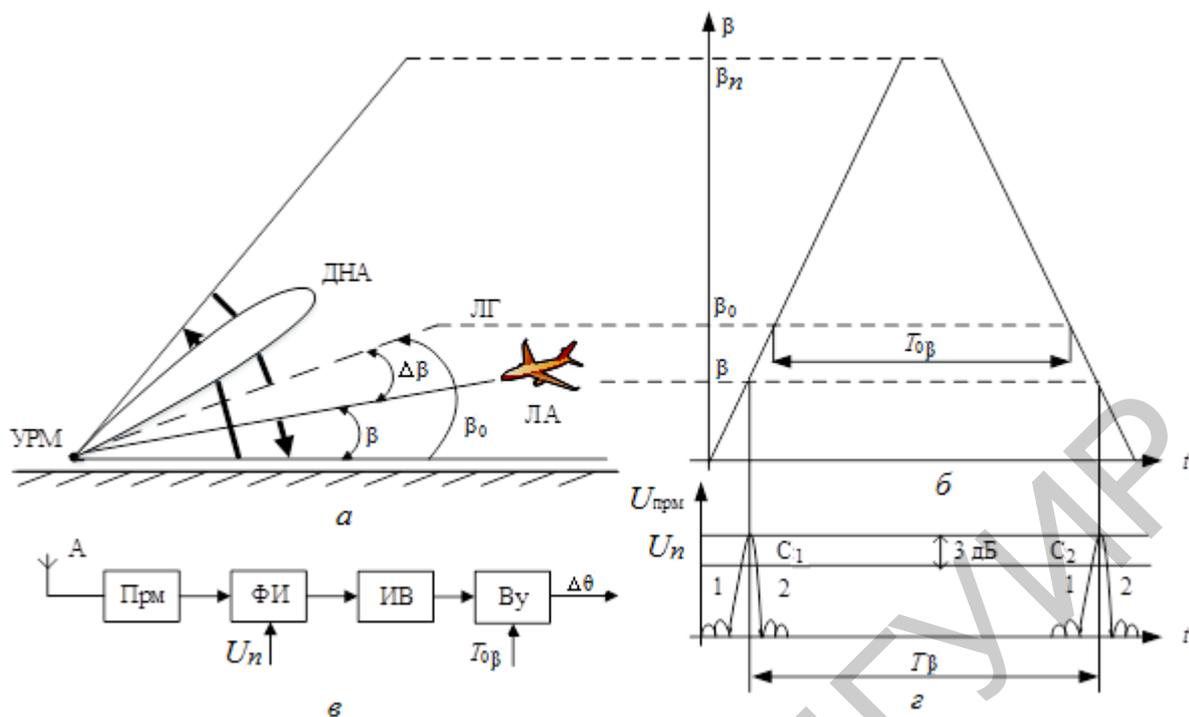


Рис. 6.13. Зона сканирования ДНА УРМ (а), временная диаграмма сканирования (б), упрощенная схема устройства приема и обработки сигналов (в) и принимаемые сигналы (з) в угломестном канале РСР СД

Принцип получения информации об угловом отклонении воздушного судна (ВС) от заданной траектории захода на посадку один и тот же в азимутальном и угломестном каналах. При этом в бортовой аппаратуре канала угла места имеется возможность установки оптимального для данного класса ЛА угла глиссады.

Обеспечение захода на посадку по оптимальной для данного типа ЛА траектории является большим достоинством СПос сантиметрового диапазона. Однако система существенно сложнее, чем СПос метрового и дециметрового диапазонов, а реализация ее потенциальных возможностей требует решения многих технических проблем. В частности, качественные показатели системы существенно ухудшаются при воздействии переотраженных сигналов.

В настоящее время интенсивно проводятся работы по использованию дифференциального режима (ДР) СРНС (прежде всего системы *GPS*) для обеспечения посадки ВС по категориям *ICAO*. Многократно показана пригодность ДР СРНС применительно к I категории, что позволило Федеральному авиационному агентству (*FAA*) США отказаться от продолжения работ по системе *MLS*, считая возможным продолжать использовать систему *ILS*. Проводятся исследования возможностей создания специальных ДР СРНС, позволяющих обеспечивать посадку в условиях II и даже III категорий *ICAO*. Перспективным направлением при этом является использование стационарных «псевдоспутников», располагаемых на поверхности Земли и излучающих сигналы, эквивалентные сигналам навигационных спутников. Ограничивающим фактором для использования СРНС для целей обеспечения посадки в настоящее время является недостаточная

помехозащищенность СРНС. Однако в будущем, если эта проблема будет решена, СРНС может стать основным средством инструментальной посадки самолетов.

В настоящее время в эксплуатации находятся все рассмотренные системы посадки (метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн).

6.5. Автоматические радиоконпасы

Автоматический радиоконпас (АРК) представляет собой бортовой автоматический радиопеленгатор, с помощью которого определяется направление на приводные (ПРС) и широкоэвещательные радиостанции. С помощью АРК измеряется курсовой угол радиостанции (КУР) – угол в горизонтальной плоскости между направлением продольной оси ВС и направлением на ПРС. КУР отсчитывается по часовой стрелке.

АРК работают в диапазоне частот 150...2000 кГц и предназначены для решения задач самолетовождения и посадки (по системе оборудования системы посадки (ОСП)). В настоящее время они применяются как самостоятельно, так и в составе бортовых навигационных комплексов в качестве резервного радионавигационного средства.

В настоящее время в гражданской авиации (ГА) эксплуатируются радиоконпасы АРК-15М, АРК-22 и АРК-25. Их основные технические характеристики приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Основные технические характеристики радиоконпасов

Наименование характеристики	АРК-15М	АРК-22	АРК-25
Диапазон частот, кГц	150...1799,5	150...1750	150...1750
Число поддиапазонов	5	7	6
Дискретность сетки частот, Гц	500	500	500
Точность установки частоты, Гц	±100	±30	±30
Точность индикации КУР, град	±2	±1,5	±1
Дальность действия с ПРС типа ПАР-3Б, ПАР-7, ПАР-8, км:			
- $H_{\text{полета}} = 10\ 000\ \text{м}$	340...350	340...350	340...350
- $H_{\text{полета}} = 1000\ \text{м}$	180	180	180
Количество каналов предварительной настройки, шт.	8	16	32
Время перестройки с канала на канал, с	4	2,5	2,0

АРК обеспечивает решение следующих навигационных задач:

- осуществление полета ВС на радиостанцию или от нее в заданном направлении с визуальной индикацией КУР;

- определение пеленга на радиостанцию с использованием данных о текущем курсе ВС;
- выполнение захода на посадку по системе посадки ОСП;
- определение местоположения ВС методом линий положения по двум радиомаякам, расположенным в точках с известными координатами;
- прослушивание позывных приводных радиостанций.

Кроме того, АРК может быть использован в качестве резервного связного радиоприемника в радиосети управления самолетами при отказе бортовой связной радиостанции (21-й канал связи). В этом случае команды с земли передаются руководителем полетов через дальнюю ПРС (ДПРС), которая оснащается специальной приставкой.

В АРК используется блок рамочных антенн, образованный двумя взаимно перпендикулярными (продольной и поперечной) рамочными антеннами (РА). Диаграмма направленности (ДН) блока рамочных антенн АРК в горизонтальной плоскости имеет форму двух взаимно перпендикулярных восьмерок (рис. 6.14). Каждая рамочная антенна имеет два направления нулевого приема. В момент перехода через направление нулевого приема фаза электродвижущей силы (ЭДС) на выходе рамки изменяется на 180° .

Выражение для ДН рамочной антенны после нормировки может быть записано в виде $F(\Theta) = \sin \Theta$, где Θ – угол, отсчитываемый от перпендикуляра к рамке (КУР).

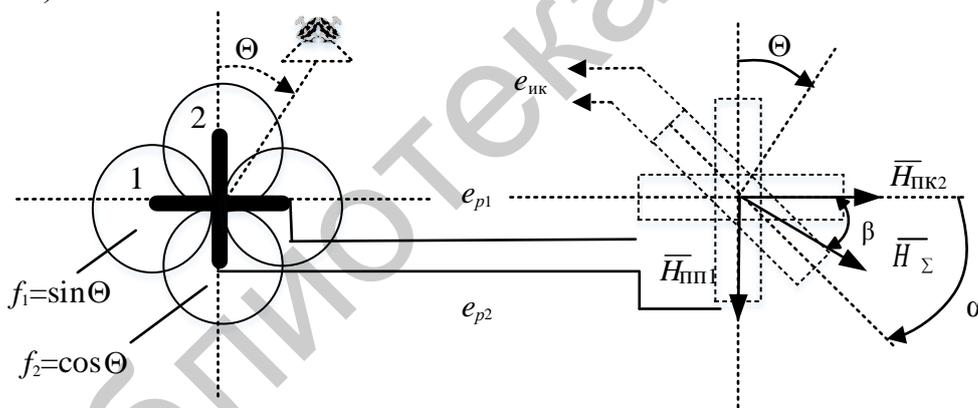


Рис. 6.14. Гониометрическая антенная система

Автоматические радиоконпасы могут строиться как следящие системы замкнутого или разомкнутого типа по схеме с балансной модуляцией.

На рис. 6.15 показана блок-схема АРК, который представляет собой автоматическую следящую систему.

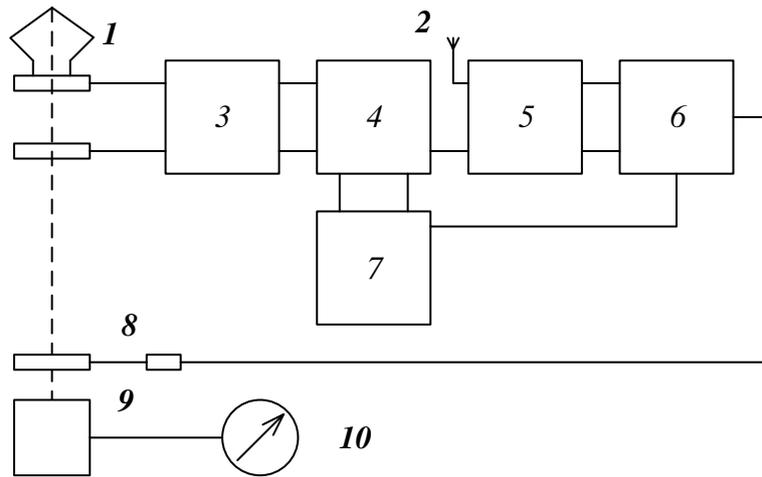


Рис. 6.15. Блок-схема радиокompаса:

1 – рамочная антенна; 2 – открытая антенна; 3 – усилитель сигнала рамки; 4 – электронный переключатель; 5 – приемник; 6 – управляющая схема; 7 – звуковой генератор; 8 – двигатель поворота рамки; 9 – сельсин-датчик; 10 – указатель с сельсин-приемником

Выходной сигнал поступает на электродвигатель 8, автоматически отработывающий рамку в положение пеленга. Сельсин-датчик 9 передает положение рамки на указатель. Указатель радиокompаса показывает курсовой угол радиостанции, принимаемой радиокompасом. Азимутальную шкалу указателя курса поворачивают с помощью кремальеры, помещенной сбоку. Если азимутальная шкала установлена так, что напротив индекса находится нуль, то стрелка укажет курсовой угол радиостанции. Если напротив индекса установить деление, соответствующее истинному курсу самолета, то стрелка покажет истинный пеленг радиостанции.

В комбинированных указателях и навигационно-плановых приборах азимутальная шкала может быть дистанционно связана с компасом, и тогда по одной шкале можно отсчитать три параметра: курс, курсовой угол радиостанции и истинный радиопеленг.

6.6. Принцип действия и структура сигналов маркерного канала

Маркерный канал включает маркерные радиомаяки и бортовые маркерные радиоприемники.

Маркерные радиомаяки (МРМ) представляют собой передающее устройство, работающее на направленную антенну и предназначенное для обозначения определенных точек земной поверхности. Маркерные радиомаяки устанавливаются в точках, важных для воздушной навигации, например контрольных точках на воздушных трассах и подходах к аэродрому. В системах посадки МРМ применяют для обозначения точек, расположенных на оси ВПП на определенных расстояниях от входного торца ВПП. Использование таких маяков облегчает управление ЛА при заходе на посадку.

Расположение радиомаяков в районе аэродрома рассмотрено в подразд. 6.2 на рис. 6.2. Все МРМ работают на одной фиксированной частоте 75 МГц. Для распознавания радиомаяков в передаваемом сигнале присутствует тональная модуляция и манипуляция несущей частоты.

Антенна МРМ, состоящая из горизонтальных полуволновых вибраторов, излучает сигнал преимущественно вертикально вверх, что обеспечивается специальной формой ДНА в вертикальной плоскости (рис. 6.16). Благодаря такой диаграмме сигналы МРМ принимаются на ЛА в момент пролета маяка. В горизонтальной плоскости диаграмма имеет различную ширину вдоль оси антенны и в перпендикулярном направлении. Антенну МРМ устанавливают таким образом, чтобы ее ось совпала с продолжением оси ВПП. Такое расположение антенны позволяет обеспечить прием сигналов на ЛА при его движении с некоторым боковым смещением относительно оси ВПП.

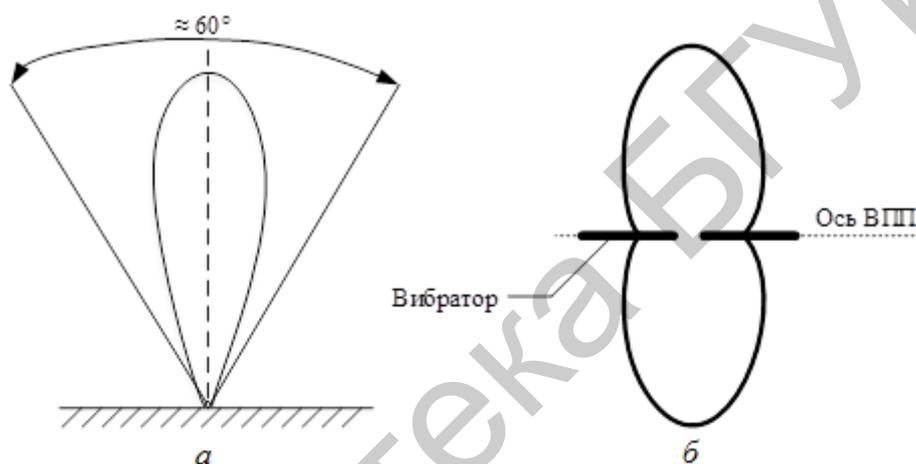


Рис. 6.16. Форма диаграммы направленности МРМ:

a – в вертикальной плоскости; *б* – в горизонтальной плоскости

Упрощенная система посадки предусматривает установку двух маркерных радиомаяков в составе приводных радиомаркерных пунктов (ближний и дальний приводы).

МРМ должны обеспечить прием сигнала на ЛА (при скорости 240 км/ч) в течение (12 ± 4) с для дальнего и (6 ± 2) с для ближних маяков.

Расположение маркерных радиомаяков системы посадки *ILS* и параметры их сигналов регламентированы *ICAO*. Зона действия МРМ должна обеспечивать работу маркерного приемника при снижении ЛА по линии планирования под углом, близким к 3° на участках (600 ± 200) м над дальним, (300 ± 100) м над средним и (150 ± 50) м над ближним радиомаяком.

По стандартам *ICAO* предусматривается различная частота модулирующего сигнала для МРМ. Частоты модуляции составляют 400 Гц в дальнем МРМ, 1300 Гц – в среднем, 3000 Гц – в ближнем. Глубина модуляции несущей частоты составляет (95 ± 4) %. Опознавание МРМ осуществляется как

по модулирующим частотам, так и по коду манипуляции. Код дальнего МРМ – 2 тире/с, среднего – чередование точек и тире, ближнего – 6 точек/с. Код манипуляции среднего радиомаяка зависит от системы посадки и устанавливаемого оборудования. Возможные варианты манипуляции: двукратное повторение комбинации точка – тире в секунду, непрерывное чередование 2 тире и 6 точек в секунду.

Современные МРМ формируют три частоты модуляции, поэтому могут устанавливаться в качестве любого маркера в районе аэродрома. Структурная схема маркерного канала представлена на рис. 6.17.

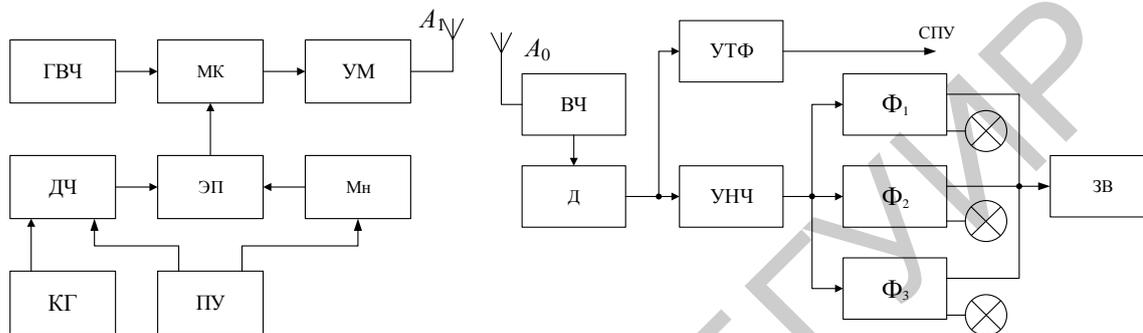


Рис. 6.17. Структурная схема маркерного канала

Генератор высокой частоты (ГВЧ), стабилизированный кварцем, вырабатывает сигнал частотой 75 МГц. Сигнал с выхода генератора поступает на модулирующий каскад (МК) и далее после усиления в усилителе мощности (УМ) в антенный тракт. Модуляция высокочастотного сигнала осуществляется колебаниями низкой частоты 400, 1300 или 3000 Гц в зависимости от назначения и места установки маяка.

Модулирующие низкочастотные колебания вырабатываются генератором звуковой частоты. В состав генератора входит кварцевый генератор (КГ) частотой 5 кГц, делитель частоты (ДЧ) с переменным коэффициентом деления и эмиттерный повторитель (ЭП). Напряжение с выхода КГ подается на вход ДЧ, где в зависимости от положения переключателя ЧАСТОТА на пульте управления (ПУ) формируются частоты 400, 1300 или 3000 Гц. Колебания звуковой частоты поступает на вход ЭП. С выхода ЭП напряжение частоты модуляции поступает на МК только в моменты подачи кодовых посылок от манипулятора (Мн). Манипулятор в зависимости от положения переключателя РЕЖИМ РАБОТЫ обеспечивает выдачу точек (6 импульсов за 1 с длительностью 83 мс), тире (2 импульса за 1 с длительностью 330 мс), точка – тире (2 импульса за 0,5 с длительностью 83 и 330 мс). В положении переключателя НЕСУЩАЯ эмиттерный повторитель закрыт и радиомаяк излучает немодулированные колебания. При включении режима МОДУЛЯЦИЯ эмиттерный повторитель открывается и обеспечивается непрерывная модуляция несущей частоты частотой с выхода ДЧ.

Прием и обработка сигнала маркерного радиомаяка на борту ЛА осуществляется маркерным радиоприемником (МРП). Радиоприемник может

быть установлен как в виде самостоятельного устройства, так и в составе бортового оборудования навигации или посадки.

Принятый сигнал поступает в блок высокой частоты (ВЧ), где преобразуется в промежуточную частоту. Напряжения, поступающие на вход блока ВЧ при приеме сигналов дальнего 1, среднего 2, ближнего 3 радиомаяков, показаны на рис. 6.18. Напряжение промежуточной частоты подается на вход амплитудного детектора (Д). В детекторе выделяется огибающая высокочастотного сигнала.

Напряжения частотой 400, 1300 или 3000 Гц поступают в усилители низкой частоты (УНЧ) и телефонного канала (УТФ). С УТФ напряжение позывных подается в СПУ и далее на телефоны экипажа. В момент пролета радиомаяка в телефонах экипажа раздается тональный сигнал соответствующей частоты.

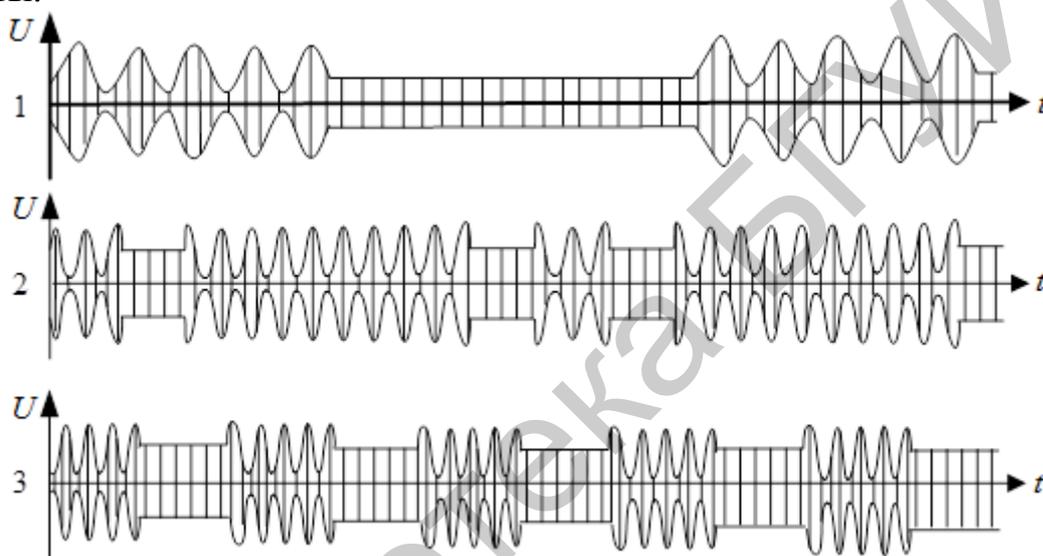


Рис. 6.18. Сигналы маркерных радиомаяков

Нагрузкой УНЧ являются фильтры Φ_1 , Φ_2 , Φ_3 , предназначенные для выделения частот 400, 1300, 3000 Гц. В момент пролета радиомаяка низкочастотный сигнал пропускается соответствующим фильтром и загорается табло, индицирующее момент пролета дальнего, среднего или ближнего радиомаяка.

6.7. Системы межсамолетной навигации и предупреждения столкновений

В соответствии с требованиями безопасности авиации осуществляются полеты одиночных самолетов. Навигационное обеспечение полета основано на использовании бортовых средств, предназначенных для определения положения и параметров движения самолета, а также средств управления воздушным движением.

Однако в условиях плотного воздушного движения (в частности, в аэродромной зоне) обеспечение безопасности полета невозможно без учета воздушной обстановки вокруг каждого самолета.

Кроме того, в таких видах авиации, как транспортная, полярная, спортивная и др., широко применяются не только одиночные, но и групповые полеты. Вождение самолетов в составе групп представляет существенные трудности как для экипажей, так и для наземных служб управления воздушным движением (УВД). Наиболее полно удовлетворяют современным требованиям обеспечения безопасности групповых полетов системы межсамолетной навигации (МСН).

Системой межсамолетной навигации называется совокупность бортовых радиоэлектронных средств и элементов самолетного оборудования, включающая в себя измерители относительного положения самолетов, штатные измерители параметров полета, устройства обработки, отображения и индикации данных и команд и предназначенная для вождения самолетов в составе групп.

Основными задачами, решаемыми системами МСН, являются:

- измерение параметров относительного положения самолетов в группе и параметров полета;
- обработка и преобразование результатов измерений для отображения воздушной обстановки экипажу самолета и, возможно, диспетчеру УВД;
- формирование управляющих сигналов и команд;
- отображение воздушной обстановки и индикация команд.

В зависимости от уровня автоматизации процессов обработки данных и управления полетом системы МСН можно разделить на два класса:

- системы контроля места, обеспечивающие экипаж самолета данными об относительном положении самолета;
- системы обеспечения группового полета, обеспечивающие управление полетом самолета в составе группы.

В качестве отдельного класса систем МСН можно рассматривать бортовые системы предупреждения столкновений самолетов (БСПС), решающие следующие задачи:

- обнаружение в окружающем воздушном пространстве всех опасных с точки зрения столкновений самолетов;
- определение параметров относительного положения самолета, угрожающего столкновением;
- оценка времени до момента возможного столкновения;
- определение целесообразных маневров уклонения от столкновения;
- индикация экипажу самолета воздушной обстановки и команд на выполнение маневров уклонения;
- доведение до экипажа конфликтного самолета информации о предполагаемых действиях и взаимная координация маневров уклонения.

В составе бортового оборудования самолета система МСН может строиться как отдельная самостоятельная система с собственными источниками

информации или как подсистема пилотажно-навигационного комплекса. В любом случае обобщенная структурная схема имеет вид, представленный на рис. 6.19.

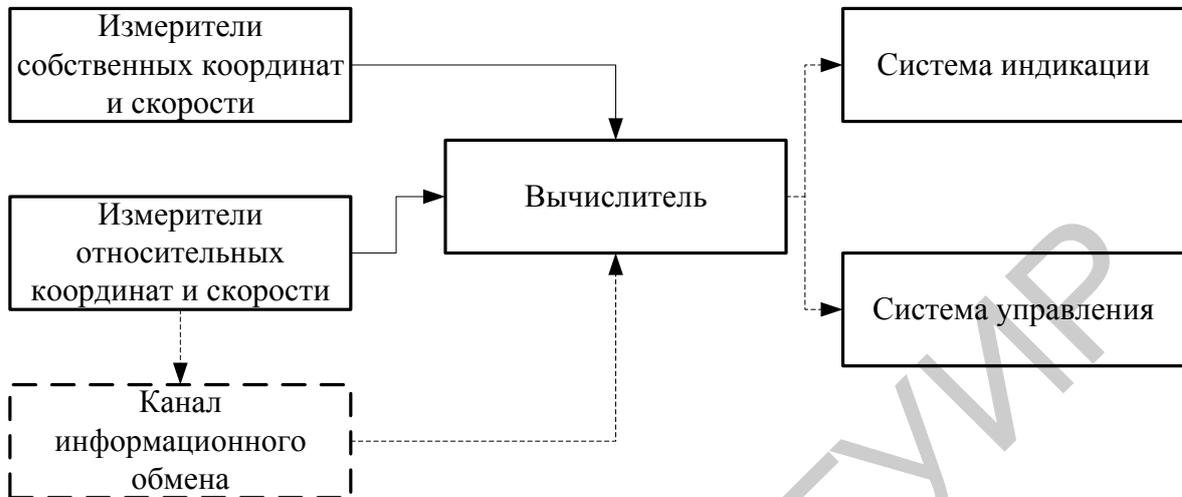


Рис. 6.19. Состав бортового оборудования системы МСН

Основой любой системы МСН являются измерители относительных координат и скоростей самолетов. Измерители собственных координат и скорости необходимы в принципе только как средство, способствующее определению относительных координат.

В вычислительном устройстве производится преобразование параметров относительного положения в форму, требуемую для индикации воздушной обстановки, а также в сигналы управления.

Управление может производиться автоматически (например, автоматическое поддержание строя) или полуавтоматически.

Канал информационного обмена не является обязательным элементом системы МСН. Однако эффективность системы многократно возрастает, если взаимодействующие самолеты имеют возможность обмениваться между собой и наземными службами различной информацией (навигационной, служебной и т. д.).

Эффективность систем МСН в основном определяется качественными показателями источников навигационной информации.

В зависимости от задачи, решаемой системой МСН, могут использоваться различные параметры относительного положения самолетов. Основные из этих параметров (в горизонтальной плоскости) для пары самолетов BC_0 , BC_1 показаны на рис. 6.20.

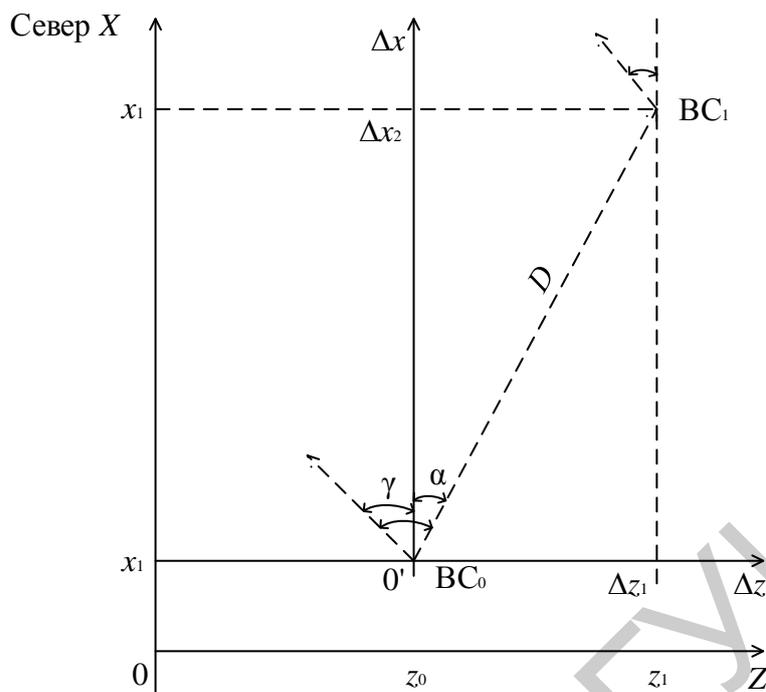


Рис. 6.20. Параметры относительного положения самолетов (в горизонтальной плоскости) для пары самолетов BC₀, BC₁

Например, для поддержания строя обычно необходимо определять дистанцию, измеряемую в направлении горизонтального движения; интервал, измеряемый в перпендикулярном направлении; превышение по высоте (на рисунке не показаны). Однако эти параметры не могут быть непосредственно измерены и должны вычисляться по результатам измерения других параметров. Непосредственно на борту взаимодействующих ВС могут быть измерены расстояния (дальность D) и скорости их изменения (радиальные скорости), относительные пеленги (α) или курсовые углы (γ), относительные углы места.

Дальности измеряются методом «запрос-ответ» (BC₀ передает запрос и принимает ответ BC₁) или «однопутевым» методом по времени запаздывания, принятого на BC₀ сигнала BC₁ относительно известного момента его излучения. «Однопутевой» метод обладает существенным преимуществом перед методом «запрос-ответ» с точки зрения пропускной способности системы, т. к. по сигналу BC₁ дальность до него (и радиальную скорость по доплеровскому сдвигу частоты) могут измерить все самолеты, принявшие сигнал. Однако реализация метода требует высокоточной синхронизации временных шкал взаимодействующих самолетов.

Для измерения относительных угловых координат (пеленгов и углов места) могут быть использованы амплитудные или фазовые методы.

Основным достоинством систем межсамолетной навигации и предупреждения столкновений является повышение безопасности полетов. Сдерживающим фактором их развития является невозможность оборудования всех ЛА данными системами.

7. СИСТЕМЫ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ

7.1. Назначение, состав и основные типы систем ближней навигации

Системы ближней навигации (СБН) – локальные (региональные) системы, предназначенные для определения азимута и дальности ВС в пределах прямой видимости.

Основным назначением СБН является обеспечение самолетовождения по воздушным трассам, привода ВС к аэродрому посадки, навигации в районе аэродрома, включая предпосадочное маневрирование.

Основой СБН является сеть независимых РМ, относительно которых определяются навигационные параметры. Различают азимутальные (АРМ), дальномерные (ДРМ) и азимутально-дальномерные (АДРМ) радиомаяки.

Навигационные параметры СБН – азимут и дальность, которые определяются на борту ВС относительно точки расположения РМ. При известной высоте полета эти данные однозначно определяют местоположение ВС в пространстве.

Радиотехническая СБН (РСБН) может работать в режимах «Навигация», «Посадка» и «Навигация – посадка».

В основу навигации средствами РСБН положено измерение координат самолета в полярной системе. Ее полюсом служит географически привязанная радиотехническая точка, в которой размещены дальномерный и азимутальный радиомаяки. Положение самолета определяется наклонной дальностью D относительно маяка и азимутом β .

Дальность измеряется при совместной работе бортового дальномерного канала системы и наземного дальномерного маяка. Измерение основано на принципе активной радиолокации с активным ответом.

В настоящее время находятся в эксплуатации и используются потребителями следующие радиотехнические системы ближней навигации: РСБН-4Н(-8Н); ПРС-АРК; БРАС-3; РС-10; ГРАС (ГРАС-2); «Крабик-Б»; РМА-90; РМД-90; *DVOR-2000*; *DME-2000*; КРМ; «АЛМАЗ»; *TACAN*.

Системы РСБН-4Н(-8Н), РМА-90, РМД-90, *DVOR-2000*, *DME-2000*, *TACAN* используются воздушными потребителями; системы БРАС-3, РС-10, ГРАС (ГРАС-2), «Крабик-Б», КРМ, «АЛМАЗ» – морскими потребителями.

Наибольшее распространение получили отечественная угломерно-дальномерная радиотехническая СБН, а также разработанные в США угломерные системы *VOR* и *TACAN* и дальномерная система *DME*, принципы построения которых приводятся далее.

В табл. 7.1 представлены основные характеристики систем ближней навигации РСБН, *VOR/DME* и *TACAN*.

Системы ближней навигации

Параметр	РСБН		VOR/DME		TACAN
	КА	КД	КА	КД	КА*
Погрешность определения параметра (2σ)	0,25°	200 м	4,7° (0,5)**	185 м	4,5° (1°)***
Диапазон частот, МГц	874...935	772...813 (запрос) 940...1000 (ответ)	108...118	1025...1150 (запрос) 960...1215 (ответ)	960...1215
Число частотно-кодовых каналов	88	88	160	252	252
Пропускная способность, число ЛА	∞	100	∞	100	∞

* Параметры канала дальности систем VOR/DME и TACAN идентичны.

** VOR (DVOR).

*** Грубая шкала (точная шкала).

7.2. Радиотехническая система ближней навигации

Радиотехническая система ближней навигации (РСБН) является многофункциональной системой, входящей в состав комплекса управления воздушным движением и решающей задачи навигации и посадки (рис. 7.1).

Система была разработана в конце 1950-х гг. и с тех пор претерпела множество модернизаций.

Используемый диапазон частот (770...1000 МГц) предопределяет работу с наземным РМ в пределах прямой видимости (не более 400 км при высоте полета 10 км). Рабочая зона в стандартном режиме (при использовании угломерно-дальномерного метода местоопределения) ограничена окружностью радиусом, определяемым дальностью действия системы. Возможны также варианты использования системы в режиме измерения двух и более дальностей (дальномерный метод местоопределения).

В РСБН можно выделить наземный маяк, бортовое оборудование и выносной индикатор кругового обзора (ВИКО), взаимодействие в которых осуществляется по каналам дальности (КД), азимута (КА) и наземной индикации (КНИ).

Радиомаяки РСБН позволяют получить информацию об азимуте и наклонной дальности до перемещающегося объекта.

Считается, что российская система обладает большей точностью, чем аналогичная западная система VOR/DME.

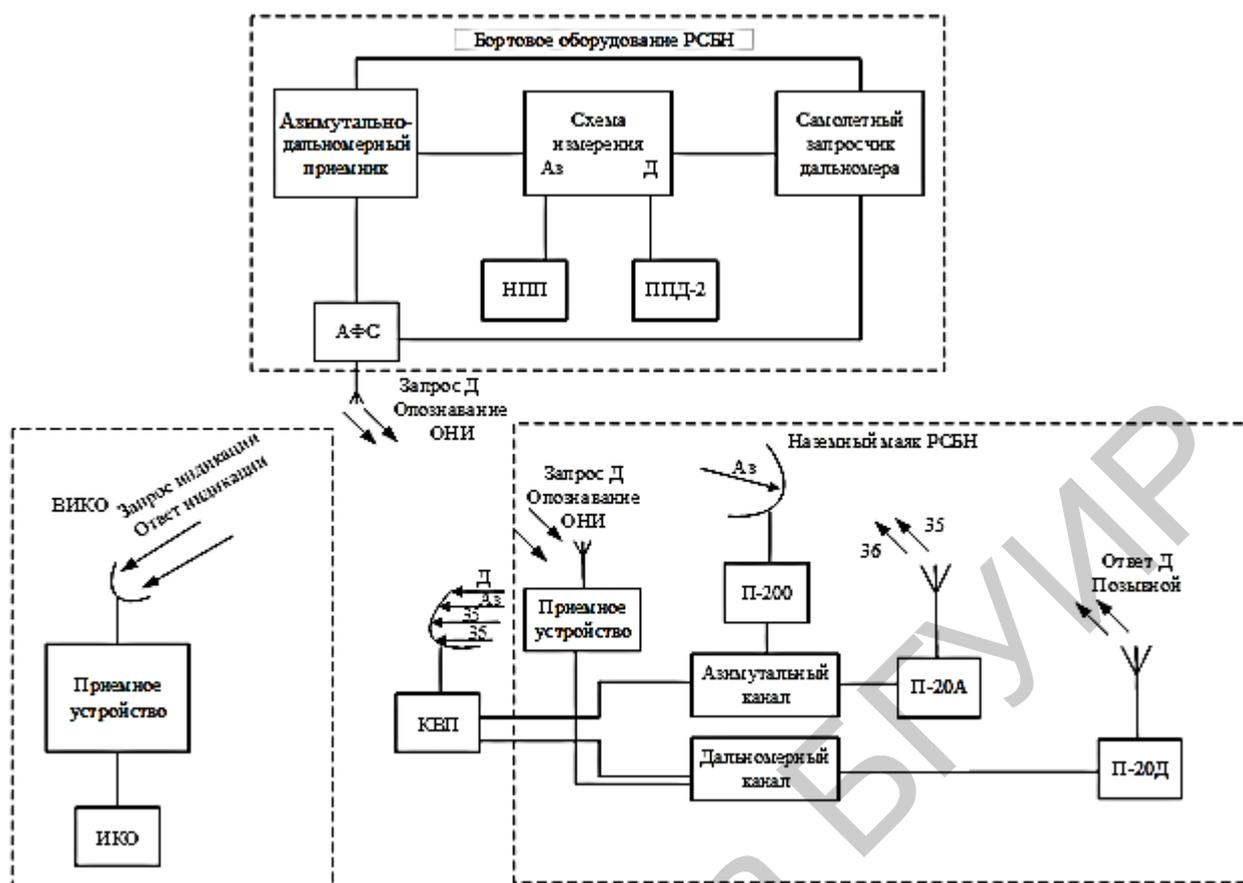


Рис. 7.1. Взаимодействие бортового и наземного оборудования РСБН

7.2.1. Канал дальности

Канал дальности работает на основе импульсных сигналов по принципу «запрос-ответ» и использует диапазон частот 772...1000,5 МГц. Информация о дальности заключена в интервале времени между моментом излучения бортовым передатчиком ВС сигнала запроса дальности (ЗД) и моментом приема сигнала ответа дальности (ОД), передаваемого наземным ДРМ. Структурная схема КД представлена на рис. 7.2.

Запросные и ответные сигналы передаются на разных частотах с использованием различных двухимпульсных кодов, что позволяет избежать формирования ложных ответных сигналов сигналами ДРМ, отраженными от местных объектов, уменьшить влияние соседних РМ и повысить помехоустойчивость КД.

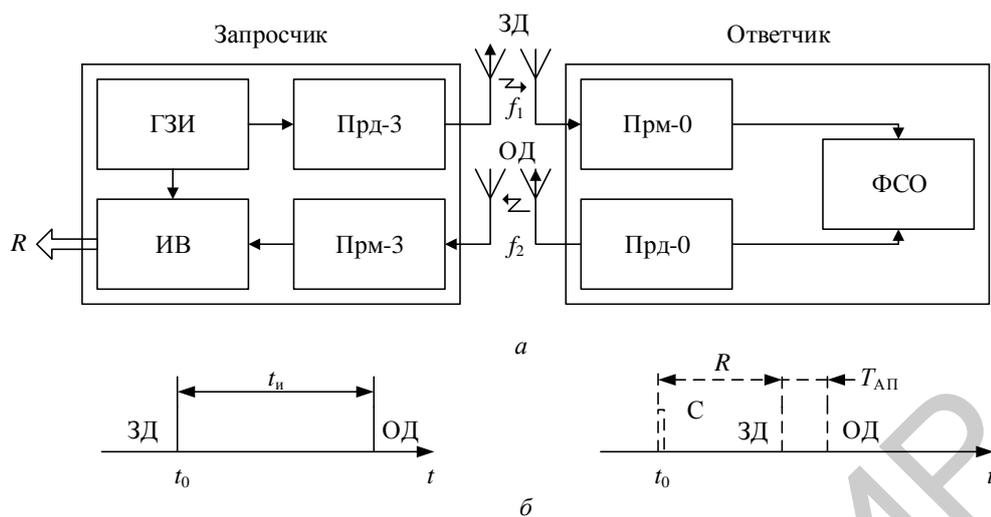


Рис. 7.2. Структурная схема канала дальности

Длительность импульсов ЗД и ОД составляет 1,5 мкс. Инструментальная точность (СКО) канала дальности составляет 100 м.

Принцип «запрос-ответ» обуславливает ограниченную пропускную способность системы: не более 100 работающих с одним РМ самолетов при вероятности ответа не менее 0,8.

Максимальная пропускная способность:

$$N_{1a} = [1 - K_{отв}(1 - t_{zach} - F_p)] / (K_{отв} t_{zach} F_p),$$

где $K_{отв}$ – коэффициент ответов;

t_{zach} – защитный интервал;

F_p – частота повторения сигналов запроса.

7.2.2. Канал азимута

Канал азимута использует диапазон частот 873,6...935,2 МГц. Принцип измерения азимута основан на измерении временного интервала между моментом прохождения ДН вращающейся антенны маяка через направление на север и моментом прихода на борт азимутального сигнала, образующегося за счет облучения объекта направленной антенной маяка.

Для идентификации наземных РМ используется частотно-кодовый принцип разделения, предполагающий наличие для различных типов аппаратуры от 40 до 176 частотно-кодовых каналов.

Антенная система АРМ формирует двухлепестковую диаграмму направленности (ДН₁ на рис. 7.2, а), которую можно аппроксимировать функцией вида, представленного на рис. 7.2, б.

Измерительный азимутальный импульс (АИ) формируется в точке, находящейся на уровне 0,5 (рис. 7.3, в) на заднем фронте первого импульса антенной системой (АС). Временной интервал между моментом совпадения «35» и «36» и импульсом АИ отражает в определенном масштабе измеряемое значение азимута.

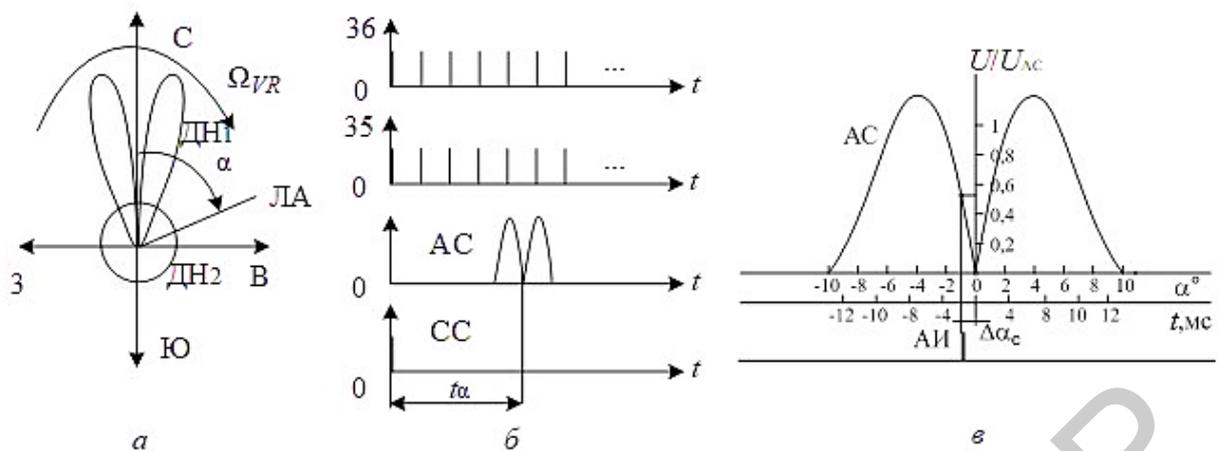


Рис. 7.3. Диаграмма направленности антенны (а) и временные диаграммы работы (б) угломерного канала РСБН

Из рис. 7.3, б следует, что время, определяющее угол места на РСБН, определяется выражением $t_\alpha = \frac{\alpha}{\Omega_{VR}}$, где $\Omega_{VR} = 100 \text{ об/м} = 600 \text{ град/с}$.

Вариант реализации цифрового измерителя азимута представлен на рис. 7.4.

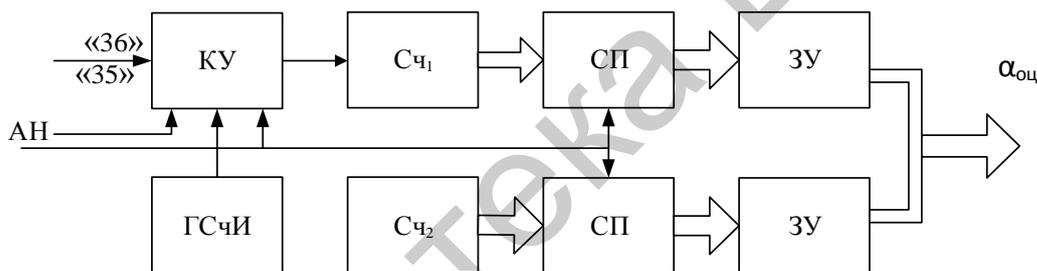


Рис. 7.4. Структурная схема цифрового измерителя азимута РСБН

В исходном варианте и ряде последующих модификаций РСБН используется ненаправленный режим работы. В этом режиме опорные сигналы «35» и «36» (а также сигналы ОД) передаются через всенаправленную антенну (ДН₂ на рис. 7.3, а), а во вращающуюся двухлепестковую ДН₁ передается немодулированное колебание.

В более поздних модификациях аппаратуры РСБН был использован направленный режим работы. В этом режиме азимутальный сигнал, излучаемый через вращающуюся двухлепестковую ДН₁, представляет собой последовательность радиоимпульсов с периодом повторения, соответствующим углу поворота антенны на $0,25^\circ$ (четверть-градусное импульсное заполнение азимутального сигнала). Сигналы ОД, «35» и «36» излучаются с помощью отдельного облучателя. При этом формируется опорная ДН шириной 21° (на уровне 0,5), которая сдвинута на такой же угол относительно средней точки азимутальной ДН вперед по ходу вращения. К преимуществам направленного режима перед ненаправленным можно отнести увеличение числа каналов за счет более эффективного использования рабочего

диапазона, лучшее согласование ширины спектра азимутального сигнала и полосы пропускания усилителя промежуточной частоты (УПЧ) бортового оборудования, согласование моментов излучения сигналов ЗД с работой азимутального канала системы и т. д.

Инструментальная точность (СКО) канала азимута составляет $0,125^\circ$. В реальных условиях переотражений сигналов (рис. 7.5) погрешности юстировки азимута зачастую вырастают до уровня одного-двух градусов, что соответствует снижению точности определения координат на дальности 100 км до 3000 м.

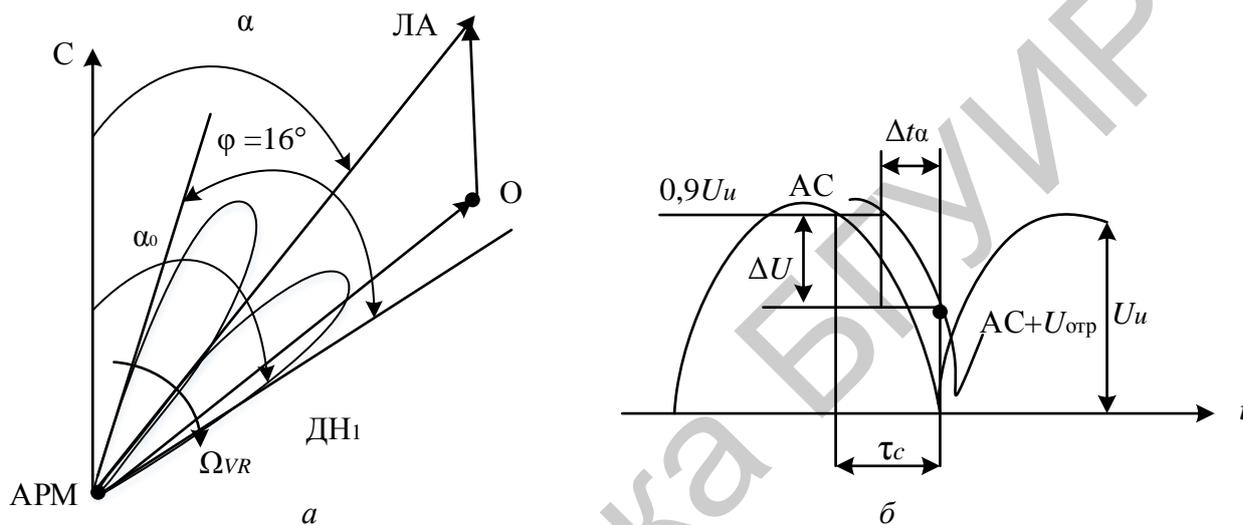


Рис. 7.5. Погрешность измерения азимута импульсным методом. Положение ЛА и отражателя в пределах диаграммы направленности АРМ (а) и результат интерференции азимутального и отраженного сигналов (б)

Погрешность измерения можно определить по формуле

$$\Delta\alpha = \Omega_{VR} \cdot \tau_c \left(\frac{\Delta U}{0,9 \cdot U_u} \right).$$

Канал наземной индикации позволяет осуществить индикацию местоположения всех самолетов, находящихся в зоне действия системы, на индикаторах кругового обзора (ИКО), в том числе и выносных (ВИКО).

Для обеспечения наземной индикации передатчик РМ формирует сигналы запроса наземной индикации (ЗНИ). Момент излучения сигналов ЗНИ задается импульсами, формируемыми с помощью электромеханических датчиков на оси вращения азимутальной антенны через каждые один или два угловых градуса. Одновременно те же импульсы запускают радиальную развертку на ИКО РМ и диспетчерском ВИКО. Круговое вращение радиальной развертки осуществляется синхронно с вращением антенны. В результате в каждый момент времени направление радиальной развертки на ИКО (ВИКО) отображает направление облучения пространства азимутальной антенной РМ, а ее начало соответствует моменту излучения сигнала ЗНИ. Если на данном направлении в

зоне действия системы имеется ВС, то момент его облучения фиксируется на борту приемом азимутального сигнала и выработкой измерительного азимутального импульса. Сформированный АИ разрешает прохождение одного сигнала ЗНИ с выхода бортового приемника на запуск передатчика, излучающего сигналы ответа наземной индикации (ОНИ), которые принимаются на земле и формируют яркостную отметку на ИКО. Таким образом, на РМ и диспетчерском пункте отображается в полярной системе координат местоположение всех ВС, находящихся в зоне обслуживания данного маяка РСБН.

Во всенаправленных РМ (с непрерывным АС) сигналы ЗНИ излучаются через всенаправленную антенну с периодом повторения 3,33 мс, что соответствует повороту азимутальной антенны на 2° .

В направленных РМ (с импульсным АС) ЗНИ излучаются с периодом следования 1,67 мс.

Сигналы ЗНИ и ОНИ представляют собой трехимпульсные кодовые группы с длительностью импульсов 1,5 мкс.

7.2.3. Состав оборудования и размещение на местности

Примером отечественной системы ближней навигации (наземным радиомаяком) является угломерно-дальномерная радиотехническая система РСБН-4Н (рис. 7.6) (и ее модификация РСБН-8Н).



Рис. 7.6. РСБН-4Н на позиции

Комплекс наземных средств системы РСБН-4Н взаимодействует с бортовым оборудованием РСБН-2С или его модификациями.

В состав комплекта бортового оборудования системы РСБН-2С входят следующие основные блоки:

- самолетный запросчик дальности (СЗД);
- самолетный приемник азимута и дальности (СПАД-2);

- блок измерения азимута (БИА);
- блок дальности (БД);
- блок обработки счетно-решающего прибора (БОСРП);
- блок управления счетно-решающим прибором (БУСРП);
- прямопоказывающие приборы дальности и азимута пилота (ППДАП) и штурмана (ППДАШ);
- комбинированный пилотажный прибор (КПП);
- датчик высоты (ДВ-47) и др.

Комплектация бортовой аппаратуры может быть различной и производится в зависимости от типа самолета. При этом ей присваивается определенная литера. От литеры зависит комплектация приборами КПП, блоками связи и антенно-фидерной системой.

В состав наземных средств радиотехнической системы РСБН-4Н (РСБН-8Н) входят:

- антенно-фидерная система;
- азимутально-дальномерный радиомаяк, смонтированный в кузове двухосного прицепа;
- контрольно-выносной пункт (КВП), установленный на некотором удалении от радиомаяка;
- источники электропитания;
- выносной индикатор кругового обзора и пульт дистанционного управления, устанавливаемые на расстоянии до 30 км (например, на командно-диспетчерский пункт).

Система используется для военной авиации и ограниченно в гражданской авиации (например, для привода на военный аэродром, выделенный в качестве запасного). Указанные диапазоны радиочастот выделены до конца амортизационного срока. В дальнейшем планируется перевод РЭС в полосы радиочастот, рекомендованные Международным регламентом радиосвязи для воздушной радионавигационной службы в диапазоне радиочастот 1 ГГц.

7.3. Комплексы РМА-90, РМД-90, DVOR-2000, DME-2000, TACAN (типа VOR/DME)

Угломерно-дальномерная радиотехническая система ближней навигации, по назначению и принципам действия аналогична системе РСБН. Работает в разрешенном международном диапазоне частот: для РМА-90 и DVOR-2000 диапазон частот составляет 108...118 МГц, дальность действия 300...360 км, точность (СКП) – 1 град; для РМД-90, DME-2000 диапазон частот составляет 960...1215 МГц, дальность действия – 300...360 км, точность (СКП) – около 185 м. Комплекс совместим с зарубежной аппаратурой типа VOR/DME и обеспечивает самолетовождение по международным воздушным трассам.

Система VOR/DME основана на фазовом методе определения азимута и временном методе определения дальности. Система образуется при территориальном совмещении азимутального РМ типа VOR и дальномерного

типа *DME*, которые могут также использоваться самостоятельно, образуя соответственно угломерную или дальномерную систему ближней навигации.

7.3.1. Дальномерная система *DME*

Импульсная дальномерная система *DME* (*Distance Measurement Equipment* – оборудование для измерения дальности) рекомендована и стандартизована Международной организацией гражданской авиации (*ICAO*) в качестве международной системы для гражданской авиации. Система использует частотный диапазон 960...1215 МГц и предназначена для определения на борту воздушного судна дальности до ДРМ. При использовании нескольких РМ возможно местоопределение ВС дальномерным методом. Принципы работы системы *DME* мало отличаются от принципов работы КД отечественной РСБН.

7.3.2. Азимутальная система *VOR (DVOR), TACAN*

Угломерный канал навигации *VOR* предназначен для определения азимута ЛА относительно радионавигационной точки, в которой устанавливается наземное оборудование системы. В состав угломерного канала входит наземное и бортовое оборудование. Наземное оборудование представляет собой радиомаяк, излучающий сигналы, прием и обработка которых на борту ЛА позволяет определить его азимут. Бортовое оборудование представляет собой приемоиндикатор, принцип действия которого определяется используемым в канале методом измерения азимута. При таком построении азимутального канала его пропускная способность не ограничена. В настоящее время различают три основные модификации угломерных систем:

- 1) с измерением фазы огибающей АМ-колебаний (*VOR*);
- 2) с двухступенчатым измерением фазы (*PVOR*);
- 3) с использованием эффекта Доплера (*DVOR*).

7.3.2.1. *VOR*

Радиомаяки *VOR* имеют две передающие антенны (рис. 7.7):

- 1) ненаправленную антенну A_1 с диаграммой направленности в горизонтальной плоскости $F_1(\alpha) = 1$;
- 2) направленную антенну A_2 с диаграммой направленности в горизонтальной плоскости $F_2(\alpha) = \cos \alpha$.

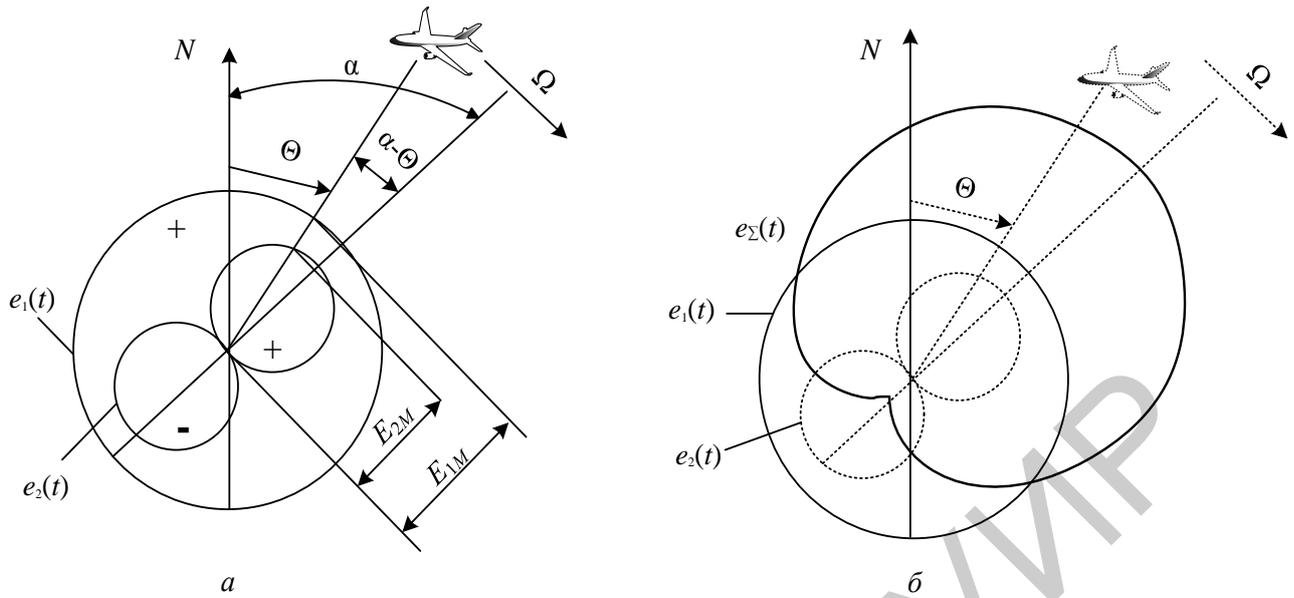


Рис. 7.7. Диаграммы излучения антенн радиомаяка VOR

Антенна A_1 создает поле напряженностью

$$e_1(t) = E_{1M} \cos \omega_0 t \quad (7.1)$$

с амплитудой E_{1M} .

Антенна A_2 в любом азимутальном направлении θ создает поле

$$e_2(t) = E_{2M} \cos(\alpha - \theta) \cos \omega_0 t \quad (7.2)$$

с амплитудой $E_{2M} \cos(\alpha - \theta)$.

При сложении полей в пространстве образуется суммарное поле всенаправленного РМ (рис. 7.7, б):

$$e_{\Sigma}(t) = e_1(t) + e_2(t).$$

С учетом выражений (7.1) и (7.2) величину суммарного поля можно выразить

$$e_{\Sigma}(t) = E_{1M} \left[\frac{1 + E_{2M} \cos(\alpha - \theta)}{E_{1M}} \right] \cos \omega_0 t. \quad (7.3)$$

Диаграмма направленности A_2 вращается в горизонтальной плоскости с угловой скоростью $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$, где n – частота вращения ДНА в минуту.

Длительность одного оборота T равна периоду вращения, $T = \frac{60}{n}$, а частота

$F = \frac{1}{T} = \frac{n}{60}$. Частота вращения в VOR составляет $n = 1800$ об/мин ($F = 30$ Гц).

Положение диаграммы направленности A_2 (положение ее максимумов) – функция времени $\theta = \Omega t$. Вращение антенны вызовет периодическое изменение

суммарного поля. Обозначим отношение амплитуд $\frac{E_{2M}}{E_{1M}} = m_C$ и, подставив в (7.3)

значения m_C и θ , получим

$$e_{\Sigma}(t) = E_{1M} [1 + m_C \cos(\Omega t - \theta)] \cos \omega_0 t. \quad (7.4)$$

В результате образуется поле с глубиной амплитудной модуляции m_C , частотой модуляции $\Omega = 2\pi F$ и фазой огибающей, которая зависит от азимута θ .

Амплитудно-частотный спектр суммарного колебания показан на рис. 7.8, а.

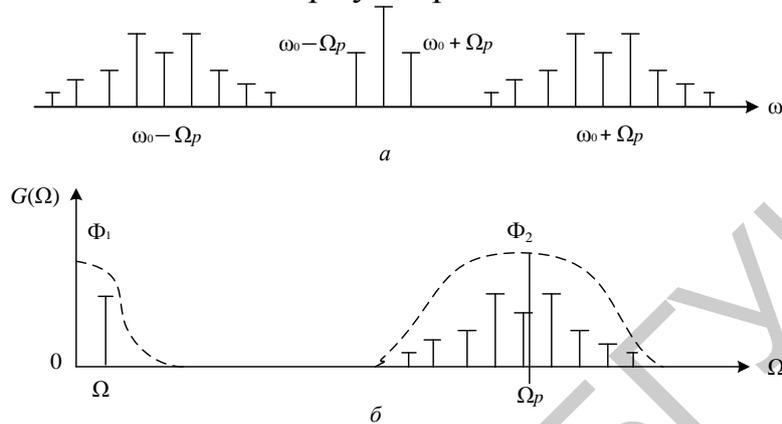


Рис. 7.8. АЧС принятого сигнала (а) и его огибающая (б)

Бортовым оборудованием необходимо выделить из суммарного азимутальный и опорный сигналы и произвести их сравнение по фазе.

После преобразования суммарного сигнала в приемном устройстве (ПРМ), усиления его и детектирования амплитудным детектором выделяется огибающая, содержащая азимутальный и опорный сигналы вида

$$u_{ог}(t) = U_{2M} \cos(\Omega t - \theta) + U_{1M} \cos\left(\Omega_p t + \frac{\Delta\Omega_p}{\Omega} \cos \Omega t\right), \quad (7.5)$$

где U_{2M} и U_{1M} – амплитуды составляющих полного сигнала.

Из спектра сигнала (7.5), представленного на рис. 7.8, б, видно, что азимутальный и опорный сигналы можно выделить путем частотной селекции. Для этой цели с выхода ПРМ сигнал подается на два фильтра Φ_1 и Φ_2 . Структурная схема бортового измерителя VOR представлена на рис. 7.9.

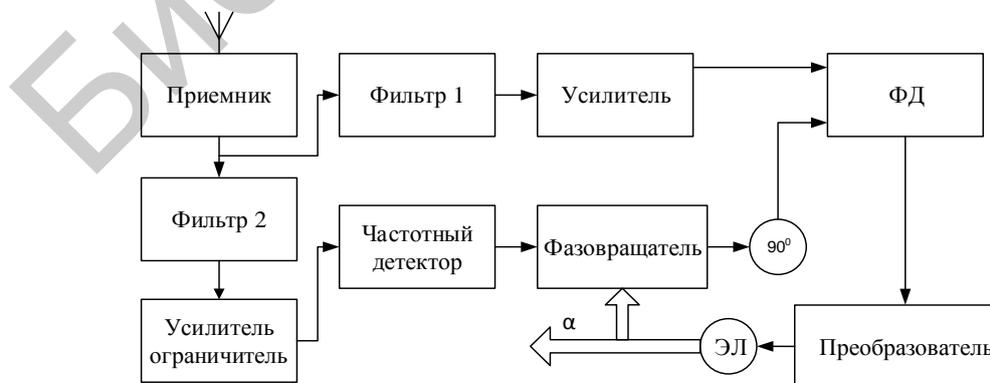


Рис. 7.9. Структурная схема бортового измерителя VOR

В фильтре Φ_1 , настроенном на частоту Ω ($f = 30$ Гц), выделяется азимутальный сигнал и сигнал переменной фазы, а в фильтре Φ_2 , настроенном на поднесущую частоту Ω_p ($f = 9960$ Гц), выделяется частотно-модулированное поднесущее колебание. После симметричного ограничения в усилителе-ограничителе (УО) в частотном детекторе (ЧД) выделяется опорное колебание, измеряемое в измерителе фазы.

7.3.2.2. DVOR

Для повышения точности вместо стандартных АРМ типа *VOR* используются более сложные радиомаяки, позволяющие снизить влияние переотраженных сигналов за счет усреднения на борту ВС быстро изменяющегося паразитного изменения фазы. Эти радиомаяки называются *DVOR* (доплеровский *VOR*). Принцип действия *DVOR* отличается от стандартного тем, что информация об азимуте заключена в фазе ЧМ-сигнала с центральной частотой.

Для уяснения принципа действия системы, рассмотрим антенную систему, состоящую из центральной и боковой антенн (рис. 7.10). Центральная антенна (АЦ) расположена в начале координат, боковая (АБ) – на расстоянии R от центральной под углом α к начальной линии отсчета (направлению на север).

Сигналы от антенн АЦ и АБ принимаются бортовым оборудованием в удаленной точке с азимутом θ . Боковая антенна вращается по окружности радиусом R с угловой скоростью

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60},$$

где n – частота вращения антенны в минутах.

Линейная скорость вращения антенны $V = \Omega R$. Тогда радиальная составляющая скорости по направлению θ

$$V_R = V \sin(\alpha - \theta). \quad (7.6)$$

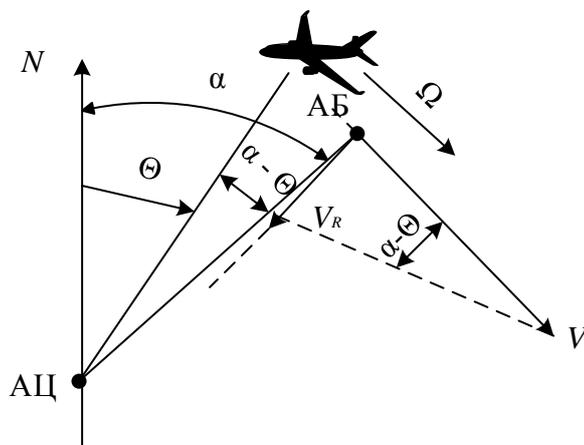


Рис. 7.10. Использование эффекта Доплера в *DVOR*

Текущее угловое положение боковой антенны $\alpha = \Omega t$. Когда $t = 0$, $\alpha = 0$, антенна находится на начальной линии отсчета. С учетом (7.6) радиальная скорость равна

$$V_R(t) = \Omega R \sin(\Omega t - \theta). \quad (7.7)$$

При приеме колебаний от вращающейся боковой антенны АБ в точке приема возникает доплеровский сдвиг частоты:

$$F_D = \frac{V_R}{\lambda}.$$

С учетом выражения (7.7)

$$F_D(t) = \frac{\Omega R \sin(\Omega t - \theta)}{\lambda}. \quad (7.8)$$

Обозначим $\frac{\Omega R}{\lambda} = F_{DM}$, тогда

$$F_D(t) = F_{DM} \sin(\Omega t - \theta). \quad (7.9)$$

Из выражения (7.9) видно, что доплеровский сдвиг частоты F_D , полученный в результате вращения боковой антенны, связан с азимутом летательного аппарата θ .

Принимая такой сигнал на ЛА, можно выделить рабочее напряжение вида

$$u_C(t) = U_{CM} \cos(\Omega t - \theta),$$

фаза которого зависит от азимута.

Через центральную антенну АЦ на борт ЛА передается опорное напряжение вида

$$u_{OP}(t) = U_{OPM} \cos \Omega t,$$

фаза которого не зависит от азимута. При сравнении фазы опорного и переменного сигнала в бортовом оборудовании определяется азимут самолета.

Основное преимущество доплеровских радиомаяков по сравнению со стандартными радиомаяками *VOR* – высокая эффективность подавления влияния местных предметов на точность работы. Для эффективного подавления радиус

вращения антенн R должен быть относительно большим и составлять $\frac{2R}{\lambda} = 4 \dots 6$,

а скорость пеленгования должна сохраняться высокой, что требует большой частоты вращения. По этим причинам в современных системах *DVOR* вместо вращающихся антенн устанавливают неподвижные антенные решетки, состоящие из большого числа антенн, расположенных по окружности, и применяют механическую или электронную коммутацию антенн. При этом формат сигналов доплеровских радиомаяков *DVOR* стремятся выбрать одинаковым с радиомаяками *VOR*, чтобы иметь возможность приема их на самолете с помощью однотипной бортовой аппаратуры без какой-либо доработки или замены.

Антенная система радиомаяка *DVOR* (рис. 7.11) состоит из большого числа, например пятидесяти, вибраторов $B_1 \dots B_{50}$, размещенных равномерно по

окружности радиусом R . Противоположные вибраторы, например B_1 и B_{26} , питают токами с частотами $f_{1,26} = f_0 \pm f_p$, где f_0 – несущая частота, f_p – частота, равная поднесущей частоте системы VOR 9960 Гц. Поочередное подключение пар вибраторов к источникам высокой частоты имитирует их вращение по окружности с частотой вращения $\Omega = 30$ Гц.

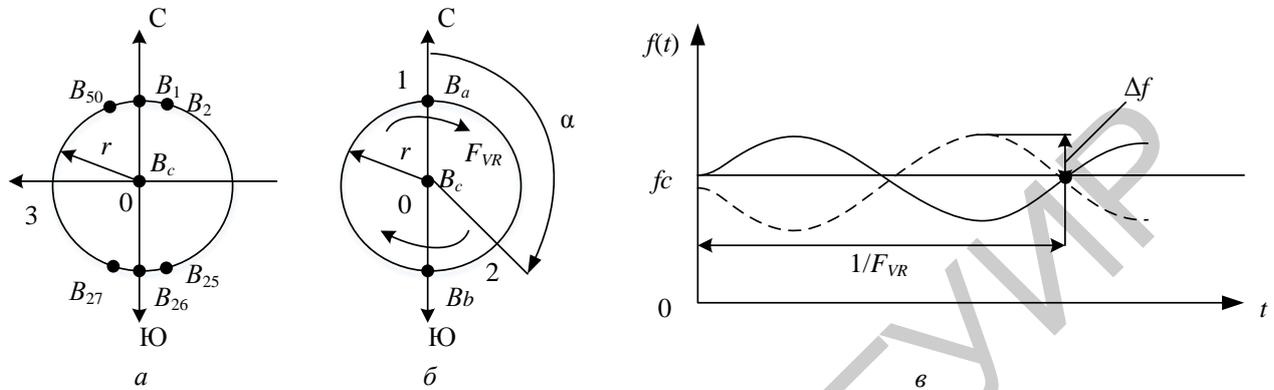


Рис. 7.11. Антенная система доплеровского АРМ (а) и эквивалентная ей антенная система с вращающимися вибраторами B_a и B_b (б), а также изменение поднесущей частоты сигналов, принимаемых в точках 1 и 2 (в)

Принимаемые на борту ЛА колебания в связи с наличием доплеровского сдвига имеют частоты $f_{1,26} = f_0 \pm f_p \pm F_D$, т. е. колебания промодулированы по частоте с девиацией частоты $\Delta f = \frac{\Omega R}{\lambda}$.

Через центральную антенну излучается опорный сигнал, представляющий собой амплитудно-модулированные колебания

$$e_C(t) = E_{CM} (1 + m_{OP} \cos \Omega t) \cos \omega_0 t.$$

В результате сложения полей центральной антенны и боковых вибраторов в точке приема образуется сигнал

$$e_{\Sigma}(t) = E_{CM} [1 + m_{OP} \cos \Omega t + m_p \cos(\Omega_p t + m_{СНМ} \cos(\Omega t - \theta))] \cos \omega_0 t, \quad (7.10)$$

где $m_{СНМ}$ – индекс частной модуляции $\left(m_{СНМ} = \frac{2\pi R}{\lambda} \right)$.

Из выражения (7.10) видно, что данный сигнал по структуре идентичен сигналу стандартного VOR . Отличие обработки сигнала радиомаяка $DVOR$ заключается в том, что азимутальный сигнал (сигнал переменной фазы) передается по ЧМ-каналу и выделяется фильтром Φ_2 (см. рис. 7.9), а опорный сигнал передается по АМ-каналу и выделяется в бортовом оборудовании фильтром Φ_1 .

Погрешность определения азимута в системе $DVOR$ составляет примерно $0,5^\circ$.

Дальнейшим развитием системы *DVOR* стала разработка прецизионной системы *PDVOR* (*Precision Doppler VOR*).

Практически полностью удалось исключить влияние рельефа местности на точность канала азимута. В наземных радиомаяках этой системы сигнал опорной фазы передается с помощью частотной модуляции вспомогательной поднесущей частоты $f_{P_{Op}} = 6500$ Гц.

Преимущества системы *PDVOR* могут быть реализованы только при помощи специального бортового оборудования. Стандартный приемник *VOR* работает с радиомаяками *PDVOR* так же, как и с радиомаяками *DVOR*. Для этого в спектре сигнала *PDVOR* сохранены составляющие, соответствующие опорному сигналу *DVOR*.

7.3.2.3. *PVOR*

Система *PVOR* развивалась параллельно системе *DVOR* и также явилась дальнейшим развитием системы *VOR* с целью повышения точности азимутальных измерений. Точность фазовых измерений можно повысить за счет увеличения частоты сравниваемых колебаний. Однако увеличение частоты азимутального и опорного сигналов приводит к необходимости повышения частоты вращения направленной антенны, в противном случае возникает неоднозначность измерений азимута. Увеличение же частоты вращения антенн связано с конструктивными проблемами.

Для повышения точности измерения в системе *PVOR* используется двухканальный метод измерения азимута. Два канала – грубый и точный, предназначены для решения задач однозначного и точного измерения фазы соответственно.

Антенная система радиомаяка *PVOR* (рис. 7.12, *a*) состоит из центральной антенны A_1 , представляющей собой вертикальный вибратор, и двух вращающихся вокруг своей оси коаксиальных цилиндров A_2 и A_3 .

Цилиндры выполнены из радиопрозрачного материала и вращаются синхронно с частотой 15 Гц. Вдоль одной из сторон внутреннего цилиндра A_2 расположен один пассивный отражающий элемент (рефлектор). Центральная антенна питается импульсно-модулированными колебаниями несущей частоты с постоянным коэффициентом заполнения. Система, состоящая из центрального вибратора A_1 и цилиндра A_2 , имеет ДН типа «кардиоида», в которой максимум излучения направлен на север в тот момент времени, когда рефлектор располагается в южном направлении. Повышение точности измерения азимута достигается применением многолепестковых ДНА. Для получения такой ДН на внешнем вращающемся цилиндре A_3 устанавливается 9 рефлекторов, которые располагаются вдоль сторон внешнего цилиндра на равных расстояниях друг от друга (через 40°).

Применение многолепестковых ДН теоретически должно приводить к уменьшению погрешностей, обусловленных переотраженными сигналами, в K раз, где K – число лепестков. Однако при большом количестве лепестков

возникает проблема с разрешением неоднозначности определения азимута. С учетом всех факторов, влияющих на точность измерения азимута, погрешность в грубом канале в условиях сильно пересеченной местности может достигнуть значения 20° . В связи с указанными причинами количество лепестков выбирается равным 9.

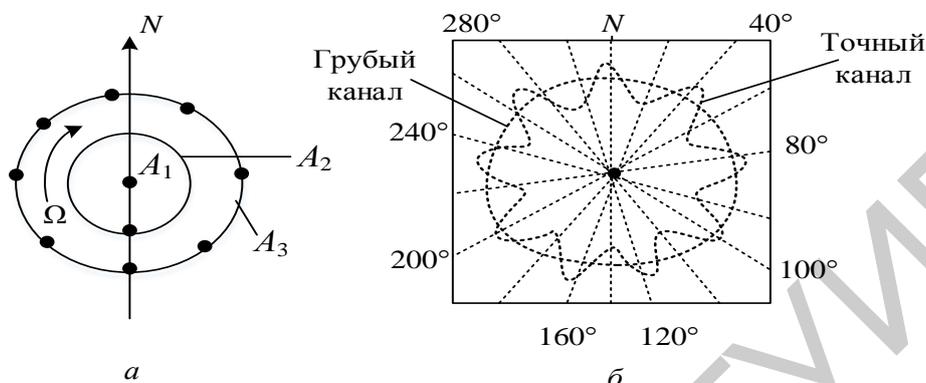


Рис. 7.12. Антенная система PVOR:

a – конструкция антенной системы; *б* – ДНА в горизонтальной плоскости

При вращении внешнего цилиндра A_3 синхронно с внутренним A_2 на основную модуляцию (15 Гц) накладывается девятая гармоника колебаний, имеющая частоту 135 Гц. На частоте 135 Гц производится уточнение азимута (точный канал).

Диаграмма направленности системы (рис. 7.12, б) представляет собой кардиоиду (ДНА грубого канала), на которую наложена периодическая функция азимутального угла, имеющая 9 периодов, каждый из которых равен 40° (ДНА точного канала). Диаграмма вращается в горизонтальной плоскости с частотой 15 Гц.

Распределение интенсивности излучения в азимутальной плоскости в радиомаяках PVOR определяется выражением

$$F(\alpha) = 1 + m_G \cos \alpha + m_T \cos K\alpha, \quad (7.11)$$

где m_G, m_T – численные коэффициенты, характеризующие глубину АМ на соответствующих частотах модуляции;

K – число максимумов используемой функции направленности.

При такой диаграмме направленности уровень излучения в любом азимутальном направлении θ (рис. 7.13) характеризуется величиной

$$F(\alpha - \theta) = 1 + m_G \cos(\alpha - \theta) + m_T \cos K(\alpha - \theta). \quad (7.12)$$

Диаграмма излучения вращается в горизонтальной плоскости с угловой скоростью Ω и занимает угловое положение

$$\alpha = \Omega t. \quad (7.13)$$

Наличие вращения антенны позволяет сформировать азимутальный сигнал

$$e_C(t) = E_M F(\alpha - \theta) \cos \omega_0 t. \quad (7.14)$$

Подставив в выражение (7.14) выражения (7.13) и (7.12) получим

$$e_c(t) = E_M [1 + m_G \cos(\Omega t - \theta) + m_T \cos K(\Omega t - \theta)] \cos \omega_0 t. \quad (7.15)$$

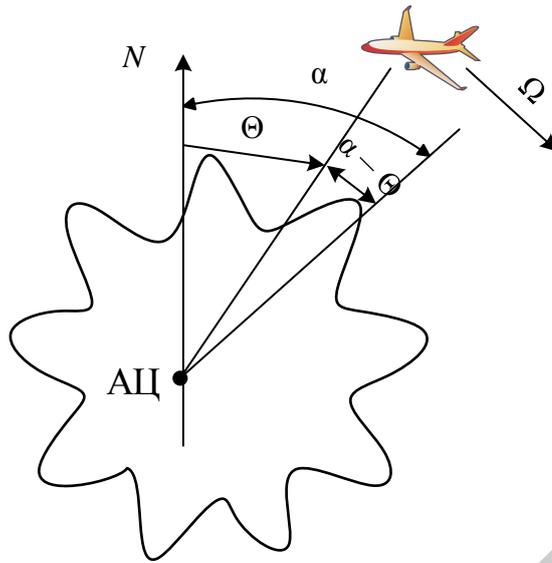


Рис. 7.13. Измерение азимута в системе PVOR

После приема, усиления и детектирования азимутального сигнала в бортовом оборудовании можно выделить низкочастотное напряжение

$$u_c(t) = U_{G_{CM}} \cos(\Omega t - \theta) + U_{T_{CM}} \cos K(\Omega t - \theta). \quad (7.16)$$

Выражение можно упростить, представив как

$$u_c(t) = U_{G_{CM}} \cos \varphi_{G_C} + U_{T_{CM}} \cos K \varphi_{T_C},$$

где $\varphi_{G_C}(t) = \Omega t - \theta$ – фаза азимутального сигнала грубого канала.

Это напряжение содержит информацию о частоте вращения ДНА (частоте грубого канала):

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60} = 2\pi F_G,$$

откуда $F_G = \frac{n}{60}$. При $n = 900$ об/мин $F_G = 15$ Гц.

Напряжение содержит также информацию о частоте точного канала:

$$K\Omega = K \frac{2\pi n}{60} = 2\pi F_T,$$

где $F_T = 135$ Гц.

Через центральную антенну A_1 излучается сигнал, содержащий опорные колебания. Опорные сигналы для грубого и точного каналов передаются посредством импульсно-кодовой модуляции.

Передатчик радиомаяка PVOR работает в импульсном режиме. Каждый сигнал передатчика представляет группу из двух импульсов длительностью по 3,2 мкс с постоянным интервалом между ними, равным 12 мкс. Сигналы радиомаяка, за исключением сигналов опорного напряжения, имеют случайное

распределение во времени. Количество хаотически следующих во времени сигналов равно 2700 импульсов в секунду или 180 за один оборот антенны.

Опорные сигналы грубого измерения передаются один раз за один оборот антенны, когда максимум излучения проходит через северное направление. Северный опорный сигнал представляет последовательность двенадцати пар импульсов, следующих одна за другой с постоянным интервалом 30 мкс. Следовательно, для грубого измерения передается в секунду $12 \cdot 15 = 180$ пар импульсов.

Опорные сигналы точного измерения передаются каждый раз, когда через направление севера проходит очередной максимум девятилепестковой характеристики. Опорный сигнал точного измерения представляет последовательность шести пар импульсов, следующих одна за другой с постоянным интервалом 24 мкс. Всего за секунду передается $6 \cdot 8 \cdot 15 = 720$ пар импульсов.

Общее количество пар импульсов, излучаемых в секунду радиомаяком, достигает 3600.

На борту ЛА выделяется низкочастотное напряжение опорного сигнала

$$u_{OP}(t) = U_{GOPM} \cos \Omega t + U_{TOPM} \cos K \Omega t. \quad (7.17)$$

В упрощенном виде (7.17) можно представить как

$$u_{OP}(t) = U_{GOPM} \cos \varphi_{GOP} + U_{TOP} \cos K \varphi_{TOP},$$

где $\varphi_{GOP}(t) = \Omega t$ – фаза опорного сигнала грубого канала.

Наличие двух азимутальных и двух опорных сигналов позволяет провести две ступени измерений разности фаз: грубую на частоте 15 Гц, точную на частоте 135 Гц.

При грубых измерениях $\Delta \varphi_G(t) = \varphi_{GOP}(t) - \varphi_{GC}(t) = \theta_G$. Азимут определяется однозначно, но с малой точностью.

Двухступенчатые измерения позволяют определить азимут однозначно и с высокой точностью. Методика двухступенчатых измерений приведена на рис. 7.14.

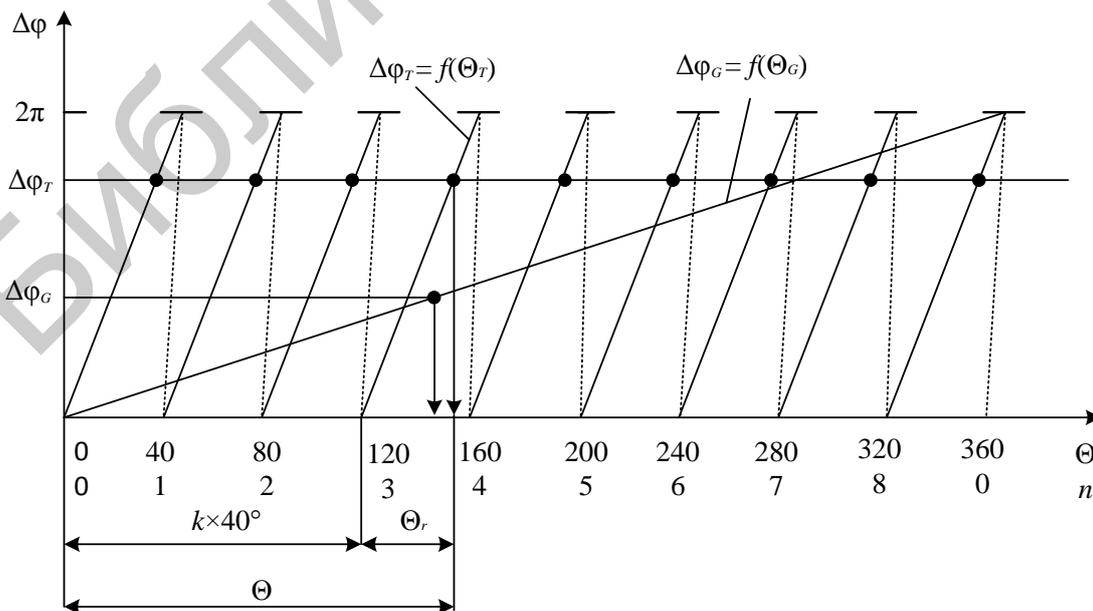


Рис. 7.14. Двухступенчатое определение азимута

Грубое измерение разности фаз $\Delta\varphi_G$ позволяет определить зону однозначного отсчета шириной $\frac{360^\circ}{K}$, в пределах которой находится азимут ЛА, и получить число зон k , входящих в азимут. Точное измерение разности фаз $\Delta\varphi_T$ позволяет определить точное положение ЛА внутри этой зоны θ_T .

Азимут ЛА является суммой результатов измерений

$$\theta = k \cdot 40^\circ + \theta_T, \quad k = 0, 1, 2 \dots 8, \quad 0 \leq \theta_T \leq 40^\circ. \quad (7.18)$$

Если обе ступени измерений проводятся одинаковыми устройствами (фазометрами) и в одинаковых условиях, то погрешности измерения разности фаз можно считать одинаковыми. В связи с увеличением частоты колебаний в K раз точность должна также увеличиться в K раз. Реальная точность измерения азимута в системе *PVOR* примерно в 4...5 раз выше, чем в системе *VOR* в тех же условиях.

Библиотека БГУИР

8. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ НАЗЕМНОГО БАЗИРОВАНИЯ

8.1. Назначение, состав и основные типы систем дальней навигации наземного базирования

Системы дальней навигации (СДН) относятся к классу многопозиционных РНС и предназначены для определения местоположения потребителя на расстояниях до нескольких тысяч километров или в пределах земного шара (глобальные системы). Все СДН работают в пассивном режиме в диапазоне километровых (длинных) или мириаметровых (сверхдлинных) волн, где требуемая дальность действия обеспечивается с помощью сигналов поверхностных волн.

Основа СДН – сеть наземных опорных станций (ОС) с дальностью действия (в зависимости от системы) от 1 тыс. до 9 тыс. км. Основная задача ОС – формирование и излучение навигационного сигнала. Передатчики ОС снабжены эталонами времени и частоты (ЭВЧ) с долговременной стабильностью не менее 10^{10} и синхронизированы со шкалой Всемирного координированного времени (UTC).

Аппаратура потребителей (АП) вырабатывает информацию о координатах ЛА. Эта информация используется для определения отклонения ЛА от заданной траектории полета и коррекции автономных систем счисления пути, а также в индикаторах навигационной обстановки для указания текущего положения ЛА на карте.

Навигационный параметр СДН – это дальности от ЛА до ОС или разность дальностей от ЛА до двух ОС (дальномерные или разностно-дальномерные системы). Все СДН проектировались как разностно-дальномерные. Достижения в области малогабаритных эталонов времени и частоты позволяют использовать СДН в дальномерном варианте и повысить их точность.

Основной информативный параметр СДН – фаза колебаний несущей частоты (фазовые системы). Извлечение информации из фазы основано на когерентности навигационных сигналов, которая достигается с помощью взаимно синхронизированных атомных ЭВЧ на ОС.

Типы СДН отличаются форматом навигационного сигнала и дальностью действия. Наибольшее распространение получили системы типа «Лоран» («Чайка») и типа «Омега» («Альфа»).

В настоящее время находятся в эксплуатации и используются различными группами потребителей радиотехнические системы дальней навигации: «Альфа» («Маршрут»); «Чайка» («Тропик-2»); «Тропик-2П»; «Марс-75» (табл. 8.1).

Системы «Маршрут» («Альфа») и «Тропик-2» («Чайка») – стационарные, «Тропик-2П» и «Марс-75» – мобильные.

Эксплуатируемые радиотехнические системы дальней навигации

Состояние	Вид	Наименование РНС	Общая характеристика	Состав РНС				Диапазон рабочих частот (кГц)	Площадь рабочей зоны (млн км ²)/ дальность действия (тыс. км)	Точность (СКП) определения места(м)	Дискретность измерений	Пропускная способность	Доступность	Целостность
				Кол-во станций (цепей)	Воздушных РСДН	морских РСДН	наземных РСДН							
Существующие	Стационарная	«Чайка» («Тропик-2В») «Чайка» («Тропик-2Е»)	Разностно-дальномерная, импульсно-фазовая	4 (1)	А-711, А-720, А-723	КПИ-5ф, КПИ-6ф, КПИ-7ф, КПИ-8ф	100	5,5/ 1,6...2,2	120...1500	12	13	14	15	Не определена
				5 (1)				6,5/ 1,5...1,9	60...1400					
Существующие	Мобильная	«Альфа» («Маршрут»)	Разностно-дальномерная, фазовая	3 (1)	А-722, А-723	КПФ-6, КПФ-7	11,9...17,1	140/10	до 8800	12	13	14	15	Не определена
				3...4 (6)	А-723, РС-1	А-723, РС-1	64...92	0,8...1 (1 цепь)/ 1	60...350					
Существующие	Мобильная	«Чайка» («Тропик-2П») «Чайка» («Тропик-2С»)	Разностно-дальномерная, импульсно-фазовая	3...4 (6)	А-711, А-720, А-723	КПИ-5ф, КПИ-6ф, КПИ-7ф, КПИ-8ф	100	(1 цепь)/ 0,6...0,8	35...1230	12	13	14	15	Не определена
				5 (2)				1,7/1,2	500...1500					

Окончание табл. 8.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Завершенные	Стационарная	«Альфа-М» («Маршрут-Д»)	Дальномерно- гиперболическая, фазовая	4 (1)	А-723Д	РЩ-Д	-	11,9...17,1	308/13	600...7600	Непрерывная	Неограниченная	Не определена	Не определена

8.2. Формирование навигационной информации в СДН

Особенности местоопределения в СДН связаны с пассивным характером систем и зависят от их класса. *Пассивная СДН* основана на излучении навигационного сигнала ОС в момент t_{0_B} и измерении времени приема t_D этого сигнала потребителем с помощью измерителя времени, который включается в момент t_{0_p} (рис. 8.1). Моменты t_{0_B} и t_{0_p} , т. е. шкалы времени ОС и потребителя, задаются соответствующими ЭВЧ. Высокая стабильность ЭВЧ опорных станций позволяет считать, что все ОС используют единую шкалу времени системы (ШВС). В общем случае шкала времени потребителя (ШВП) смещена на ΔT относительно ШВС (расхождение шкал времени), что приводит к отличию измеренного интервала времени t_H от истинного.

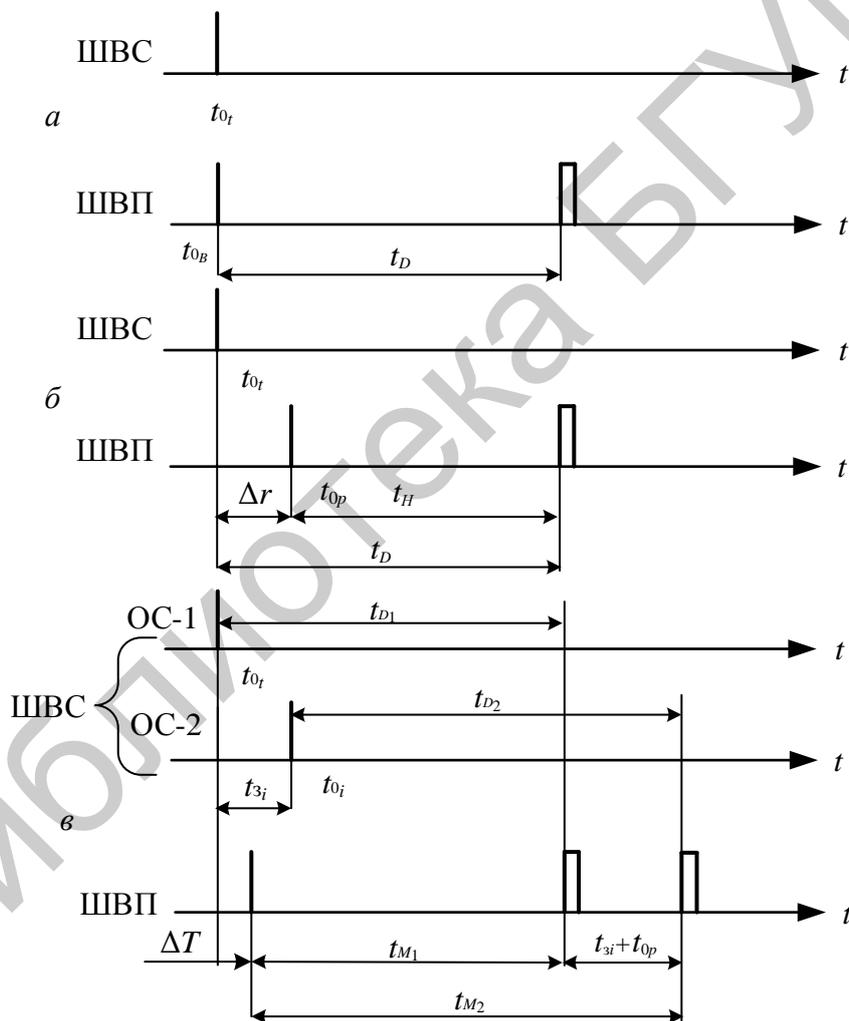


Рис. 8.1. Шкалы времени дальномерной (а), квазидальномерной (б) и разностно-дальномерной (в) систем

Класс СДН, т. е. принадлежность системы к дальномерным, квазидальномерным или разностно-дальномерным системам, сказывается на уравнении системы, число неизвестных в котором определяет число требуемых

измерений и ОС, и на точности МЛА, т. к. от класса системы зависит геометрический фактор (ГФ). Значения ГФ дальномерной системы существенно меньше, чем у разностно-дальномерной (G_D и G_{RD} на рис. 8.2).

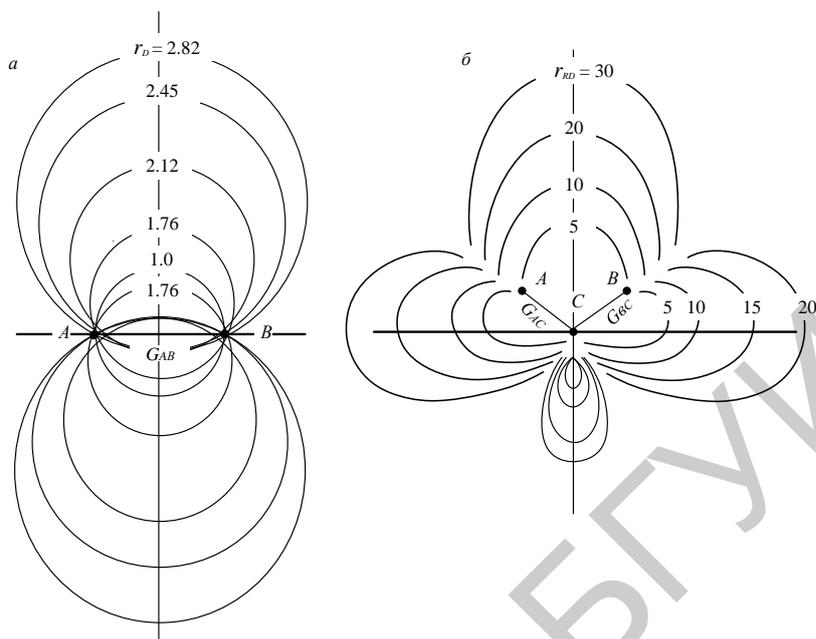


Рис. 8.2. Кривые равной точности дальномерной (а) и разностно-дальномерной (б) систем

Большая зависимость G_{RD} от положения потребителя объясняется расхождением гиперболических линий положения по мере удаления от базы, а следовательно, и увеличением линейной погрешности. В дальномерной системе (см. рис. 8.1, а) требуется точная синхронизация ШВП с ШВС ($\Delta T = 0$). В разностно-дальномерной ΔT не сказывается на точности, что является достоинством таких систем.

Навигационная информация формируется в процессе выполнения АП функций поиска сигнала, измерения информативного параметра и разрешения многозначности.

Поиск сигналов ОС преследует цель грубой (с точностью до интервала $\tau_{\text{п}}$ – ошибки поиска) синхронизации АП с циклами приема сигналов ОС и заключается в совмещении опорного сигнала u_0 с принятым сигналом $u_{\text{п}}$. Сигнал u_p – копия навигационного сигнала, которая вырабатывается генератором опорной станции в момент t_{0_p} (рис. 8.3).

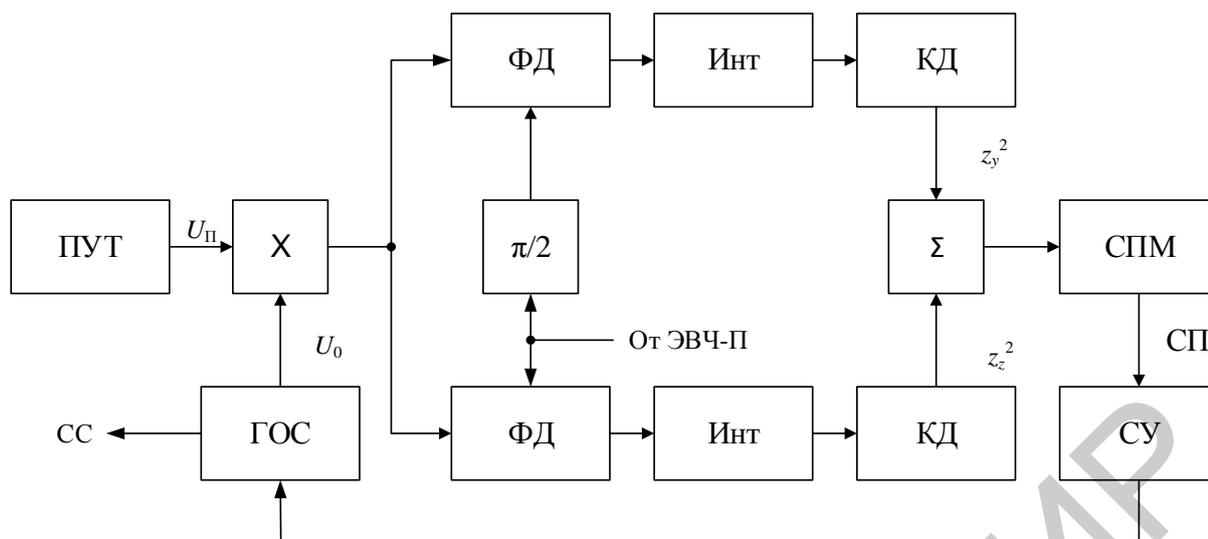


Рис. 8.3. Структурная схема устройства поиска сигнала фазовых СДН

Устройство поиска строят на основе обнаружителей, применяемых при неизвестной начальной фазе сигнала. Каждый из квадратурных каналов обнаружителя, состоящий из фазового детектора ФД, интегратора Инт и квадратичного детектора КД, формирует составляющую корреляционного интеграла z_1 или z_2 . Схема поиска максимума (СПМ) вырабатывает сигнал поиска (СП), под действием которого схема управления СУ изменяет задержку u_0 . В перемножителе формируется произведение $u_0 \times u_{\text{п}}$, необходимое для получения взаимно корреляционной функции (ВКФ) сигналов. Процесс поиска прекращается при достижении максимума этой ВКФ. Синхросигнал СС, соответствующий смещенному u_0 подается на все синхронизируемые устройства АП. Процесс поиска требует определенных затрат времени, т. к. для формирования ВКФ необходимо накопление (интегрирование) сигнала. Эти затраты уменьшаются при параллельном поиске и большом отношении мощностей сигнала и помех.

Определение дальности в СДН основано на сравнении фаз принятого $u_{\text{п}}$ от ОС навигационного сигнала и опорного сигнала $u_0 \hat{D}$, формируемого ЭВЧ аппаратуры потребителя (ЭВЧ-П) (рис. 8.4).

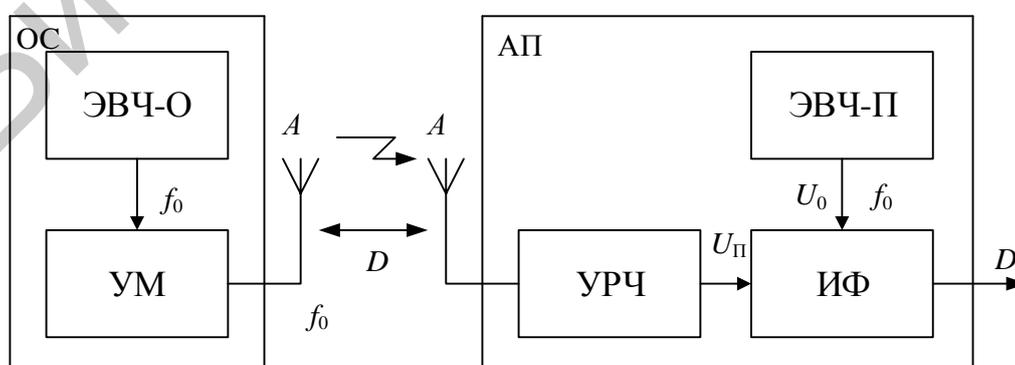


Рис. 8.4. Основные элементы опорной станции и аппаратуры потребителей дальномерной СДН

Поступающий на измеритель фазы ИФ (рис. 8.5) сигнал u_n при идеальных условиях распространения имеет вид

$$u_n = U_{mn} \sin(\omega_0(t - t_D) + \varphi_{01} + \varphi_a),$$

а опорный сигнал

$$u_o = U_{mo} \sin(\omega_0 t + \varphi_{02}),$$

где U_{mn} и U_{mo} – амплитуды сигналов;

ω_0 – несущая частота;

$\varphi_{01}, \varphi_{02}$ – начальные фазы колебаний, вырабатываемых ЭВЧ-О и ЭВЧ-П;

φ_a – сдвиг сигнала по фазе в АП.

Разность фаз этих сигналов $\varphi_n = \omega_0 t_D - \varphi_a + (\varphi_{02} - \varphi_{01})$ содержит информацию о дальности d . Фазовые сдвиги φ_{01} и φ_{02} должны быть известны и учтены при измерениях. Тогда дальность определяется как $d = M\varphi_n = \frac{c}{2\pi f} \varphi_n$.

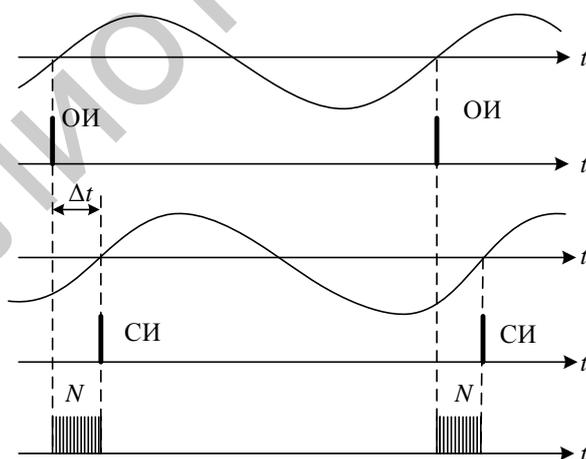
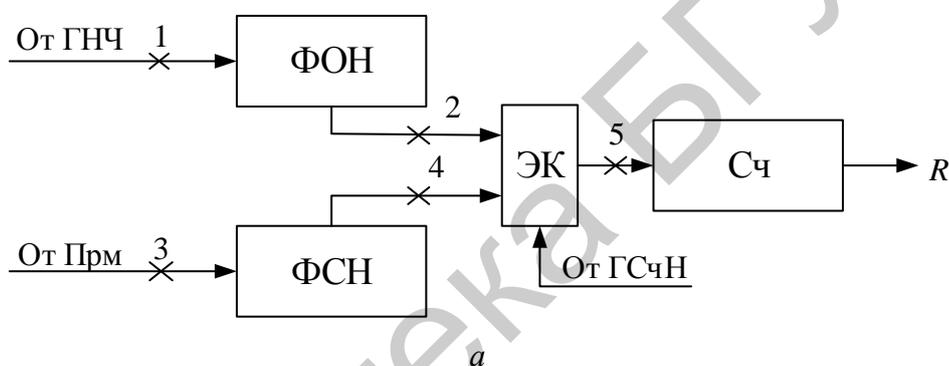


Рис. 8.5. Цифровой измеритель разности фаз:

a – упрощенная структурная схема; b – графики сигналов в характерных точках при измерении разности фаз

Определение разности дальностей в СДН требует поочередного сравнения фаз навигационных сигналов, принятых от ОС-1 и ОС-2, с фазой ЭВЧ-П (рис. 8.6).

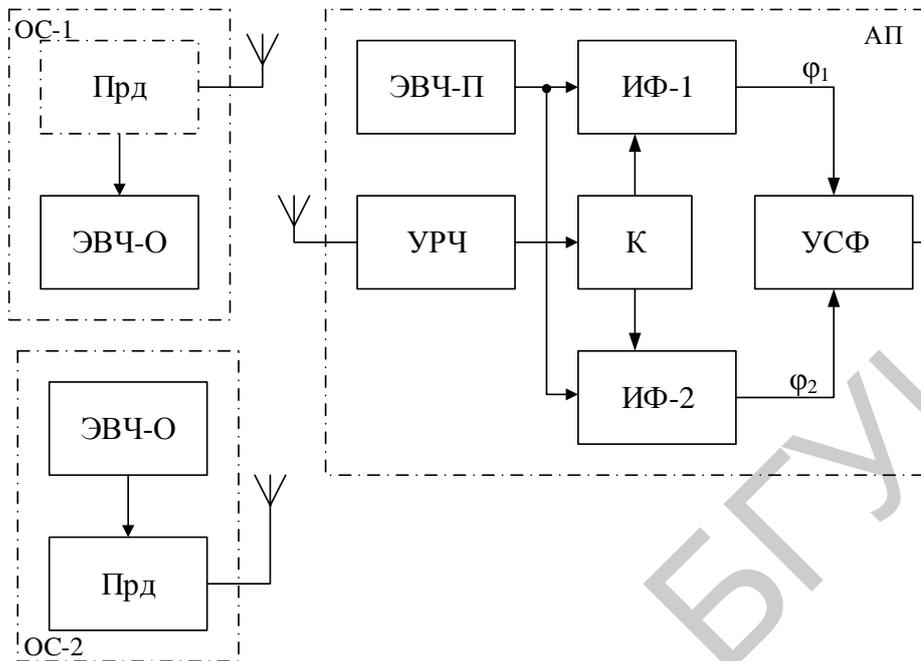


Рис. 8.6. Основные элементы ОС и АП разностно-дальномерной СДН

Для предупреждения интерференции в точке приема ОС-2 излучает сигнал через интервал времени t_1 после ОС-1, затем через интервал t_2 включается станция ОС-1 и т. д. Интервалы t_1 и t_2 известны. Коммутатор К, который синхронизируется с циклом работы ОС в процессе поиска, направляет сигнал ОС-1 к измерителю фазы ИФ-1, а сигнал ОС-2 к ИФ-2.

Измеренные ИФ фазовые сдвиги $\varphi_{и1}$ и $\varphi_{и2}$ запоминаются и сравниваются в устройстве УСФ: $\varphi_p = \varphi_{и1} - \varphi_{и2}$.

Основное уравнение разностно-дальномерного РНУ: $d = M\varphi_p = \frac{c}{2\pi f} \varphi_p$.

Масштабный коэффициент M имеет то же значение, что и в фазовом радиодальномере.

Многозначность фазовых измерений связана с циклическим характером изменения фазы и неспособностью измерителей различить два сигнала (рис. 8.7, а) с фазовыми сдвигами $\varphi_{и}$ и $\varphi_{и} + 2\pi n$, где n – неизвестное целое число. Диапазон однозначного измерения фазы равен $\varphi_{и} \leq 2\pi$.

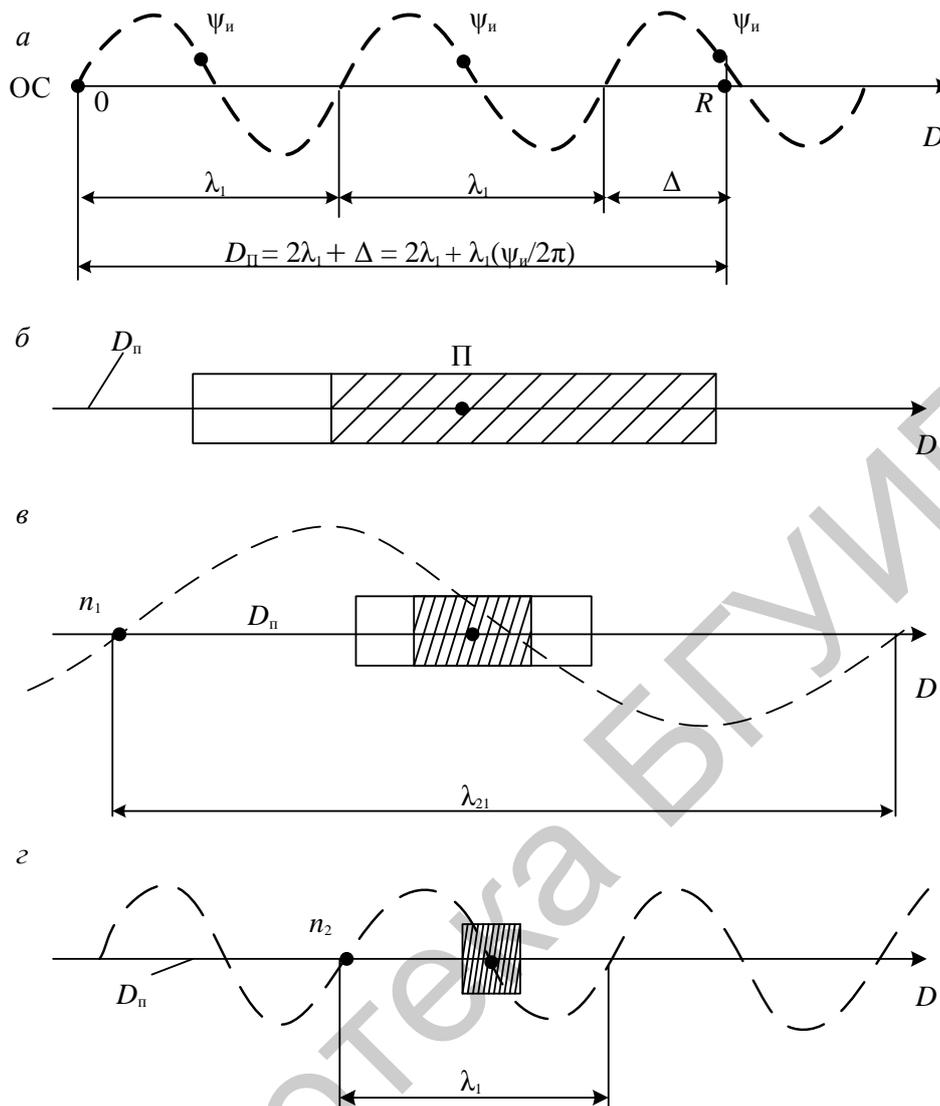


Рис. 8.7. Многозначность фазовых измерений (а) и разрешение многозначности в многошкальном измерителе (грубой (б), средней (в), точной (г) шкал)

Методы разрешения многозначности в фазовых СДН основаны на определении n с помощью многошкальных измерителей. Точная, но неоднозначная шкала формируется на несущей частоте f_1 (рис. 8.7, г) или на одной из частот многочастотного сигнала. Дополнительные грубые шкалы создаются на более низких (разностных) частотах $F_p = f_1 - f_2$, где f_2 – дополнительная несущая частота (рис. 8.7, в), с помощью грубого измерения навигационного параметра (НП) импульсным методом по огибающей навигационного сигнала (в импульсно-фазовых системах) или с помощью внешних систем счисления пути (рис. 8.7, б), или других РНС.

8.3. Принцип действия систем типа «Лоран» («Чайка»)

Аппаратура потребителя производит прием, усиление, грубый поиск сигналов ведущей и ведомых, точный поиск (допоиск), слежение за фазой

сигналов, устранение неоднозначности фазовых измерений, измерение РНП и определение координат потребителя.

Навигационные сигналы системы «Лоран» (рис. 8.8) состоят из пачек импульсов, содержащих девять (ведущая ОС) или восемь (ведомые ОС) импульсов с когерентным заполнением. Импульсы (кроме девятого) кодируются по фазе дополнительными кодами Голея. Ведущие ОС излучают сигналы в строгой последовательности, определяемой задержками t_{zi} , после приема сигнала ведущей ОС всегда следует сигнал ведомой ОС-Х, затем ОС-У и т. д. Групповой период повторения индивидуален для каждой цепочки ОС и служит для опознавания последней. Форма огибающей каждого импульса контролируется при формировании на ОС.

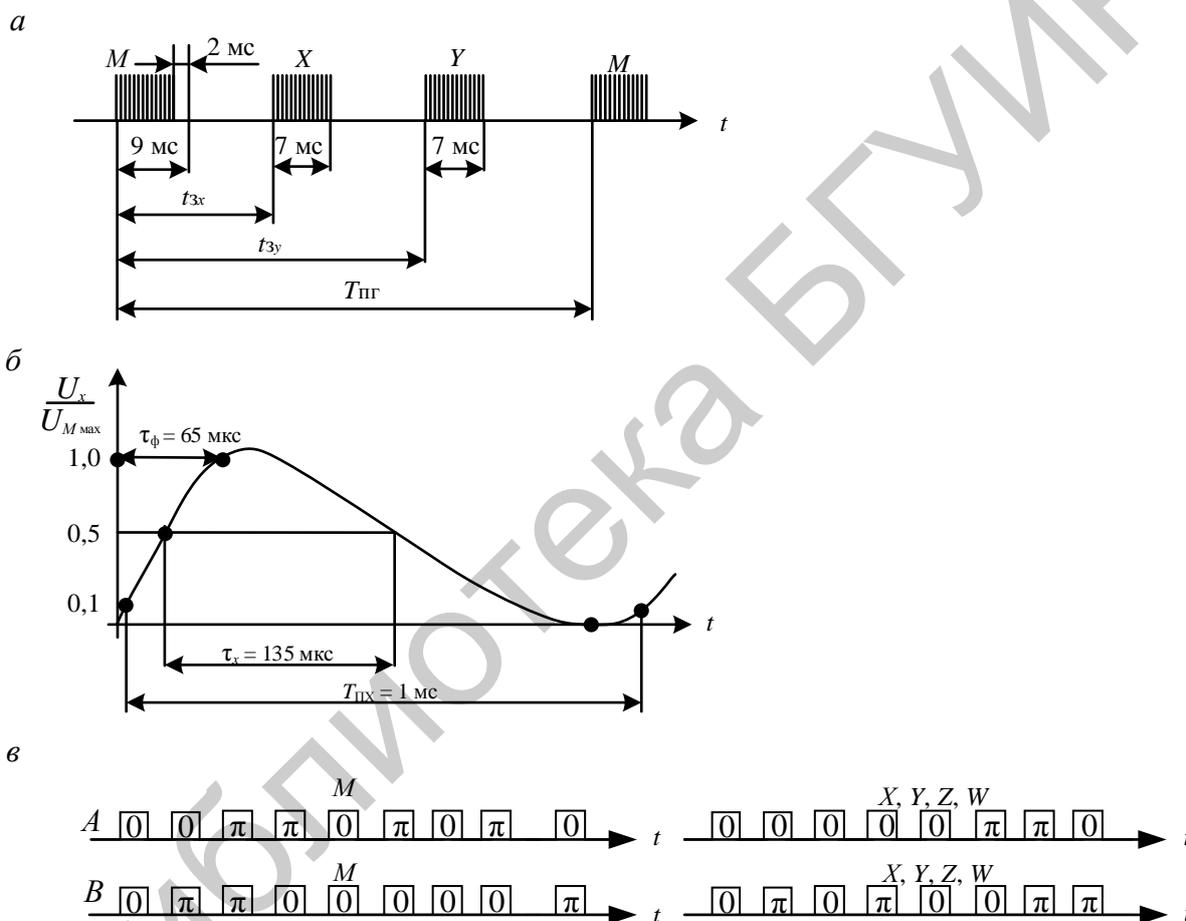


Рис. 8.8. Формат сигнала системы «Лоран»:

a – пачки импульсов ведущей (*M*) и ведомых (*X*, *Y*) станций; *б* – форма огибающей импульса; *в* – закон фазового кодирования импульсов в четных (*A*) и нечетных (*B*) периодах повторения

Характерная точка огибающей (ХТО) находится на уровне половинной амплитуды принимаемого импульса, соответствует максимальной крутизне фронта и используется для выделения того периода несущих колебаний, по которому измеряется НП. Такой прием способствует защите от сигнала

пространственной волны, но приводит к энергетическим потерям в 6 дБ по сравнению с измерением в максимуме импульса.

Передача дополнительной информации осуществляется путем низкочастотной модуляции навигационных сигналов. При неисправности цепочки ОС излучение девятого импульса ведущей ОС периодически прерывается, а соответствующая ведомая ОС каждые 4 с прекращает излучение первых двух импульсов пачки на 0,25 с. Для межстанционной телетайпной связи используется временная импульсная модуляция (сдвиг на ± 1 мкс) двух последних импульсов пачки.

Принцип работы АП заключается:

- в поиске сигнала (грубом и точном);
- слежении за фазой;
- определении НП.

Поиск сигнала (ПСиг) – одна из основных функций АП (рис. 8.9). Сначала осуществляется грубый поиск ведущей станции (ГПС-М), включающий опознавание этой ОС путем формирования аналога ВКФ – произведения $M_I \times M_{II}$, где M_I , M_{II} – решетчатые ВКФ соответственно первой (I) и второй (II) четверок импульсов пачки (рис. 8.10). После этого выполняется грубый поиск сигналов ведомых ОС (ГПС-В...ГПС-З). Этот этап требует меньше времени, т. к. положение пачек импульсов ведомых ОС относительно ведущей известно с точностью до времени распространения сигнала вдоль базы (не более 3...5 мс). Грубый поиск ведомых может осуществляться параллельно. Третий этап – дополнительный, или точный, поиск (ТПС) всех ОС – начинается по завершении грубого поиска.

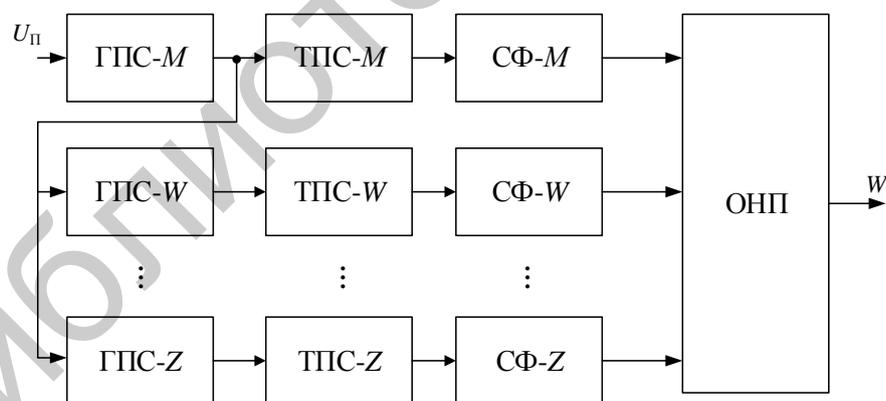


Рис. 8.9. Функциональная схема АП системы «Лоран»

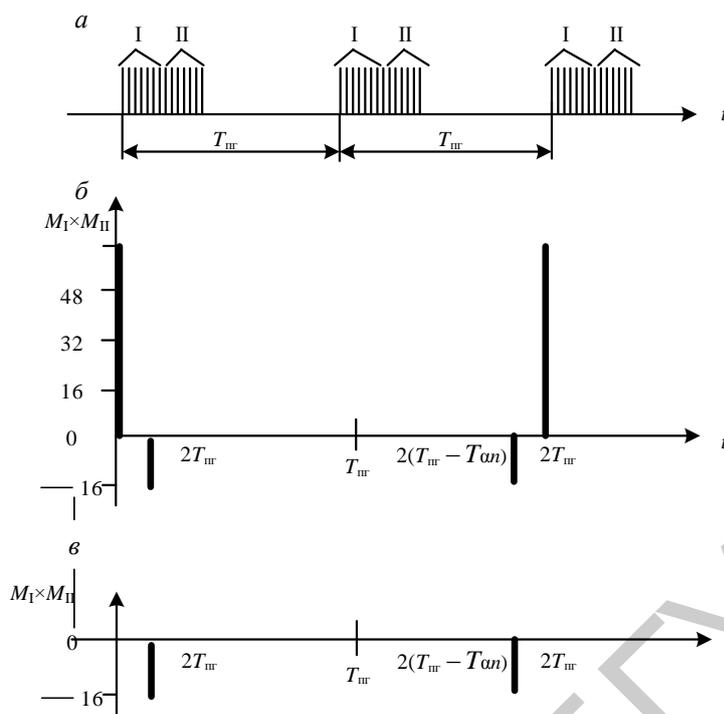


Рис. 8.10. Разделение пачки импульсов на четверки (а) и решетчатые ВКФ для кода ведущей (б) и ведомой (в) станций

По окончании точного поиска начинается *слежение за фазой* (СФ) по ближайшему к ХТО переходу сигнала через нулевой уровень и определение НП (ОНП).

Возможны и другие варианты поиска сигналов в аппаратуре потребителя, например *поиск сигнала в полном интервале* или *поиск с последовательным обзором по частям*.

Точная синхронизация АП выполняется после завершения процесса поиска сигналов и предусматривает определение положения ХТО, выделение соответствующего периода несущей частоты принятого сигнала и слежения за этим периодом.

Грубое измерение НП производится обычно схемой с последовательно включенными временными модуляторами (ВМ) (рис. 8.11). Модулятор ВМ-1 формирует опорный сигнал $u_0(t - t_{DM})$ для коррелятора Кор-1, куда поступает также и навигационный сигнал $u_0(t)$. Выходной сигнал Кор-2 управляет слежением за ХТО сигнала ведущей ОС (ОС-М). В модуляторе ВМ-2 сигнал u_0 получает дополнительный сдвиг. При слежении за ХТО сигнала ОС-Х $t_{DM} + \tau = t_{DX}$, следовательно, $\tau = t_{DM} - t_{DX}$, откуда искомый НП $D_\tau = c\tau$.

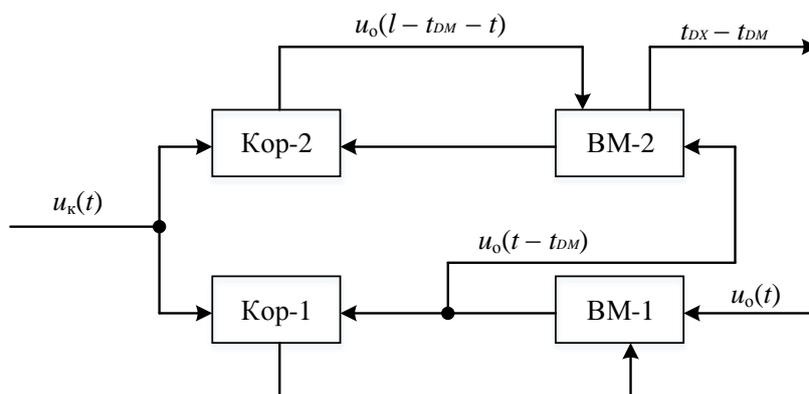


Рис. 8.11. Структурная схема устройства грубого определения навигационного параметра АП системы «Лоран»

Измерение разности фаз сигналов, принятых от ОС, начинается по окончании процесса фазовой синхронизации. Особенность измерения заключается в импульсном характере сигнала, требующем запоминания фазы принятого сигнала. Пачка импульсов навигационного сигнала позволяет проводить усреднение результатов измерений по восьми импульсам и увеличивать точность измерений.

Непосредственное измерение разности фаз (простейший вариант) может быть реализовано в схеме, показанной на рис. 8.12. Сигналы с ЦФС ведущей и ведомой станций используются соответственно для включения и запираания электронного ключа ЭК-3. Через этот ключ импульсы от генератора СГ, следующие, например, с частотой 10 МГц ($T_{CG} = 0,1$ мкс), поступают на счетчик Сч. Число N импульсов СГ, подсчитанное счетчиком за интервал между импульсами 1 и 2 (рис. 8.12, б), является мерой сдвига фаз $\psi = N \cdot \omega_0 \cdot T_{CG}$. Общий для всех ОС измеритель фазы последовательно обрабатывает сигналы ОС, выдавая результат измерения в ОЗУ, откуда они считываются при определении разностей фаз и НП.

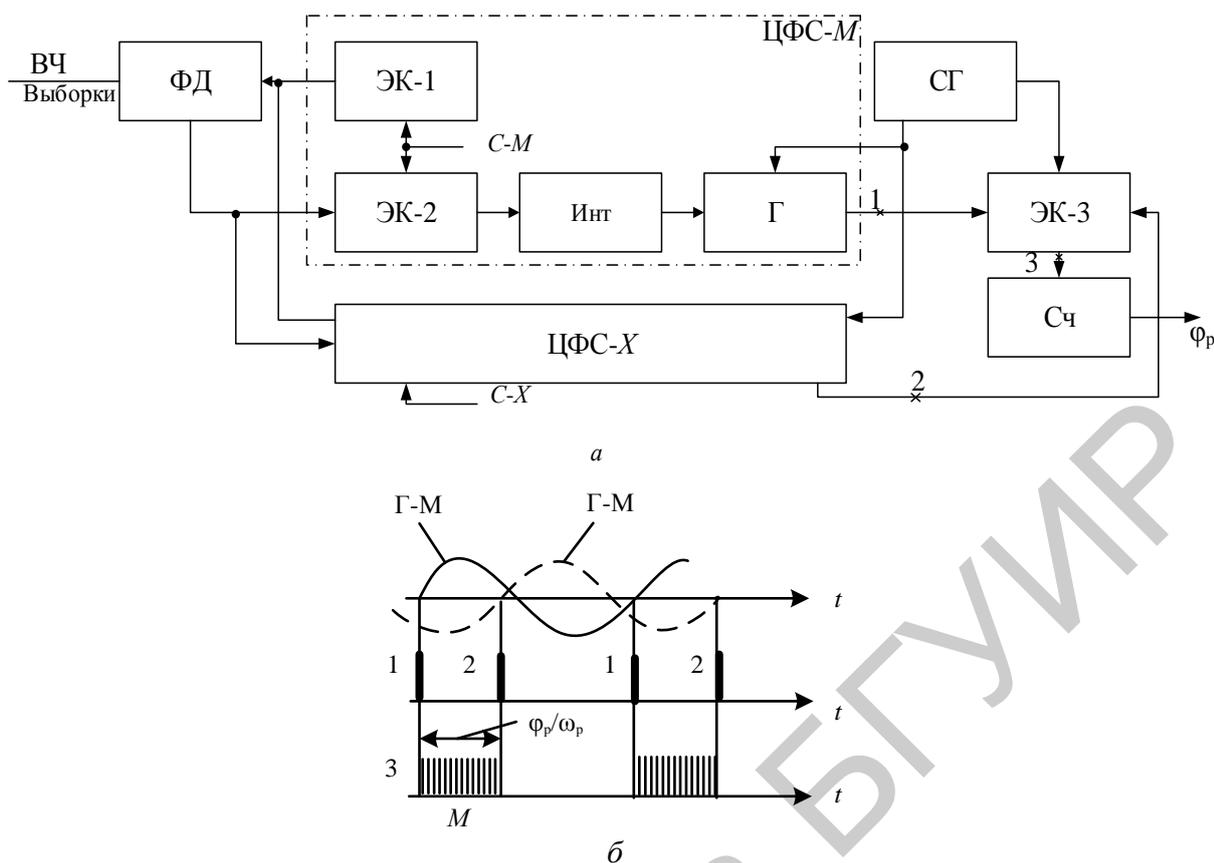


Рис. 8.12. Упрощенная структурная схема фазовой синхронизации АП системы «Лоран» (а) и графики сигналов в характерных точках при непосредственном измерении разности фаз (б)

Принцип преобразования разности фаз во временной интервал основан на формировании в АП измерительных импульсов (ИИ). Данный принцип реализуется в аппаратуре, схема которой показана на рис. 8.13.

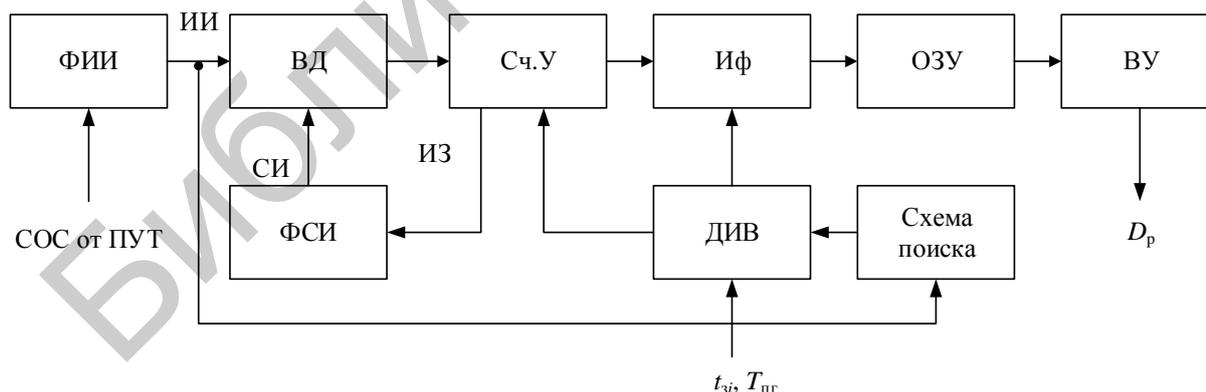


Рис. 8.13. Структурная схема блока определения НП при преобразовании разности фаз во временной интервал

Сигналы опорных станций (СОС) поступают на формирователь измерительных импульсов (ФИИ). Схема поиска выделяет первый ИИ, соответствующий началу пачки сигналов станции M , и запускает датчик

временных интервалов (ДИВ), в который предварительно вводятся значения t_{zi} и $T_{пр}$ выбранной цепочки станций. Датчик ДИВ вводит в счетное устройство (Сч.У) число, характеризующее интервал в 1 мс, по окончании которого ожидается прием следующего импульса пачки ведущей станции. По истечении 1 мс Сч.У вырабатывает импульс запуска (ИЗ) формирователя стробирующих импульсов (ФСИ). Временной дискриминатор (ВД) определяет сдвиг стробирующего импульса (СИ) и измерительного импульса.

Сигнал ошибки вводится в качестве корректирующего в Сч.У, изменяя с дискретом, равным, например, 1 мкс, значение времени, записанное в Сч.У.

Такой процесс повторяется во время приема каждого из импульсов пачки станции M и уточненное значение времени приема ИИ этой станции через интерфейс (Иф) записывается по команде ДИВ в канал M пятиканального ОЗУ.

Уточненное временное положение импульса ИИ ведущей станции – начало отсчета времени при определении НП. Значения времени приема ИИ другой ОС формируются аналогично и заносятся в соответствующий канал ОЗУ. Наличие пяти каналов ОЗУ дает возможность определить местоположение по цепочке из пяти опорных станций. Для нахождения НП служит вычислительное устройство (ВУ).

Разрешение многозначности фазовых измерений достигается при грубом измерении по огибающей принятых сигналов. Однозначность обеспечивается, если погрешность измерения D_p по огибающей не будет превышать половины периода несущей частоты, т. е. 5 мкс.

8.4. Принцип действия систем типа «Омега» («Альфа»)

Разностно-дальномерная, фазовая радиотехническая система сверхдальнего действия на сверхдлинных волнах (СДВ) «Альфа» («Маршрут»), «Омега» предназначены для обеспечения континентальных и океанических полетов самолетов, плавания морских надводных и подводных судов в открытых водах на удалении до 10 000 км от опорных передающих станций.

В состав системы «Альфа» входят три станции, расположенные недалеко от городов Новосибирск (ведущая), Краснодар и Комсомольск-на-Амуре (ведомые).

Для работы по системе используется следующая навигационная аппаратура потребителей:

- 1) воздушных – А-722, А-723;
- 2) морских – КПФ-6, КПФ-7, РЦ;
- 3) наземных – нет.

На замену ей создана дальномерно-гиперболическая фазовая радиотехническая система сверхдальнего действия на СДВ «Альфа-М» («Маршрут-Д»). Система предназначена для навигационного обеспечения самолетов, надводных кораблей и подводных лодок, в том числе под водой и подо льдом, в любое время года и суток, в любых метеорологических условиях (за исключением местных гроз в районе подвижного объекта), на удалении до

13 000 км от опорных передающих станций в зоне действия, охватывающей до 60 % поверхности Земли.

В состав системы входит три станции системы «Альфа» («Маршрут») и дополнительно построенная станция в районе населенного пункта Ревда (ведомая).

В настоящее время для работы по системе серийно выпускаемая навигационная аппаратура потребителей отсутствует.

Аналогом системы «Альфа» («Маршрут») является система «Омега» (США).

РСДН «Омега» состоит из 8 береговых радиостанций, расположенных на расстоянии 5000...6000 миль друг от друга и обозначаемых буквами от *A* до *H*. Станции работают на мириаметровых волнах и в пределах 10-секундного цикла излучают последовательно сигналы на частотах 10,2; 13,6; 11,33 кГц и на специальных частотах, используемых для опознавания радиостанций.

Рассмотрим принцип действия системы «Омега».

Навигационные сигналы системы «Омега» (рис. 8.14) содержат по восемь импульсных посылок со средней длительностью $\tau_c = 1$ с. Сигналы одной и той же частоты излучаются ОС поочередно. Защитные интервалы (0,2 с) введены для предотвращения интерференции сигналов в точке приема, защиты от переходных процессов при переключении ОС на излучение сигнала другой частоты и снижения требований к точности коммутации сигналов ОС в аппаратуре потребителя до 0,1 с.

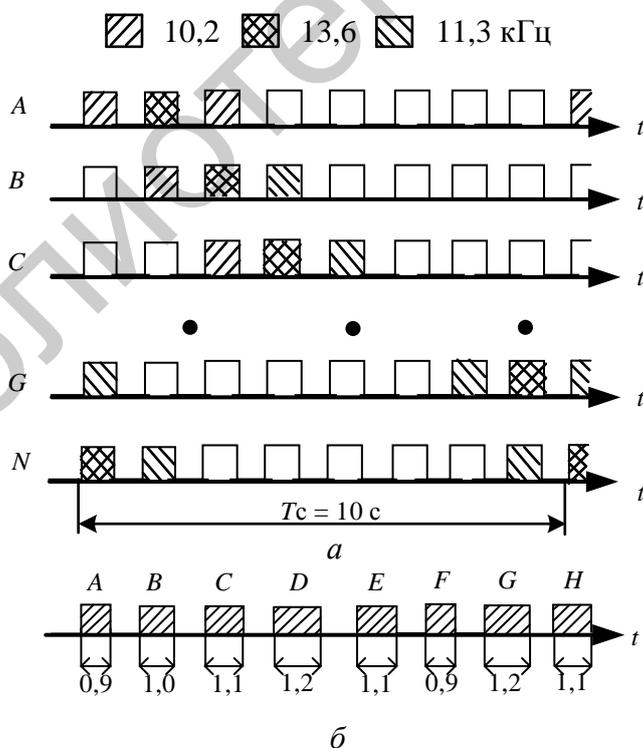


Рис. 8.14. Частотно-временная диаграмма сигналов (а), излучаемых опорными станциями стандартной системы «Омега», и временная диаграмма сигналов (б), излучаемых опорными станциями на частоте $f_1 = 10,2$ кГц

Цикл передачи сигналов $T_c = 10$ с. Начало цикла привязано к шкале Всемирного координированного времени (*UTC*). Опознавание ОС производится по порядку чередования частот заполнения импульсных посылок и по специальной частоте, выделенной для данной ОС.

Измерение НП выполняется на основной частоте $f_1 = 10,2$ кГц. Ширина фазовой дорожки составляет в разностно-дальномерном варианте около 15 км (на базовой линии), а в дальномерном – около 30 км.

Разрешение многозначности производится на разностных частотах навигационного сигнала: $f_2 = 11,05$; $f_3 = 11,3$ и $f_4 = 13,6$ кГц. Первая грубая шкала соответствует $F_{p41} = 3,4$ кГц (ширина фазовой дорожки в разностно-дальномерном варианте составляет около 44 км), а вторая $F_{p31} = 1133,3$ Гц (138 км) (см. рис. 8.7...8.15).

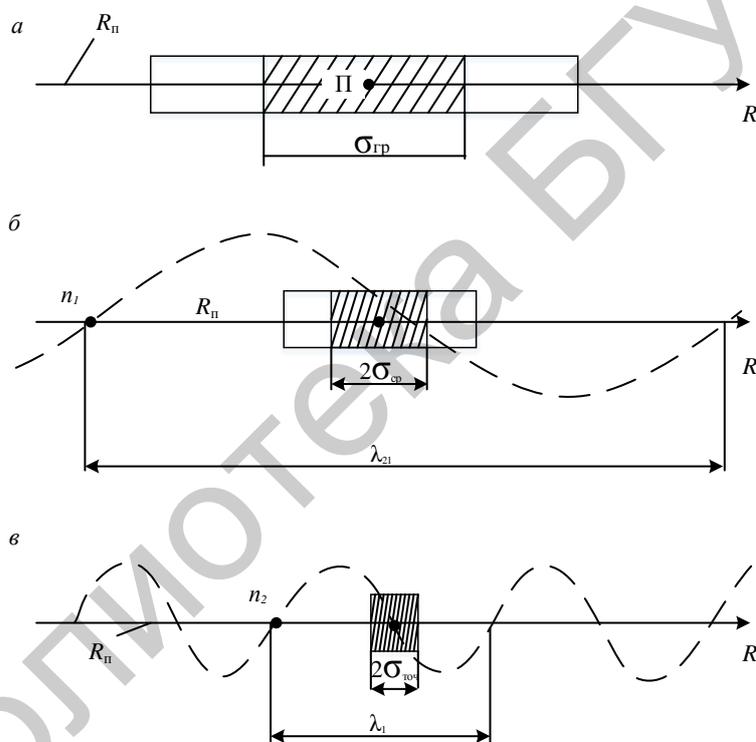


Рис. 8.15. Диаграммы измерения дальности потребителя на грубой (а), средней (б) и точной (в) шкалах

На рис. 8.15 $\sigma_{гр}$ – среднеквадратичное отклонение грубой шкалы, $\sigma_{ср}$ – среднеквадратичное отклонение средней шкалы, $\sigma_{точ}$ – среднеквадратичное отклонение точной шкалы.

Поиск и синхронизация сигналов выполняются по огибающей принимаемого сигнала (рис. 8.16, а).

Алгоритм поиска предусматривает сравнение опорного (рис. 8.16, б) и принятого сигналов и формирование взаимной корреляционной функции (рис. 8.16, в).

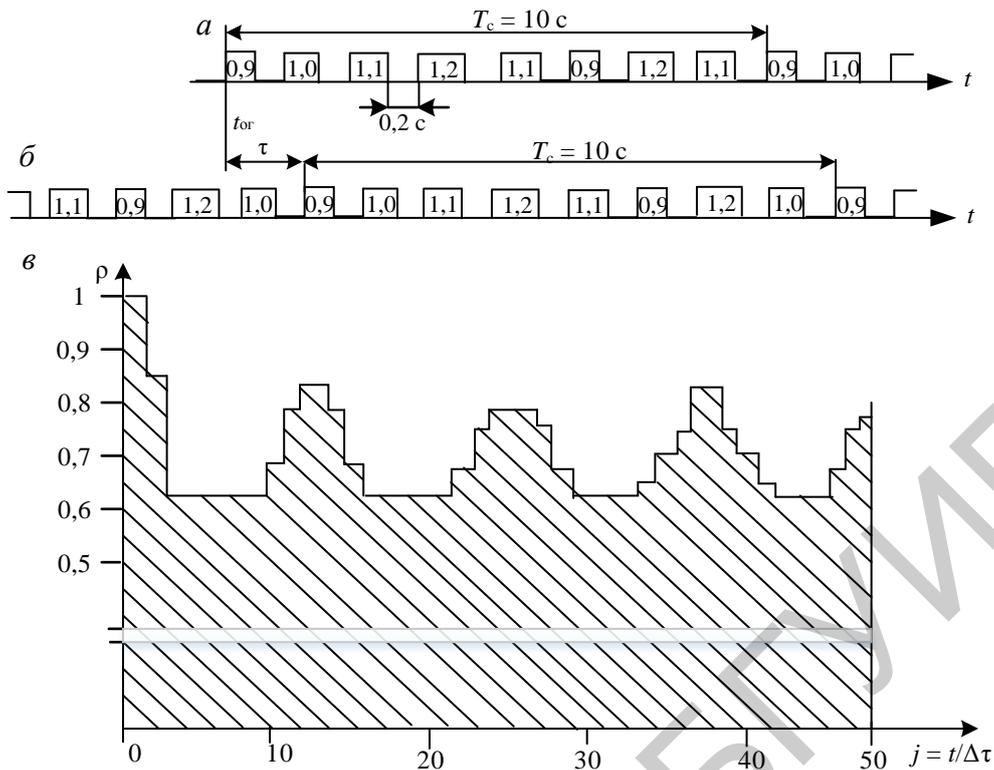


Рис. 8.16. Принимаемый сигнал (а), его аппаратная копия (б) и ВКФ этих сигналов (в)

Обработка принятого навигационного сигнала производится в аппаратуре потребителя рис. 8.17.

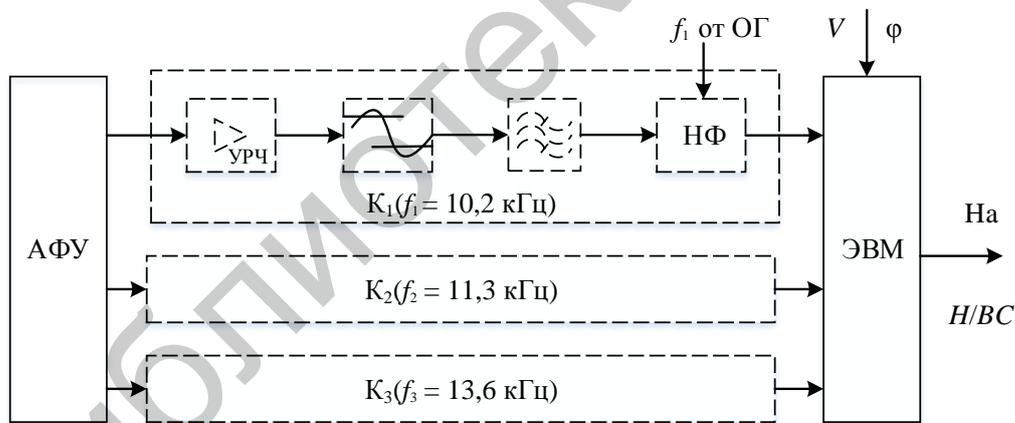


Рис. 8.17. Структурная схема аппаратуры потребителя системы «Омега»

Структурная схема измерительного устройства содержит столько каналов, сколько частот используется при работе АП. Измерительные каналы идентичны (рис. 8.17) и отличаются только частотами настройки входных элементов и опорных генераторов.

Структурная схема одного из каналов представлена на рис. 8.18.

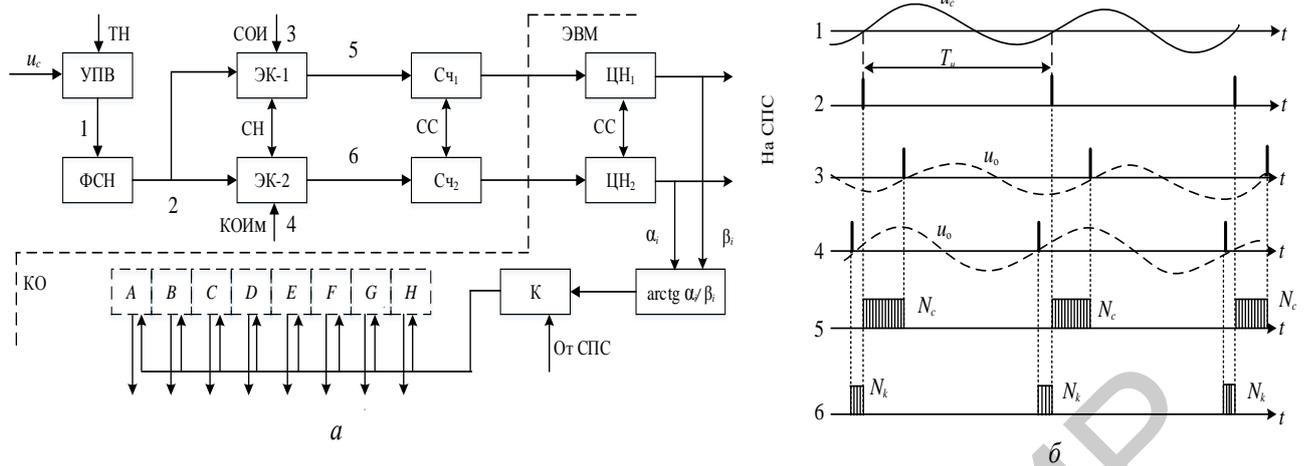


Рис. 8.18. Структурная схема одного из каналов ($f_1 = 10,2$ кГц) блока измерений с соответствующей частью ЦВМ (а) и графики (б), поясняющие процесс измерения фазы

В устройстве получения выборок (УПВ) принимаемый сигнал с помощью тактовых импульсов (ТИ) разбивается на N интервалов. Отрезки синусоид длительностью $\Delta\tau = 100$ мс поступают в устройство формирования сигнальных импульсов (ФСИ), вырабатывающее импульс при переходе через нуль напряжения принятого сигнала. С помощью электронных ключей ЭК-1 и ЭК-2 формируются последовательности счетных импульсов квадратурных каналов. Число импульсов в последовательностях (N_c или N_k) пропорционально либо $\sin\psi$ (верхний канал на схеме), либо $\cos\psi$. Ключ ЭК-1 открывается синусным опорным импульсом (СОИ), формируемым в момент перехода через нуль опорного напряжения u_0 эталонного генератора (ЭГ), а закрывается сигнальным импульсом. Ключ ЭК-2 открывается сигнальным импульсом, а закрывается косинусным опорным импульсом (КОИМ), формируемым из сдвинутого на 90° опорного напряжения. Счетные импульсы Сч.И следуют с определенной частотой (например, около 2,5 МГц). Счетчики Сч-1 и Сч-2 выдают цифровой сигнал, пропорциональный $\sin\psi$ или $\cos\psi$. Накопление этих сигналов за время Δt производится в цифровых интеграторах (ЦИ), код на выходе которых пропорционален составляющим z_1 и z_2 корреляционного интеграла.

Формирование оценки и обработка измерений производятся в специализированном процессоре или ЦВМ.

8.5. Дифференциальные варианты СДН

Дифференциальные системы основаны на том, что вызываемая непостоянством скорости распространения сигнала непрогнозируемая составляющая изменений фазы имеет область пространственной корреляции, радиус которой зависит от рабочей частоты системы и достигает, например, в системе «Омега» 2600...2800 км. Это означает, что два потребителя, которые находятся в одном районе, имеют близкие по значению погрешности. Наиболее разработаны дифференциальные варианты системы «Омега».

Основной элемент дифференциальной системы – контрольная станция (КС), размещаемая в центре обслуживаемого района (рис. 8.19).

Контрольные станции служат для приема сигналов ОС, сравнения времени приема сигнала с расчетным, формирования соответствующих поправок β и передачи их потребителям на частотах 250...500 кГц с помощью фазовой модуляции колебаниями низкой частоты (20...30 Гц). Ширина спектра, занимаемого сигналами при передаче поправок для всех рабочих частот системы «Омега», не превышает 100 Гц.

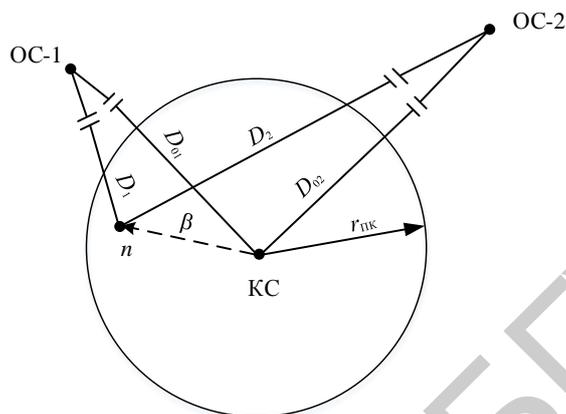


Рис. 8.19. Дифференциальная система

Расчет поправок производится по регламентированным значениям скоростей распространения радиоволн, составляющим 300 574 км/с на частотах 10,2 и 13,6 кГц; 299 630 км/с на частоте 11,33 кГц и 299 680 км/с на частоте 11,05 кГц. Расстояния определяются по Международной геодезической системе координат.

9. ДОПЛЕРОВСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ СКОРОСТИ И УГЛА СНОСА

9.1. Доплеровский метод измерения скорости и угла сноса. Классификация доплеровского измерителя скорости и угла сноса

Доплеровский метод измерения путевой скорости и угла сноса (ДИСС) ВС основан на эффекте доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала относительно частоты излучаемого сигнала, возникающего за счет перемещения источника излучения относительно отражающего или принимающего сигнал объекта за время излучения. Смещение частоты тем больше, чем больше скорость движения приемника относительно передатчика. Такой же эффект имеет место, если передатчик и приемник неподвижны относительно друг друга и находятся на движущемся объекте, а колебания принимаются после отражения от неподвижного объекта, например земной поверхности.

Рассмотрим эффект Доплера при непрерывном излучении немодулированного радиосигнала.

Пусть на борту ВС, выполняющего горизонтальный полет с постоянной путевой скоростью $V = \text{const}$, установлены приемник и передатчик, излучающий сигнал вида

$$e_{izl}(t) = E_{tizl} \cos \omega_0 t,$$

где $e_{izl}(t)$ – мгновенное значение напряженности электрического поля, создаваемого передатчиком на выходе передающей антенны;

E_{tizl} – амплитуда напряженности поля;

ω_0 – частота колебаний передатчика.

Колебания, поступающие на вход приемника, запаздывают относительно излучаемых на время $\tau = 2R(t)/c$, где $R(t)$ – текущее изменяющееся значение расстояния между ВС и элементарным отражателем. Тогда принятый сигнал можно записать в виде

$$e_{pr}(t) = E_{tizl} \cos[\omega_0(t - \tau)].$$

Мгновенное значение частоты принятого сигнала, определяемое как производная по времени от полной фазы $\Psi(t) = \omega_0(t - \tau) = \omega_0[t - 2R(t)/c]$, равно

$$\omega_r(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = \omega_0 - \frac{2\omega_0}{c} \frac{dR(t)}{dt}.$$

Отсюда видно, что принимаемые колебания отличаются по частоте от излучаемых на величину

$$\omega_D = \omega_r - \omega_0 = -\frac{2\omega_0}{c} \frac{dR(t)}{dt}, \quad (9.1)$$

называемую доплеровским смещением частоты (доплеровской частотой).

При приближении ВС к отражателю доплеровская частота $\omega_D > 0$, при удалении $\omega_D < 0$, при неизменном расстоянии $R(t) = \text{const}$ между ВС и отражателем $\omega_D = 0$. Если скорость сближения (или удаления) изменяется во времени, то доплеровская частота $\omega_D(t)$ также является функцией времени.

Производная $\frac{dR(t)}{dt}$ является проекцией вектора полной скорости V ВС на направление луча антенны, т. е. радиальной скоростью V_r ВС относительно отражателя $-\frac{dR(t)}{dt} = V_r$. Учитывая это, представим выражение в виде

$$\omega_D = \frac{2\omega_0}{c} V_r \quad \text{или} \quad F_D = \frac{2}{\lambda} V_r,$$

где λ – длина волны излучаемых передатчиком ДИСС колебаний.

В процессе полета облучаемый участок земной поверхности перемещается со скоростью, равной путевой скорости ВС. Если поверхность не абсолютно гладкая, то на каждом облучаемом участке есть хотя бы одна точка – элементарный отражатель, создающий отражение в направлении ДИСС. При неизменном режиме полета радиальная скорость V_r по отношению ко всем таким элементарным отражателям остается неизменной.

Абсолютно гладкая поверхность создает зеркальное отражение, при котором ДИСС не работает.

В зависимости от особенностей технической реализации различают следующие *основные типы ДИСС*:

- самолетные и вертолетные;
- с непрерывным и импульсным излучением;
- с излучением модулированных и немодулированных колебаний;
- с отдельной и попарной обработкой сигналов, принимаемых по лучам антенной системы.

Самолетные ДИСС, как правило, предназначены для определения путевой скорости и угла сноса. Вертолетные ДИСС позволяют определить три составляющие вектора полной скорости – продольную, поперечную и вертикальную.

Поскольку вектор путевой скорости самолета всегда направлен вперед и отклонен от продольной оси самолета на угол не более $20...25^\circ$, то знак доплеровского смещения частоты по каждому из лучей известен заранее и его определение в полете не требуется.

Перемещение вертолета в пространстве может быть произвольным. В ряде случаев, например в режиме зависания, вектор скорости может быть равен нулю или быть вблизи нуля и изменять направление. В связи с этим в вертолетных ДИСС необходимо измерять доплеровские частоты вплоть до значений, близких к нулю, а также определять их знак.

Кроме того, вертолетные ДИСС характеризуются большим объемом выходных данных, поскольку наряду с измерением трех составляющих вектора скорости в полете по маршруту измеряются путевая скорость и угол сноса.

В настоящее время наиболее широко используются трех- и четырехлучевые самолетные и трехлучевые вертолетные ДИСС.

Принцип построения ДИСС существенно зависит от режима излучения и вида модуляции излучаемых колебаний.

Различают когерентный (автокогерентный) и некогерентный способы выделения в ДИСС доплеровской частоты из отраженного сигнала. При когерентном приеме частота отраженного сигнала сравнивается с частотой колебания передатчика. При этом возможно определение знака доплеровского смещения частоты. Когерентный прием имеет место при излучении непрерывных, частотно-модулированных и непрерывно-импульсных колебаний.

При излучении импульсных некогерентных колебаний выделение доплеровской частоты путем непосредственного сравнения по частоте излучаемых и отраженных колебаний невозможно, т. к. они смещены во времени. Поэтому измерения доплеровских частот в этом случае основываются на сравнении фаз (частот) колебаний, одновременно принимаемых по различным лучам антенной системы. Однако при такой обработке знак доплеровского смещения частоты определить не удастся. Поэтому режим работы с излучением импульсных некогерентных колебаний можно применять только в самолетных ДИСС.

Основным достоинством ДИСС с непрерывным немодулированным излучением является сосредоточенность спектра доплеровского сигнала в пределах одной, достаточно узкой, полосы частот, что обеспечивает наиболее полное использование энергии сигнала.

Недостатком ДИСС с непрерывным излучением является трудность устранения просачивающегося на вход приемника сигнала передатчика. Этот сигнал попадает на вход приемника как вследствие связи между приемной и передающей антеннами, как правило, расположенными рядом, так и вследствие отражения прямого сигнала от элементов конструкции ВС.

Просочившийся сигнал обычно модулирован по амплитуде и фазе по случайному закону и при полете ВС на достаточно большой высоте может во много раз превышать не только собственные шумы приемника, но и принимаемый сигнал, что ведет к снижению чувствительности приемника.

Для уменьшения влияния просочившихся сигналов в ДИСС используются частотная модуляция или импульсный режим излучения. В импульсном режиме развязку приемного и передающего каналов производят путем запирания приемника на время излучения импульса. Однако при этом появляются «слепые высоты», т. е. ДИСС оказывается неработоспособным на высотах, где время задержки отраженных сигналов кратно периоду повторения импульсов.

Основным недостатком ДИСС с импульсным излучением и автокогерентной обработкой является ухудшение качества работы при крене и тангаже ВС, а также при полете над пересеченной местностью. При этом имеет место неодновременный приход сигналов по парам лучей вплоть до отсутствия их перекрытия во времени, в результате чего разностные биения не образуются. Для устранения влияния крена и тангажа используют стабилизацию антенной системы ДИСС в горизонтальной плоскости.

Следует отметить, что в ДИСС с автокогерентной обработкой сигналов могут использоваться генераторы с невысокой стабильностью частоты, т. к. для выделения доплеровской частоты сравниваются одновременно приходящие по

лучам приемной антенны отраженные сигналы, на которых частотные и фазовые нестабильности сказываются в равной степени и при вычитании спектров компенсируются.

ДИСС с частотной модуляцией, сохраняя преимущества непрерывного излучения, позволяют существенно снизить влияние шумовой составляющей просачивающегося на вход приемника излучаемого сигнала, т. к. благодаря частотной модуляции спектр отраженного сигнала сдвигается пропорционально его задержке. Однако в таких ДИСС также присутствуют «слепые высоты».

9.2. Обобщенная структурная схема и принцип работы ДИСС

В качестве обобщенной рассмотрим структурную схему ДИСС с излучением непрерывных немодулированных колебаний и непосредственным преобразованием отраженных сигналов на низкую частоту (рис. 9.1).

Основными функциональными элементами ДИСС являются:

- генератор высокой частоты (ГВЧ), формирующий сигнал частоты f_0 ;
- передающая и приемная антенны, которые могут формировать до четырех лучей каждая;
- смеситель (СМ), на выходе которого формируется сигнал доплеровской частоты по каждому из лучей;
- усилитель низкой частоты (УНЧ), осуществляющий усиление, фильтрацию от помех и ограничение доплеровского сигнала, а в ряде случаев и определение знака доплеровского смещения частоты относительно излучаемой f_0 .

В современных ДИСС перечисленные блоки конструктивно объединены в моноблок (ВЧ-блок).

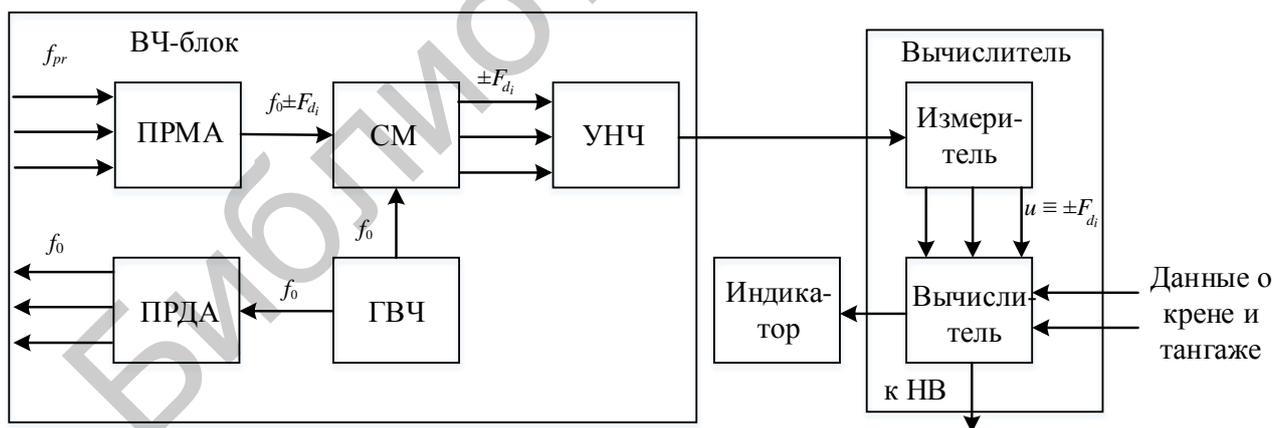


Рис. 9.1. Обобщенная структурная схема ДИСС

Доплеровские сигналы с выхода ВЧ-блока поступают на вход измерителя частоты. Напряжения, пропорциональные значениям доплеровских частот, с выхода измерителя частоты поступают в вычислитель, где с учетом данных о крене и тангаже ВС, а также данных об угловой ориентации лучей ДИСС вычисляются значения путевой скорости V_p и угла сноса (УС).

Полученные данные о V_p и УС поступают далее в навигационный вычислитель (НВ) для реализации счисления и на индикатор путевой скорости и угла сноса.

Для определения трех составляющих вектора полной скорости ДИСС должен иметь не менее трех некопланарных (не лежащих в одной плоскости) лучей антенной системы. Обычно ориентация лучей ДИСС выбирается из условий применения ВС и диапазона возможных значений измеряемых навигационных параметров.

В современных ДИСС применяются жестко связанные с корпусом ВС неподвижные антенные системы. Поэтому первичная навигационная информация (составляющие полной скорости) определяется в самолетной системе координат $OX_sY_sZ_s$, ось OX_s которой направлена по продольной оси ВС, ось OZ_s направлена в сторону правой полуплоскости, ось OY_s перпендикулярна плоскости OX_sZ_s и направлена вверх.

В самолетной системе координат вектор полной скорости V раскладывается на три ортогональные составляющие: V_{xs} – продольную, V_{zs} – поперечную и V_{ys} – вертикальную. При этом доплеровский сдвиг частоты сигнала, принятого по каждому из лучей антенной системы, можно представить как результат сложения доплеровских сдвигов, вызываемых каждой составляющей вектора полной скорости, т. е.

$$F_{d_i} = F_{d_i}(V_{xs}) + F_{d_i}(V_{zs}) + F_{d_i}(V_{ys}), \quad (9.2)$$

где i – номер луча.

На рис. 9.2 представлено расположение лучей трехлучевого ДИСС в системе координат $OX_sY_sZ_s$, начало которой совпадает с центром масс ВС.

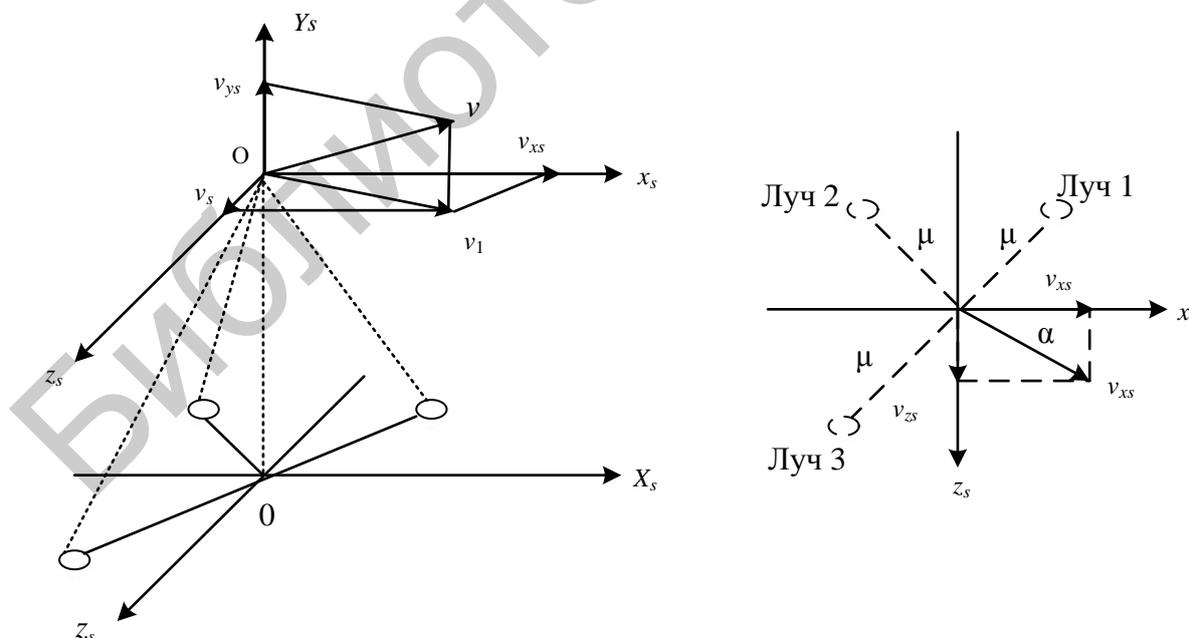


Рис. 9.2. Расположение лучей трехлучевого ДИСС

На рис. 9.2 вектор V_1 представляет собой проекцию вектора полной скорости V на плоскость OX_sZ_s .

Полагая, что углы наклона всех лучей в вертикальной плоскости относительно продольной оси ВС одинаковы и равны γ , для доплеровских сдвигов частот по лучам антенны согласно (9.2) получим

$$\begin{aligned} F_{d1} &= \frac{2}{\lambda}(V_{xs} \cos\gamma \cos\mu - V_{zs} \cos\gamma \sin\mu - V_{ys} \sin\gamma), \\ F_{d2} &= \frac{2}{\lambda}(-V_{xs} \cos\gamma \cos\mu - V_{zs} \cos\gamma \sin\mu - V_{ys} \sin\gamma), \\ F_{d3} &= \frac{2}{\lambda}(-V_{xs} \cos\gamma \cos\mu + V_{zs} \cos\gamma \sin\mu - V_{ys} \sin\gamma). \end{aligned} \quad (9.3)$$

Решая систему уравнений (9.3) относительно неизвестных V_{xs} , V_{ys} , V_{zs} , получим

$$\begin{aligned} V_{xs} &= \frac{\lambda}{4\cos\gamma \cos\mu}(F_{d1} - F_{d2}), \\ V_{ys} &= \frac{\lambda}{4\sin\gamma}(F_{d1} - F_{d3}), \\ V_{zs} &= \frac{\lambda}{4\cos\gamma \sin\mu}(F_{d3} - F_{d2}). \end{aligned} \quad (9.4)$$

Для навигации ВС необходимо знать проекции вектора полной скорости V не в системе координат $OX_sY_sZ_s$, связанной с ВС, а в горизонтальной системе координат $OX_gY_gZ_g$, в которой определяется перемещение ВС относительно земной поверхности. Переход от связанной к горизонтальной системе координат осуществляется путем следующего координатного преобразования:

$$\begin{aligned} V_{xg} &= V_{xs} \cos\upsilon - V_{ys} \sin\upsilon \cos\xi + V_{zs} \sin\upsilon \sin\xi, \\ V_{yg} &= V_{xs} \sin\upsilon + V_{ys} \cos\upsilon \cos\xi - V_{zs} \cos\upsilon \sin\xi, \\ V_{zg} &= V_{ys} \sin\xi + V_{zs} \cos\xi, \end{aligned} \quad (9.5)$$

где υ – угол тангажа;
 ξ – угол крена.

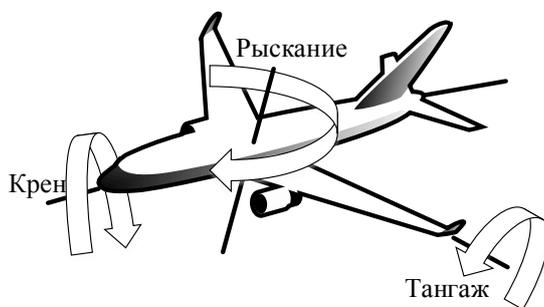


Рис. 9.3. Пояснение углов крена, тангажа и рыскания

После определения составляющих скорости в горизонтальной системе координат в вычислителе ДИСС производится вычисление путевой скорости и угла сноса ВС в соответствии с выражениями

$$V_p = \sqrt{V_{xg}^2 + V_{zg}^2}, \quad (9.6)$$

$$\alpha = \arctg \frac{V_{zg}}{V_{xg}}. \quad (9.7)$$

9.3. Спектр доплеровского сигнала

Антенная система ДИСС имеет лучи конечной ширины, и поэтому отражение радиоволн происходит от достаточно большого участка S земной поверхности. Этот участок включает в себя множество элементарных отражателей, независимых один от другого и расположенных произвольно в пределах облучаемого участка S (рис. 9.4).

Элементарные отражатели отличаются размерами, формой, электрическими параметрами, поэтому элементарные сигналы, отраженные от них, имеют различные и случайные начальные фазы и амплитуды.

Поскольку в пределах ширины луча облучение участка земной поверхности происходит под различными углами в вертикальной плоскости, то отраженные элементарные сигналы имеют различные доплеровские сдвиги частоты относительно излученного сигнала, т. к. $F_{d_i} = \frac{2V}{\lambda} \cos \gamma_i$, где i – номер элементарного отражателя; γ_i – угол, под которым он облучается.

Таким образом, при излучении монохроматического сигнала ввиду конечной ширины луча на выходе смесителя образуется немонахроматический (имеющий спектр конечной ширины) сигнал, представляющий сумму элементарных сигналов со случайными начальными фазами и амплитудами.

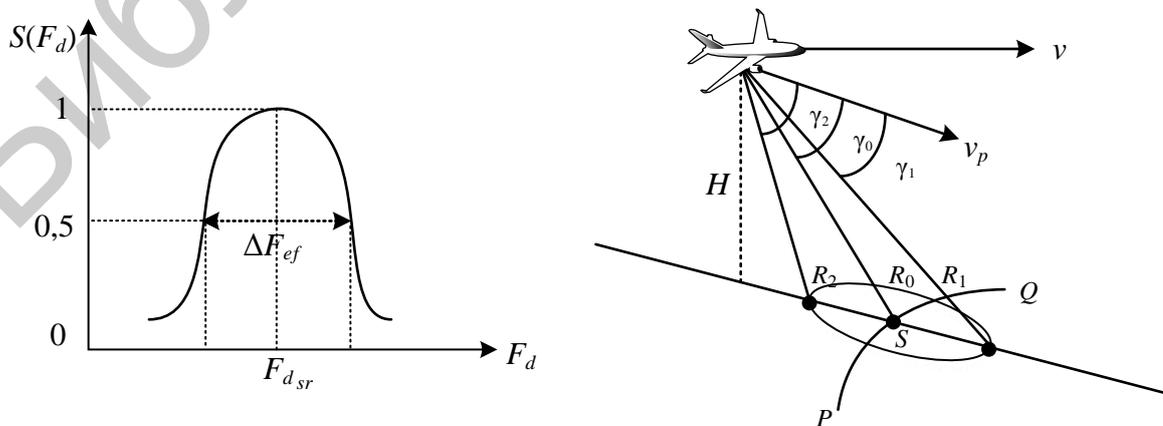


Рис. 9.4. Принцип формирования спектра доплеровских частот

Следует отметить, что под одинаковым углом γ_i в пределах ширины луча облучается не один, а несколько элементарных отражателей, образующих гиперболу PQ на земной поверхности (см. рис. 9.4).

Суммарный доплеровский сигнал на выходе смесителя представляет собой сумму большого числа элементарных сигналов со случайными начальными фазами и амплитудами, а также регулярным изменением амплитуды и частоты. Мгновенные значения фазы, амплитуды и доплеровской частоты сигнала на выходе смесителя при этом носят случайный характер.

Распределение мощности сумм элементарных сигналов с одинаковыми доплеровскими частотами, усредненное по множеству случайных отражателей, называется доплеровским спектром отраженного от земной поверхности сигнала.

Форма огибающей доплеровского спектра для ДИСС с излучением непрерывных немодулированных колебаний показана на рис. 9.4.

Средней частотой $F_{d_{sr}}$ доплеровского спектра называют частоту, делящую мощность спектра пополам так, что суммарные мощности составляющих спектра с частотами $F_d < F_{d_{sr}}$ и $F_d > F_{d_{sr}}$ равны между собой.

Если коэффициент отражения земной поверхности постоянен в пределах ширины диаграммы направленности антенны ДИСС, то $F_{d_{sr}}$ совпадает с частотой F_{D_0} доплеровского сигнала элементарного отражателя, облучаемого под углом γ_0 .

Ширина спектра ΔF_D определяется выражением

$$\Delta F_{D_{ef}} = \frac{4V}{\lambda} \sin \gamma_0 \sin \frac{\Delta \Theta_{0,5}}{2}, \quad (9.8)$$

где $\Delta \Theta_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности на уровне 0,5 мощности.

Учитывая, что в современных ДИСС используются антенны с узкой диаграммой направленности ($\Delta \Theta_{0,5} \leq 5^\circ$), и полагая $\sin \Delta \Theta_{0,5}/2 \approx \Delta \Theta_{0,5}/2$ получим

$$\Delta F_D = \frac{4V}{\lambda} \sin \gamma_0 \cdot \frac{\Delta \Theta_{0,5}}{2}. \quad (9.9)$$

Относительная ширина доплеровского спектра определяется выражением

$$\frac{\Delta F_D}{F_{D_{sr}}} = \Delta \Theta_{0,5} \cdot \operatorname{tg} \gamma_0 \quad (9.10)$$

и зависит от ширины диаграммы направленности и угла наклона луча в вертикальной плоскости. С увеличением угла наклона луча ширина доплеровского спектра увеличивается.

В современных ДИСС $\Delta \Theta_{0,5} = 4...5^\circ$, $\gamma_0 = 65...70^\circ$. Тогда при горизонтальном полете ВС с углом сноса $\alpha = 0$ получим $\Delta F_D/F_{D_{sr}} = 0,1...0,2$. Следовательно, доплеровский сигнал является узкополосным.

При увеличении путевой скорости спектр доплеровского сигнала расширяется и сдвигается в область более высоких частот (рис. 9.5).

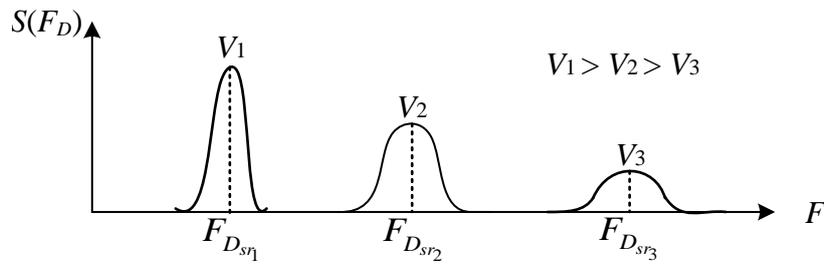


Рис. 9.5. Эволюции спектра доплеровского сигнала при изменении скорости ВС

Рассмотрим влияние изменения характера окружающей поверхности на спектр доплеровского сигнала. Для всех видов земной поверхности коэффициент отражения K_{otr} в большей или меньшей степени зависит от угла γ . Зависимость коэффициента отражения от γ приводит к тому, что элементарные отражатели, облучаемые под углом $\gamma > \gamma_0$, регулярно дают большую мощность отражения, чем отражатели, облучаемые под углом $\gamma < \gamma_0$. Это приводит к смещению средней частоты доплеровского спектра в область низких частот на величину δF_d и несимметричности спектра.

Относительная величина смещения средней частоты $\delta F_d / F_{d_{sr}}$ определяется выражением

$$\frac{\delta F_d}{F_{d_{sr}}} = \frac{\Delta\Theta_{0,5}^2}{4\pi} K_1 \text{ctg}\gamma_0,$$

где коэффициент K_1 характеризует изменение коэффициента отражения в пределах ширины луча антенны.

Поскольку изменение коэффициента отражения в пределах ширины луча при отражении от морской поверхности проявляется сильнее, чем при отражении от суши, то и смещение средней частоты спектра также будет большим.

Смещение средней частоты спектра доплеровского сигнала при изменении характера подстилающей поверхности приводит к дополнительным погрешностям измерения путевой скорости и угла сноса. Для уменьшения этих погрешностей в вычислителе ДИСС вводятся поправки на среднее смещение при полете над сушей (примерно $0,4 F_{d_{sr}}$) и при полете над морем ($1,6 \dots 1,8 F_{d_{sr}}$). При этом в современных ДИСС предусмотрены режимы работы «СУША» и «МОРЕ», переключаемые летчиком.

9.4. Доплеровский измеритель ДИСС-32

Структурная схема ДИСС-32 представлена на рис. 9.6.

В состав ДИСС входят: высокочастотный блок (ВЧ), вычислитель составляющих вектора скорости (ВСВС) в связанной с вертолетом и горизонтальной системе координат (ВСВС-Г), индикатор висения и малых скоростей (ИВиМС), два индикатора путевой скорости и угла сноса (ИПСиУС), блок вычисления координат (БВК), два индикатора координат (географических (ИГК) и ортодромических (ИОК)). В комплект аппаратуры также входят:

коробка соединительная (Кор.С), блок вторичных напряжений питания (БНП), картографический индикатор (КИ) и бортовой пульт контроля (БПК).

Электромагнитные колебания, генерируемые передатчиком блока ВЧ на частоте f_0 , проходят щелевой мост, делятся на три равные части и подводятся к трем рупорным излучателям передающей антенны для излучения по узконаправленным лучам. Сигналы, отраженные от земной поверхности с частотами $f_0 \pm F_{d_i}$, где $i = 1, 2, 3$, и принятые по трем узконаправленным лучам, поступают в приемную антенну и далее в приемное устройство – устройство выделения доплеровской частоты УВДЧ. Диаграммы передающей и приемной антенн совпадают и определяют общую диаграмму направленности антенной системы ДИСС.

В УВДЧ с ПРД подается часть мощности сигнала на частоте f_0 , что позволяет выделить из отраженных сигналов доплеровские частоты F_{d_1} , F_{d_2} и F_{d_3} с учетом их знака и преобразовать их в соответствующие импульсы с частотами следования F_1 , F_2 , F_3 , совпадающими с частотами доплеровских сигналов.

Блок ВСС по входной информации о текущих значениях F_{d_i} и их знаке вычисляет составляющие скорости в системе координат, связанной с вертолетом (составляющие V_x , V_y , V_z). Вычисленные составляющие скорости в виде постоянных напряжений, пропорциональных этим составляющим, выдаются в соответствующие бортовые системы вертолета.

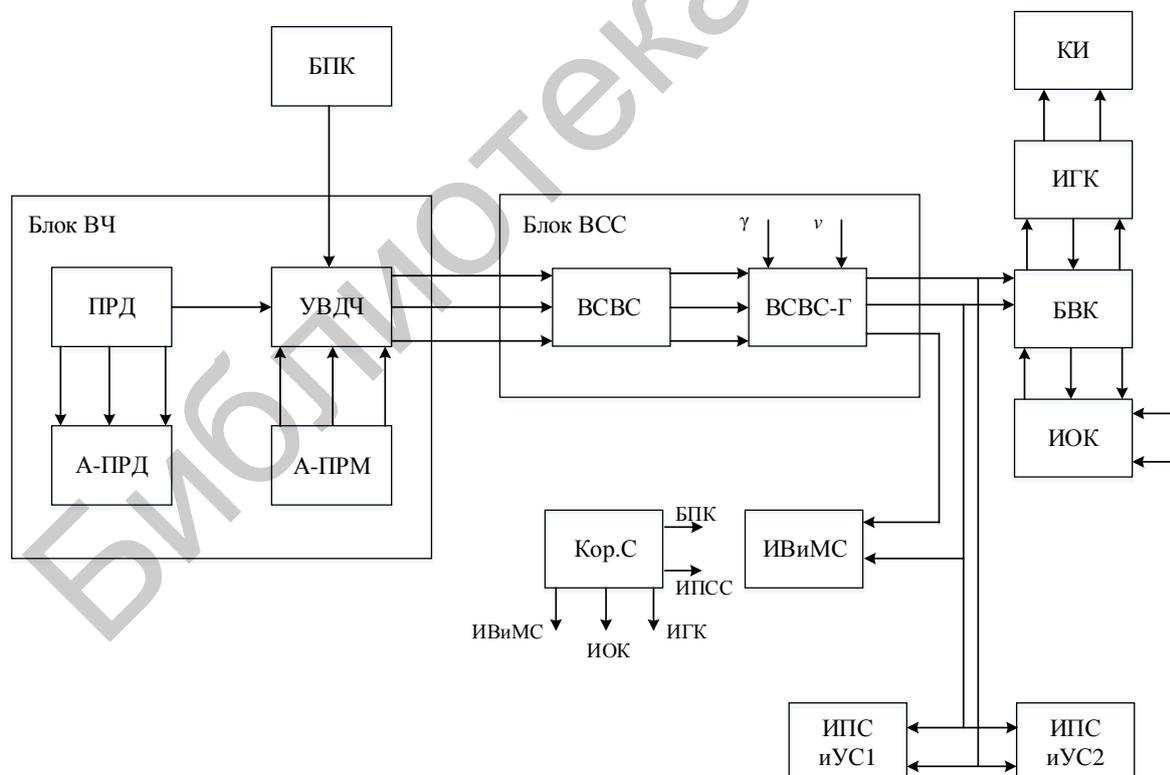


Рис. 9.6. Структурная схема ДИСС-32

При переходе ДИСС в режим «КОНТРОЛЬ» (по сигналу от прибора БПК) на вход блока ВСС вместо импульсов доплеровских частот F_1 , F_2 , F_3 поступают

определенные сочетания контрольных частот $F_{к1}$, $F_{к2}$, $F_{к3}$. Этим сочетаниям контрольных частот (номеру контрольной задачи) соответствуют контрольные значения выходных параметров блока ВСС.

Индикатор путевой скорости и угла сноса предназначен для вычисления и индикации путевой скорости V_p и угла сноса α . На обоих индикаторах имеется индикация режима «ПАМЯТЬ» и переключатель калибровки «СУША – МОРЕ».

Индикатор висения и малых скоростей ИВиМС предназначен для индикации трех составляющих (продольной, поперечной и вертикальной) вектора скорости в режиме висения и малых скоростей (до 50 км/ч) по напряжениям, пропорциональным этим составляющим, которые поступают из блока ВСС.

Блок питания БНП предназначен для питания блоков ВСС, БВК, ИВиМС, КИ, ИПСиУС, БПК стабилизированными напряжениями постоянного тока, а также блока ВЧ.

Блок вычисления координат (БВК) совместно с двумя блоками индикаторов координат предназначен для вычисления координат местоположения вертолета в ортодромической и географической системах координат. А также для формирования и выдачи сигналов $Z(ПВК)$ и $Z(ПНП)$ в виде напряжений постоянного тока, пропорциональных Z_{ort} .

Вычисление координат по осям «север-юг» и «запад-восток» X_{geogr} и Z_{geogr} в географической системе координат производится блоком БВК совместно с ИГК по входной информации V_{xg} и V_{zg} и курсовом угле, поступающем в ИГК в виде напряжения от курсовой системы с учетом угловой поправки на магнитное склонение, вводимой вручную в ИГК.

Выходной информацией блока БВК для ИОК и ИГК являются соответственно последовательности импульсов с выходов четырех каналов X_{ort} , Z_{ort} и X_{geogr} , Z_{geogr} с частотами следования $F_{X_{ort}}$, $F_{Z_{ort}}$, $F_{X_{geogr}}$, $F_{Z_{geogr}}$ пропорциональными проекциям вектора скорости $V_{X_{ort}}$, $V_{Z_{ort}}$, $V_{X_{geogr}}$, $V_{Z_{geogr}}$ в ортодромической и географической системах координат.

Блоки ИОК и ИГК предназначены для отработки и индикации координат местоположения вертолета (пройденный путь и боковое уклонение) в ортодромической и географической системах координат по импульсам, поступающим из БВК. В ортодромической системе координат частоты следования этих импульсов пропорциональны скорости вертолета вдоль ортодромии и скорости, перпендикулярно к ней. Для географической системы координат частоты следования импульсов пропорциональны скорости вертолета по координатам «север-юг» и «запад-восток».

Картографический индикатор (КИ) предназначен для визуальной индикации местоположения вертолета на географической карте, расположенной на лицевой панели блока, по вычисленным координатам X_{geogr} и Z_{geogr} .

Коробка соединительная предназначена для обеспечения подсвета индикаторных приборов, питания и коммутации сетевых обмоток электродвигателей индикаторов, распределения сигналов между блоками.

Прибор БПК обеспечивает функциональный контроль ДИСС.

10. СТРУКТУРА И ПРИНЦИП РАБОТЫ СПУТНИКОВЫХ РНС

10.1. Спутниковые РНС и их разновидности

Альманах – совокупность данных, характеризующих эфемериды всех спутников системы.

Эфемериды – значения координат искусственного спутника Земли в геоцентрической системе координат, рассчитанные для фиксированных моментов времени по результатам прогнозирования движения этого спутника.

Восходящий узел орбиты – точка, в которой спутник переходит из южного полушария в северное.

Конфигурация созвездия спутников – расположение спутников системы в пространстве, описываемое параметрами орбит и смещением спутников на орбитах.

Наклонение орбиты – двугранный угол между плоскостью орбиты и плоскостью экватора, отсчитываемый от плоскости экватора против хода часовой стрелки для наблюдателя, находящегося в точке восходящего узла.

Угол зенитный – угол между вертикалью в месте наблюдения и направлением на спутник.

Под спутниковой навигационной системой понимается глобальная система определения местоположения и времени, включающая в себя одно или несколько созвездий спутников (сейчас это *GPS* и ГЛОНАСС, а в перспективе и «*GALILEO*»), бортовые приемники и систему контроля целостности, а при необходимости и функциональные дополнения для выполнения требований к планируемому полетам.

СРНС обеспечит навигационное обслуживание во всех регионах земного шара, включая океанические районы, маршруты и районы аэродромов, и на всех этапах полета, включая заход на посадку вплоть до III категории. *ICAO* считает, что внедрение *GNSS* в принципе позволит государствам полностью или частично ликвидировать существующую систему наземных навигационных средств (радиомаяков, систем посадки). Правда к отказу от традиционных средств *ICAO* призывает относиться осторожно.

Навигационные параметры СРНС – обычно квазидальность и квазискорость, т. к. результаты их измерения включают неизвестный сдвиг ΔT шкалы времени потребителя относительно системного времени. Для определения НП требуется элементарное созвездие из четырех спутников, которое является основным рабочим звеном большинства СНС второго поколения.

Преимущества использования СРНС перед наземными системами обусловлены тем, что обеспечивается:

- высокоцелостное, высоконадежное, всепогодное навигационное обслуживание на глобальной основе;
- повышенная точность определения местоположения при четырехмерной навигации;

- экономия средств за счет снятия с эксплуатации обычных наземных навигационных средств;
- более эффективное использование аэропортов и ВПП;
- обеспечение улучшенных возможностей захода на посадку;
- возможность сокращения нагрузки на пилота;
- возможность уменьшения воздействия на окружающую среду за счет выбора гибких маршрутов.

10.2. Структура спутниковых РНС

Исходя из назначения глобальных спутниковых РНС, вытекают закономерности их построения.

Во-первых, неограниченное число объектов навигации может обеспечиваться навигационной информацией только в том случае, если навигационная аппаратура на этих объектах работает в пассивном режиме, а РНТ постоянно излучают навигационные сигналы.

Во-вторых, для обеспечения высокой точности измерения объектов необходимо обеспечивать прямую видимость РНТ. Это возможно для объектов с различным местоположением только в том случае, если создать сеть РНТ в околоземном космическом пространстве и этой сетью охватить весь земной шар.

В-третьих, для обеспечения простоты аппаратуры потребителя необходимо по возможности отказаться от наиболее сложной задачи навигации – точного измерения угловых координат. Поэтому в рассматриваемых РНС целесообразно использовать дальномерный или разностно-дальномерный методы.

Следовательно, глобальная РНС должна строиться как сетевая спутниковая система с постоянным излучением радионавигационных сигналов спутниками и решения навигационных задач потребителя дальномерным или разностно-дальномерным методами.

Перенос РНТ из наземного положения с фиксированными географическими координатами в точки, совершающие движения, накладывает существенные особенности в построении этих систем. В отличие от наземных РНС спутниковые РНС включают в себя еще космодром, сеть искусственных спутников Земли (ИСЗ), командно-измерительный комплекс (КИК) (рис. 10.1).



Рис. 10.1. Упрощенная структура спутниковой РНС

Космодром выводит ИСЗ на требуемую орбиту. КИК обеспечивает высокоточное слежение за каждым спутником, снабжает их сведениями о текущих и прогнозируемых координатах (эфемеридной информацией), поправкой бортовых шкал времени, прогнозами на уходы бортового времени, прочими поправками, необходимыми для точного решения навигационных задач.

В штатный состав космической подсистемы ГЛОНАСС должны входить 24 рабочих и 3 резервных НИСЗ, равномерно размещенные на трех орбитах, наклоненных к экватору на 63° и разнесенных по долготе на 120° . В состав СРНС *GPS* входят 24 рабочих и 3 резервных спутника, вращающихся по 6 орбитам. Время обращения спутника вокруг Земли составляет около суток. Высота спутников над Землей – 20 000 км. При такой конфигурации одновременно в зоне радиовидимости находятся от 4 до 11 спутников.

Передающие антенны спутников работают в диапазоне 1200...1600 МГц (L – диапазон по американской классификации) и имеют ДНА шириной $2\varphi_0 = 40^\circ$. При этом могут обслуживаться потребители, находящиеся на высотах от 0 до h от земной поверхности. Значение h можно определить из соотношения $\sin(\varphi_0) = (h + R_3) / (H + R_3)$, где R_3 – радиус Земли; H – высота орбиты спутника. При $R_3 = 6370$ км, $H = 20\,000$ км и $\varphi_0 = 20^\circ$ получаем $h = 2000$ км.

Конструктивно спутник системы ГЛОНАСС представляет собой цилиндрический герметичный контейнер с панелями солнечных батарей, системой антенн и двигательной установкой. Внутри контейнера размещен приборный блок и системы управления, терморегулирования и стабилизации. Масса спутника более 1300 кг (850 кг «Ураган-К», рис. 10.2). Площади солнечных панелей около 18 м^2 , что обеспечивает мощность питания 1600 Вт. Кроме того, имеются аккумуляторы для работы в тени Земли. Для повышения надежности функционирования используется тройное резервирование аппаратуры.

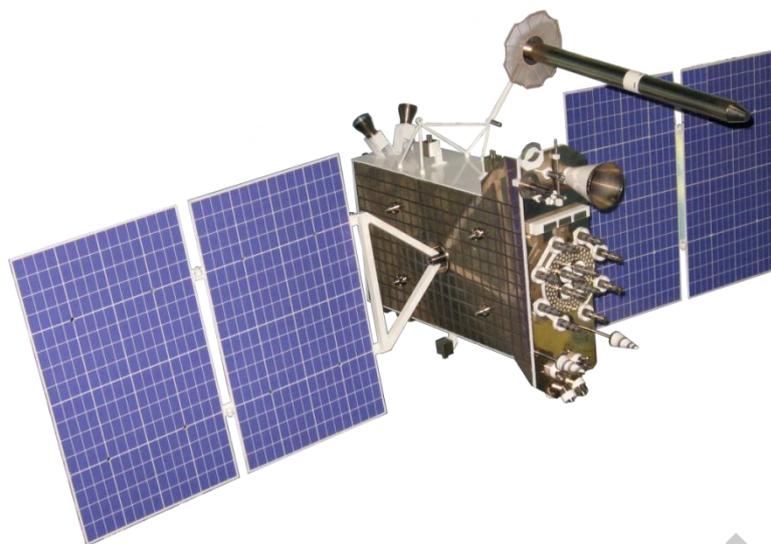


Рис. 10.2. Спутник системы ГЛОНАСС-К («Ураган-К»)

В число основных функций спутников входят: формирование и излучение навигационного сигнала, по которому потребитель определяет свою дальность до спутника; прием, хранение и передача потребителю служебной информации, полученной с КИК и необходимой для расчета местоположения спутника в АП; поддержание стабильности шкалы времени системы, а также стабилизация и ориентация спутника на орбите.

На одних и тех же частотах спутники излучают навигационные сигналы и служебную информацию, содержащую эфемериды спутника, альманах и дополнительные данные (поправка на ионосферную рефракцию, информация о «возрасте» данных, поправка к эталону времени спутника, сведения о работоспособности его аппаратуры и т. д.).

Системная шкала времени на спутнике формируется с помощью бортовых цезиевых стандартов частоты, долговременная относительная нестабильность частоты которых составляет порядка 10^{-13} . В каждом сеансе связи спутника с КИК (примерно один раз за 12 ч) ШВС приводится в соответствие со шкалой Всемирного координированного времени.

10.3. Решение задачи местоопределения объекта в СРНС

10.3.1. Определение координат объекта в СРНС

В спутниковых РНС навигационными параметрами являются квазидальность и квазискорость ИСЗ относительно объекта.

Если бы имелась возможность идеально синхронизировать шкалы времени на спутниках и объекте, то открывалась бы возможность измерения дальности до спутника пассивным способом.

При этом возможно было бы использовать дальномерный метод определения координат объекта, при котором решается уже известная система из трех уравнений:

$$r_i = [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2]^{\frac{1}{2}}, i = 1, 2, 3,$$

где x_i, y_i, z_i – известные координаты ИСЗ;

x, y, z – искомые координаты объекта;

r_i – измеренная дальность.

Очевидно, что входящие в выражение величины должны относиться к одному моменту времени. При этом методе достаточно иметь созвездие из трех ИСЗ.

Поскольку синхронизация шкал времени объекта и спутника, спутника и системного времени, хранящегося в КИК, производится периодически, то измеряемая дальность до i -го спутника \tilde{r}_i будет отличаться от истинной r_i на величину, зависящую от смещения времени как ИСЗ Δt_i , так и объекта (потребителя) Δt_0 относительно системного времени (рис. 10.3).

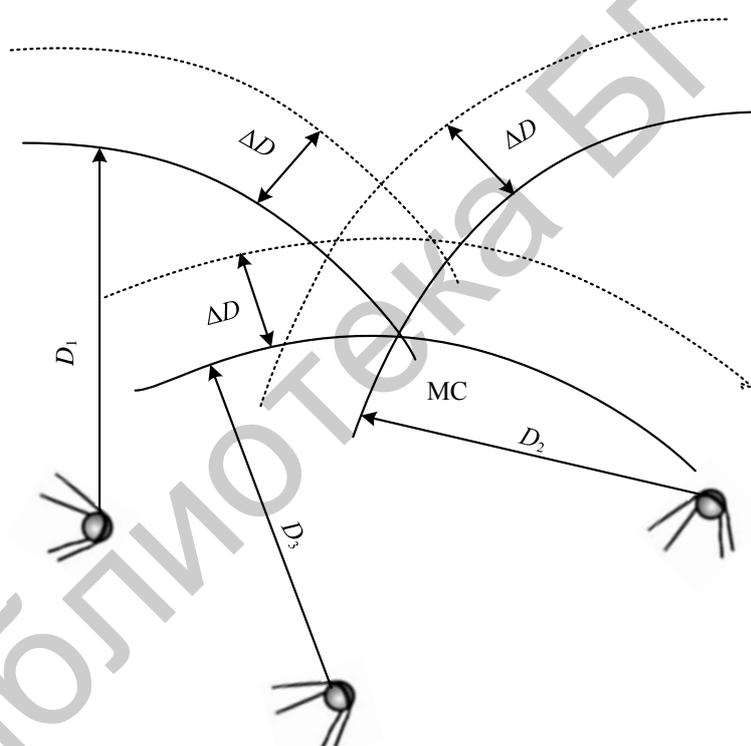


Рис. 10.3. Псевдодальномерный способ определения координат

Кроме того, при распространении радиоволн в атмосфере возникает задержка сигнала Δt_i^A по сравнению с его временем распространения в свободном пространстве. В связи с этим в спутниковых РНС фактически измеряется не дальность r , а псевдодальность \tilde{r}_i . Как правило, смещением времени ИСЗ пренебрегают ($\Delta t_i = 0$), а задержку сигнала в атмосфере полагают одинаковой для всех спутников ($\Delta t_i^A = \Delta t_A$). В этом случае для определения координат цели необходимо решить систему из четырех уравнений:

$$\tilde{r}_i = \left[(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}} + c(\Delta t_A - \Delta t_0), i = 1, \dots, 4. \quad (10.1)$$

Из (10.1) видно, что определяемыми параметрами являются координаты x , y , z и поправка дальности $\delta r = c(\Delta t_A - \Delta t_0)$. Остальные величины должны сообщаться на объект в составе служебной информации, передаваемой сигналом каждого ИСЗ.

Один из способов решения системы уравнений (10.1) состоит в ее преобразовании к системе трех уравнений вида

$$\Delta r_{ij} = \left[(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}} - \left[(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}},$$

где i – любое число из 1, 2, 3, 4; $j \neq i = 1, 4$.

В этом случае исключается поправка дальности δr за счет расхождения шкал времени объекта и ИСЗ и задержки сигнала в атмосфере.

По сути дела, при этом способе определение координат объекта производится по разностно-дальномерному методу.

Решить систему уравнений (10.1) можно и другим способом, часто используемым в аппаратуре потребителя. Для этого преобразуем ее к виду (разность квадратов расстояний до i -го и 1-го спутников)

$$x(x_i - x_1)^2 + y(y_i - y_1)^2 + z(z_i - z_1)^2 = 0,5(\rho_i - \rho_1 - \tilde{r}_i^2 + \tilde{r}_1^2) + (\tilde{r}_i - \tilde{r}_1)\delta r, i = 2, 3, 4, \quad (10.2)$$

где ρ_i – радиус-вектор i -го спутника.

Координаты x , y , z , являющиеся решением системы уравнений (10.2), зависят от δr :

$$\left. \begin{aligned} x(\delta r) &= b_{0x} + b_{1x}\delta r; \\ y(\delta r) &= b_{0y} + b_{1y}\delta r; \\ z(\delta r) &= b_{0z} + b_{1z}\delta r. \end{aligned} \right\} \quad (10.3)$$

Подставляя $x(\delta r)$, $y(\delta r)$, $z(\delta r)$ в одно из уравнений (10.1), определяем δr как решение квадратного уравнения

$$(1 - b_{1x}^2 - b_{1y}^2 - b_{1z}^2)\delta r - 2[\tilde{r}_i - b_{1x}(b_{0x} - x_i) - b_{1y}(b_{0y} - y_i) - b_{1z}(b_{0z} - z_i)]\delta r + \tilde{r}_i^2 - (b_{0x} - x_i)^2 - (b_{0y} - y_i)^2 - (b_{0z} - z_i)^2 = 0.$$

Затем находим x , y , z и устраняем неоднозначность.

Рассмотренные здесь и ранее методы решения навигационных задач относятся к так называемым конечным методам. Наряду с ними находят применение итерационные методы, основанные на многократной обработке навигационных измерений и использовании априорных данных о местонахождении объекта.

10.3.2. Определение скорости объекта

Для получения уравнения, которое позволит определить вектор скорости объекта, про дифференцируем (10.1):

$\ddot{\tilde{r}}_i - \delta\ddot{r} = (\tilde{r}_i - \delta r)^{-1} [(x_i - x)(\dot{x}_i - \dot{x}) + (y_i - y)(\dot{y}_i - \dot{y}) + (z_i - z)(\dot{z}_i - \dot{z})], i = 1, \dots, 4,$
 $(x_i - x)\dot{x} + (y_i - y)\dot{y} + (z_i - z)\dot{z} + (x_i - x)\ddot{x}_i + (y_i - y)\ddot{y}_i + (z_i - z)\ddot{z}_i - (\ddot{\tilde{r}}_i - \delta\ddot{r})(\tilde{r}_i - \delta r) = 0,$
 где $\ddot{\tilde{r}}_i - \delta\ddot{r}$ – квазирадиальная скорость, измеряемая доплеровским каналом аппаратуры потребителя;

$\delta\ddot{r}$ – ошибка измерения относительной радиальной скорости из-за расхождения частот генераторов на НИСЗ и объекте;

$x_i, \dot{x}_i, y_i, \dot{y}_i, z_i, \dot{z}_i$ – параметры, которые передаются со спутника;

$x, y, z, \delta r$ – параметры, которые определены на этапе измерения координат.

Решение системы четырех линейных уравнений позволит определить три производные $\dot{x}_i, \dot{y}_i, \dot{z}_i$ и ошибку измерения относительной радиальной скорости $\delta\dot{r}$.

Во всех случаях требуется знать текущие координаты ИСЗ. Для этого каждый ИСЗ вместе с навигационным сигналом передает свои *эфемериды* (координаты, рассчитанные для определенного момента времени). Их вычисляют на наземных станциях слежения за спутниками и периодически транслируют на ИСЗ, где они запоминаются для последующего включения в сигнал спутника. В аппаратуре потребителя (АП) эфемериды пересчитываются на момент измерения и по ним находят значения x_i, y_i, z_i спутника. Так как для определения местоположения потребителя необходимо несколько ИСЗ, со спутника транслируется так называемый *альманах*, содержащий эфемериды всех ИСЗ системы (а также другие данные). Альманах служит для выбора спутника.

10.4. Элементы орбит и условия видимости спутников

Спутники обращаются вокруг Земли по орбитам, имеющим форму эллипса. Центр масс Земли является одним из фокусов эллипса. Наиболее удаленная от него точка орбиты называется *апогеем*, а наиболее близкая – *перигеем*. Точка на орбите, в которой спутник переходит из южного полушария Земли в северное называется *восходящим узлом* орбиты. Положение спутника изначально определяется в прямоугольной системе координат, начало которой находится в центре масс планеты. Ось OZ этой системы координат направлена по оси вращения Земли в сторону северного полюса, оси OX и OY лежат в плоскости экватора, перпендикулярно друг другу. В зависимости от того, вращается ли прямоугольная система координат вместе с Землей, различают два вида таких систем:

1. В инерциальной системе координат ось OX направлена в фиксированную точку на небесной сфере (точку весеннего равноденствия). Эта система как бы является неподвижной, а Земля вращается.

2. В гринвичской системе ось OX направлена в фиксированную точку на Земле – в точку пересечения гринвичского меридиана с экватором. Эта система координат вращается вместе с Землей.

Угол между осями OX инерциальной и гринвичской систем точно известен в любой момент времени, это так называемое *гринвичское звездное время*.

Положение спутников (их координаты x, y, z) первоначально определяется в инерциальной системе, а потом пересчитывается в связанную с Землей гринвичскую систему. Чтобы для любого момента времени рассчитать по законам небесной механики точные координаты спутника, необходимо знать следующие шесть элементов его орбиты (рис. 10.4):

- 1) a – большую полуось эллипса орбиты;
- 2) e – эксцентриситет орбиты, характеризующий степень ее вытянутости;
- 3) Ω – прямое восхождение восходящего узла (угол между осью Ox инерциальной системы и направлением на восходящий узел из начала системы координат), часто вместо Ω используют географическую долготу восходящего узла;
- 4) ω – аргумент перигея (угол между направлениями из начала координат на восходящий узел и на перигей);
- 5) i – наклонение орбиты (угол между плоскостью экватора и плоскостью орбиты);
- 6) τ – момент времени прохождения спутником перигея орбиты.

Параметры a и e характеризуют геометрическую форму и размеры орбиты, а Ω , ω и i – расположение орбиты относительно Земли.

Место на орбите, в котором в данный момент находится спутник, определяется *аргументом широты* – это угол между направлениями из центра Земли на восходящий узел и на спутник. Чтобы рассчитать для любого момента времени значения аргумента широты, необходимо знать шестой элемент орбиты – τ .

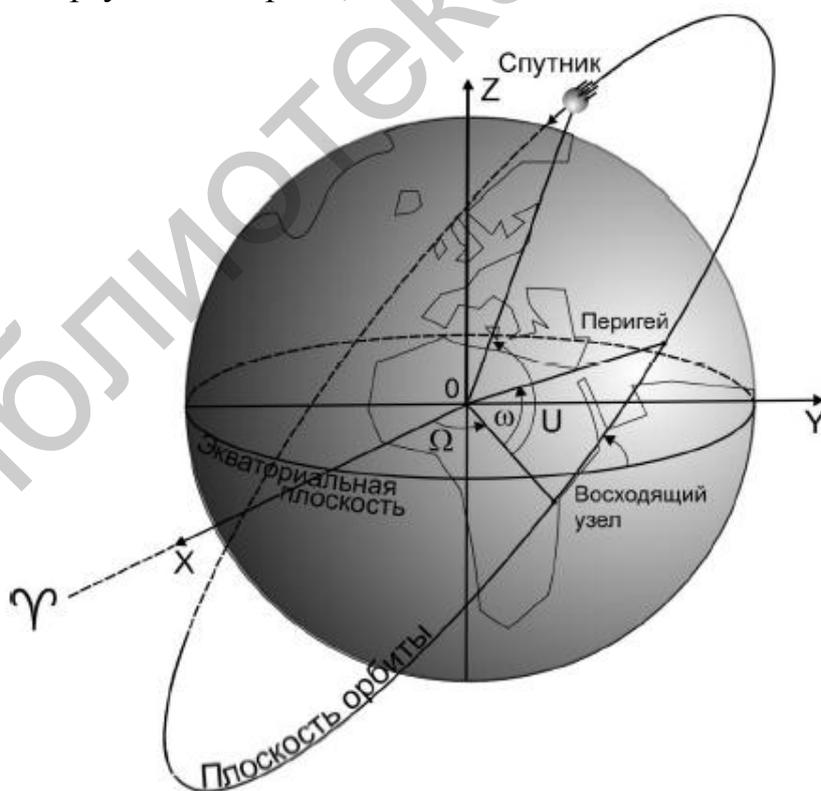


Рис. 10.4. Элементы орбиты спутника

Из-за возмущающего гравитационного воздействия Солнца и Луны, неоднородности гравитационного поля Земли и нестабильности скорости ее вращения элементы орбиты непрерывно, хотя и медленно, меняются. Поэтому они должны систематически уточняться. Необходимым условием приема сигнала от спутника является его нахождение в пределах прямой видимости от наблюдателя (бортового приемника), т. е. спутник должен находиться выше горизонта. Угол между плоскостью горизонта и направлением на небесное светило (в нашем случае – на спутник) называется в астрономии *высотой светила*. В технической литературе этот же угол чаще называют *углом места*, что позволяет не путать эту угловую высоту над горизонтом с линейной высотой (расстоянием до спутника от поверхности Земли). Таким образом, если спутник находится выше горизонта, то его угол места больше нуля. Но если спутник находится слишком низко над горизонтом, то спутник нельзя надежно использовать для навигационных определений, поскольку его сигнал проходит через большую толщу атмосферы, что изменяет его скорость и траекторию распространения. Поэтому в большинстве бортовых приемников используется определенное значение минимального угла места спутника (так называемый *угол маски*), при котором он может использоваться для навигации. Обычно угол маски имеет величину порядка 5° . Если угол места (угловая высота спутника над горизонтом) меньше угла маски, то этот спутник игнорируется программным обеспечением приемника АП.

Зная радиус Земли R_3 , геометрическую (линейную) высоту спутника H над поверхностью Земли и угол маски h_M , можно рассчитать горизонтальную дальность видимости спутника D_{vid} , т. е. максимальное расстояние от приемника до точки на Земле, находящейся прямо под спутником (рис. 10.5):

$$D_{vid} = R_3 \left[\arccos \left(\frac{R_3 h_M}{R_3 + H} \right) - h_M \right].$$

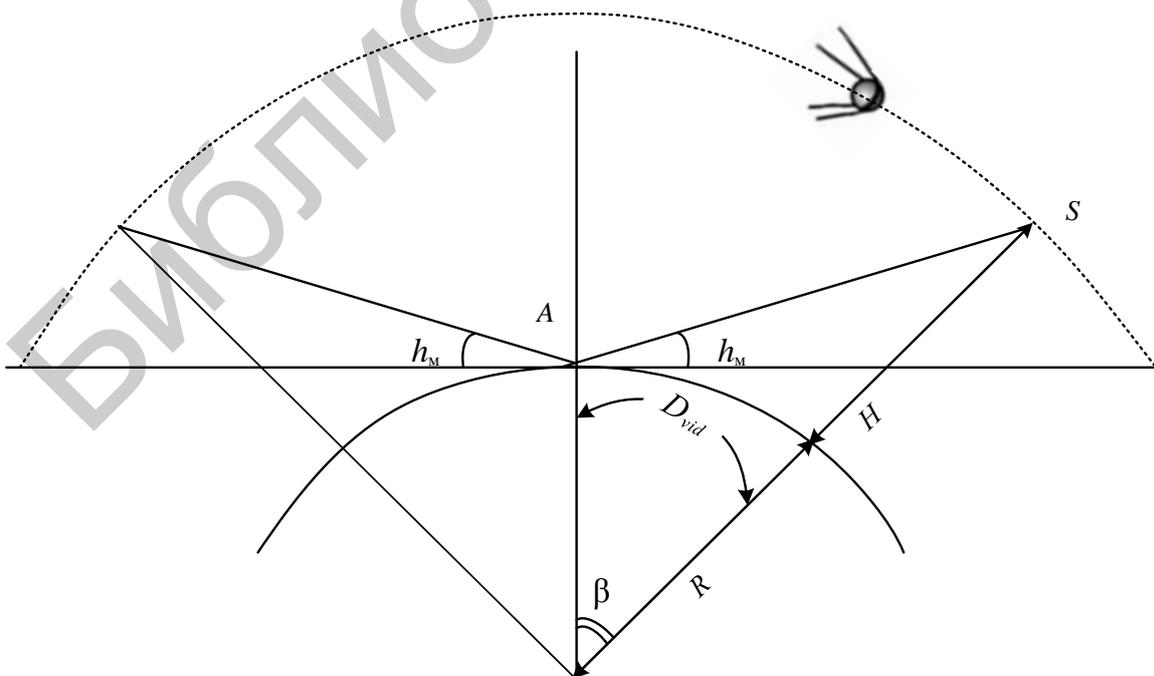


Рис. 10.5. Дальность видимости спутника

Излучение спутников направлено не во все стороны, а в сторону Земли. В ГЛОНАСС излучение осуществляется в пределах конуса с углом раствора $\pm 19^\circ$. Этот конус охватывает всю планету таким образом, что образующие конуса проходят на высоте около 2000 км от поверхности Земли (рис. 10.6). В NAVSTAR-GPS, из-за того, что конус более узкий, эта высота составляет около 300 км.

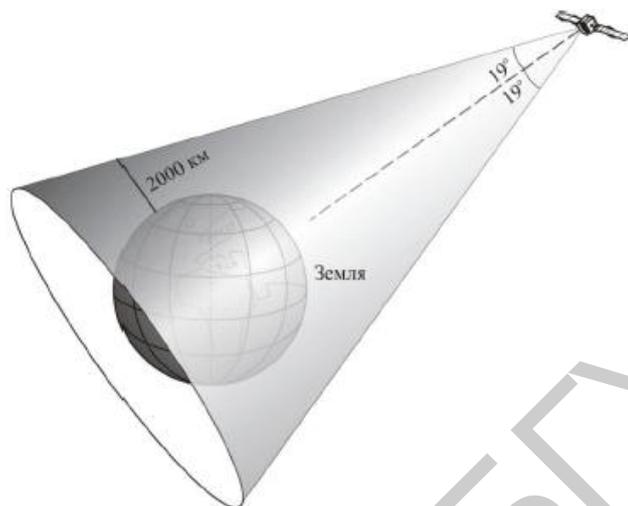


Рис. 10.6. Направленное излучение спутников

11. ОШИБКИ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В СПУТНИКОВЫХ РНС

11.1. Погрешности местоопределения объектов в спутниковых РНС

Основные ошибки местоопределения объектов в спутниковых РНС и их величины приведены в табл. 11.1.

Таблица 11.1

Основные виды ошибок и их величины

Источники ошибок	С/А-код	Р-код
Селективный доступ	24	0/0
Ионосфера	7	0,01...2,25
Тропосфера	0,7	0,7...1,95
Многолучевость	1,2	1,8...1,2
Ошибки измерителей (шумы приемника)	1,5	0,6...1,45
Ошибки координатно-временного обеспечения НКА	3,6	3,6...5,4
Ошибки эфемеридной информации	0	0

11.1.1. Ошибки сверки и хранения времени

Данные ошибки зависят от стабильности спутниковых хранителей времени и периодичности сверки НИСЗ с системным временем. Так, в системе NAVSTAR через 2 ч после сверки среднеквадратичное значение ухода спутникового времени составляет 7 нс, а через 24 ч – 40 нс. Такая точность хранения времени достигается использованием на спутнике атомного хранителя времени. Кроме того, для уменьшения ошибок измерения дальности из-за ухода времени спутникового хранителя необходимо сокращать период его сверки с системным временем.

11.1.2. Ошибки, обусловленные условиями распространения радиоволн

Неоднородное по высоте распределение диэлектрической проницаемости вызывает искривление траектории распространения радиоволн – *рефракцию*. Из-за этого время распространения от НИСЗ до потребителя отличается от прямолинейного. Это требует введения поправок при определении дальности до НИСЗ.

Различают ионосферные и тропосферные ошибки, которые, как правило, рассчитываются и компенсируются различными методами.

Ионосферные ошибки возникают при прохождении радиосигналов через ионосферу Земли – слой заряженных частиц на высотах от 50 до 1000 км. Эти частицы заметным образом влияют на скорость распространения света и радиоволн.

Тропосферные ошибки возникают при прохождении сигнала через тропосферу, в которой происходят все погодные явления. Влага в той или иной

ее форме вызывает задержки в распространении радиоволн, которые достаточно трудно выявить.

Следует отметить, что суммарный вклад в погрешность вычисления местоположения значительно меньше, чем ширина обычной улицы.

Общий подход к коррекции данных ошибок основан на предварительной оценке рефракционной ошибки и введении ее в измеренную дальность как поправки. Для расчета этой поправки необходимо знать значение индекса рефракции, которое зависит от метеоусловий и (или) состояния ионосферы.

Данный метод часто называют алгоритмическим (подходит для компенсации ионосферных и тропосферных погрешностей).

Точность алгоритмических методов ограничена тем, что для их использования необходимо знание большого объема метеоданных.

Поэтому на практике часто применяют другие методы компенсации рефракционных ошибок:

- объединения фазовых и импульсных измерений (метод полусумм);
- многочастотный метод;
- метод разностных измерений;
- использование дифференциального режима (ДР) работы аппаратуры потребителя.

Метод полусумм основан на том, что ионосферные поправки при фазовом Δr_f и импульсном Δr_i измерениях дальности одинаковы, но противоположны по знаку: $\Delta r_f = -\Delta r_i$. Поэтому дальность измеряют импульсным методом по формуле

$$r_i = r + \Delta r_i + \delta r_i \quad (11.1)$$

и фазовым методом по формуле

$$r_f = r + \Delta r_f + \delta r_f, \quad (11.2)$$

где r – истинная дальность;

$\delta r_i, \delta r_f$ – собственные ошибки импульсного и фазового дальномеров.

Оценку дальности производят по формуле

$$r = \frac{r_i + r_f}{2} = r + \frac{\delta r_i + \delta r_f}{2} \approx r + \frac{\delta r_i}{2}. \quad (11.3)$$

Из (11.3) видно, что при этом методе обеспечивается компенсация рефракционной ошибки.

Недостатками метода полусумм является необходимость фазового измерения дальности, которое неоднозначно, а также то, что точность измерения дальности определяется ошибками наиболее грубого импульсного дальномера $\delta r_i \gg \delta r_f$.

Многочастотный метод основан на том, что рефракционные ошибки являются известной функцией от частоты сигнала f . Поэтому, измеряя дальность с погрешностями на двух частотах f_1, f_2 и решая систему из двух уравнений, можно определить дальность без рефракционной ошибки.

В первом приближении измеренную дальность можно представить в виде

$$r_{izm} = r + qf^{-2} + \Delta r + \delta r, \quad (11.4)$$

где q – коэффициент, характеризующий состояние атмосферы;

Δr – остаточная погрешность измерения дальности, обусловленная рефракцией в тропосфере;

δr – собственные ошибки измерителя.

Слагаемое qf^{-2} представляет собой погрешность, обусловленную распространением радиоволн в атмосфере.

Если для измерения использовать две когерентные частоты f_1 и f_2 с соотношением

$$nf_2 = mf_1 \quad (m, n - \text{целые числа}), \quad (11.5)$$

то истинное значение параметра r можно получить, решив совместно два уравнения вида (11.4) с учетом (11.5):

$$r = \frac{n^2}{n^2 - m^2} (r_{izm} - \Delta r_1 - \delta r_1) - \frac{m^2}{n^2 - m^2} (r_{izm_2} - \Delta r_2 - \delta r_2). \quad (11.6)$$

В данном выражении индексы 1, 2 означают номер измерителя на частотах f_1, f_2 .

Ошибки Δr не зависят от частоты и одинаковы в обоих каналах ($\Delta r_1 = \Delta r_2$).

Таким образом, измеренное значение дальности не содержит ионосферной составляющей.

Аналогичным образом компенсируются рефракционные ошибки при измерении производных от дальности.

Многочастотный метод ионосферной коррекции обеспечивает наибольшую точность. Этот метод применен в РНС NAVSTAR для обслуживания специальным двухчастотным сверхскрытым кодом военных потребителей. Гражданские потребители, не требующие высокой точности местоопределения объекта, могут использовать сигнал только на одной частоте.

Следует отметить, что военное ведомство США считает недоступным использование потенциальным противником потенциальной точности, которая обеспечивается даже одночастотным сигналом. Поэтому в системе NAVSTAR предусмотрены специальные меры загробления информации путем введения ошибок в излучаемые спутником сигналы.

Рефракционные ошибки можно существенно уменьшить, если перейти к **разностным измерениям дальности**. Такая компенсация погрешностей возможна из-за их высокой корреляции, обусловленной примерно одинаковыми условиями распространения радиоволн от различных спутников до потребителя.

Действительно, дальности, измеренные до i -го и j -го спутников по формуле

$$r_{i,j}^{izm} = r_{i,j} + \Delta r_{i,j} + \delta r_{i,j}, \quad (11.7)$$

содержат близкие по величине рефракционные ошибки $\Delta r_i \approx \Delta r_j$.

При вычислении разностной дальности

$$\Delta r_{ij} = \Delta r_i - \Delta r_j + \delta r_{ij} + \Delta r_{ij} \quad (11.8)$$

разностная рефракционная погрешность $\Delta r_{ij} = \Delta r_i - \Delta r_j$ окажется намного меньше, чем Δr_i и Δr_j , и будет определяться лишь несовпадением условий распространения сигнала от различных спутников.

При этом разностная погрешность δr_{ij} , обусловленная некоррелированными собственными погрешностями измерителей, будет являться некогерентной суммой δr_i и δr_j .

Наличие остаточной рефракционной ошибки Δr_{ij} из-за несовпадения условий прохождения сигналов от различных спутников ограничивает точность местоопределения объекта при этом методе.

11.1.3. Собственные ошибки измерителей

Эти ошибки включают в себя флуктуационные ошибки, обусловленные шумами и флуктуациями навигационного сигнала, динамические ошибки, обусловленные движением ИСЗ и объекта, с одной стороны, и инерционностью цепей сглаживания измерителей, с другой стороны, а также аппаратные ошибки, обусловленные несовершенством технической реализации аппаратуры потребителя (ошибками квантования и дискретизации сигнала, нелинейностью фазовой характеристики приемника и т. д.).

Для уменьшения собственных погрешностей измерителей используют близкие к оптимальным алгоритмам оценивания и фильтрации параметров, применяют высококачественные приемники, цифровые процессы с большим числом разрядов и высоким быстродействием. Все это приводит к усложнению и удорожанию аппаратуры потребителя и требует компромисса между точностью, стоимостью и масса-габаритными показателями.

11.1.3.1. Ошибки измерения (фильтрации) параметра

Средний квадрат ошибки измерения (фильтрации) определяется суммой

$$\overline{\Delta\alpha^2} = \sigma_{fl\alpha}^2 + \Delta_{dina}^2 + \Delta_{instr_2}^2, \quad (11.9)$$

где $\sigma_{fl\alpha}^2$ – дисперсия флуктуационной ошибки ($\sigma_{fl\alpha}^2 = \frac{\sigma_{\alpha T_H}^2}{N_{ob\alpha}}$, где $\sigma_{\alpha T_H}^2$ – дисперсия ошибки разовой оценки параметра за T_H ; $N_{ob\alpha}$ – число обращений, при которых измеряется параметр σ);

Δ_{dina} – динамическая ошибка измерения ($\Delta_{dina} = \sum_{k=0}^n d_k \alpha_c^{(k)}(t)$, где d_k – коэффициенты ошибок измерения параметра; $\alpha_c^{(k)}$ – k -я производная по времени от задающего воздействия);

Δ_{instr} – инструментальная ошибка измерения параметра;

α – измеряемый параметр, при решении задачи местоопределения – это время прихода радионавигационного сигнала, при решении задачи измерения скорости – доплеровская частота сигнала.

11.1.3.2. Флуктуационные ошибки измерения

В настоящее время целый ряд производителей выпускает большое количество моделей аппаратуры потребителя, в которых могут использоваться различные схемы измерителей времени запаздывания и доплеровских сдвигов. Они могут быть как по оптимальным или квазиоптимальным схемам, так и по схемам, построенным на эвристическом подходе. Каждая схема должна характеризоваться своими ошибками измерения, которые должны вычисляться по разным методикам. При этом можно утверждать, что наилучшими показателями будут обладать схемы, построенные по оптимальным схемам. Поэтому целесообразно оценивать потенциально достижимые точности измерений в независимости от схемы измерителя.

Дисперсия ошибки разовых измерений навигационного параметра при оптимальной схеме измерителя может определяться выражением

$$\sigma_{\alpha T_n}^2 = S_{ekv_x} \cdot \frac{1}{T_n}, \quad (11.10)$$

где S_{ekv_x} – эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия, пересчитанного на вход дискриминатора

$$\left(S_{ekv_x} = \frac{\Delta\alpha^2 R^6}{4\pi\rho^2 \Delta F_{\parallel}} \left[1 + \frac{\rho}{R} + \frac{\rho}{R^3} \cdot \left(\frac{\Delta\alpha_c}{\Delta\alpha} \right)^2 + \frac{\rho^2}{R^4} \cdot \left(\frac{\Delta\alpha_c}{\Delta\alpha} \right)^2 \frac{\Delta F_{\parallel}}{\Delta F_{Lc}} \right] \right);$$

ρ – отношение сигнал/помеха на выходе устройства временной обработки сигнала;

$\Delta\alpha$ – разрешающая способность по измеряемой координате (при измерении времени запаздывания $\Delta\alpha = \Delta t = \frac{1}{\Delta f_0}$; при измерении дальности

$\Delta\alpha = \Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0}$; при измерении доплеровского сдвига частот $\Delta\alpha = \Delta F_{\parallel}$; при

измерении скорости $\Delta\alpha = \Delta V_r = \frac{\Delta F_{\parallel} \lambda}{2}$);

$\Delta\alpha_c$ – эффективный размер цели по измеряемой координате;

ΔF_{\parallel} – ширина зубца квадрата модуля АЧХ устройства когерентного накопления ($\Delta F_{\parallel} \approx \frac{1}{T_{kn}}$, где T_{kn} – эффективное время когерентного накопления сигнала);

$$R – \text{радикал} \left(R = \sqrt{2 \left(\frac{\Delta\alpha_c}{\Delta\alpha} \right)^2 + 1} \right);$$

ΔF_{Lc} – ширина зубца энергетического спектра сигнала ($\Delta F_{Lc} = \Delta f_s + \frac{1}{T_H}$, где Δf_s – ширина спектра флуктуаций сигнала).

Отметим, что $\Delta\alpha_c$ при измерении времени запаздывания можно считать равным нулю, тогда выражение для эквивалентной спектральной плотности примет вид

$$S_{ekv_x} = \frac{(\Delta\alpha)^2(1+\rho)}{4\pi\rho^2\Delta F_{0\alpha}}. \quad (11.11)$$

Приведем, известное из курса «Радиолокация» выражение для вычисления флуктуационных ошибок измерителя:

$$\sigma_{fl\alpha}^2 = \sigma_{\alpha T_H}^2 T_{ob} \Delta F_{0\alpha}, \quad (11.12)$$

где T_{ob} – период вычисления навигационного параметра;

$\Delta F_{0\alpha}$ – полоса пропускания цепей сглаживания и фильтрации замкнутого измерителя ($\Delta F_{0\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/T_{ob}}^{\pi/T_{ob}} |K_{0\alpha}(\omega T_{ob})|^2 d\omega$, где $K_{0\alpha}(\omega T_{ob})$ – частотная характеристика замкнутого измерителя навигационного параметра).

11.2. Ошибки эфемеридной информации

Для решения навигационной задачи потребителю нужны точные сведения о координатах ИСЗ. Эти сведения называют эфемеридной информацией. Под эфемеридами в астрономии понимают координаты объектов, вычисленные для ряда последовательных моментов времени.

Особенностью эфемерид ИСЗ является наличие в них случайной составляющей. Обусловлено это тем, что движение спутников отличается от кеплеровского (на основе законов тяготения) за счет возмущений из-за нецентральной гравитационного поля Земли, светового давления, гравитационных аномалий и воздействия других сил. Коррекция же орбиты может производиться лишь с большой дискретностью и ограниченное число раз. Поэтому эфемеридная информация должна постоянно обновляться, а ее прогнозирование с высокой точностью может производиться лишь на ограниченное время.

Задачу обеспечения эфемеридной информацией потребителя можно возложить на любое звено спутниковой РНС (на самого потребителя, ИСЗ, КИК). Первый способ удобен тем, что не требует организации сложных линий связи. Однако трудность длительного (около месяца) прогноза эфемерид с высокой точностью (около 1 м) не позволяет его реализовать. Второй и третий способы оказываются сложными из-за необходимости передачи больших объемов информации. Поэтому в спутниковых РНС производится расчет эфемерид в КИК. Делается это на основе результатов точного слежения за спутниками. Затем эта информация с дискретностью около одного часа (30 мин в ГЛОНАСС,

60 мин в NAVSTAR) ретранслируется через ИСЗ потребителю. Потребитель осуществляет краткосрочное (на один час) прогнозирование эфемеридной информации в промежутках между сеансами ее передачи с КИК на ИСЗ. Ошибки этого прогноза составляют около 1 м.

Благодаря такому построению обеспечивается относительно простая реализация всех звеньев спутниковых РНС и достаточно высокая точность эфемеридной информации.

Эфемеридную погрешность разделяют на три составляющих: δl – трансверсальную (по касательной к траектории); δr – радиальную (вдоль радиуса-вектора траектории, проведенного из центра масс Земли); δn – нормальную (по нормали к плоскости, проходящей через центр масс Земли и спутник и содержащей мгновенный вектор скорости).

Усредненные экспериментальные значения эфемеридных погрешностей для СРНС GPS, под которыми понимают отклонения предсказанных значений эфемерид (закладываемых в навигационное сообщение) от точно измеренных значений, приведены в табл. 11.2.

Таблица 11.2

Усредненные экспериментальные значения эфемеридных погрешностей для СРНС GPS

Тип ошибки	СКО, м
Радиальная, σ_r	0,8
Нормальная, σ_n	3,0
Трансверсальная, σ_l	6,3

Эфемеридные ошибки пересчитывают в эквивалентную ошибку определения псевдодальности через соответствующие весовые коэффициенты k_r и k_{tg} и вклад каждой из них:

$$\sigma_{ref}^2 = k_r \sigma_{\delta r}^2 + k_{tg} (\sigma_{\delta n}^2 + \sigma_{\delta l}^2).$$

Усредненные по разным угловым положениям СРНС значения коэффициентов равны: $k_r = 0,959$; $k_{tg} = 0,0204$. Откуда значение эквивалентной ошибки определения псевдодальности равно $\sigma_{ref}^2 = 2,6$ м.

12. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ СПУТНИКОВЫХ РНС

12.1. Режимы работы спутниковых РНС

12.1.1. Структура дифференциальной подсистемы

Для реализации дифференциального режима в состав РНС необходимо включить наземную контрольно-корректирующую станцию (ККС), а на борту объекта – дополнительный канал приема (рис. 12.1).

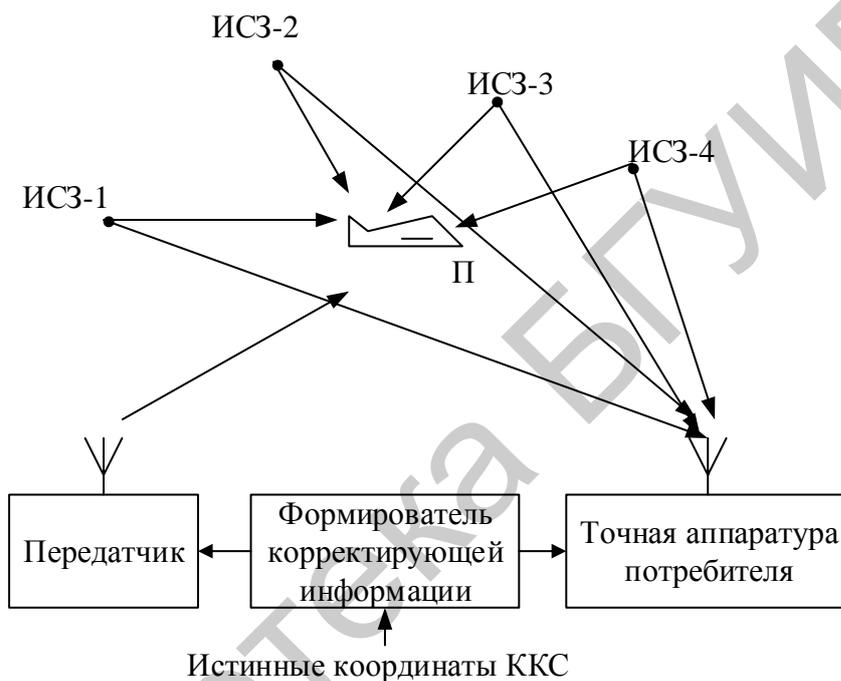


Рис. 12.1. Структура РНС с дифференциальной подсистемой

Принцип работы РНС с дифференциальной подсистемой основан на использовании потребителем (П) корректирующей информации с целью компенсации сильно коррелированных погрешностей измерителей бортовой и наземной навигационной аппаратуры потребителей. Для реализации дифференциального режима необходимо обеспечить высокоточную топопривязку ККС, а также расположение ККС на относительно небольшом расстоянии от объекта. Последнее условие вытекает из необходимости высокой корреляции ошибок и существенно ограничивает рабочую зону РНС. Тем не менее, дифференциальный режим представляет большой интерес, т. к. даже при использовании открытого кода позволяет реализовывать высокую точность (с ошибками менее 10 м) местоопределения объекта. Экспериментально полученная точность дифференциального режима составляет 2...3 м, что достаточно для «слепой» посадки самолета.

12.1.2. Методы дифференциальных определений

12.1.2.1. Метод коррекции координат

Данный метод предполагает, что корректируются координаты потребителя, определенные им по сигналам НИСЗ, при стандартном режиме использования СРНС. Корректирующая информация формируется на контрольно-корректирующей станции (координаты фазового центра антенны ККС заранее известны с высокой точностью) путем сопоставления эталонных координат с координатами, вычисленными в результате стандартного навигационного сеанса, проводимого на ККС с помощью аппаратуры потребителя наивысшего класса точности. Полученные дифференциальные поправки (как разности истинных и измеренных координат ККС) передаются в составе корректирующей информации (КИнф) потребителю, который и уточняет по ним свои координаты.

Алгоритм этого метода (рис. 12.2) может быть записан в виде

$$\Delta \mathbf{X} = \mathbf{X}_{KSe} - \hat{\mathbf{X}}_{KS}, \quad \mathbf{X}_P = \hat{\mathbf{X}}_P + \Delta \mathbf{X}, \quad (12.1)$$

где $\hat{\mathbf{X}}_{KS}$, $\hat{\mathbf{X}}_P$ – векторы оценок координат ККС и потребителя по сигналам СРНС;

\mathbf{X}_{KSe} – вектор эталонных координат ККС;

$\Delta \mathbf{X}$ – вектор поправок;

\mathbf{X}_P – вектор уточненных координат потребителя.

Метод ввода поправок в координаты сравнительно прост и не меняет основного алгоритма навигационных определений потребителя, но ему свойственен существенный недостаток – ограничение дальности действия. Дело в том, что потребитель использует обычно НИСЗ, образующие наивыгоднейшее по геометрии созвездие (так называемое оптимальное созвездие), вследствие чего и ККС должна использовать такое же созвездие. Поправки, вычисляемые на ККС, относятся к ее оптимальному созвездию, соответственно и все потребители в зоне могут пользоваться этими поправками, если сами работали по тому же оптимальному созвездию. Это можно обеспечить при небольших расстояниях между ККС и потребителем. По мере удаления потребителя от ККС созвездие, оптимальное для нее, перестает быть таковым для потребителя, а на определенных расстояниях некоторые НИСЗ из него вообще не будут находиться в зоне радиовидимости потребителя. В то же время переносить поправки, найденные по одному созвездию, на результаты определений, полученные по другому, явно недопустимо, т. к. это может даже ухудшить точность.

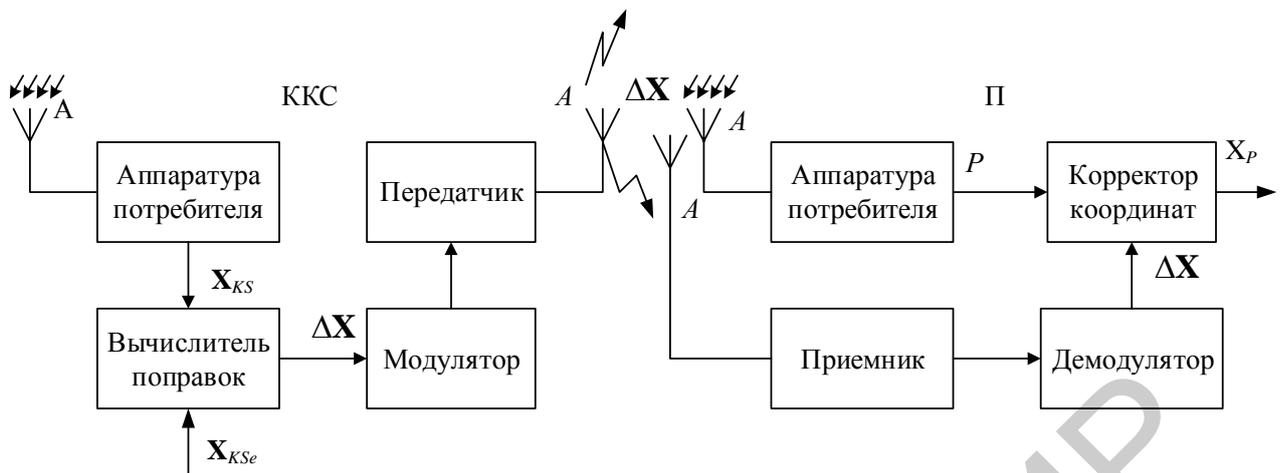


Рис. 12.2. Структурная схема, поясняющая метод коррекции координат

Преодолеть отмеченный недостаток можно, если не требовать, чтобы и ККС, и потребитель пользовались одним и тем же созвездием.

12.1.2.2. Метод коррекции навигационных параметров

Идея метода состоит в том, чтобы сообщить потребителям набор поправок к результатам измерений по всем НИСЗ, которые потенциально могут быть использованы потребителем, предоставив тем самым возможность каждому выбирать наиболее выгодное для него созвездие.

На ККС вычисляются поправки к измеряемым параметрам (например, к псевдодальности) по всем НИСЗ, находящимся над ее радиогоризонтом. Для этого на ККС измеряют псевдодальности до всех радиовидимых НИСЗ и одновременно по эталонным координатам станции находят их расчетные значения, которые принимают за истинные псевдодальности. Разности расчетных и измеренных значений передаются в составе КИньф всем потребителям. Каждый потребитель выбирает оптимальное для него созвездие и корректирует измеренные им псевдодальности с помощью поправок, относящихся к используемым им НИСЗ. По скорректированным результатам измерений в АП решается навигационная задача.

Алгоритм данного метода (рис. 12.3) можно записать так

$$\Delta r_i = r_{KSe_i} - \tilde{r}_{KS_i}, \quad r_{P_i} = \tilde{r}_{P_i} + \Delta r_i, \quad [r_{P_1}, \dots, r_{P_4}] \rightarrow \mathbf{X}_P, \quad (12.2)$$

где \tilde{r}_{KS_i} , \tilde{r}_{P_i} – псевдодальности, измеренные на ККС и потребителем;

r_{KSe_i} – эталонные псевдодальности для ККС;

r_{P_i} – уточненные псевдодальности для потребителя.

Вариантом данного метода является вычисление поправки к измеряемому параметру самим потребителем, использующим для этого передаваемые с ККС ее эталонные координаты и набор измеренных псевдодальностей, а также

извлекающим данные об эфемеридах НИСЗ (X_{efi}) из их сообщений, которые декодируются в процессе проведения потребителем навигационного сеанса.

Возможен и такой вариант метода, когда ради уменьшения объема КИИФ с ККС передаются поправки не к дальномерному параметру, а к разностно-дальномерному, что обязывает потребителя также проводить разностно-дальномерные измерения.

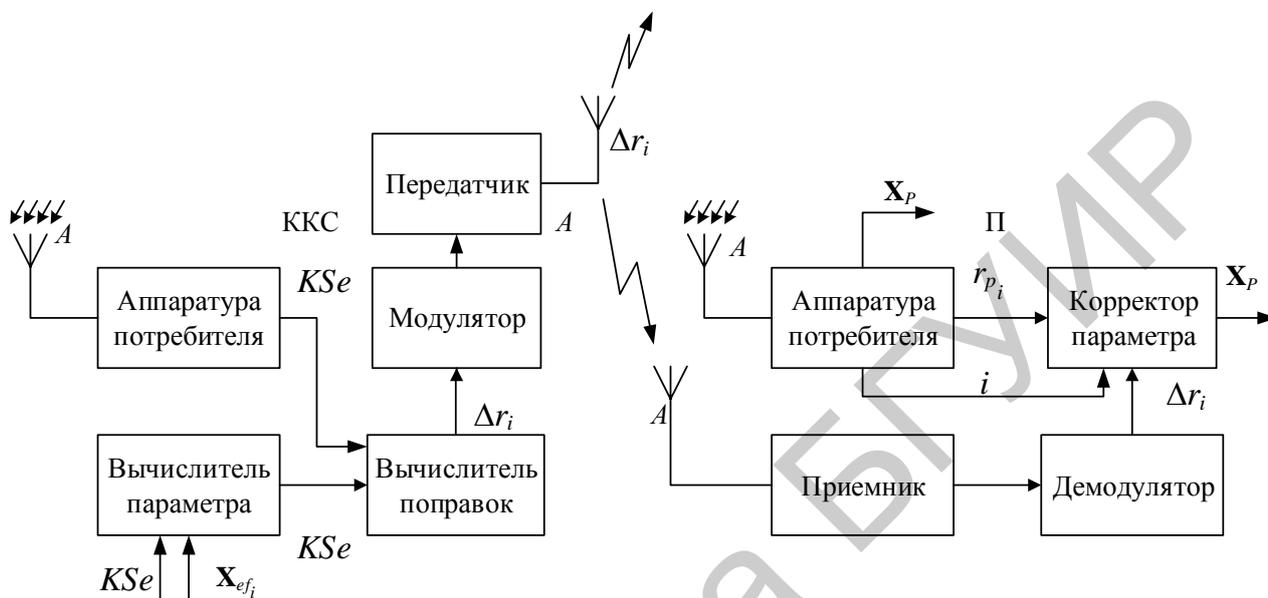


Рис. 12.3. Структурная схема, поясняющая метод коррекции навигационного параметра

12.1.2.3. Бюджет погрешностей определения псевдодальностей в дифференциальном режиме

В результате использования дифференциального режима в СРНС снижаются отдельные составляющие погрешностей в интегрированном бюджете погрешностей определения псевдодальностей.

В табл. 12.1 приведены ожидаемые значения погрешностей в этом случае. Приведенные данные соответствуют положению потребителя в радиусе 50 км от ККС.

Таблица 12.1

Бюджет погрешностей эквивалентной псевдодальности в дифференциальном режиме

Источник погрешности	СКО, σ_r , м
1	2
Эфемериды	0
Часы спутника	0,7

Окончание табл. 12.1

1	2
Ионосфера	0,5
Тропосфера	0,5
Многолучевость	1,4
Приемник	0,6
Суммарная погрешность	3,7

12.2. Примеры дифференциальных подсистем

Выделяют следующие дифференциальные системы:

- локальные;
- региональные;
- широкозонные.

Локальными обычно называют дифференциальные подсистемы (ДПС) с максимальной дальностью действия передатчика ККС до 200...300 км (ЛДПС). ДПС этого класса широко используются для обеспечения мореплавания в прибрежных и проливных зонах, в аэронавигации, системах контроля наземного транспорта, а также для геодезических, землемерных и других работ. Как правило, эти ДПС имеют структуру, включающую одну или несколько независимо функционирующих ККС.

Региональные ДПС (РДПС) строятся на базе объединенных в общую сеть ЛДПС, что обеспечивает значительное увеличение радиуса действия, который лежит в пределах 300...2000 км. В состав РДПС входят до нескольких десятков ККС, объединяемых в общую сеть, а также системы контроля целостности информации. Корректирующая информация РДПС формируется путем дополнительного сглаживания скалярных дифференциальных поправок, вырабатываемых входящими в систему ККС.

Широкозонные ДПС охватывают территорию, размеры которой составляют 2...5 тыс. км (рис. 12.4). Поправки в такой системе передаются через геостационарный спутник, что увеличивает количество радиовидимых потребителю навигационных спутников. Зона действия определяется, с одной стороны, областью радиовидимости геостационарного спутника (она довольно обширна), а с другой – территорией, на которой расположены наземные станции и для которой, соответственно, определяются поправки.

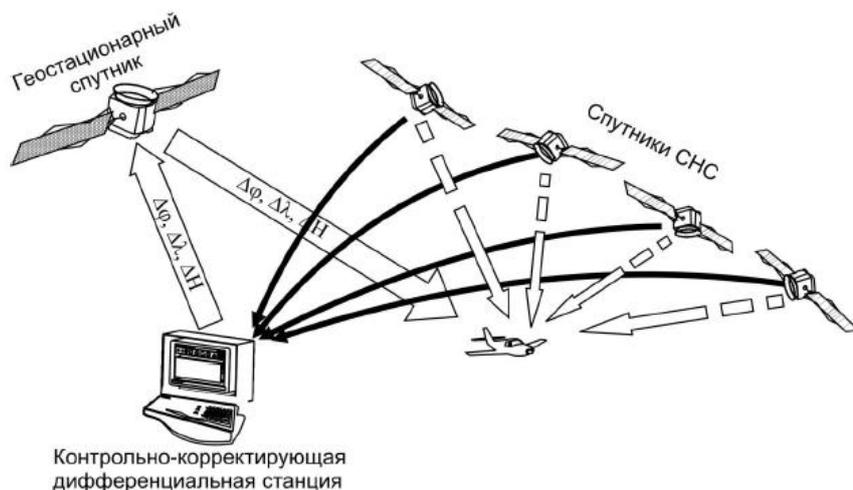


Рис. 12.4. Пример реализации широкозонной ДПС

Примером исполнения широкозонной ДПС является *WAAS* (*Wide Area Augmentation System* – система функционального дополнения с широкой зоной действия), созданная в США. Система состоит из космического и наземного сегментов. Поправки для спутников системы *WAAS* формируются с помощью развитой сети базовых станций (наземный сегмент *WAAS*). Спутники, покрывающие своими сигналами территорию США, составляют космический сегмент системы. Сигнал *WAAS* имеет ту же частоту и схожую структуру с *GPS*, что облегчает его реализацию в *GPS*-приемниках. Спутники передают *GPS*-подобный сигнал, а также поправки к эфемеридам, времени, параметрам ионосферной модели.

В Европе и Азии функционирует система широкозонных функциональных дополнений *EGNOS* (*European Geostationary Navigation Overlay Service*), которая является функциональным дополнением не только *NAVSTAR-GPS*, но также ГЛОНАСС и «*GALILEO*».

В системе используются три геостационарных спутника и сеть из более чем 40 станций, расположенных в основном на территории Европы. Зона действия охватывает и часть территории России (на расстоянии до тысячи километров от ее западной границы). Заявленная точность определения координат составляет около 1 м. С 2009 г. система введена в эксплуатацию для бесплатного использования.

В Японии разработана и используется система *MSAS* (*Multi-functional Satellite Augmentation System*), являющаяся функциональным дополнением *GPS*. Система включает в себя два геостационарных спутника и восемь наземных станций.

На территории Индии развернута система *GAGAN* (*GPS Aided Geo Augmented Navigation*). Она включает в себя геостационарные спутники и около двадцати наземных станций для измерения псевдодальностей, расчета поправок и передачи их на спутник. Ожидаемая точность определения координат составляет 3 м.

Зоны действия данных систем представлены на рис. 12.5.

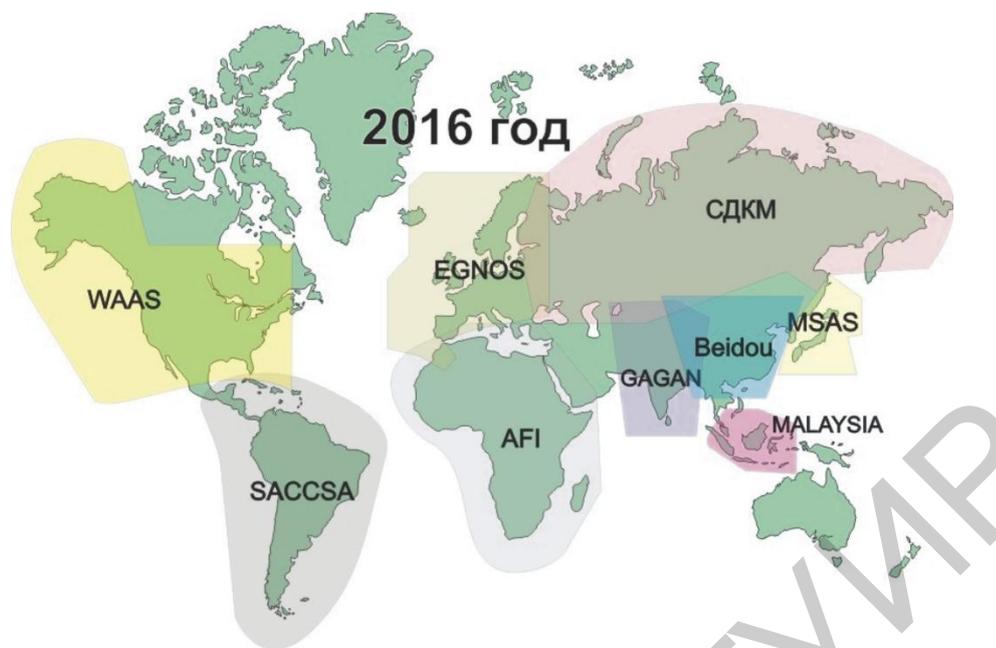


Рис. 12.5. Зоны действия систем спутниковых широкозонных ДПС

12.3. Классификация приемоиндикаторов СНС

В зависимости от назначения приемоиндикаторы (ПИ) СНС можно подразделить на три группы: геодезические, навигационные, бытовые (рис. 12.6).

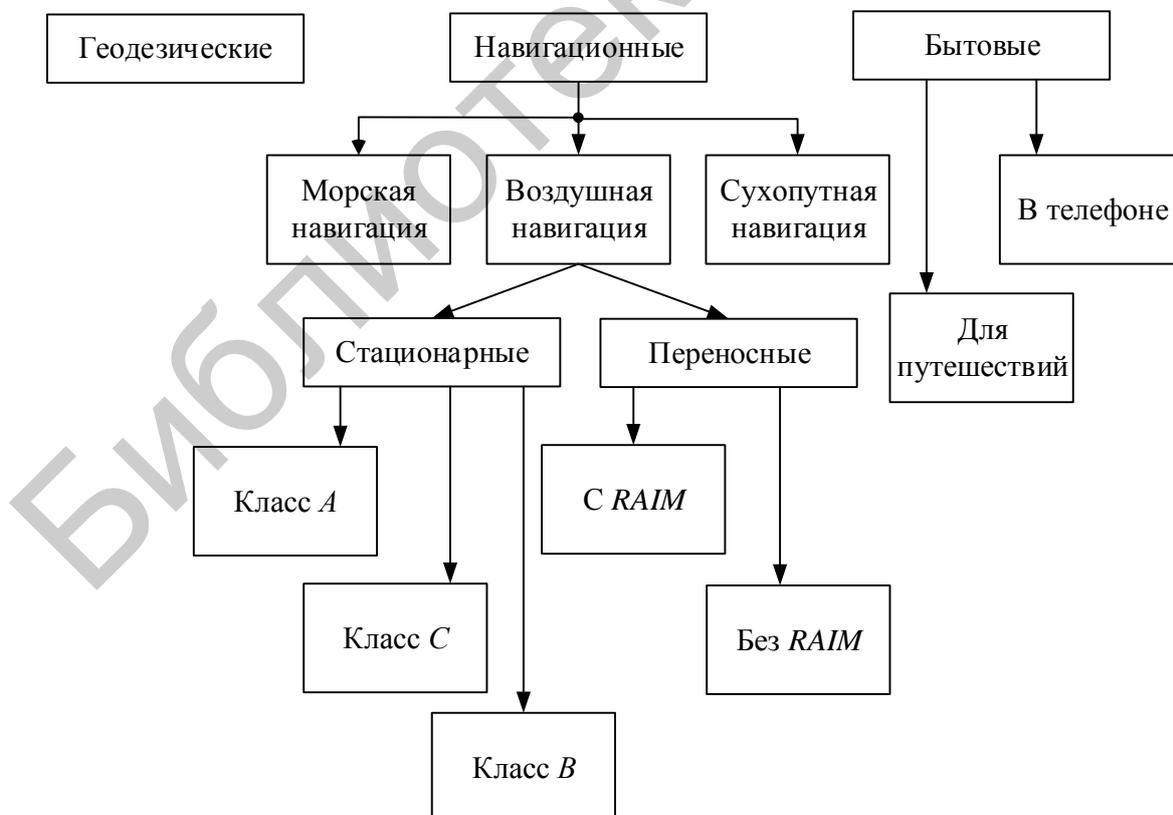


Рис. 12.6. Классы приемоиндикаторов СНС

Приемник спутникового навигационного сигнала (ГЛОНАСС/*GPS*-приемник) – это микросхема или совокупность микросхем с соответствующим программным обеспечением, задача которых принимать и декодировать сигналы СНС и выдавать на выходе координаты объекта в определенном формате. Приемник может работать на борту в качестве самостоятельного навигационного средства, но может являться одним из датчиков навигационного комплекса, выдавая информацию в его центральный вычислитель. В этом случае приемник может не иметь собственных органов индикации и управления.

Важной характеристикой приемника является количество каналов, т. е. количество спутников, от которых одновременно могут приниматься сигналы. Избыточное число каналов необходимо для обеспечения целостности (*RAIM*) и точности определений. Поскольку для определения пространственного места потребителя необходимо четыре спутника, то, казалось бы, приемник должен быть минимум четырехканальным. На самом деле выпускаются бытовые, даже одноканальные приемники. В этом случае приемник поочередно «опрашивает» спутники. Разумеется, это снижает быстродействие и точность определения координат и скорости. В профессиональных навигационных приемниках считается нормальным использование 12 каналов.

В международной практике, одобренной *ICAO*, навигационные приемоиндикаторы сертифицируются в соответствии с принятым в США техническим стандартом *TSO-C129* (*TSO – Technical Standard Order*). В соответствии с этим стандартом они делятся на три класса: *A*, *B*, *C*. Знание классов оборудования необходимо для практических целей, т. к. на картах (схемах) могут быть указаны ограничения по использованию конкретного класса оборудования.

Класс *A* – оборудование, сочетающее в себе навигационный датчик, определяющий трехмерные координаты ВС: широту (*B*), долготу (*L*), высоту (*H*), время (*UTC*) и вектор путевой скорости (*V*), а также навигационный вычислитель, решающий навигационные задачи и имеющий ряд сервисных и справочных функций. Это самый распространенный класс оборудования СНС, которое устанавливается на ВС, не имеющих навигационных комплексов последнего поколения.

Оборудование класса *A* делится на подклассы: *A1* и *A2*. Оборудование подкласса *A2* одобрено для маршрутного полета и полета в районе аэродрома, а подкласса *A1* – кроме того, и для неточного захода на посадку.

Поскольку оборудование класса *A* может использоваться для зональной навигации, то к нему применяются такие же требования, как и к аппаратуре зональной навигации.

Класс *B* – оборудование, состоящее из навигационного датчика и устройства передачи данных (*B*, *L*, *H*, *UTC*, *V*) в навигационные комплексы ВС. Таким образом, оборудование класса *B* является просто одним из датчиков навигационного комплекса (многофункциональной навигационной системы). Вычислитель комплекса использует информацию от СНС наравне с информацией от других навигационных средств для коррекции численных

координат, повышения точности и надежности навигационных определений. Поскольку навигационные вычислители современных навигационных комплексов более производительны и совершенны, чем вычислители в приемниках типа *A*, то информация от СНС в навигационных комплексах может обрабатываться по более сложным и эффективным алгоритмам.

Оборудование класса *B* имеет подклассы: *B1*, *B2*, *B3*, *B4*. Оборудование подклассов *B1* и *B3* позволяет выполнять маршрутный полет, полет в районе аэродрома и неточный заход на посадку, а классов *B2* и *B4* – только полет по маршруту и в районе аэродрома. В оборудовании подклассов *B1* и *B2* предусмотрен *RAIM*, а в оборудовании подклассов *B3* и *B4* – *AAIM*.

Класс *C*. Оборудование класса *C*, как и класса *B*, является датчиком для навигационных комплексов, обеспечивающих автоматический и директорный режим выполнения полета. Его взаимодействие с бортовым комплексом всегда является двусторонним, т. е. не только информация от СНС используется навигационным комплексом, но и информация от других систем комплекса может использоваться в целях поддержки алгоритмов работы оборудования СНС в процессе обработки информации от спутников. Таким образом, оборудование класса *C* непосредственно «встроено» в комплексные системы пилотажно-навигационного оборудования, является их составной частью. Оборудование класса *C* делится на подклассы: *C1*, *C2*, *C3*, *C4*. Подклассы *C1...C4* соответствуют подклассам *B1...B4*.

13. СТРУКТУРА И ПРИНЦИП РАБОТЫ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ СПУТНИКОВЫХ РНС

13.1. Общая структура аппаратуры потребителя спутниковых РНС

13.1.1. Структурная схема аппаратуры потребителя

Аппаратура потребителя предназначена для решения следующих задач:

1. Выбора рабочего созвездия НИСЗ.
2. Поиск и опознавание навигационных сигналов НИСЗ.
3. Введение в синхронизм систем слежения по времени запаздывания и фазе несущей частоты дальномерных сигналов.
4. Измерение времени запаздывания и доплеровского сдвига частоты.
5. Выделение и расшифровка навигационного сообщения.
6. Расчет координат НИСЗ на момент навигационных измерений.
7. Решение навигационной задачи.
8. Отображение данных на табло.

Упрощенная структурная схема аппаратуры потребителя представлена на рис. 13.1.

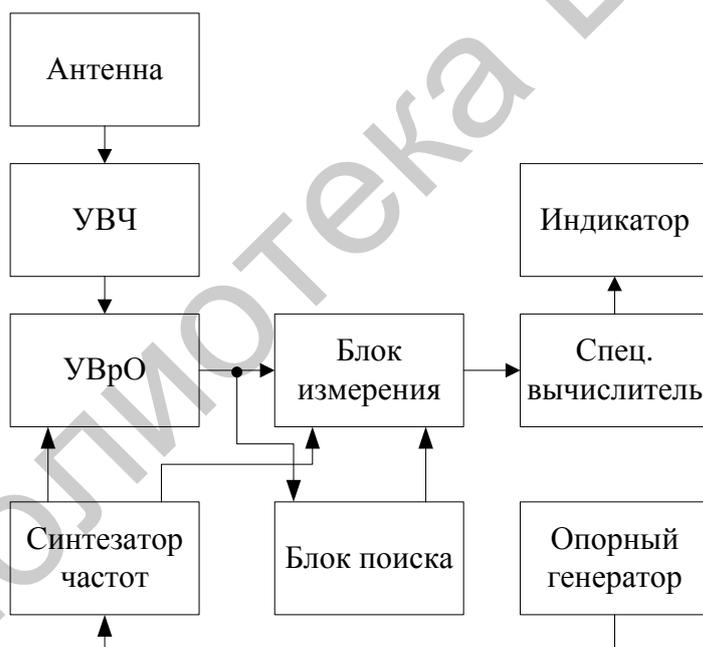


Рис. 13.1. Структурная схема аппаратуры потребителя

Схема включает в себя антенну, УВЧ, устройство временной обработки сигнала (УВрО), измеритель, блок поиска сигнала по частоте и времени запаздывания, опорный генератор и синтезатор частот, специализированный вычислитель и индикаторное устройство.

Антенна осуществляет пространственное накопление сигнала. Как правило, антенна слабонаправленная, обеспечивающая прием сигнала с передней полусферы.

Усилитель высокой частоты (УВЧ) предназначен для обеспечения требуемой чувствительности приемника.

Устройство временной обработки состоит из супергетеродинного приемника и устройства оптимальной обработки сигнала, реализующего корреляционный алгоритм работы.

Блок поиска предусматривает перестройку времени задержки и частоты опорного сигнала коррелятора, осуществляя тем самым последовательный обзор по времени задержки и частоте.

Синтезатор частот предназначен для формирования опорного сигнала коррелятора с требуемой задержкой и частотой. Все вырабатываемые синхронизатором сигналы получены от одной опорной частоты, поступающей с генератора опорных колебаний.

Специализированный вычислитель производит расшифровку информационного сообщения и решает навигационную задачу по определению местоположения объекта. Результаты расшифровки информации и результаты измерений координат объекта выводятся на индикатор.

13.1.2. Модификации аппаратуры потребителей

Можно выделить три основные модификации аппаратуры потребителей. Аппаратура первого класса предназначена для быстрых высокоточных навигационных определений координат места и скорости, а также поправок времени высокодинамичных потребителей в условиях сложной помеховой обстановки. Упрощенная структурная схема аппаратуры потребителей первого класса представлена на рис. 13.2.

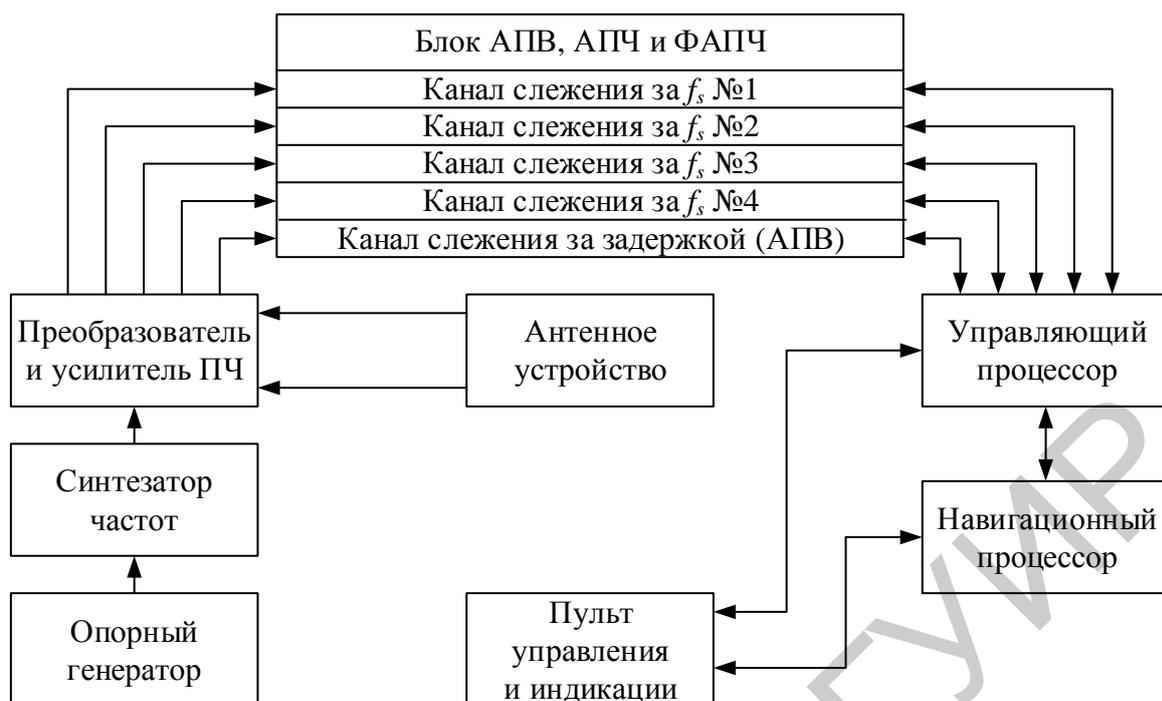


Рис. 13.2. Структурная схема аппаратуры потребителей первого класса

В ее состав входит пятиканальный блок АПВ, АПЧ и ФАПЧ. Четыре канала используются для слежения за несущими частотами (навигационных ИСЗ, $i = 1, 2, 3, 4$), один канал (АПВ) обеспечивает последовательное слежение за задержками сигналов высокой точности (ВТ) и стандартной точности (СТ) на частотах 1227,6 и 1575,42 МГц поочередно для всех четырех ИСЗ.

Аппаратура потребителей второго класса предназначена для низкодинамичных объектов. Это дает возможность ограничиться последовательным слежением за несущей частотой четырех навигационных ИСЗ при сохранении того же режима автоматического поиска времени (АПВ), как и в аппаратуре первого класса. Сокращение числа систем автоматического поиска частоты (АПЧ) и фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) до одной заметно упрощает аппаратуру потребителей и снижает ее стоимость.

Аппаратура потребителей третьего класса представлена упрощенной структурной схемой на рис. 13.3.



Рис. 13.3. Структурная схема аппаратуры потребителей третьего класса

Аппаратура данного класса удовлетворяет требованию минимальной стоимости и рассчитана на прием лишь сигнала СТ, а также поочередное определение РНП по рабочим ИСЗ. Сигнал СТ по сравнению с сигналом ВТ имеет в десять раз большую длительность элементарного символа кода, что сказывается на значении ошибки измерения квазидальности. Кроме того, отказ от использования ВТ-сигнала не позволяет компенсировать ошибку, обусловленную изменчивостью условий распространения радиоволн. Все это существенно снижает точность навигационных измерений.

Например, для неподвижного потребителя при отсутствии организованных помех среднеквадратичная погрешность измерения квазидальности составляет около 30 м, в то время как при тех же условиях аппаратура первого и второго класса позволяет получить погрешность не более 5 м.

13.2. Измерители спутниковых радионавигационных сигналов

13.2.1. Поиск сигнала в АП СРНС

Информационными параметрами в АП СРНС являются время запаздывания τ и доплеровский сдвиг частоты F_D . Соответственно рассматриваться будут временной и частотный измерители.

Поиск сигнала производится в зоне неопределенности на плоскости время – частота. Исходными данными для установления общего числа анализируемых M ячеек в данной плоскости являются:

- число элементарных символов N за период кода T_k ;
- априорный интервал доплеровского сдвига частот $\pm F_D$ и ширина полосы захвата системы АПЧ Δf .

В рассматриваемой СРНС можно принять $N = 1000$, $\pm F_D = \pm 5$ кГц, $\Delta f_z = 500$ Гц. Отсюда число анализируемых ячеек

$$M = \frac{2NF_D}{\Delta f_z} = 2 \cdot 10^4.$$

В простейшем случае некогерентный обнаружитель анализирует ячейки зоны неопределенности методом последовательного перебора по частоте и времени. По результатам накопления смеси сигнала с шумом принимается решение о наличии или отсутствии сигнала в данной ячейке. При отрицательном решении осуществляется переход в очередную ячейку, при положительном – замыкается цепь АПВ и АПЧ и контролируется наличие синхронизации в следящих системах. Отсутствие синхронизации свидетельствует о ложном срабатывании устройства поиска. В этом случае поиск возобновляется. При подтверждении наличия синхронизации поиск сигнала одного ИСЗ прекращается и устройство поиска переключается в режим поиска следующего ИСЗ. Поиск сигнала второго ИСЗ производится в существенно меньшей зоне неопределенности, т. к. потребитель в результате дешифрации информационного сообщения $D_s(t)$ первого ИСЗ располагает сведениями о координатах второго ИСЗ на данный момент времени. Общее время,

затрачиваемое на поиск сигналов созвездия из четырех ИСЗ, составляет от нескольких секунд до десятков минут и зависит от класса аппаратуры. После завершения поиска осуществляется слежение за сигналами ИСЗ. Темп выдачи измеряемых координат определяется классом потребителя. В настоящее время среднее число каналов современной АП класса A составляет от 12...15, что обеспечивает быстрый поиск сигналов и работу в реальном масштабе времени. Упрощенная структурная схема устройства поиска сигнала представлена на рис. 13.4.

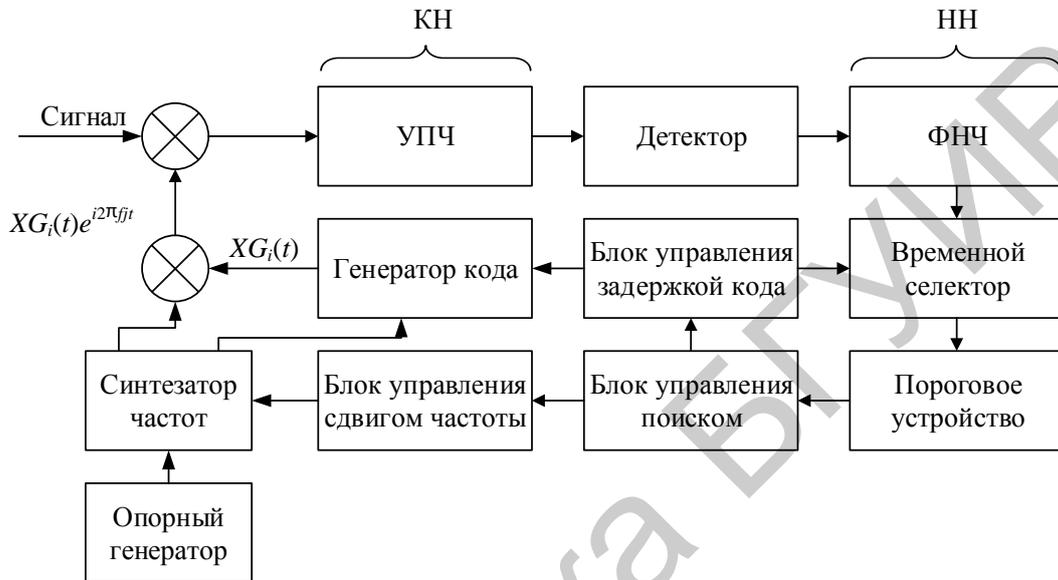


Рис. 13.4. Структурная схема устройства поиска сигнала

На выходе генератора кода по команде блока управления поиском устанавливается код искомого ИСЗ $XG_i(t)$. На выходе синтезатора частот формируется колебание $e^{i2\pi f_j t}$. В результате, на выходе умножителя создается образец $XG_i(t)e^{i2\pi f_j t}$, который поступает на второй умножитель, где образуется его свертка с входным сигналом. Несущая частота образца f_j изменяется скачком по команде блока управления сдвигом частоты. Для каждого значения f_j производится перебор всех N временных задержек кода $XG(t)$. Такая программа обеспечивает последовательный перебор всех M анализируемых ячеек.

После усиления в усилителе промежуточной частоты (УПЧ), детектирования и последетекторной фильтрации (накопления) в фильтре нижних частот (ФНЧ) напряжение поступает на временной селектор, где образуются выборочные значения, соответствующие моменту появления последнего N -го символа при периоде T_k кода $XG(t)$. В пороговом устройстве регистрируется результат сравнения выборок с порогом. При превышении порога вырабатывается команда прекращения поиска либо перехода к поиску сигнала очередного ИСЗ.

13.2.2. Схемы слежения за фазой и временем запаздывания сигнала

Схемы слежения за фазой и временем запаздывания сигнала обеспечивают поддержание синхронизма между принимаемым сигналом и опорным образцом, форма которого является копией полезного сигнала. Синхронизация по времени запаздывания производится с помощью системы АПВ, а по фазе – системы ФАПЧ. Слежение осуществляется в условиях, когда несущая частота в спектре сигнала отсутствует, т. к. код $XG(t)$ имеет практически одинаковое число символов со знаками «+» и «-» на периоде T_k . Если синхронизация по фазе не может быть реализована (режим поиска, работа в условиях сильных помех и др.), то применяют синхронизацию по частоте (АПЧ). В этом случае системы синхронизации по частоте и АПВ работают в некогерентном режиме, что приводит к увеличению ошибки слежения, но позволяет сохранить состояние захвата в цепи слежения за частотой. Система слежения за частотой и АПВ связаны, т. к. для работы системы АПВ используется оценка фазы (частоты), а для работы ФАПЧ (АПЧ) – оценка задержки огибающей (кода).

Рассмотрим когерентную систему синхронизации. Структурная схема когерентной АПВ и ФАПЧ представлена на рис. 13.5.

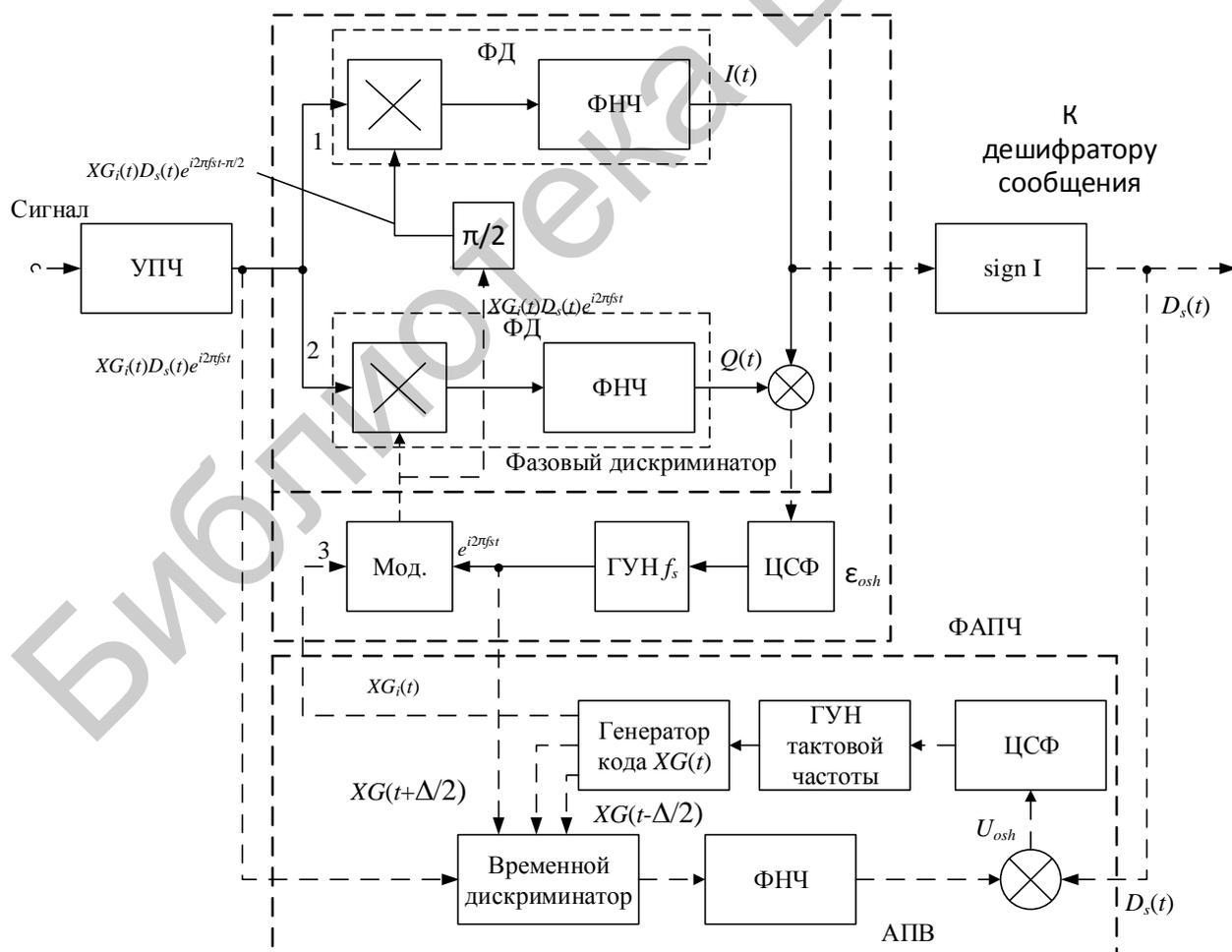


Рис. 13.5. Структурная схема когерентной АПВ и ФАПЧ

С выхода УПЧ приемника сигнал $f_s(t) = U_{ts} XG_i(t) D_s(t) e^{i2\pi f_j t}$ поступает на вход фазового дискриминатора. Дальномерный $XG_i(t)$ и информационный $D_s(t)$ коды модулируют несущее колебание по фазе, обеспечивая фазовый сдвиг на 0 или π радиан в зависимости от символа дальномерного кода или сообщения, которые могут принимать только два значения $\{-1; 1\}$.

Фазовый дискриминатор содержит два квадратурных канала обработки. Входной сигнал подается на первые входы фазовых детекторов, принадлежащих первому и второму квадратурным каналам. На вторые входы ФД подаются опорные напряжения, сдвинутые друг относительно друга на 90° :

$$U_{t_2}(t) = XG_i(t) U_{t_0}(t) e^{i[2\pi f_j t - \varphi]},$$

$$U_{t_1}(t) = XG_i(t) U_{t_0}(t) e^{i\left[2\pi f_j t - \varphi - \frac{\pi}{2}\right]}.$$

Фаза несущей частоты опорного напряжения отличается от фазы входного сигнала на φ . Близость значений времени запаздывания сигнала и опорного напряжения поддерживается системой АПВ. Вырабатываемые ФД напряжения фильтруются в ФНЧ, в результате чего образуются квадратурные составляющие ($I(t)$ и $Q(t)$) сигнала рассогласования по фазе:

$$\begin{aligned} I(t) &= \operatorname{Re} \left\{ U_{t_1}^*(t) f_s(t) \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ K_{fd} K_{fnch} U_{mts} |XG_i(t)|^2 D_s(t) e^{i[2\pi f_j t]} U_{t_0} e^{-i[2\pi f_j t - \varphi - \pi/2]} \right\} = \\ &= K U_{t_0} U_{ts} D_s(t) \cos(\varphi + \pi/2) = -K U_{t_0} U_{ts} D_s(t) \sin(\varphi), \end{aligned} \quad (13.1)$$

$$\begin{aligned} Q(t) &= \operatorname{Re} \left\{ U_{t_2}^*(t) f_s(t) \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ K_{fd} K_{fnch} U_{ts} |XG_i(t)|^2 D_s(t) e^{i[2\pi f_j t]} U_{t_0} e^{-i[2\pi f_j t - \varphi]} \right\} = \\ &= K U_{t_0} U_{ts} D_s(t) \cos(\varphi), \end{aligned} \quad (13.2)$$

где $K = K_{fd} K_{fnch}$.

При получении этого выражения был учтен тот факт, что код НИСЗ $|XG_i(t)|^2 = 1$.

Сигнал $I(t)$ является функцией φ , что позволяет использовать ее для формирования сигнала ошибки. Однако в связи с тем, что исходный дальномерный сигнал $U_{ts} XG_i(t) D_s(t) e^{i2\pi f_j t}$ манипулирован по фазе сообщением $D_s(t)$, сигнал ошибки $I(t)$ будет изменять свой знак в такт с информационными символами сообщения $D_s(t)$. Для устранения этого влияния используется операция умножения $I(t)Q(t)$, в результате чего сигнал ошибки освобождается от модуляции символами сообщения:

$$\varepsilon_{osh}(t, \varphi) = I(t)Q(t) = -(KU_{t_0}U_{ts})^2 |D_s(t)|^2 \sin(\varphi) \cos(\varphi) = -0,5(KU_{t_0}U_{ts})^2 \sin(2\varphi).$$

При получении этого выражения был учтен тот факт, что $|D_s(t)|^2$.

Зависимость $\varepsilon_{osh}(t, \varphi) = \Psi(\varphi)$, называемая характеристикой фазового дискриминатора, или дискриминационной характеристикой, приведена на рис. 13.6.

Апертура фазового дискриминатора равна π . При изменении фазы входного сигнала на 180° сигнал ошибки сохраняет значение и знак, поэтому фазовая манипуляция сигнала символами сообщения $D_s(t)$ не влияет на работу схемы ФАПЧ.

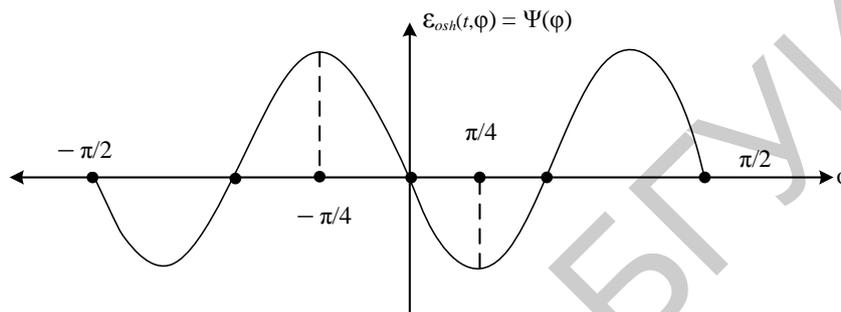


Рис. 13.6. Дискриминационная характеристика фазового дискриминатора

С выхода фазового дискриминатора сигнал ошибки поступает на цепи сглаживания и фильтрации (ЦСФ), содержащие одно или несколько интегрирующих звеньев и корректирующие цепи. Тип ЦСФ определяет порядок астатизма системы ФАПЧ. Имея ввиду, что следующим звеном системы является генератор, управляемый напряжением (ГУН), который, в свою очередь, является интегрирующим звеном в системе ФАПЧ, число интеграторов в ЦСФ обычно не превышает двух. Наличие трех интеграторов в системе ФАПЧ обеспечивает нулевые динамические погрешности по положению, скорости и ускорению. В установившемся режиме синфазная составляющая (I) сигнала ошибки изменяет знак в такт с символами $D_s(t)$. После устранения амплитудной модуляции в блоке $\text{sign } I$ она поступает на дешифратор сообщения, а также используется в схеме АПВ для снятия модуляции сигнала ошибки U_{osh} информационным сообщением.

Система АПВ, представленная на рис. 13.5, содержит временной дискриминатор, на который в качестве селективирующих последовательностей подаются опорные напряжения – сдвинутые во времени копии кода Голда $XG\left(t - \frac{\Delta}{2}\right)$ и $XG\left(t + \frac{\Delta}{2}\right)$. Сдвиг Δ влияет на форму дискриминационной характеристики и погрешность измерения времени запаздывания. Обычно сдвиг $\Delta \leq T_0 = 1 \text{ мкс}$.

Сигнал ошибки на выходе временного дискриминатора, а следовательно, и на выходе ФНЧ промодулирован знаковой функцией сообщения $D_s(t)$. Для

снятия знаковой модуляции используется умножитель, на второй вход которого поступает оценка $D_s(t)$, снимаемая с блока $\text{sign } I$. Сигнал ошибки U_{osh} подается на ЦСФ, содержащие, как и в системе ФАПЧ, интегрирующие и корректирующие звенья. Порядок астатизма системы АПВ обычно ниже, чем системы ФАПЧ, поскольку здесь динамика может быть учтена пересчетом доплеровского сдвига частоты из системы ФАПЧ.

Генератор кода $XG(t)$ построен на двух регистрах сдвига с обратными связями.

Проанализированная система синхронизации представляет собой канал слежения за сигналом одного ИСЗ. Рабочее созвездие содержит несколько ИСЗ, поэтому для решения навигационной задачи необходимо иметь многоканальную аппаратуру слежения либо применять последовательный режим работы, когда определение РНП производится поочередно по каждому ИСЗ рабочего созвездия.

13.3. Ошибки измерения времени запаздывания и доплеровского смещения частоты

Рассмотренная ранее схема когерентного слежения за несущей и задержкой сигнала обеспечивает вхождение в синхронизм, если начальное расхождение несущих частот сигнала и опорного образца не превышает полосы захвата Δf_z системы ФАПЧ. Обычно после режима поиска априорная неопределенность по несущей частоте составляет около ± 500 Гц, что превышает полосу захвата ФАПЧ ($\Delta f_z \approx 50$ Гц). Уменьшение интервала неопределенности по несущей частоте до полосы захвата ФАПЧ производится с помощью системы АПЧ.

Упрощенная структурная схема системы АПЧ приведена на рис. 13.7.

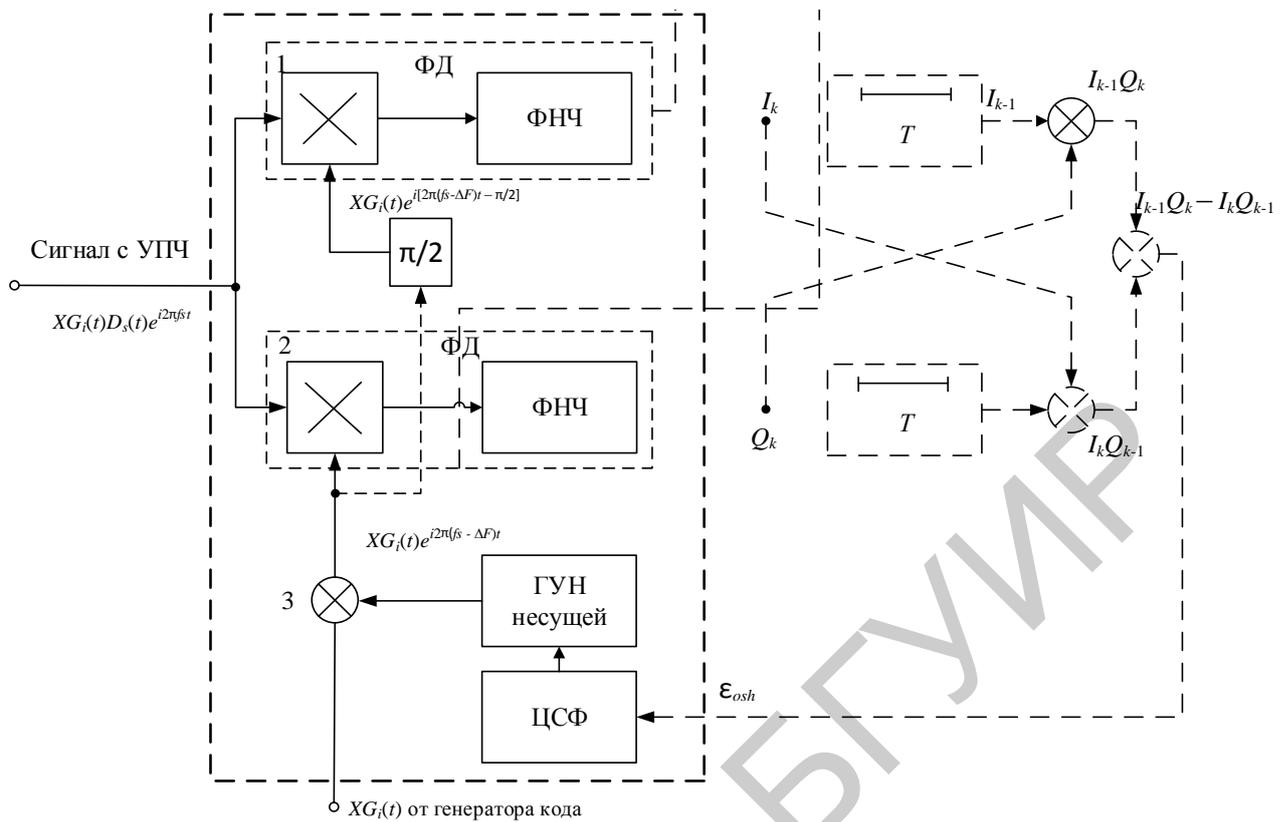


Рис. 13.7. Структурная схема системы АПЧ

Обведенные пунктирной линией блоки выполняют те же функции, что и одноименные блоки в схеме на рис. 13.5. Квадратурные составляющие I_k и Q_k образуются так же, как и в схеме на рис. 13.5 (индекс k указывает на принадлежность I_k и Q_k к интервалу времени с порядковым номером k). Отличие состоит лишь в том, что в установившемся режиме в системе ФАПЧ сигнал и опорные образцы отличаются фазой несущих колебаний, а в системе АПЧ еще присутствует сдвиг по частоте ΔF , объясняемый наличием доплеровского сдвига частоты в системе.

Сигнал ошибки в системе АПЧ образуется по правилу

$$\epsilon_{osh} = I_{k-1}Q_k - I_kQ_{k-1}. \quad (13.3)$$

Квадратурные составляющие I_{k-1} и Q_{k-1} запаздывают относительно I_k и Q_k на время T . Не останавливаясь на вопросах технической реализации правила (13.3), рассмотрим физический смысл формирования сигнала ошибки. Прежде всего докажем, что сигнал ошибки (13.3) пропорционален сдвигу частот ΔF .

Используя (13.1) и (13.2) получим выражения для сигналов на входах и выходах линий задержки:

$$I(t) = -KU_{t_0}U_{ts}D_s(t) \sin(2\pi\Delta Ft + \varphi), \quad (13.4, a)$$

$$Q(t) = KU_{t_0}U_{ts}D_s(t) \cos(2\pi\Delta Ft + \varphi), \quad (13.4, б)$$

$$I(t-T) = -KU_{t_0}U_{ts}D_s(t-T) \sin(2\pi\Delta F(t-T) + \varphi), \quad (13.4, в)$$

$$Q(t-T) = KU_{t_0}U_{ts}D_s(t-T) \cos(2\pi\Delta F(t-T) + \varphi). \quad (13.4, г)$$

Соответственно попарные перекрестные произведения будут иметь вид

$$I(t)Q(t-T) = -|KU_{t_0}U_{ts}|^2 D_s(t)D_s(t-T) \sin(2\pi\Delta Ft + \varphi) \cos(2\pi\Delta F(t-T) + \varphi),$$

$$I(t-T)Q(t) = -|KU_{t_0}U_{ts}|^2 D_s(t-T)D_s(t) \sin(2\pi\Delta F(t-T) + \varphi) \cos(2\pi\Delta Ft + \varphi).$$

При малых временах задержки $T \ll T_s$, где $T_s = 20$ мс – длительность символа сообщения $D_s(t)$, можно полагать $D_s(t-T) \approx D_s(t)$. Тогда с учетом выражений для произведения тригонометрических функций получим

$$I(t)Q(t-T) = -0,5 |KU_{t_0}U_{ts}|^2 [\sin(2\pi\Delta FT) + \sin(4\pi\Delta Ft - 2\pi\Delta FT + 2\varphi)], \quad (13.5)$$

$$I(t-T)Q(t) = -0,5 |KU_{t_0}U_{ts}|^2 [\sin(-2\pi\Delta FT) + \sin(4\pi\Delta Ft - 2\pi\Delta FT + 2\varphi)]. \quad (13.6)$$

Разность (13.5) и (13.6) будет иметь вид

$$\varepsilon_{osh} = I(t)Q(t-T) - I(t-T)Q(t) = -|KU_{t_0}U_{ts}|^2 \sin(2\pi\Delta FT). \quad (13.7)$$

Зависимость сигнала ошибки от рассогласования по частоте изображена на рис. 13.8, а. Если учесть влияние АЧХ ФНЧ, расположенных в квадратурных каналах (рис. 13.8, б), то зависимость сигнала ошибки будет иметь вид, изображенный на рис. 13.8, в.

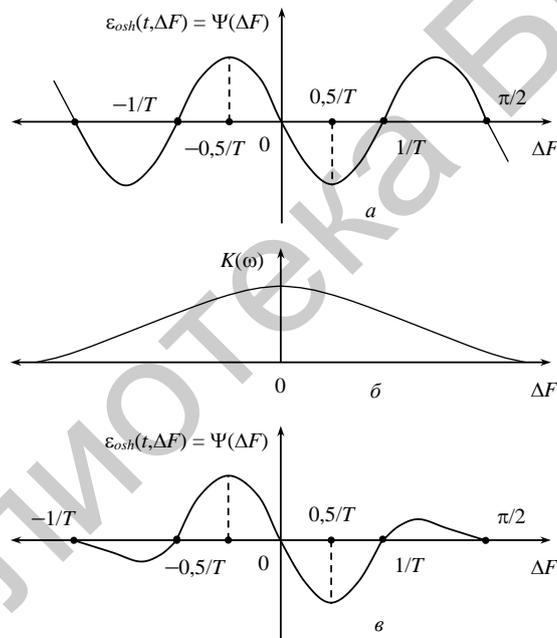


Рис. 13.8. Зависимость сигнала ошибки от рассогласования по частоте

14. СТРУКТУРА СИГНАЛОВ И СООБЩЕНИЙ СРНС

14.1. Общая структура и характеристики сигнала спутниковых РНС

Сигнал СРНС в общем виде описывается следующим выражением:

$$f(t) = U_0 XG(t)D(t)e^{i2\pi f_0 t},$$

которое представляет собой модулированное по фазе несущее колебание, обеспечивая фазовый сдвиг на 0 или π радиан в зависимости от символа дальномерного кода или сообщения, принимающие только два значения $\{-1; 1\}$.

Навигационный сигнал (НС) должен обеспечивать:

- высокую точность измерения времени запаздывания и частоты;
- разделение сигналов от разных НИСЗ;
- наилучшее использование полосы частот при малом уровне внеполосного излучения;
- высокую помехоустойчивость.

Выполнение данных требований обеспечивается псевдослучайным сигналом с базой, намного превышающей единицу.

Базовым сигналом во всех ГНСС является в настоящее время непрерывный КФМ-сигнал, модулированный по закону M -последовательности.

M -последовательности – это ненулевые двоичные или p -ичные ($p > 2$) линейные рекуррентные цифровые последовательности с памятью m , имеющие максимальный числовой период:

$$q_j = k_1 q_{j-1} + k_2 q_{j-2} + \dots + k_m q_{j-m} \text{mod}(p). \quad (14.1)$$

Реализацию максимального периода l можно обеспечить, например, перебирая возможные комбинации m коэффициентов k_1, k_2, \dots, k_m , входящих в сравнение по модулю (14.1). Цифровую последовательность (ЦП), состоящую из p -ичных цифр, называют *рекуррентной* (РЦП), если любой ее j -й элемент однозначно выражается по некоторому правилу через m предыдущих p -ичных цифровых элементов в виде p -ичной цифры.

РЦП называют *линейной* (ЛРЦП), если правило ее построения включает одни только линейные операции: сложения и умножения на коэффициенты в виде p -ичных цифр по модулю p .

Сложение и умножение p -ичных цифр по модулю p дает только p -ичные цифры – так называемые *вычеты по модулю p* (кратное p целое число вычитается). Получаемые в результате соотношения называют *сравнениями по модулю*.

Таким образом, ЛРЦП – это *кодовая* последовательность p -ичных цифр q_j , рекуррентно ($j = m + 1, m + 2, \dots$) задаваемая *линейным сравнением по модулю*.

Элементы такой последовательности может выдавать устройство, показанное на рис. 14.1, в виде линии задержки (регистра сдвига) с m отводами, умножителями и сумматором по модулю p .

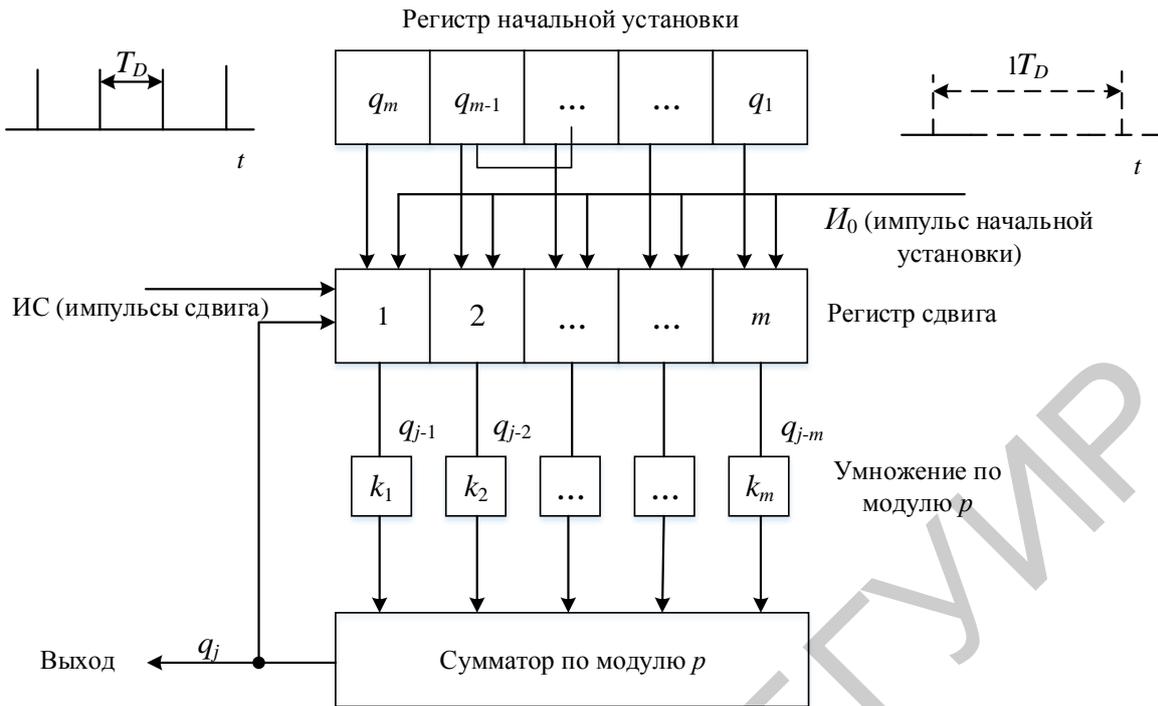


Рис. 14.1. Формирователь ЛРЦП по модулю p

При $p = 2$ умножение на k_i сводится к *неподключению* или *подключению* i -го отвода к сумматору.

В регистре начальной установки хранится «стартовая» последовательность q_m, \dots, q_1 . В начальный момент времени импульсом начальной установки I_0 «стартовая» последовательность переписывается в ячейки сдвигающего регистра. После выполнения всех операций умножения и суммирования на выходе формируется число $q_j = q_m + 1$. Очередным импульсом сдвига (ИС) число q_j записывается в первую ячейку сдвигающего регистра. Остальные цифры, находящиеся в нем, сдвигаются на одну ячейку вправо. На выходе сумматора формируется число q_{j+1} . Последующие импульсы сдвига формируют на выходе последовательность цифр $q_j + 2, q_j + 3$ и т. д.

Поскольку число цифр и отводов схемы, показанной на рис. 14.1, ограничено, наблюдается *повторяемость* элементов формируемой последовательности q_j через lT_D . Как только комбинация из m смежных цифр повторяется на входе регистра, то в силу приведенного выше уравнения повторится $(m + 1)$ -я цифра, затем $(m + 2)$ -я и т. д.

Поэтому последовательность q_i имеет некоторый *цифровой период (цикл)*, больший или меньший.

Пример.

Рассмотрим пример формирования M -последовательности при $m = 5$ (используется 5-элементный регистр сдвига).

Максимальный период последовательности $l = 31$. В качестве начальной последовательности q_1, q_2, q_3, q_4, q_5 используется *произвольная* ненулевая

последовательность цифр. Все равно, все возможные комбинации этих цифр перебираются в периодах M -последовательности. Выбрав, например, комбинацию единиц в качестве начальной последовательности, согласно (14.1) получим:

$$\begin{aligned}q_6 &= 1 \cdot 1 + 0 \cdot 1 + 1 \cdot 1 + 1 \cdot 1 + 1 \cdot 1 = 0 \pmod{2}, \\q_7 &= 1 \cdot 0 + 0 \cdot 1 + 1 \cdot 1 + 1 \cdot 1 + 1 \cdot 1 = 0 \pmod{2}, \\q_8 &= 1 \cdot 0 + 0 \cdot 0 + 1 \cdot 1 + 1 \cdot 1 + 1 \cdot 1 = 0 \pmod{2} \text{ и т. д.}\end{aligned}$$

Вся M -последовательность, включая ее начальную часть, приобретает вид (1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 1 1 0) 1 1 1 1 1 0 1 Скобками выделен 31-элементный период последовательности.

Общие свойства двоичных M -последовательностей:

1. Число нулей в каждом периоде на единицу меньше числа единиц.
2. Линейная комбинация M -последовательностей одного и того же периода является M -последовательностью того же периода, сдвинутой относительно исходных последовательностей.

3. Ни одна из комбинаций m цифр не повторяется на протяжении периода M -последовательности, иначе повторялись бы и следующие цифры.

Считая неповторяемость признаком хаотичности, M -последовательности называют иногда *псевдохаотическими*, или *псевдослучайными*, последовательностями (ПСП), а их отдельные периоды используют для *хаотической фазовой манипуляции импульсных сигналов*.

14.2. Сигналы спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС

Интерфейс между подсистемой космических аппаратов (ПКА) и навигационной аппаратурой потребителей (НАП) состоит из радиолиний L -диапазона частот. Каждый НИСЗ системы ГЛОНАСС передает навигационные радиосигналы в двух частотных поддиапазонах ($L1 \sim 1,6$ ГГц и $L2 \sim 1,2$ ГГц).

В системе ГЛОНАСС используется частотное разделение навигационных радиосигналов НИСЗ в обоих поддиапазонах $L1$ и $L2$ ($L1 \sim 1,6$ ГГц и $L2 \sim 1,2$ ГГц). Каждый НИСЗ передает навигационные радиосигналы на собственных частотах поддиапазонов $L1$ и $L2$. НИСЗ, находящиеся в противоположных точках орбитальной плоскости (антиподные НИСЗ), могут передавать навигационные радиосигналы на одинаковых частотах.

В радиолиниях частотных поддиапазонов $L1$ и $L2$ НИСЗ ГЛОНАСС передают навигационные радиосигналы двух типов: стандартной точности и высокой точности.

Сигнал *стандартной точности* с тактовой частотой 0,511 МГц предназначен для использования отечественными и зарубежными гражданскими потребителями. Сигнал *высокой точности* с тактовой частотой 5,11 МГц модулирован специальным кодом и не рекомендуется к использованию без согласования с Министерством обороны Российской Федерации.

Далее рассмотрим структуру и характеристики навигационного радиосигнала стандартной точности с тактовой частотой 0,511 МГц,

передаваемого спутниками ГЛОНАСС и ГЛОНАСС-М в поддиапазонах $L1$ и $L2$ (спутники ГЛОНАСС-М в поддиапазоне $L1$ передают сигналы идентичные спутникам ГЛОНАСС, а в поддиапазоне $L2$ передают потребителям дополнительные сигналы с кодом стандартной точности). Сигнал стандартной точности является доступным для всех потребителей, которые оснащены соответствующей НАП и в зоне видимости которых находятся спутники системы ГЛОНАСС.

Структура навигационного радиосигнала

Навигационный радиосигнал, передаваемый каждым НИСЗ системы ГЛОНАСС на собственной несущей частоте, является многокомпонентным фазоманипулированным сигналом. Фазовая манипуляция несущей осуществляется на π радиан с максимальной погрешностью не более $\pm 0,2$ рад.

Фаза несущего колебания поддиапазона $L1$ в НИСЗ ГЛОНАСС и фазы несущих колебаний поддиапазонов $L1$ и $L2$ в НИСЗ ГЛОНАСС-М модулируются двоичной последовательностью, образованной суммированием по модулю два псевдослучайного дальномерного кода, цифровой информации навигационного сообщения и вспомогательного колебания типа меандр.

Основой для формирования всех перечисленных компонентов сигнала является бортовой стандарт частоты.

Цифровая информация навигационного сообщения

Цифровая информация навигационного сообщения подразделяется на оперативную и неоперативную информацию.

Оперативная информация относится к тому НИСЗ, с борта которого передается данный навигационный радиосигнал. Неоперативная информация (альманах системы) относится ко всем НИСЗ, входящим в состав ПКА.

Цифровая информация передается со скоростью 50 бит/с.

Характеристики навигационного радиосигнала

Номинальные значения несущих частот навигационных радиосигналов НИСЗ ГЛОНАСС в частотных поддиапазонах $L1$ и $L2$ определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned}f_{K_1} &= f_{01} + K\Delta f_1, \\f_{K_2} &= f_{02} + K\Delta f_2,\end{aligned}$$

где K – номера несущих частот навигационных радиосигналов, излучаемых НИСЗ в частотных поддиапазонах $L1$ и $L2$ соответственно;

$$f_{01} = 1602 \text{ МГц}; \Delta f_1 = 562,5 \text{ кГц} \text{ – для поддиапазона } L1;$$

$$f_{02} = 1246 \text{ МГц}; \Delta f_2 = 437,5 \text{ кГц} \text{ – для поддиапазона } L2.$$

Распределение номеров K между НИСЗ отображается в альманахе системы (неоперативная информация в навигационном сообщении).

Для каждого НИСЗ рабочие частоты поддиапазонов $L1$ и $L2$ когерентны и формируются от общего стандарта частоты. Номинальное значение частоты этого стандарта, с точки зрения наблюдателя, находящегося на поверхности Земли, равно 5,0 МГц. Отношение рабочих частот $L1$ и $L2$, излучаемых определенным НИСЗ, составляет

$$\frac{f_{K_2}}{f_{K_1}} = \frac{7}{9}.$$

Фактические значения несущих частот радиосигналов каждого НИСЗ могут отличаться от номинальных значений f_K на относительную величину, не превышающую $\pm 2 \cdot 10^{-11}$.

Спектральная плотность фазовых шумов немодулированной несущей такова, что схема слежения, имеющая одностороннюю шумовую полосу 10 Гц, обеспечивает точность слежения за фазой несущей частоты не хуже 0,1 рад (среднеквадратичное значение).

Характеристики модулирующей последовательности и дальномерного кода

Модулирующая последовательность, используемая при формировании сигналов стандартной точности для модуляции несущих частот поддиапазона $L1$ для спутников ГЛОНАСС и $L1$ и $L2$ для спутников ГЛОНАСС-М, образуется сложением по модулю два трех двоичных сигналов:

- псевдослучайного дальномерного кода, передаваемого со скоростью 511 кбит/с;
- навигационного сообщения, передаваемого со скоростью 50 бит/с;
- вспомогательного меандрового колебания, передаваемого со скоростью 100 бит/с.

Данные последовательности используются для модуляции несущих частот поддиапазонов $L1$ и $L2$ при формировании сигналов стандартной точности.

Псевдослучайный дальномерный код представляет собой псевдослучайную последовательность максимальной длины регистра сдвига с периодом повторения 1 мс и скоростью передачи символов 511 кбит/с.

Псевдослучайный дальномерный код снимается с 7-го разряда 9-разрядного регистра сдвига. Код начального состояния регистра сдвига соответствует наличию «1» во всех разрядах регистра. Начальным символом в периоде псевдослучайного дальномерного кода является первый символ в группе 11111100, повторяющийся через 1 мс. Образующий полином $G(x) = 1 + x^5 + x^9$, соответствующий регистру сдвига, формирующему псевдослучайный дальномерный код, имеет вид, представленный на рис. 14.2.

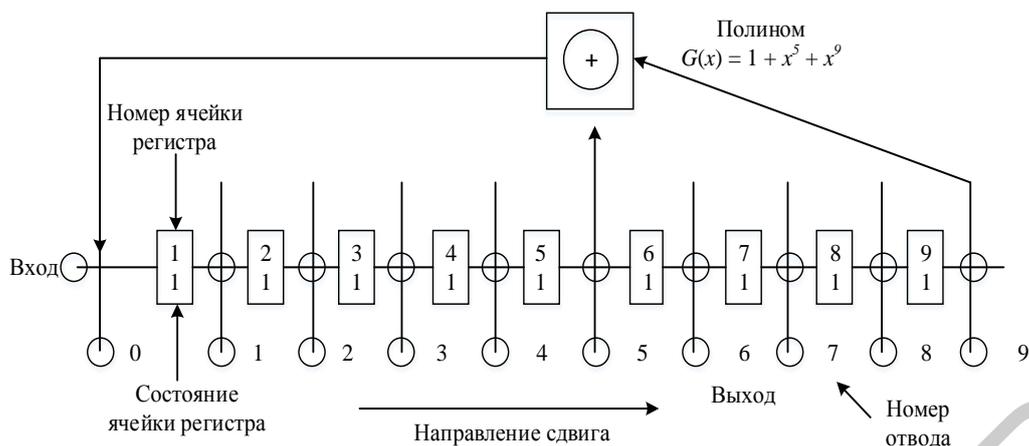


Рис. 14.2. Структура регистра сдвига, формирующего дальномерный код

Упрощенная структурная схема формирования псевдослучайного дальномерного кода и синхроимпульсов для навигационного радиосигнала приведена на рис. 14.3.

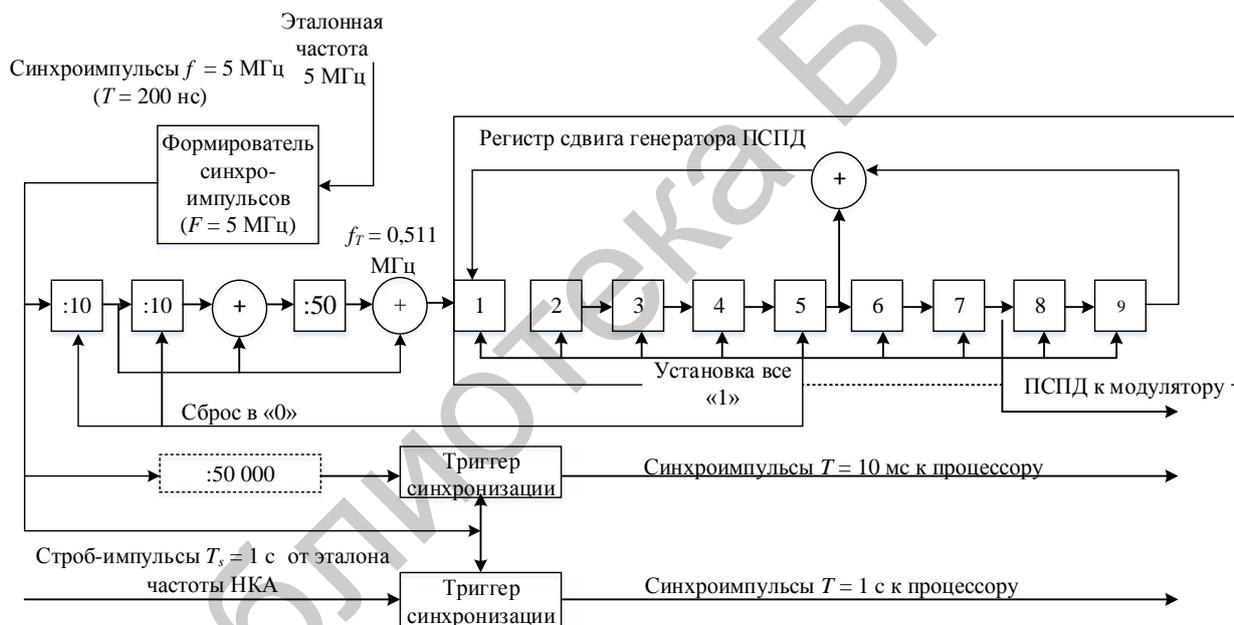


Рис. 14.3. Упрощенная структурная схема формирования дальномерного кода псевдослучайной последовательности дальности (ПСПД) и синхроимпульсов для навигационного радиосигнала

Временные соотношения между синхроимпульсами модулирующей двоичной последовательности информации навигационного сообщения и дальномерным кодом ПСПД приведены на рис. 14.4.

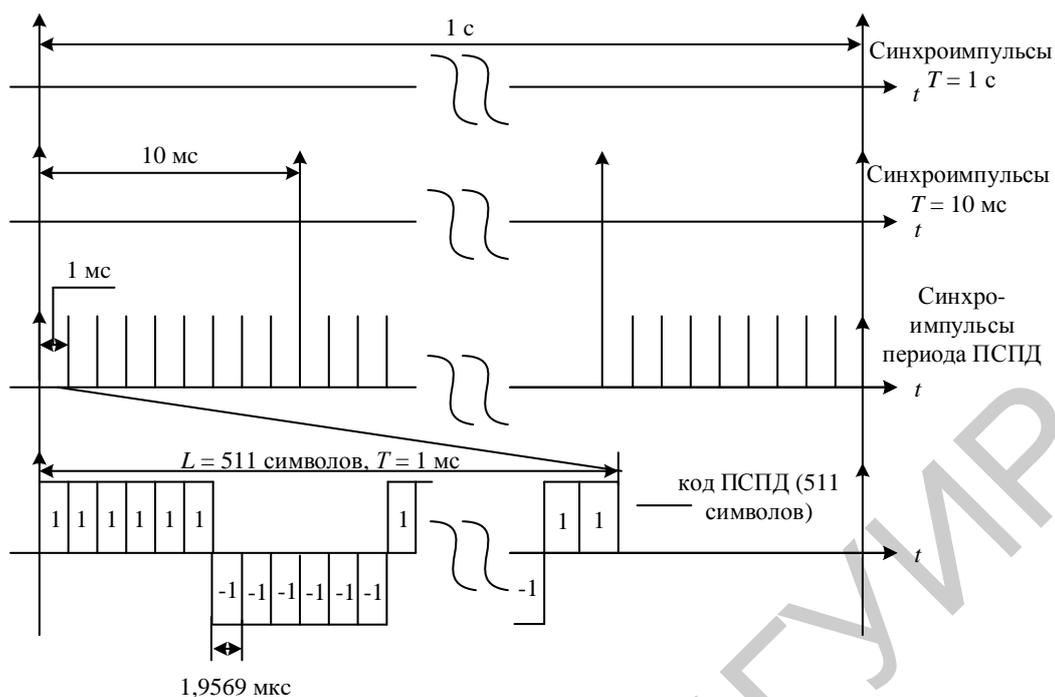


Рис. 14.4. Временные соотношения между синхроимпульсами модулирующего навигационного сигнала и дальномерным кодом ПСПД

Формирование навигационного сообщения

Информация навигационного сообщения формируется в виде непрерывно следующих строк длительностью 2 с. В первой части каждой строки в течение 1,7 с передается информация навигационного сообщения. Во второй части каждой строки в течение 0,3 с передается двоичный код метки времени.

Двоичная последовательность информации навигационного сообщения образуется в результате сложения по модулю 2 двух двоичных последовательностей:

- последовательности символов цифровой информации навигационного сообщения в относительном коде с длительностью символов 20 мс;
- последовательности меандра с длительностью символов 10 мс.

Двоичный код метки времени представляет собой укороченную двоичную псевдослучайную последовательность (ПСПМВ) длиной 30 символов с длительностью символов 10 мс, которая описывается образующим полиномом

$$G(x) = 1 + x^3 + x^5$$

и имеет вид

111110001101110101000010010110.

Первый символ цифровой информации в каждой строке всегда «0». Он является «холостым» и дополняет укороченную псевдослучайную последовательность меток времени (ПСПМВ) предыдущей строки до полной (неукороченной) псевдослучайной последовательности.

Упрощенная структурная схема формирования последовательности данных приведена на рис. 14.5.

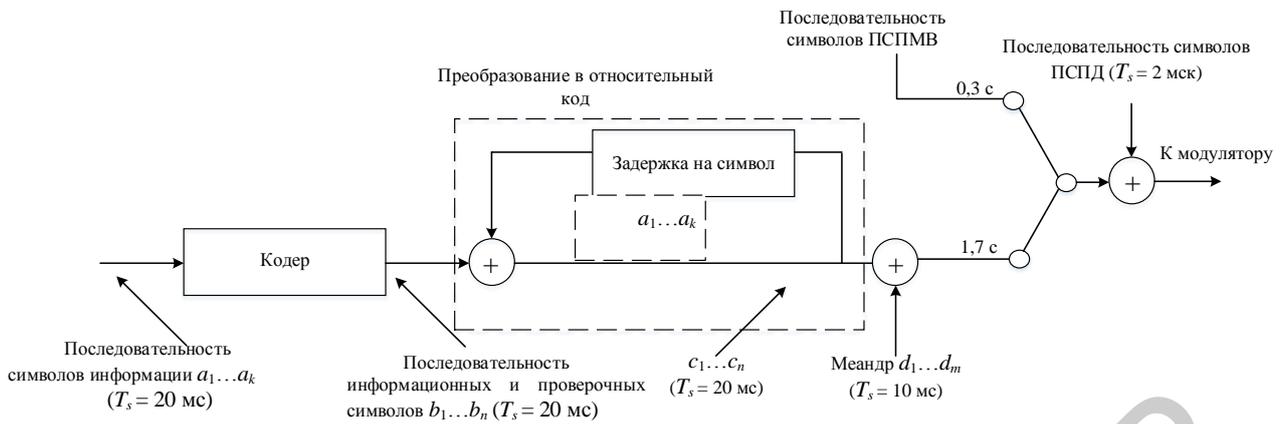


Рис. 14.5. Структурная схема формирования последовательности данных

В излучаемом навигационном радиосигнале границы двухсекундных строк, границы символов цифровой информации, границы символов меандра, границы символов ПСПМВ и границы символов ПСПД синхронизированы между собой; границы символов меандра и границы символов цифровой информации совпадают с передними фронтами начальных символов ПСПД. Задний фронт последнего символа ПСПМВ в излученном навигационном радиосигнале является меткой времени и соответствует моменту времени, отстоящему от начала суток на целое четное количество секунд в шкале времени спутника.

Процесс формирования двоичной последовательности информации навигационного сообщения поясняет рис. 14.6.

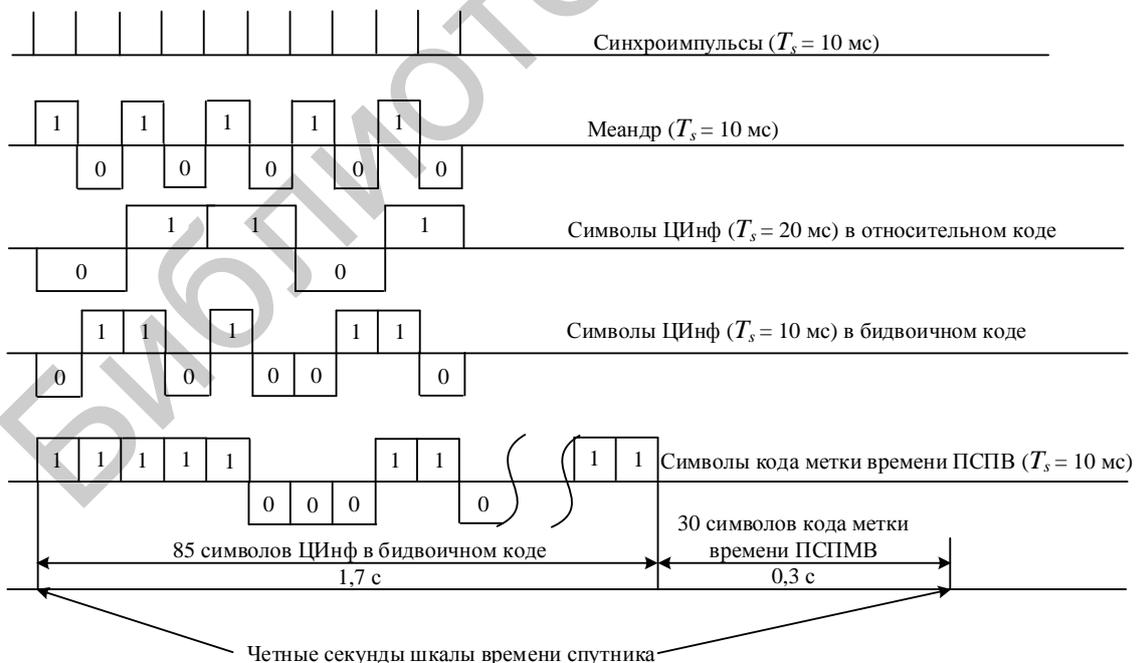


Рис. 14.6. Формирование последовательности данных в процессоре спутника

Структура навигационного сообщения

Передаваемое в навигационных радиосигналах НИСЗ ГЛОНАСС и ГЛОНАСС-М навигационное сообщение предназначено для проведения потребителями навигационных определений, привязки к точному времени и для планирования сеансов навигации.

По своему содержанию навигационное сообщение подразделяется на оперативную и неоперативную информацию.

Оперативная информация относится к тому НИСЗ, с борта которого передается данный навигационный радиосигнал и содержит:

- оцифровку меток времени НИСЗ;
- сдвиг шкалы времени НИСЗ относительно шкалы времени системы ГЛОНАСС;
- относительное отличие несущей частоты излучаемого навигационного радиосигнала от номинального значения;
- эфемериды НИСЗ и другие параметры.

Неоперативная информация содержит альманах системы, включающий в себя:

- данные о состоянии всех НИСЗ системы (альманах состояния);
- сдвиг шкалы времени каждого НИСЗ относительно шкалы времени системы ГЛОНАСС (альманах фаз);
- параметры орбит всех НИСЗ системы (альманах орбит);
- сдвиг шкалы времени системы ГЛОНАСС относительно *UTC(SU)* и другие параметры.

Навигационное сообщение передается в виде потока цифровой информации (ЦИнф), закодированной по коду Хемминга и преобразованной в относительный код. Структурно поток ЦИнф формируется в виде непрерывно повторяющихся суперкадров. Суперкадр состоит из нескольких кадров, кадр состоит из нескольких строк.

Границы строк, кадров и суперкадров различных НИСЗ синхронны с погрешностью не более 2 мс.

Структура суперкадра

Суперкадр имеет длительность 2,5 мин и состоит из 5 кадров длительностью 30 с. Каждый кадр состоит из 15 строк длительностью 2 с.

В пределах каждого суперкадра передается полный объем неоперативной информации (альманах) для всех 24 НИСЗ системы ГЛОНАСС.

На рис. 14.7. приведена структура суперкадра с указанием номеров кадров в суперкадре и номеров строк в кадрах.

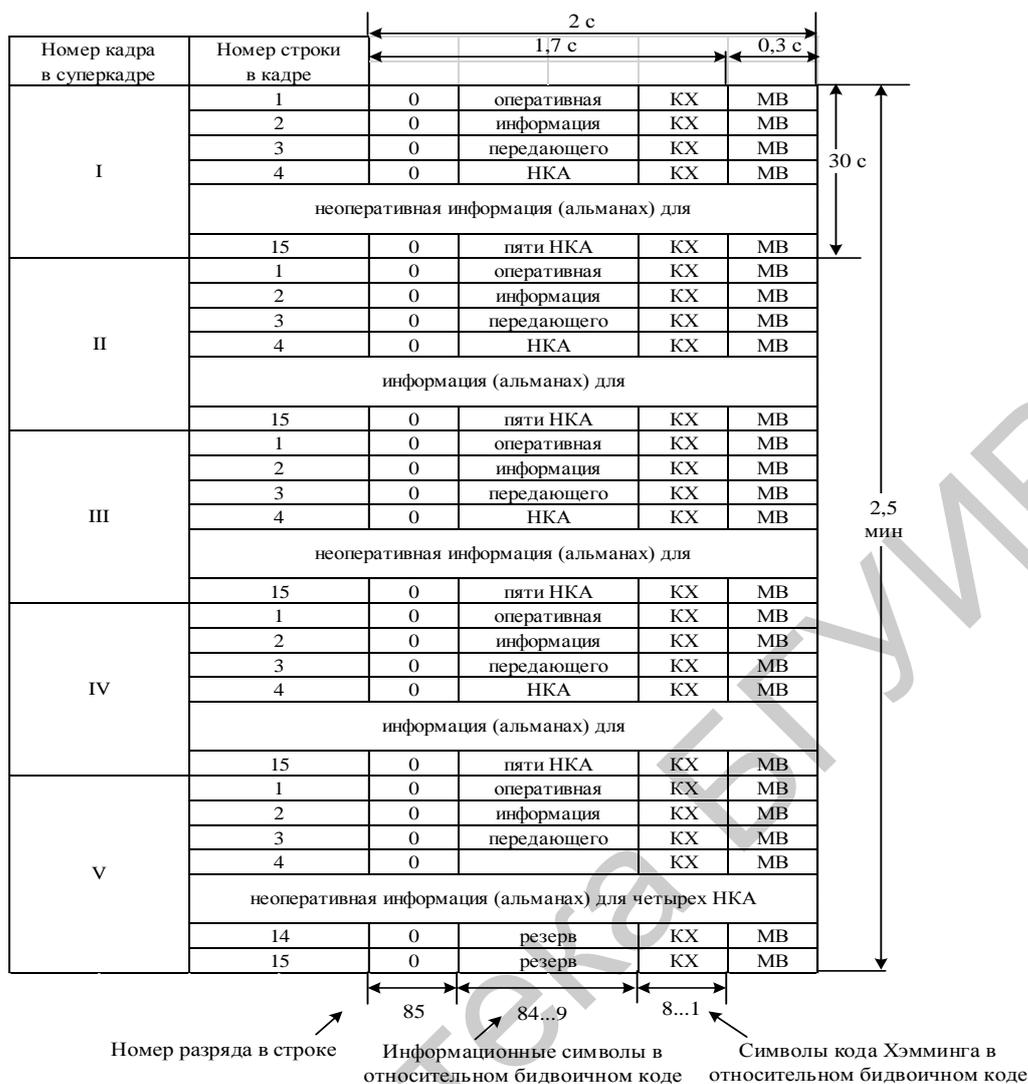


Рис. 14.7. Структура суперкадра

Структура кадра

Каждый навигационный кадр имеет длительность 30 с и состоит из пятнадцати строк длительностью 2 с каждая. В пределах каждого кадра передается полный объем оперативной ЦИНФ для данного НИСЗ и часть неоперативной ЦИНФ.

Структура информационной строки в кадре

Информационная строка является структурным элементом навигационного кадра. Каждая строка содержит двоичные символы ЦИНФ и метку времени. Длительность строки ЦИНФ равна 2 с, и из них 0,3 с в конце строки занимает метка времени (MB) в виде ПСПМВ, состоящей из 30 символов длительностью 10 мс. Остальную часть строки (1,7 с) занимает собственно ЦИНФ с символьной частотой 50 Гц, сложенная по модулю два с меандром двойной символьной частоты 100 Гц (бидвоичный код). Таким образом, каждая строка содержит 85 двоичных символов ЦИНФ.

14.3. Сигналы СРНС GPS

НИСЗ системы NAVSTAR-GPS используют для передачи информации две частоты: $L1$ и $L2$. Все НИСЗ вещают на одинаковых частотах, и используется кодовое разделение каналов.

Интерфейс системы GPS беззапросный, т. е. НИСЗ излучают радиосигналы на частотах $L1$ и $L2$ непрерывно и любой приемник потребителя, находящийся в зоне радиовидимости НИСЗ, в произвольный момент времени может получать от него навигационную информацию в пассивном режиме.

В общей сложности излучаются три псевдослучайных дальномерных кода:

1. **P-код**, являющийся основным дальномерным кодом. Псевдослучайный дальномерный P-код, индивидуальный для каждого НИСЗ, далее будем обозначать, как $P_i(t)$, где i – индивидуальный номер НИСЗ. $P_i(t)$ представляет собой последовательность длиной 7 дней, со скоростью передачи 10,23 Мбайт/с. Эта последовательность формируется сложением по модулю 2 двух подпоследовательностей, обозначаемых, как $X1$ и $X2_i$, их длина соответственно 15 345 000 и 15 345 037 элементов. Последовательность $X2_i$ формируется из последовательности $X2$ избирательной задержкой на длительность от 1 до 37 элементов, что позволяет сформировать 37 индивидуальных последовательностей P-кода длиной 7 дней. Из них 32 варианта используются НИСЗ, остальные 5 зарезервированы для иных целей (например, для наземных передатчиков – псевдолитов и т. п.).

2. **Y-код**, применяемый вместо P-кода при включении режима предотвращения преднамеренных помех и несанкционированного доступа к информации A/S (*Antispoofing*). Y-код представляет собой закрытый P-код и доступен для расшифровки только лицензированными пользователями, имеющими соответствующий ключ. Поэтому Y-код принято обозначать как P(Y)-код.

3. **Открытый код C/A** (*Coarse/Acquisition*, «грубый захват»), который сначала использовался лицензированными пользователями для первичного вхождения в режим слежения и последующего захвата точного P- или P(Y)-кода. Сейчас код C/A находится в распоряжении мирового сообщества для использования в целях позиционирования.

Предусмотрена возможность преднамеренного снижения точности определения координат по коду C/A до уровня 100 м. В настоящее время преднамеренное снижение точности не используется, но может быть вновь введено по решению правительства США.

Физические параметры радиосигналов GPS

Сигналы L-каналов излучаются в пределах двух полос шириной 20,46 МГц с центральными частотами $L1$ и $L2$. Несущие частоты для каналов $L1$ и $L2$ когерентно формируются из одного источника опорной частоты на борту НИСЗ. С точки зрения наземного наблюдателя, номинальная частота этого источника составляет 10,23 МГц.

Два компонента сигнала $L1$, модулированные двумя различными битовыми последовательностями (код C/A плюс данные и код $P(Y)$ плюс данные), должны находиться в фазовой квадратуре с точностью ± 100 мрад со сдвигом несущей C/A относительно P на 90° . Если вести речь о фазе несущей P_i , случай, когда $P_i(t) = 0$, понимают как «нулевой угол фазы». Генератор кодов $P(Y)$ и C/A управляет фазами соответствующих выходных сигналов по следующему принципу: если $P_i(t) = 1$, происходит сдвиг на 180° несущей P ; если $G_i(t) = 1$, несущая C/A опережает P на 90° ; если $G_i(t) = 0$, то несущая C/A отстает на 90° (таким образом, когда $G_i(t)$ меняет состояние, происходит реверс на 180° несущей C/A). Результирующие номинальные составные фазы сигнала как функция от двоичных значений модулирующих сигналов показаны в табл. 14.1.

Таблица 14.1

Составные фазы излучаемого сигнала $L1$

Номинальные значения составной фазы, град	Двоичные состояния	
	P	C/A
0	0	0
-70,5	1	0
+109,5	0	1
180	1	1

Примечание. Для комбинации 0,0 знак составной фазы считается положительным.

На рис. 14.8 приведена упрощенная структурная схема, поясняющая принцип генерации последовательностей $P_i(t)$ с тактовой частотой 10,23 МГц и $G_i(t)$ с тактовой частотой 1,023 МГц для кодов P и C/A соответственно, а также суммирования их по модулю 2 с навигационным сообщением $D(t)$, которое тактируется с частотой 50 Гц.

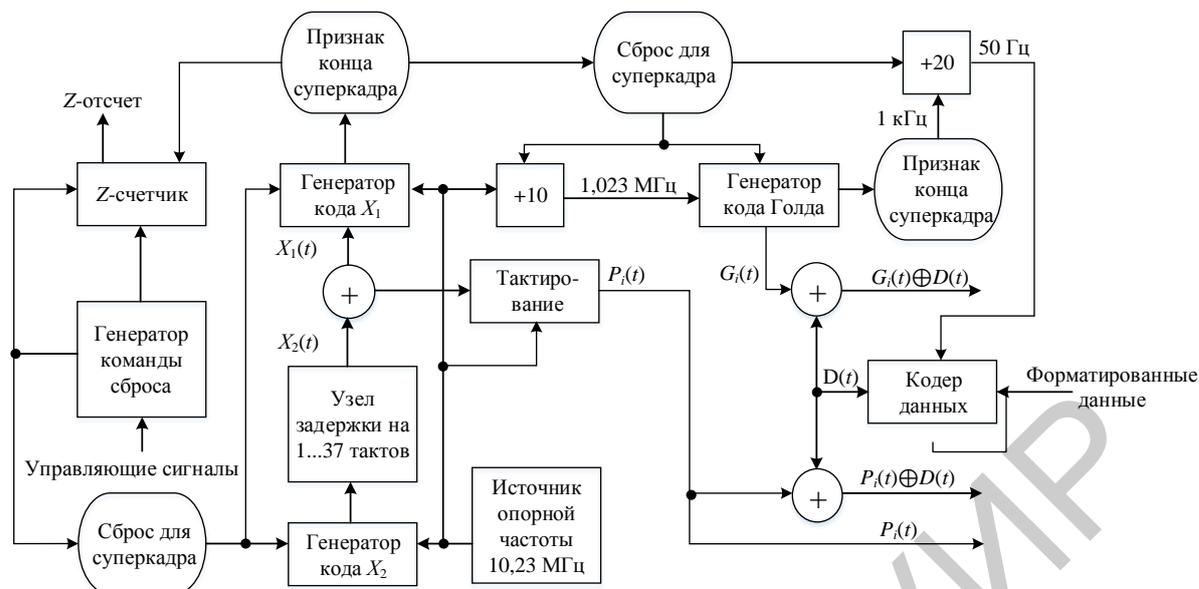


Рис. 14.8. Структурная схема, поясняющая генерацию кодов и модулирующих сигналов

Двоичная кодовая последовательность $P_i(t)$ формируется суммированием по модулю 2 двух псевдослучайных последовательностей $X_1(t)$ и $X_2(t)$, где период следования разрядов P -кода равен $1/(1,023 \cdot 10^7)$, с; i – целое число в интервале от 1 до 37, соответствующее номеру НИСЗ. Таким образом, генерируется 37 уникальных последовательностей $P(t)$ с использованием одинаковых генераторов кода, как показано в табл. 14.1 и на рис. 14.8.

Формирование C/A-кода. Каждая последовательность $G_i(t)$ представляет собой 1023-битовый код Голда, в свою очередь являющийся суммой по модулю 2 двух 1023-битовых линейных последовательностей $G1$ и $G2_i$.

Последовательность $G2$ формируется путем задержки $G2$ на целое число тактов в диапазоне от 5 до 950. Образующие полиномы для $G1$ и $G2$ описываются следующими выражениями:

$$G1 = X^{10} + X^3 + 1,$$

$$G2 = X^{10} + X^6 + X^8 + X^6 + X^3 + X^2 + 1.$$

Действующая задержка последовательности $G2$, благодаря которой формируется индивидуальная последовательность $G2_i$, достигается коммутацией двух выводов сдвигового регистра $G2$ с последующим суммированием по модулю 2.

Таблица 14.2

Сравнительные характеристики навигационных сигналов СРНС ГЛОНАСС и GPS

Параметр	ГЛОНАСС	GPS
1	2	3
Тип сигнала	Непрерывный КФМ с изменением фазы $0 - \pi$	Непрерывный КФМ с изменением фазы $0 - \pi$
Разделение сигналов от различных ИСЗ	Частотное. Диаметрально противоположные НКА используют одинаковые частоты	Кодовое

1	2	3
Несущие частоты	1. Диапазон частот $L1$. ПСП1 + ПСП2 (в квадратурах). ПСП1 – НИ + СТ-код $f_1, k = f_{1,0} + k \Delta f$ МГц, где $f_{1,0} = 1602$ МГц, шаг $\Delta f = 562,5$ кГц, $k = -7 \dots 4$. ПСП2 – только ВТ-код. 2. Диапазон частот $L2$. Только ВТ-код (ПСП2), $f_{2,0} = 1246$ МГц, шаг $\Delta f = 437,5$ кГц	1. Диапазон частот $L1$. ПСП1 + + ПСП 2 (в квадратурах). $f_1 = 1575,42$ МГц. ПСП1 – НИ + + открытый код (C/A-код). ПСП2 – закрытый код (P-код). 2. Диапазон частот $L2$. $f_2 = 1227,6$ МГц – дополнительная частота P-кода
Период неповторяемости кода	1 мс – код стандартной точности (СТ-код); ? – код высокой точности (ВТ-код)	1 мс – C/A- код; 7 сут – P-код (для одного спутника), 267 сут – для созвездия
Длительность дискрета TD (Δf_0 – ширина спектра по нулям)	1,96 мкс – СТ-код ($\Delta f_0 \approx 1,022$ МГц); 0,196 мкс – ВТ-код ($\Delta f_0 \approx 10,022$ МГц)	0,977 мкс – C/A-код (2 МГц); 0,0977 мкс – P-код (20 МГц)
Мощность излучаемого сигнала	30 Вт	50 Вт

Спектральные структуры сигналов в СРНС представлены на рис. 14.9.

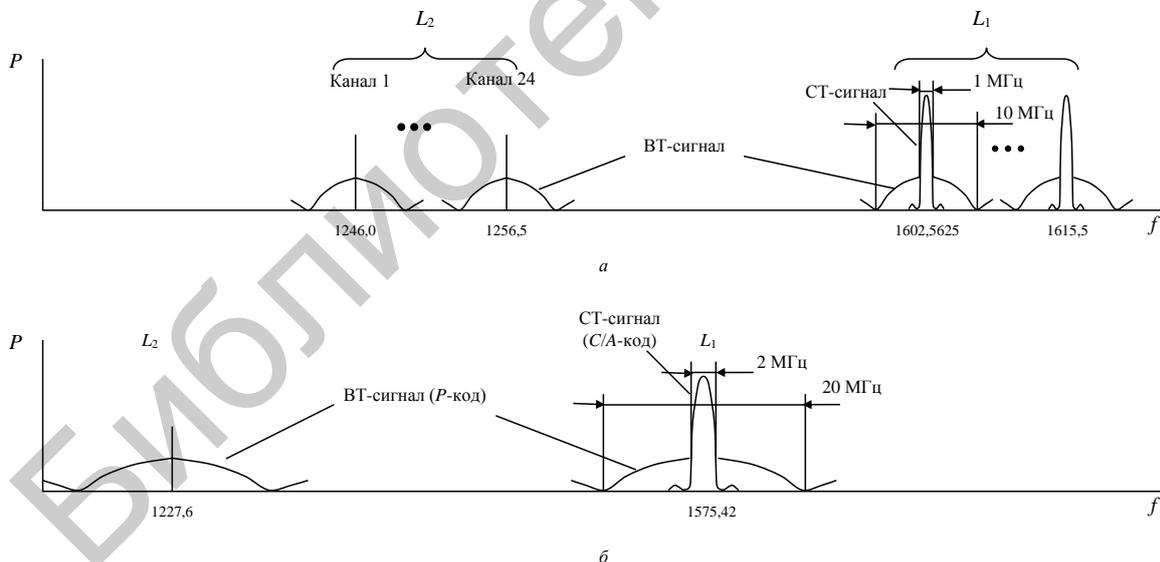


Рис. 14.9. Спектральные структуры сигналов:

a – в системе ГЛОНАСС; b – в системе NAVSAR-GPS

15. ОСНОВЫ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ И СИСТЕМ. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ

15.1. Общие подходы к комплексированию спутниковых РНС и других навигационных систем

Использование информации спутниковых радионавигационных систем (СРНС) подвижными объектами (ПО) различного назначения имеет более чем тридцатилетнюю историю, начало которой было положено вводом в строй морских доплеровских низкоорбитальных систем первого поколения «Транзит» и «Цикада». Уже тогда рассматривались вопросы комплексирования данных систем с другими измерителями.

Однако широкое применение СРНС стало возможным лишь с вводом в эксплуатацию среднеорбитальных систем второго поколения ГЛОНАСС и *GPS*. В настоящее время разработано значительное число типов аппаратуры потребителей СРНС.

Одновременно растет осознание необходимости мер и проводятся мероприятия по повышению точности, помехоустойчивости АП, обеспечению непрерывности работы навигационных средств в условиях существования естественных и искусственных помех, маневрирования воздушных судов (ВС), качки морских судов (МС), затенения антенн АП и возможного ухудшения качества навигационных сигналов космических аппаратов СРНС.

Важнейшим направлением развития является комплексирование и совместная обработка информации СРНС с информацией других навигационных систем и устройств, т. к. на многих ПО помимо АП СРНС размещаются и используются такие средства, как инерциальные и инерциально-доплеровские навигационные системы (ИНС и ИДНС), курсо-доплеровские и курсо-воздушные системы счисления, одометрические системы, аппаратура радиотехнических систем ближней (РСБН) и дальней (РСДН) навигации и др. Все воздушные суда имеют также средства измерения барометрической и геометрической высоты полета, а морские суда – эхолоты. На некоторых ВС помимо этого имеется банк данных о высоте рельефа местности. В состав оборудования различных ПО входят также эталоны времени (часы).

Объединение (интеграция) оборудования в единый функционально, структурно и конструктивно взаимосвязанный навигационный комплекс (НК) позволяет полнее использовать имеющуюся на борту ПО избыточность информации, благодаря чему появляется возможность повышения точности, помехоустойчивости, непрерывности и надежности навигационных определений, расширения круга решаемых задач и улучшения качества их выполнения.

Анализ результатов основных принципов, направлений, методов и способов комплексирования СРНС и других измерителей показал, что при этом используются следующие принципы комплексирования:

- совмещение функций различных радиотехнических систем, приводящее к появлению многофункциональных интегрированных комплексов. Пример реализации – разработка многофункциональных комплексов, которые создаются на базе существующих систем связи, навигации и опознавания;

- объединение технических средств, измеряющих одни и те же или функционально связанные навигационные параметры, комплексная (совместная) обработка информации (КОИ) и взаимная информационная поддержка нескольких устройств или систем навигационных комплексов.

Максимального выигрыша от комплексирования навигационных измерителей можно достичь, решив соответствующую задачу синтеза, что позволяет определить единую оптимальную структуру и характеристики системы КОИ.

Общая сложность проблемы такова, что такая задача пока практически решается отдельно на уровнях первичной и вторичной обработки информации, деление на которые по существу является условным. Под первичной обработкой информации (ПОИ) понимают поиск, обнаружение, селекцию, преобразование и обработку (в режиме слежения) сигналов навигационных и специальных измерителей с целью определения соответствующих радионавигационных параметров. Например, псевдодальности (ПД) и приращения ПД или псевдоскорости (ПС). Под вторичной обработкой информации (ВОИ) понимают выполняемую в ЭВМ обработку выходных данных самих измерителей, результаты которой используются для определения и уточнения координат и скорости движения, углов ориентации ПО и источников погрешностей измерителей. Если вычисление параметров движения осуществляется в аппаратуре потребителя спутниковой радионавигационной системы, то может вводиться термин «предварительная вторичная обработка информации» (ПВОИ). С другой стороны, при глубокой коррекции инерциальных навигационных систем иногда используется понятие первичной обработки сигналов и ее чувствительных элементов.

Для этого используется теория калмановской и винеровской фильтрации.

15.2. Основы теории фильтрации

15.2.1. Фильтр Винера

Данный фильтр оптимален по критерию минимума среднего квадрата ошибки.

На вход фильтра поступает аддитивная смесь $f(t)$ сигнала $u(t)$ и шума $n(t)$:

$$f(t) = u(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (15.1)$$

где сигнал и шум являются стационарными случайными процессами с нулевыми средними значениями, с заданными корреляционными функциями и взаимными корреляционными функциями $R_i(\tau)$, $R_p(\tau)$, $R_{i_p}(\tau)$, $R_{p_i}(\tau)$.

Корреляционная функция аддитивной смеси $f(t)$ записывается как

$$R_f(\tau) = R_i(\tau) + R_p(\tau) + R_{ip}(\tau) + R_{pi}(\tau). \quad (15.2)$$

Цель фильтрации сигнала – выделить его из смеси сигнала и шума, в качестве оценки $u(t)$ сигнала принимается отклик стационарного линейного фильтра

$$\hat{u}(t) = s(t) = \int_a^b h(\tau) f(t - \tau) d\tau, \quad (15.3)$$

где $h(t)$ – импульсная характеристика фильтра.

Ошибкой фильтрации является величина

$$\varepsilon = \varepsilon(t) = u(t) - \hat{u}(t) = u(t) - s(t) = u(t) - \int_a^b h(\tau) f(t - \tau) d\tau. \quad (15.4)$$

Критерием оптимальности является

$$\varepsilon = \min M \left\{ \left(u(t) - \hat{u}(t) \right)^2 \right\}. \quad (15.5)$$

При выводе уравнения фильтрации используется принцип ортогональности (ошибка фильтрации ортогональна входному воздействию $M\{f(v)\varepsilon(t)\} = 0$). Согласно этому принципу

$$M \left\{ f(v) \left[u(t) - \int_a^b f(t - \xi) h(\xi) d\xi \right] \right\} = 0, \quad a \leq v \leq b. \quad (15.6)$$

Отсюда следует уравнение фильтрации

$$R_{fu}(t - v) = \int_a^b R_f(t - v - \xi) h(\xi) d\xi. \quad (15.7)$$

После подстановки $t - v = \tau$ получим

$$R_{fu}(\tau) = \int_a^b R_f(\tau - \xi) h(\xi) d\xi. \quad (15.8)$$

Это уравнение называется уравнением Винера – Хопфа, его решением является $h(t) = h_{opt}(t)$.

Уравнение Винера – Хопфа в частотной области записывается как

$$S_{fu}(\omega) = H(i\omega) S_f(\omega),$$

где $H(i\omega)$ – частотная характеристика фильтра ($H(i\omega) = \Phi[h(t)]$).

Отсюда

$$H_{opt}(i\omega) = \frac{S_{fu}(\omega)}{S_f(\omega)}, \quad (15.9)$$

что является решением уравнения Винера – Хопфа в частотной области. Таким образом, задача синтеза фильтра Винера решена, при этом пренебрегалось условие физической реализуемости фильтра: $h(t) = 0$ при $t < 0$.

Синтезированный таким образом фильтр имеет передаточную функцию оптимальной системы по критерию минимума среднего квадрата ошибки.

Данный вариант построения системы фильтрации хорошо подходит для обработки конечных массивов данных.

15.2.2. Фильтр Калмана

Рассмотрим случай линейной аналоговой фильтрации, когда наблюдаемый процесс на входе задан уравнением

$$f(t) = u(t, \alpha(t)) + n(t) = H(t)\alpha(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (15.10)$$

где $H(t)$ – известная функция (несущее колебание);

$H(t)\alpha(t)$ – передаваемый сигнал ($H(t)\alpha(t) = u(t, \alpha(t))$);

$n(t)$ – белый гауссовский шум (не обязательно стационарный) с нулевым средним значением и односторонней спектральной плотностью N_0 ;

$\alpha(t)$ – ширина спектра сообщения, определяемая постоянным коэффициентом β .

Шум является стационарным случайным процессом с нулевыми средними значениями и корреляционной функцией $R(t_1, t_2) = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1)$.

Соотношение (15.10) называется уравнением наблюдения (измерения).

Причем $\alpha(t)$ – информационный процесс, который образуется прохождением порождающего белого шума $n_\alpha(t)$ через формирующий фильтр, дифференциальное уравнение которого имеет вид

$$\frac{d\alpha(t)}{dt} = -\beta\alpha(t) + n_\alpha(t), \quad (15.11)$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\alpha}(t)}{dt} = -\beta\hat{\alpha}(t) + \sigma_\alpha^2(t) \frac{2H(t)}{N_0} (f(t) - H(t)\hat{\alpha}(t)), \\ \frac{d\sigma_\alpha^2(t)}{dt} = -2\beta\sigma_\alpha^2(t) + \frac{N_\alpha}{2} - \sigma_\alpha^4(t) \frac{2H^2(t)}{N_0}. \end{cases} \quad (15.12)$$

Систему уравнений (15.12) принято называть уравнениями фильтра **Калмана** для непрерывного времени. Первое уравнение (15.12) определяет алгоритм формирования оценки, а следовательно, и структурную схему фильтра, а второе уравнение (15.12) определяет ошибку фильтрации (дисперсию оценки сообщения) $\sigma_\alpha^2(t)$. Второе уравнение (15.12) принято в математике называть уравнением **Риккати**. Структурная схема фильтра, моделирующего первое уравнение (15.12), приведена на рис. 15.1.

Если на вход интегратора подать напряжение $f(t)$, то на его выходе получим оценку сообщения $\hat{\alpha}(t)$. Для того необходимо иметь *генератор несущего колебания* $H(t)$, два перемножителя, два сумматора, два усилителя с коэффициентами усиления $K(t)$, β и интегратор.

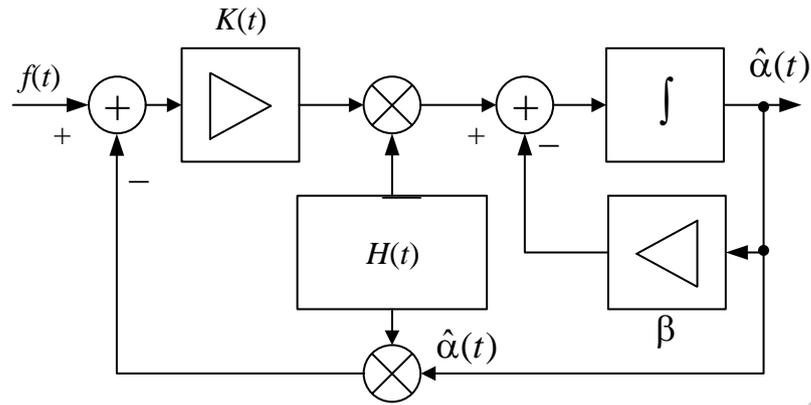


Рис. 15.1. Фильтр Калмана для гауссовского сообщения при линейной модуляции

С помощью этих устройств осуществляются все операции, входящие в выражение для $\frac{d\hat{\alpha}(t)}{dt}$.

Рассмотренный фильтр (см. рис. 15.1) является одним из самых простых. Дальнейшее усложнение фильтра Калмана идет по линии использования формирующего фильтра, который описывается дифференциальным уравнением более высокого порядка, а гауссовская шумовая помеха $n(t)$ может быть не белым шумом. При этом, как правило, уравнения наблюдения, сообщения и оптимальной фильтрации записываются в матричной форме.

15.2.3. Фильтр Калмана в дискретном времени

Рассмотрим частный случай линейной фильтрации, когда уравнения наблюдения (15.10) и сообщения (15.11) являются линейными и заданы в виде скалярных разностных уравнений

$$f_k = H_k \alpha_k + n_k, \quad (15.13)$$

$$\alpha_k = \beta_{k-1} \alpha_{k-1} + n_{\alpha k}, \quad (15.14)$$

$$\alpha(0) = \alpha_0.$$

Здесь $H_k = H(t_k)$ и $\beta_k = \beta(t_k)$ есть заданные функции времени; n_k , $n_{\alpha k}$ — гауссовские шумы с нулевыми средними значениями и дисперсиями D_k и $D_{\alpha k}$ соответственно; интервал времени $t_k - t_{k-1} = \Delta$ определяется временем дискретизации процессов.

Можно представить фильтр Калмана в дискретном виде:

$$\hat{\alpha}_k = \beta_{k-1} \hat{\alpha}_{k-1} + H_k \frac{\sigma_{\alpha k}^2}{D_k} (f_k - H_k \beta_{k-1} \hat{\alpha}_{k-1}), \quad (15.15)$$

$$\frac{1}{\sigma_{\alpha k}^2} = \frac{1}{\beta_{k-1}^2 \sigma_{\alpha k-1}^2 + D_{\alpha k}} + \frac{H_k^2}{D_k}. \quad (15.16)$$

Структурная схема дискретного фильтра Калмана изображена на рис. 15.2,

где $K_k = H_k \frac{\sigma_{\alpha_k}^2}{D_k}$.

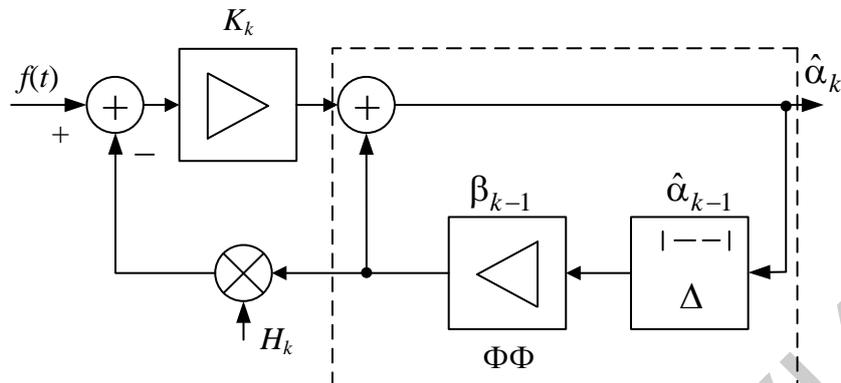


Рис. 15.2. Дискретный фильтр Калмана

Заметим, что коэффициент $K(t_k) \equiv K_k$ может быть заранее вычислен, т. е. представляет известную функцию времени.

Предположим, что наблюдения отсутствуют, т. е. $H(t_k) \equiv 0$. Тогда апостериорная плотность вероятности совпадает с априорной и $\hat{\alpha}_k = \beta_{k-1} \hat{\alpha}_{k-1}$. Это есть уравнение прогноза $\hat{\alpha}_k$ по априорным данным. При этом фильтр Калмана вырождается в фильтр, который обведен на рис. 15.2 пунктирной линией. Это есть формирующий фильтр (ФФ) для передаваемого сообщения $\alpha(t)$. Следовательно, априорные сведения о сообщении «заложены в конструкцию» оптимального фильтра.

На входе дискретного фильтра Калмана из принимаемого колебания f_k вычитается его предсказуемая часть $H_k \beta_{k-1} \hat{\alpha}_{k-1}$. Из этой разности с весовым коэффициентом K_k и из априорных сведений $\beta_{k-1} \hat{\alpha}_{k-1}$ формируется оптимальная оценка $\hat{\alpha}_k$. Процедура образования оценки является рекуррентной (т. е. повторяющейся) и очень удобной для реализации на ЭВМ.

15.3. Алгоритмы комплексирования радионавигационной информации

Простейшим алгоритмом комплексирования предусматривается использование на выходе навигационного комплекса (НК) координат и скорости, вычисленных в АП СРНС, и информации автономной системы при неработоспособности АП СРНС. Аппаратурной основой комплексирования является наличие в НК цифровых вычислителей и стандартных линий информационного обмена.

Обычно выходными параметрами АП СРНС являются геодезические — широта и долгота (B_G, L_G), высота над уровнем референц-эллипсоида H_G ,

составляющие скорости в направлениях восток, север и вверх (V_{GN} , V_{GE} , V_{GH}), поправка к шкале времени T' и уход частоты f' бортового эталона времени и частоты (БЭВЧ) по отношению к шкале СРНС, если предполагается синхронизация часов АП с БЭВЧ.

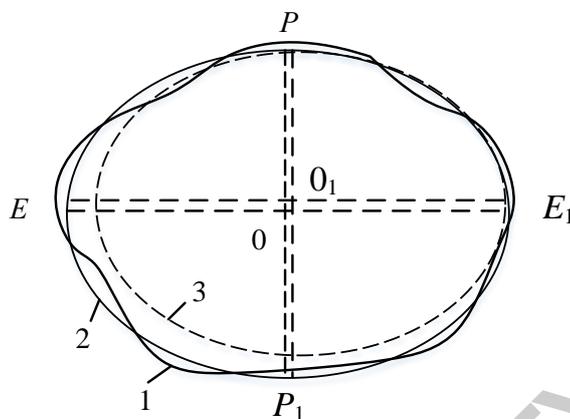


Рис. 15.3. Поверхности относимости:

1 – геоид; 2 – общий земной эллипсоид; 3 – референц-эллипсоид Красовского

Референц-эллипсоид – приближение формы поверхности Земли (а точнее, геоида) эллипсоидом вращения, используемое для нужд геодезии на некотором участке земной поверхности (территории отдельной страны или нескольких стран). В России (в СССР с 1946 г.) используется эллипсоид Красовского.

Выходными параметрами, кроме того, являются:

- у инерциальных навигационных систем (ИНС) – B_1 , L_1 , H_1 , V_{N_1} , V_{E_1} , V_{H_1} ;
- у системы воздушных сигналов (СВС) – абсолютная высота H_a и скорость ее изменения V_{H_a} ;
- у БЭВЧ – отсчеты временной шкалы T_a и частота f_a .

Если АП СРНС построена по одноканальной схеме, в нее могут поступать данные ИНС и СВС для синхронизации измерений ПД и ПС.

Оценка погрешностей и их источников в НК строится с применением алгоритмов оптимального последовательного линейного (фильтр Калмана) и нелинейного оценивания (фильтрации) и их модификаций. Важнейшей частью НК является блок прогнозирования оценок погрешностей на основе моделей ошибок автономных систем. Знание моделей и точность их описания будут определять точность прогнозирования оценок погрешностей, а с ней и точность определения навигационных параметров в автономном режиме.

Рассмотрим применение методов оптимальной последовательной фильтрации (ОПФ), в интересах комплексирования информации СРН и других навигационных систем.

Предполагается, что вектор η истинных параметров движения ПО описывается разностным уравнением

$$\eta_k = F(\eta_{k-1}, \omega_{k-1}), \quad (15.17)$$

где ω_{k-1} – вектор управляющих и возбуждающих воздействий.

В вектор η могут входить широта, долгота и высота (B, L, H) над уровнем референц-эллипсоида (ПЗ-90 (WGS-84) или Красовского (СК-42)), соответствующие составляющие скорости (V_N, V_E, V_H), ускорения (A_N, A_E, A_H), время T и частота f или часть этих параметров.

Предполагается, что все погрешности и источники погрешностей измерений автономных средств и приемника СРНС объединены в общий вектор состояния ξ , для которого известно разностное векторно-матричное уравнение

$$\xi_k = \Phi_k \xi_{k-1} + u_k, \quad (15.18)$$

где Φ_k – переходная (фундаментальная) $n \times n$ -матрица соответствующего дифференциального уравнения;

u_k – n -вектор возбуждающих белых шумов;

k – индекс, который обозначает соответствие переменных и матриц времени t_k .

Уравнение (15.18) описывает поведение ξ на интервале $[t_{k-1}, t_k]$. Предполагается гауссовский характер и несмещенность всех погрешностей и их источников.

Предполагается также, что $M\{\xi_0 \xi_0^T = P_0\}$ – ковариационная матрица начальных условий $n \times n$, $M\{u_k u_k^T = Q_k\}$ – ковариационная матрица возбуждающих белых шумов $n \times n$.

Измерения автономных (ИНС и др.) средств η_{ak} могут быть записаны в виде

$$\eta_{ak} = \eta_k + M_{ak} \xi_k, \quad (15.19)$$

где M_{ak} – соответствующая матрица $n \times r$.

Измерения (определения) приемника СРНС в общем случае записываются в виде

$$s_k = S(\eta_k) + M_{rk} \xi_k + \omega_k, \quad (15.20)$$

где $S(\eta_k)$ – в общем случае некоторая известная нелинейная вектор-функция размерности m ;

M_{rk} – матрица $n \times r$;

ω_k – m -вектор измерительных шумов.

Последние также полагаются несмещенными нормальными с известной ковариационной матрицей R_k .

Учитывая (15.19), задача оптимальной оценки η_k может рассматриваться как задача оптимальной оценки по измерениям η_{ak}, s_k в моменты времени t_1, t_2, \dots, t_k . Эта задача отличается от общеизвестной в теории оптимального оценивания из-за наличия в (15.19), (15.20) неизвестного вектора η_k . Чтобы преодолеть эту трудность, из (15.19) найдем $\eta_k = \eta_{ak} - M_{ak} \xi_k$ и подставим в (15.20). Получим

$$s_k = S(\eta_{ak} - M_{ak} \xi_k) + M_{rk} \xi_k + \omega_k \quad (15.21)$$

и задача оценки ξ_k из (15.18) будет иметь классический вид, т. е. будет задачей оценки ξ_k по данным s_k из (15.21), где η_{ak} выступает в роли известного параметра.

При этом не делается никаких предположений относительно поведения η , используется принцип двухканальности или инвариантности по отношению к полезному сигналу.

Прогнозирование на время t_p оценок ξ_k осуществляется на основе линейного соотношения

$$\xi(t_p) = \Phi(t_p, t_k) \xi_k, \quad (15.22)$$

где $\Phi(t_p, t_k)$ – переходная матрица вектора состояния.

Наконец, коррекция показаний НК в автономном режиме осуществляется на основе соотношения

$$\eta(t_p) = \eta_a(t_p) - M_{ak} \xi(t_p). \quad (15.23)$$

Точность прогноза (автономного режима) будет характеризоваться ковариационной матрицей

$$P \begin{pmatrix} t_p \\ t_k \end{pmatrix} = \Phi(t_p, t_k) P_k \Phi^T(t_p, t_k) + Q(t_p, t_k). \quad (15.24)$$

Алгоритм (15.24) имеет различные модификации: симметричную ковариационную; информационную; модификацию, использующую так называемые квадратные корни матриц, и т. д. Все эти формы предназначены для обеспечения вычислительной устойчивости реализаций соотношений (15.24) в бортовых цифровых вычислительных машинах (БЦВМ) с ограниченной разрядностью и памятью при наличии ошибок моделей, линеаризации нелинейностей и т. д.

В качестве примера отметим, что в авиационных применениях АП СРНС совместно с платформенной ИНС вектор состояния принимает следующий вид:

$$\xi^T = [\Delta B, \Delta L, \Delta H, T', \Delta V_N, \Delta V_E, \Delta V_H, f', \Phi_N, \Phi_E, \Phi_H, \varepsilon_N, \varepsilon_E, \varepsilon_H, \dots]$$

где $\Delta B, \Delta L, \Delta H$ – ошибки соответственно широты, долготы и высоты полета;

$\Delta V_N, \Delta V_E, \Delta V_H$ – ошибки скорости;

Φ_N, Φ_E, Φ_H – погрешности ориентации;

$\varepsilon_N, \varepsilon_E, \varepsilon_H$ – скорости дрейфов гироскопов;

T' и f' – ошибка времени и уход частоты БЭВЧ соответственно.

При этом предполагается демпфирование вертикального канала ИНС с помощью СВС.

15.4. Основные схемы комплексирования АП СРНС и автономных систем счисления

Схема на рис. 15.4 дает представление о так называемой слабосвязанной схеме комплексирования при реализации связи в виде пунктирной линии от ИНС к АП СРНС, которая означает передачу приемнику информации ИНС для обеспечения более быстрого поиска и вхождения в режим слежения. При этом также могут быть реализованы управляющие воздействия, поступающие из навигационного фильтра в саму ИНС (внешний контур) для коррекции погрешностей ориентации и ошибок инерциальных датчиков.

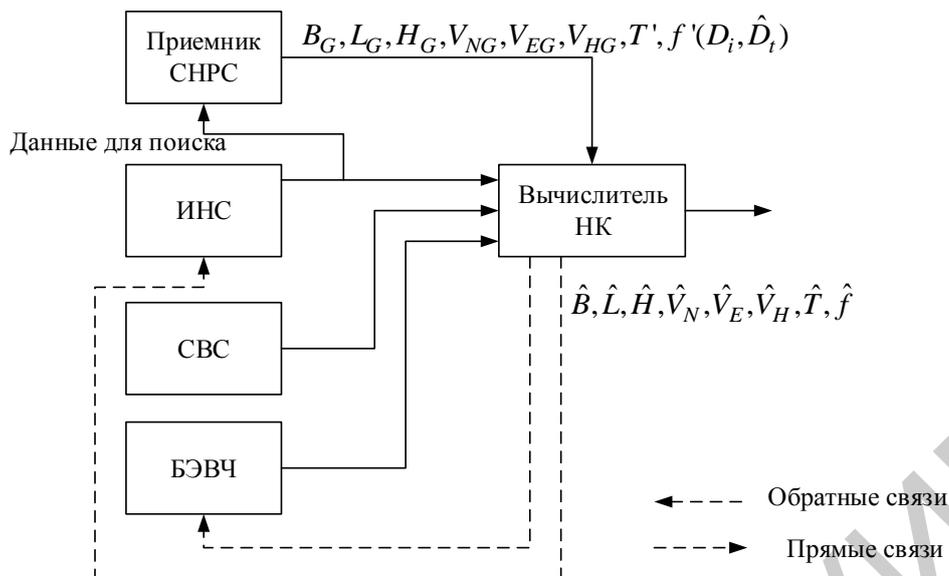


Рис. 15.4. Разомкнутая и слабосвязанная схемы комплексирования

Алгоритмы ВОИ и схемы комплексирования реализуются с помощью навигационного компаса (НК). Разомкнутая схема (см. рис. 15.4) предусматривает отдельное функционирование приемника СРНС, ИНС, системы воздушных сигналов как датчика барометрической высоты, приемника воздушного давления (ПВД) и «часов» – бортового эталона времени и частоты (БЭВЧ). Предполагается, что выходная информация систем поступает в вычислитель, реализующий навигационный компас.

В задачи НК входят:

- оценка погрешностей и источников погрешностей измерений;
- прогнозирование этих оценок;
- компенсация погрешностей и оценка навигационных параметров (НП), в том числе в автономном режиме функционирования НК (при перерывах в работе АП).

Схема на рис. 15.5 дает представление о сильносвязанной схеме комплексирования, когда спутниково-инерциальная система представляет собой единую аппаратуру, состоящую из трех модулей (приемник СРНС, модуль чувствительных элементов ИНС и модуль вычислителя).

В вычислителе реализуются как основные алгоритмы бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС), так и алгоритмы оптимальной последовательной обработки данных БИНС с обратными связями для коррекциичисляемых данных. Кроме того, с выхода фильтра координаты скорости ВС поступают в приемник для ускорения поиска, а вычисленные значения D_i и \dot{D}_i поступают в приемник для улучшения процесса слежения за кодом и частотой.

Если в приемнике СРНС также имеется навигационный фильтр, а БИНС дает полное решение задачи инерциальной навигации (вплоть до вычисления координат), то получается схема сильносвязанной системы с избыточностью.

Такая архитектура, в частности, реализуется в системах *Litton LN-100G* и *Honeywell H-764G*.

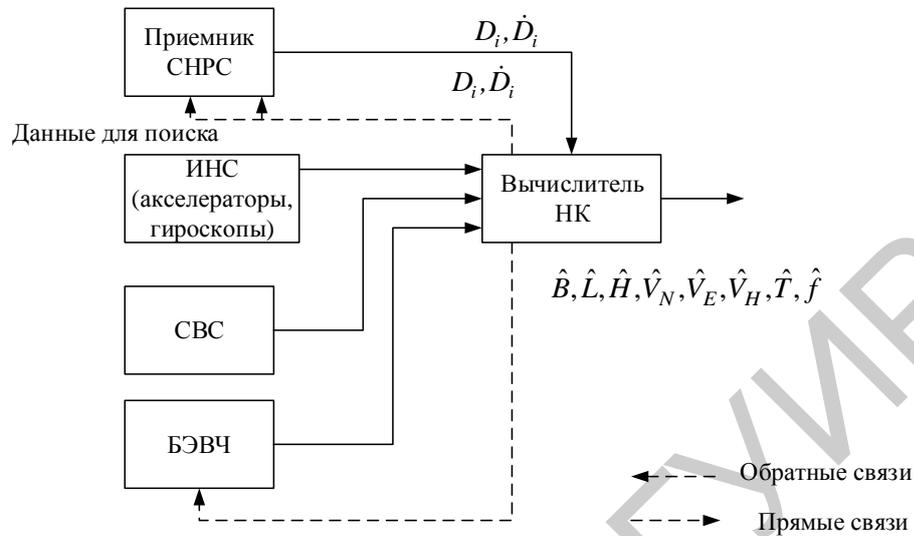


Рис. 15.5. Сильносвязанная схема комплексирования

Схема на рис. 15.5 предполагает возможность встраивания приемника СРНС в блок ИНС, что позволяет существенно облегчить обеспечение достаточно быстрых связей между двумя устройствами, поскольку внутренние линии информационного обмена могут иметь более высокое быстродействие, чем быстродействие, определенное используемыми в настоящее время стандартами.

На рис. 15.6 приведена глубокоинтегрированная схема НК, включающая упрощенную спутниковую аппаратуру, блок чувствительных элементов БИНС и вычислитель. Приемник включает радиочастотную часть, генератор кодов, корреляторы и поисковую часть. Вычислитель реализует алгоритмы бесплатформенной ИНС и оптимальной оценки параметров, таких как D_i, \dot{D}_i, η .

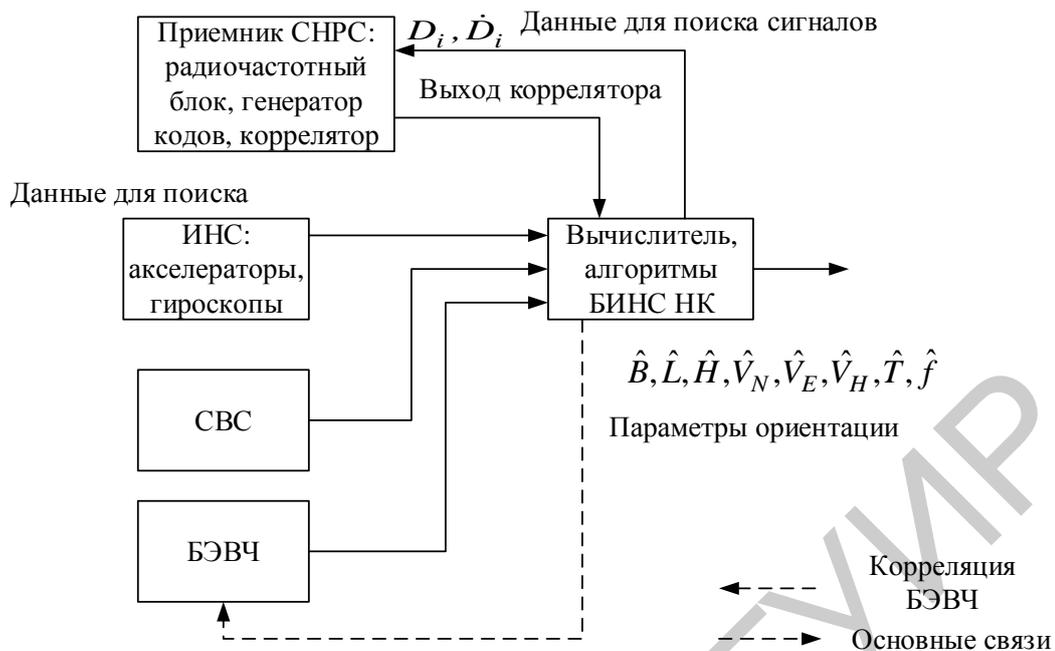


Рис. 15.6. Глубокоинтегрированная схема комплексирования

Схема на рис. 15.6 отличается от схемы на рис. 15.5 тем, что в приемнике СРНС вообще отсутствуют контуры слежения за D_i и \dot{D}_i . Задача определения последних возлагается на навигационный фильтр. Реализация глубокоинтегрированной схемы требует весьма мощных вычислителей, поскольку предполагается довольно высокая размерность вектора состояния (до 40 параметров и более) в условиях достаточно быстрых изменений D_i (для маневренных самолетов). Поэтому это дело отдаленного будущего. Глубокоинтегрированная схема частично объединяет ПОИ и ВОИ.

Основное отличие связанных и интегрированной схем комплексирования от разомкнутой состоит в том, что прогноз параметров движения в них осуществляется с помощью реализуемых самой БИНС алгоритмов счисления с учетом управляющих воздействий, полученных на основе работы алгоритмов ОПФ.

15.5. Общая структура и состав навигационного комплекса

В состав комплекса в различных сочетаниях включают инерциальную навигационную систему (ИНС), доплеровский (корреляционный) измеритель путевой скорости и угла сноса самолета, датчик воздушной скорости, входящий в состав системы воздушных сигналов (СВС), систему курсовертикали (СКВ) в качестве вспомогательного измерителя курса, РВ для измерения высоты и скорости ее изменения, приемоиндикаторы СРНС, РСДН и РСБН и бортовую РЛС (рис. 15.7). Данные, полученные от этих устройств, обрабатываются в бортовом вычислительном устройстве. При этом обеспечивается непрерывное автоматическое измерение координат ЛА, его путевой и воздушной скорости, курса, углов сноса, крена и тангажа, барометрической и истинной высот.

Основой непрерывного определения координат является счисление пути с помощью данных ИНС, измерителя воздушной скорости, курса, крена и тангажа, а также путевой скорости и угла сноса, измеряемых ДИСС.

Так как датчики систем, входящих в навигационный комплекс, определяют навигационные параметры в собственной системе координат, в алгоритмах навигационного вычислительного устройства предусмотрена процедура преобразования данных этих систем в единую систему координат, в которой осуществляется счисление пути.

Навигационный комплекс является составной частью комплекса пилотажно-навигационного оборудования (КПНО), который включает также систему автоматического управления (САУ) самолетом и системы индикации и отображения пилотажно-навигационной информации.

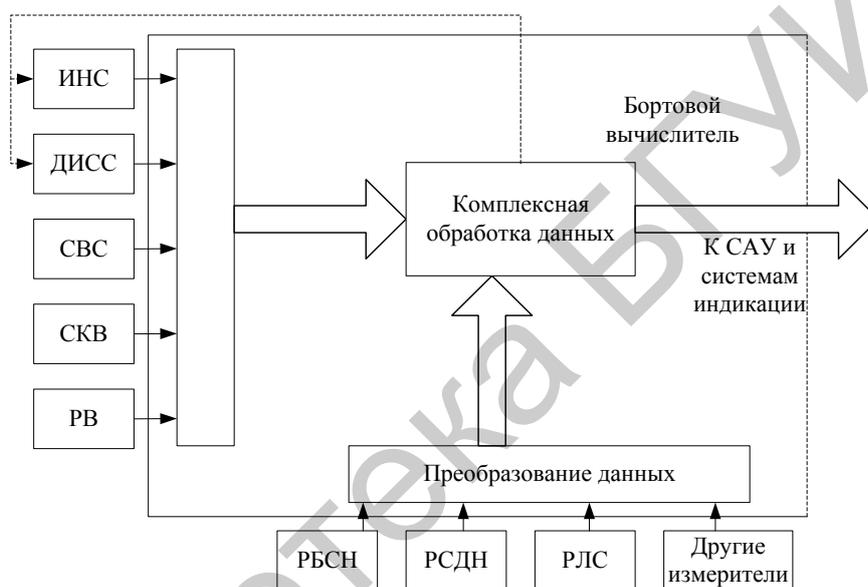


Рис. 15.7. Структурная схема бортового навигационного комплекса

В круг задач, решаемых КПНО, помимо непрерывного определения координат и вектора скорости самолета, входят программирование маршрута полета, вычисление и передача в САУ управляющих сигналов, выдача информации системам индикации и отображения информации, автоматический контроль исправности бортовых устройств и систем КПНО, а также автоматическая стабилизация полета.

В последние годы круг задач, решаемых радиоэлектронными средствами обеспечения безопасности полетов и организации воздушного движения, чрезвычайно расширился. В употребление вошли новые термины этой области техники: авионика и ветроника. Термин «авионика» означает радиоэлектронику обслуживания полетов авиации, «ветроника» – совокупность радиоэлектронных средств, используемых на борту ЛА. В понятие «авионика» иногда включают не только бортовые радиосистемы управления полетом, но также радиоэлектронное обеспечение всех видов деятельности наземных авиационных служб: системы УВД, системы посадки, линии передачи данных, системы аэродромных средств организации пассажиропотоков и др.

16. РАСЧЕТ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УГЛОМЕРНЫХ РНС

16.1. Расчет точностных характеристик автоматического радиоконпаса

Исходные данные

Диапазон частот – декаметровый: $f = 150...1799,5$ кГц.

Ширина диаграммы направленности рамочной антенны:

$$\Delta\theta = \int_0^{\pi} \sin\theta \alpha_{\theta} = \pi \quad (180^{\circ}).$$

Площадь поперечного сечения рамочной антенны: $S_{pa} = 0,7$ м².

Коэффициент усиления слабонаправленной антенны приводной радиостанции: $G_0 = 4$.

Дальность до приводной радиостанции: $r_0 = 300$ км.

Мощность приводной радиостанции: $P_0 = 0,8$ Вт.

Диапазон блуждания энергетического центра излучения приводной радиостанции из-за «углового шума» тропосферного распространения радиоволн: $\Delta\theta_0 = 5^{\circ}$.

Время интегрирования $T_{и}$ обратно пропорционально полосе пропускания приемника АРК: $T_{и} = \frac{I}{\Delta F_{\phi}}$, где $\Delta F_{\phi} = 2,5$ кГц.

Коэффициент шума приемника: $K_{ш} = 300$.

Время обращения к приводной радиостанции: $T_{н} = 200$ мс.

Шумовая температура: $T(K) = 300$ К.

Полоса флуктуаций сигнала: $\Delta f_c = 20$ Гц.

Решение

Рассчитаем мощность принимаемого сигнала f от приводной радиостанции:

$$P_c = \frac{P_0 \cdot G_0 \cdot S_{pa}}{4\pi r_0^2} = \frac{0,8 \cdot 4 \cdot 0,7}{4 \cdot 3,14 \cdot (3 \cdot 10^5)^2} \approx 2 \cdot 10^{-12} \text{ Вт.}$$

Спектральная плотность внутренних шумов приемника АРК будет равна

$$N_0 = k \cdot T(^{\circ}K) \cdot K_{ш} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 300 = 1,24 \cdot 10^{-18} \text{ Вт/Гц,}$$

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

Тогда отношение сигнал/шум будет соответствовать следующей величине:

$$\rho = P_c \cdot \frac{T_{и}}{N_0} = \frac{2 \cdot 10^{-12} \cdot 4 \cdot 10^{-4}}{1,24 \cdot 10^{-18}} = 645,$$

где $T_{\text{и}} = \frac{1}{\Delta F_{\phi}} = \frac{1}{2,5 \cdot 10^3} = 4 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$

Эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия из-за внутренних шумов равна

$$S'_{\text{экви}\theta} = \frac{(\Delta\theta_{\text{ра}})^2(1+\rho)}{4\pi \cdot \rho^2 \cdot \Delta F_{\text{и}}} = \frac{180^2 \cdot (1+645)}{4 \cdot 3,14 \cdot 645^2 \cdot 2,5 \cdot 10^3} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ град}^2/\text{Гц},$$

где $F_{\text{и}} = \Delta F_{\phi} = 2,5 \cdot 10^3 \text{ Гц.}$

Эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия из-за «угловых шумов» равна

$$S''_{\text{экви}\theta} = \frac{(\Delta\theta_0)^2 \cdot R^2}{4\pi \cdot \Delta F_{\text{NC}}} = \frac{5^2 \cdot 1}{4 \cdot 3,14 \cdot 25} = 8 \cdot 10^{-2} \text{ град}^2/\text{Гц},$$

где $R = \sqrt{2\left(\frac{\Delta\theta_0}{\Delta\theta_{\text{ра}}}\right) + 1} \approx 1$, а $\Delta F_{\text{NC}} = \frac{1}{T_{\text{н}}} + \Delta f_{\text{с}} = \frac{1}{0,2} + 20 = 25 \text{ Гц.}$

Таким образом, ошибка разовых измерений навигационного параметра для АРК равна

$$\tau_{\text{фл}\theta}^2 = \frac{S_{\text{экви}}}{T_{\text{н}}} = \frac{S'_{\text{экви}\theta} + S''_{\text{экви}\theta}}{T_{\text{н}}} = \frac{8,16 \cdot 10^{-2}}{200 \cdot 10^{-3}} = 0,408 \text{ град}^2.$$

Отсюда $\tau_{\text{фл}\theta} = 0,64^\circ$.

16.2. Расчет точностных характеристик курсовой и глissадной радиомаячных систем

Исходные данные

Диапазон частот: 108,1...111,9 МГц.

Ширина диаграмм направленности антенн КРМ и ГРП: $\Delta\theta = 20^\circ$.

Отношение сигнал/шум КРП и ГРП: $\rho = 1000$.

Диапазон блуждания энергетического центра излучений КРМ и ГРМ из-за интерференционных явлений при распространении радиоволн: $\Delta\theta_0 = 1,7^\circ$.

Полоса флуктуаций сигнала: $\Delta f_{\text{с}} = 20 \text{ Гц.}$

Время обращения к приводным КРМ и ГРМ: $T_{\text{н}} = 200 \text{ мс.}$

Полоса пропускания радиоканала КРП и ГРП: $\Delta F_{\phi} = 1 \text{ кГц.}$

Расстояние до ВПП: $R_{\text{впп}} = 1 \text{ км.}$

Решение

Рассчитаем эквивалентную спектральную плотность возмущающего воздействия из-за внутренних шумов КРП и ГРП:

$$S'_{\text{экв}\theta} = \frac{(\Delta\theta)^2(1+\rho)}{4\pi\rho^2 \cdot \Delta F_{\text{II}}} = \frac{20^2}{4 \cdot 3,14 \cdot 10^3 \cdot 10^3} \approx 0,318 \cdot 10^{-4} \text{ град}^2/\text{Гц} ,$$

где $\Delta F_{\text{II}} = \frac{1}{T_{\text{H}}} + \Delta F_{\text{ф}} \approx 1 \text{ кГц}$.

Эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия из-за блужданий энергетического центра излучений КРМ и ГРМ равна

$$S''_{\text{экв}\theta} = \frac{(\Delta\theta_0)^2 R^2}{4\pi \cdot \Delta F_{\text{NC}}} = \frac{1,7^2}{4 \cdot 3,14 \cdot 25} = 0,93 \cdot 10^{-2} \text{ град}^2/\text{Гц} .$$

Тогда

$$S_{\text{экв}\theta} = S'_{\text{экв}\theta} + S''_{\text{экв}\theta} \approx S''_{\text{экв}\theta} = 0,93 \cdot 10^{-2} \text{ град}^2/\text{Гц} .$$

Отсюда ошибки разовых измерений:

$$\tau_{\text{фл}\theta}^2 = \frac{S_{\text{экв}\theta}}{T_{\text{H}}} = \frac{0,93 \cdot 10^{-2}}{0,02} \approx 0,05 \text{ град}^2 .$$

Следовательно, $\tau_{\text{фл}\theta}^2 = 0,216 \text{ град}^2$, а линейное отклонение от линии курса (глиссады) на расстоянии 1 км от ВПП равно

$$\Delta l = \tau_{\text{фл}\theta} \cdot R_{\text{ВПП}} = \frac{0,216 \cdot 10^3}{57,3} = 3,8 \text{ м} .$$

17. РАСЧЕТ ДОПЛЕРОВСКИХ РНС

ТОЧНОСТНЫХ

ХАРАКТЕРИСТИК

Исходные данные

Значения доплеровских частот в лучах: $F_{gk} = 17$ кГц, $F_{gl} = 9,9$ кГц,
 $F_{gm} = -25,6$ кГц, $F_{gn} = -18,5$ кГц.

Азимут луча визирования: $\theta = 45^\circ$.

Угол места луча визирования: $\gamma_\alpha = 60^\circ$.

Рабочая длина волны передатчика: $\lambda = 2$ см.

Раскрыв бортовой антенны: $L_a = 1$ м.

Время наблюдения для единичного отсчета: $T_H = 200$ м.

Полоса пропускания доплеровских фильтров: $\Delta f_\Phi = 1$ кГц.

Решение

Рассчитаем продольную составляющую вектора скорости:

$$W_x = \frac{\lambda \left[(F_{gk} - F_{gm}) + (F_{gl} - F_{gn}) \right]}{8 \cdot \cos \gamma_\alpha \cdot \cos \theta} = \frac{0,02 \left[(17 + 25,6) + (9,9 + 18,5) \right] \cdot 10^3}{8 \cdot 0,707 \cdot 0,5} = 502 \text{ м/с.}$$

Для поперечной составляющей получим

$$W_z = \frac{\lambda \left[(F_{gl} - F_{gn}) - (F_{gk} - F_{gm}) \right]}{8 \cdot \cos \gamma_\alpha \cdot \sin \theta} = \frac{0,02 \left[(9,9 + 18,5) - (17 + 25,6) \right] \cdot 10^3}{8 \cdot 0,707 \cdot 0,5} = -92 \text{ м/с.}$$

Вертикальная составляющая вектора скорости равна

$$W_y = -\frac{\lambda \left[(F_{gk} + F_{gm}) \right]}{4 \cdot \sin \gamma_\alpha} = \frac{2 \cdot 10^{-2} (17 - 25,6) \cdot 10^3}{4 \cdot 0,866} = 49,6 \text{ м/с.}$$

Рассчитаем угол сноса:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{W_z}{W_x} = -\frac{92}{502} = -0,18, \quad \alpha = -10,4 \text{ град.}$$

Путевая скорость равна

$$W_n = \frac{W_x}{\cos \alpha} = \frac{502}{0,98} = 512 \text{ м/с.}$$

Найдем ширину спектра флуктуаций отражений от «набегающей» поверхности:

$$\Delta F_{gk,l,m,n} = \frac{\sqrt{2} W_n}{\lambda} \cdot \sin \eta_{k,l,m,n} \cdot \Delta \eta,$$

где $\eta_{k,l,m,n} = 60 \dots 120$ град,

Примем $\eta_{k,l,m,n} \approx 90$ град.

Тогда

$$\Delta F_{gc} = \frac{\sqrt{2} W_n}{\lambda} \cdot \Delta \eta = \frac{\sqrt{2} W_n}{\lambda} \cdot \frac{\lambda_n}{L_a} \approx \frac{\sqrt{2} \cdot 512}{0,02} \cdot \frac{0,02}{1} = 724 \text{ Гц.}$$

Определим эквивалентную спектральную плотность возмущающего воздействия измерителей доплеровских частот:

$$S'_{\text{экв}F_g} = \frac{(\Delta F_g)^2 \cdot (1 + \rho)}{4\pi \cdot \rho^2 \cdot \Delta F_{II}} \rightarrow 0, \text{ т. к. } \rho \rightarrow \infty,$$

где ρ – отношение сигнал/шум, а $\Delta F_{II} = \frac{1}{T_H} + \Delta f_{\phi} \approx \Delta f_{\phi} = 1$ кГц.

Тогда

$$S''_{\text{экв}F_g} = \frac{(\Delta F_{gc})^2 R^2}{4\pi \cdot \Delta F_{NC}},$$

$$\Delta F_{NC} = \frac{1}{T_H} + \Delta F_{gc} = 5 + 724 \approx 730 \text{ Гц},$$

$$R = \sqrt{2 \left(\frac{\Delta F_{gc}}{\Delta F_g} \right)^2 + 1} = \sqrt{2 \left(\frac{724}{1000} \right)^2 + 1} = 1,4.$$

Здесь $\Delta F_g = \Delta f_{\phi}$.

Тогда

$$S''_{\text{экв}F_g} = \frac{724^2 \cdot 1,4^2}{4 \cdot 3,14 \cdot 730} = 112 \text{ град}^2/\text{Гц}.$$

В результате

$$S_{\text{экв}F_g} = S'_{\text{экв}F_g} + S''_{\text{экв}F_g} = S''_{\text{экв}F_g} = 112 \text{ град}^2/\text{Гц}.$$

Таким образом, флуктуационная ошибка разовых измерений доплеровских частот в лучах равна

$$\tau_{\text{фл}F_g T_H}^2 = S_{\text{экв}F_g} \cdot \frac{1}{T_H} = \frac{112}{200 \cdot 10^{-3}} = 560 \text{ Гц}^2,$$

$$\tau_{\text{фл}F_g T_H} = \sqrt{560} = 23,7 \text{ Гц}.$$

Зависимость дисперсии ошибок вычисления скорости от дисперсии погрешностей измерения F_g определяется соотношением

$$\tau_{\text{фл}W_{T_H}}^2 = \tau_{\text{фл}F_g}^2 \left(\frac{\lambda_0}{2 \cos \eta_0} \right)^2,$$

где $\eta_0 = 90^\circ$.

Отсюда флуктуационная ошибка разовых измерений радиальных скоростей «набегающей» поверхности в лучах будет равна

$$\tau_{\text{фл}W_{T_H}} = \frac{\lambda}{2} \tau_{\text{фл}F_g} = \frac{0,02}{2} \cdot 23,7 = 23,7 \cdot 10^{-2} \text{ м/с}.$$

Находим флуктуационные ошибки измерений продольной и поперечной составляющей вектора скорости:

$$\tau_{\text{фл}W_x} = \frac{\lambda \cdot \tau_{\text{фл}Fg}}{4 \cdot \cos\theta \cdot \cos\gamma_\alpha} = \frac{0,02 \cdot 23,7}{4 \cdot 0,707 \cdot 0,5} = 0,34 \text{ м/с},$$

$$\tau_{\text{фл}W_z} = \frac{\lambda \cdot \tau_{\text{фл}g}}{4 \cdot \sin\theta \cdot \cos\gamma_\alpha} = 0,34 \text{ м/с}.$$

Библиотека БГУИР

18. РАДИОСИСТЕМЫ ДАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ

18.1. Расчет точностных характеристик системы «Лоран-А»

Исходные данные

Диапазон блуждания времени запаздывания: $\Delta t_{r_0} = 160$ мкс.

База: $\alpha = 1000$ км.

Расстояние до радионавигационной точки (РНТ): $r_{РНТ} = 1500$ км.

Радиус пространственной корреляции: $R_k = 2700$ км.

Мощность излучения передатчика радионавигационной точки: $P_0 = 100$ кВт.

Время наблюдения: $T_H = 500$ мс.

Полоса флуктуаций сигнала: $\Delta f_c = 20$ Гц.

Длительность сигнала: $T_0 = 200$ мс.

Рабочая частота: $f_0 = 2$ МГц.

Решение

Разрешающая способность по разности расстояний равна

$$\Delta r = \frac{c}{\Delta f_0} = 3 \cdot 10^8 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 6 \cdot 10^4 \text{ м.}$$

Диапазон блуждания разности расстояний от объекта навигации до двух опорных РНТ:

$$\Delta r_{1,2} = \Delta r_0 \frac{\sqrt{2\pi} \cdot \alpha}{4R_k} = 48 \cdot \frac{2,5 \cdot 1000}{4 \cdot 2700} = 11,1 \text{ км,}$$

где Δr_0 – диапазон блуждания пространственной волны ($\Delta r_0 = c \cdot \Delta t_{r_0} = 3 \cdot 10^8 \cdot 160 \cdot 10^{-6} = 48$ км).

Эквивалентная спектральная мощность возмущающего воздействия равна

$$S_{\text{ЭКВ}\Delta r_{1,2}} = S''_{\text{ЭКВ}\Delta r_{1,2}} = \frac{(\Delta r_{1,2})^2 \cdot R^2}{4\pi \cdot \Delta F_{NC}} = \frac{(11,1 \cdot 10^3)^2 \cdot 1}{4 \cdot 3,14 \cdot 22} = 4,5 \cdot 10^5 \text{ м}^2/\text{Гц},$$

где $R = \sqrt{2 \cdot \left(\frac{\Delta r_{1,2}}{\Delta r}\right)^2 + 1} = \sqrt{2 \cdot \left(\frac{11,1}{60}\right)^2 + 1} \approx 1;$

$$\Delta F_{NC} = \frac{1}{T_H} + \Delta f_c = 2 + 20 = 22 \text{ Гц.}$$

Флуктуационная ошибка измерения разности расстояний из-за «шумов дальности» равна

$$\tau_{\text{фл}\Delta r_{1,2}} = S''_{\text{ЭКВ}\Delta r_{1,2}} \cdot \frac{1}{T_H} = 4,5 \cdot 10^5 / 0,5 = 950 \text{ м.}$$

Тогда флуктуационная ошибка определения местонахождения объекта навигации равна

$$\tau_{\text{флр}} = 2 \left(\frac{r_{\text{РНТ}}}{\alpha} \right)^2 \tau_{\text{фл}\Delta r_{1,2}} = 2 \cdot \left(\frac{1500}{1000} \right)^2 \cdot 0,95 = 4,3 \text{ км.}$$

18.2. Расчет точностных характеристик системы «Лоран-С»

Исходные данные

Мощность излучения передатчика радионавигационной точки: $P_0 = 3$ МВт.

База: $\alpha = 560$ км.

Расстояние до радионавигационной точки: $r_{\text{РНТ}} = 2000$ км.

Ширина спектра сигнала: $\Delta f_0 = 1$ кГц.

Диапазон блуждания времени запаздывания поверхностной волны:
 $\Delta t_{r_0} = 160$ нс.

Время наблюдения: $T_n = 200$ мс.

Полоса флуктуаций сигнала: $\Delta f_c = 25$ Гц.

Функционально необходимое число баз: $N_{\text{баз}} = 2$.

Решение

Диапазон блуждания расстояния, пройденного поверхностной волной из-за дисперсии скорости распространения электромагнитной волны в атмосфере равен

$$\Delta r = c \cdot \Delta t_{r_0} = 3 \cdot 10^8 \cdot 100 \cdot 10^{-9} = 30 \text{ м.}$$

Для диапазона блуждания разности расстояний от объекта навигации до двух РНТ с учетом их некоррелированности при использовании поверхностной волны получаем

$$\Delta r_{1,2} = \sqrt{2} \cdot \Delta r_0 = 42 \text{ м.}$$

Разрешающая способность по разности расстояний равна

$$\Delta r = \frac{c}{\Delta f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{1000} = 3 \cdot 10^5 \text{ м.}$$

Рассчитаем эквивалентную спектральную плотность возмущающего воздействия измерения разности хода. При этом эквивалентную спектральную плотность возмущающего воздействия из-за внутренних шумов $S'_{\text{экр}\Delta r_{1,2}}$ приравняем к нулю, т. к. мощность излучения РНТ приводит к энергетической избыточности. Тогда

$$S_{\text{экр}\Delta r_{1,2}} = S''_{\text{экр}\Delta r_{1,2}} = \frac{(\Delta r_{1,2})^2 \cdot R^2}{4\pi \cdot \Delta F_{\text{нс}}} = \frac{42^2}{4 \cdot 3,14 \cdot 30} = 4,68 \text{ м}^2/\text{Гц},$$

где $R = \sqrt{2 \left(\frac{\Delta r_{1,2}}{\Delta r} \right)^2} + 1 \approx 1;$

$$\Delta F_{NC} = \frac{1}{T_H} + \Delta f_c = 5 + 25 = 30 \text{ Гц.}$$

Отсюда флуктационная ошибка измерения разности расстояний из-за «шумов дальности» равна

$$\tau_{\text{фл}\Delta r_{1,2}} = \sqrt{S''_{\text{экв}\Delta r_{1,2}} / T_H} = \sqrt{4,68 / 200 \cdot 10^{-3}} = 4,8 \text{ м.}$$

Ошибка измерения расстояния до опорной РНТ равна

$$\tau_{\text{фл}r_{\text{РНТ}}} = 2 \cdot \left(\frac{r_{\text{РНТ}}}{\alpha} \right)^2 \cdot \tau_{\text{фл}\Delta r_{1,2}} \cdot \sqrt{N_{\text{баз}}} = 2 \cdot \left(\frac{2000}{560} \right)^2 \cdot 4,8 \cdot \sqrt{2} = 173 \text{ м.}$$

18.3. Расчет точностных характеристик системы «Омега»

Исходные данные

Рабочие частоты РНТ: $f_1 = 10,2 \text{ кГц}, f_2 = 11,33 \text{ кГц}, f_3 = 13,6 \text{ кГц}.$

Высота D -слоя ионосферы: $H_D = 80 \text{ км}.$

Толщина D -слоя: $\Delta H_D = 30 \text{ км}.$

Расстояние до радионавигационной точки: $r_{\text{РНТ}} = 10^4 \text{ км}.$

База: $\alpha = 900 \text{ км}.$

Радиус пространственной корреляции: $R_\chi = 2700.$

Время наблюдения: $T_H = 500 \text{ мс}.$

Полоса флуктуаций сигнала: $\Delta f_c = 20 \text{ Гц}.$

Функционально необходимое число баз: $N_{\text{баз}} = 2.$

Решение

Найдем приращение расстояния, пройденного пространственной волной (рис. 18.1) при отражении от D -слоя ионосферы:

$$r_0 - r_{\text{РНТ}} = \frac{2 \cdot H_D^2}{r_{\text{РНТ}}} = \frac{2 \cdot 80^2}{10^4} = 1,28 \text{ км}.$$

Диапазон блуждания пространственной волны равен

$$\Delta r = \frac{4 \cdot H_D}{r_{\text{РНТ}}} \cdot \Delta H_D = \frac{4 \cdot 80 \cdot 30}{10^4} = 0,96 \text{ км}.$$

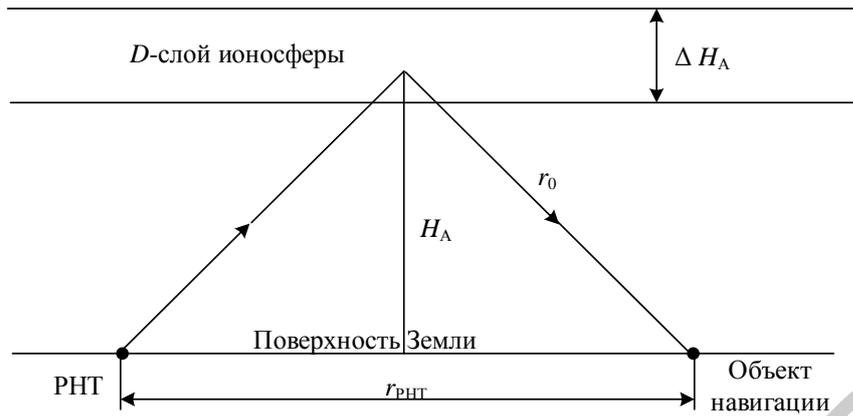


Рис. 18.1. Переотражение пространственной волны от D -слоя ионосферы

Диапазон блуждания разности расстояний равен

$$\Delta r_{1,2} = \Delta r_0 \cdot \frac{\sqrt{2\pi} \cdot \alpha}{4R_k} = 960 \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot 3,14 \cdot 900 \cdot 10^3}}{4 \cdot 2700 \cdot 10^3} = 200 \text{ м.}$$

Рассчитаем эквивалентную спектральную плотность возмущавшего воздействия:

$$S_{\text{экв}\Delta r_{1,2}} = S'_{\text{экв}\Delta r_{1,2}} + S''_{\text{экв}\Delta r_{1,2}}.$$

Из-за огромной энергетической избыточности $S'_{\text{экв}\Delta r_{1,2}} \rightarrow 0$.

Тогда

$$S''_{\text{экв}\Delta r_{1,2}} = \frac{(\Delta r_{1,2})^2 \cdot R^2}{4\pi \cdot \Delta F_{NC}} = \frac{(200)^2}{4 \cdot 3,14 \cdot 22} = 145 \text{ м}^2/\text{Гц},$$

где $R = \sqrt{2 \cdot \left(\frac{\Delta r_{1,2}}{\Delta r_{\text{одн}}}\right)^2 + 1} \approx 1$;

$$\Delta F_{NC} = \frac{1}{T_H} + \Delta f_c = 2 + 20 = 22 \text{ Гц.}$$

Так как при использовании f_1 получим $\Delta r_{\text{одн}} = 15$ км, при использовании f_1 и f_3 получим $\Delta r_{\text{одн}} = 44$ км, а при f_1 и f_2 — $\Delta r_{\text{одн}} = 132$ км.

Тогда флуктуационная ошибка измерения разности расстояний до двух опорных РНТ будет равна

$$\tau_{\text{фл}\Delta r_{1,2}} = \sqrt{S''_{\text{экв}\Delta r_{1,2}} / T_H} = \sqrt{145/0,5} = 17 \text{ м.}$$

Флуктуационная ошибка измерения расстояния от объекта навигации до опорных РНТ равна

$$\tau_{\text{фл}r_{\text{РНТ}}} = 2 \cdot \left(\frac{r_{\text{РНТ}}}{\alpha}\right)^2 \cdot \tau_{\text{фл}\Delta r_{1,2}} \sqrt{N_{\text{баз}}} = 2 \cdot \left(\frac{10^4}{900}\right)^2 \cdot 17 \cdot \sqrt{2} = 6 \text{ м.}$$

19. СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОНАВИГАЦИИ

19.1. Расчет точностных характеристик СРНС

Исходные данные

Высота орбиты навигационных спутников: $H_c = 19\,100$ км.

Период обращения спутника вокруг Земли: $T_{об} = 12$ ч.

Длительность дискрета сигнала псевдослучайной последовательности:
 $T_D = 1$ мкс.

Отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума радиоприемника аппаратуры потребителя: $\frac{\tau_c^2}{N_0} = 10^3$ Гц.

Полоса флуктуаций сигнала: $\Delta f_c = 25$ Гц.

Время однократного измерения: $T_{и} = 50$ мс.

Время работы аппаратуры потребителя с навигационными спутниками:
 $T_H = 12$ ч.

Полоса пропускания следящего измерителя дальности: Δf_{α_0} .

Время когерентного накопления сигнала: $T_{кн}$.

Диапазон блуждания времени запаздывания сигнала: $\Delta t_{r_0} = 0,4$ мкс.

Решение

Разрешающая способность по дальности равна

$$\Delta r = \frac{c}{\Delta f_0} = c \cdot T_D = 3 \cdot 10^8 \cdot 10^{-6} = 300 \text{ м.}$$

Рассчитаем флуктуационную ошибку измерения псевдодальности, обусловленную внутренними шумами приемника потребителя:

$$\tau_{флр1}^2 = S'_{\text{эквр}} \cdot \frac{T_{об}}{T_H} \cdot \Delta f_{\alpha_0},$$

$$\text{где } S'_{\text{эквр}} = \frac{(\Delta r)^2 \cdot (1+\rho)}{4\pi \cdot \rho^2 \cdot \Delta F_{II}} \approx \frac{(\Delta r)^2}{4\pi \cdot \rho \cdot \Delta F_{II}} = \frac{(\Delta r)^2}{4\pi \cdot \frac{\tau_c^2}{N_0}},$$

$$\text{т. к. } \rho = \frac{\tau_c^2 \cdot T_{кн}}{N_0}, \text{ а } F_{II} = \frac{1}{T_{кн}}.$$

Тогда

$$\tau_{флр1}^2 = \frac{(\Delta r)^2}{4\pi \cdot \frac{\tau_c^2}{N_0} \cdot T_{\alpha_0}}.$$

Здесь $T_{\alpha_0} = \frac{1}{\Delta f_{\alpha_0}}$ – память следящей системы измерителя псевдодальности,

а $\frac{\tau_c^2}{N_0} \cdot T_{\alpha_0}$ – отношение сигнал/шум по мощности при времени когерентного накопления, равном памяти замкнутой следящей системы измерителя псевдодальности.

Полагая систему слежения за задержкой кода астатической первого порядка, находим

$$\tau_{\text{флр}_1}^2 = \frac{(\Delta r)^2}{4\pi \cdot \frac{\tau_c^2}{N_0}} \cdot \frac{K_{v_z}}{2},$$

где K_{v_z} – коэффициент преобразования по скорости измерителя псевдодальности.

Результаты расчета флуктуационной ошибки измерителя псевдодальности, обусловленной внутренними шумами приемника аппаратуры потребителя в зависимости от полосы пропускания замкнутого следящего измерителя псевдодальности Δf_{α_0} , сведем в табл. 19.1.

Таблица 19.1

Результаты расчета флуктуационной ошибки измерителя псевдодальности

$\Delta f_{\alpha_0} = \frac{K_{v_z}}{2}, 1/c$	0,5	0	10	15	20	25	50
$\tau_{\text{флр}_1}, \text{м}$	1,9	6	8,5	10,4	12	13,4	19

Рассчитаем динамическую ошибку измерения псевдодальности по формуле

$$\tau_{\text{динр}} = \frac{V_r}{K_{v_z}},$$

где V_r – радиальная составляющая скорости V_c навигационного спутника ($V_r = V_c \cdot \sin \alpha$, рис. 19.1).

Из рис. 19.1 получим

$$V_c = \frac{2\pi(H_c + R_3)}{T_{\text{об}}} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot (19\,100 + 6400) \cdot 10^3}{12 \cdot 3600} = 3700 \text{ м/с},$$

где $R_3 = 6400$ км.

Для аппаратуры гражданских потребителей $\alpha = 5^\circ$.

Тогда

$$V_r = 3700 \cdot 0,087 = 322 \text{ м/с}.$$

Находим динамическую ошибку в зависимости от полосы пропускания замкнутого следящего измерителя псевдодальности, а результаты расчетов сведем в табл. 19.2.

Результаты расчета динамической ошибки

$\Delta f_{\alpha_0} = \frac{K_{v_z}}{2}, 1/c$	0,5	0	10	15	20	25	50
$\tau_{\text{фл}1}, \text{м}$	322	32,2	16,1	10,7	8	4,4	3,2

Сопоставляя $\tau_{\text{фл}1}$ и $\tau_{\text{дин}1}$, находим оптимальное значение Δf_{α_0} , при котором эти ошибки примерно одинаковы:

$$\Delta f_{\alpha_{0\text{опт}}} = 15 \text{ Гц}$$

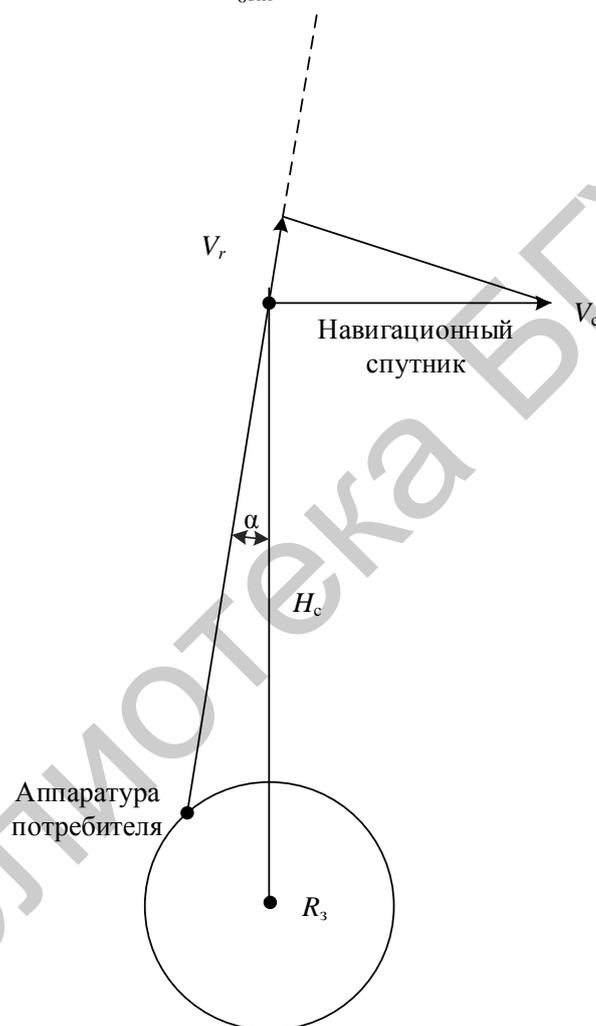


Рис. 19.1. Диаграмма для расчета радиальной составляющей вектора скорости навигационного спутника

Рассчитаем флуктуационную ошибку измерения псевдодальности, обусловленную «шумами дальности», возникающими из-за дисперсных явлений скорости распространения электромагнитных волн:

$$\tau_{\text{фл}2}^2 = S''_{\text{эквр}} \cdot \frac{T_{\text{об}}}{T_{\text{н}}} \cdot \Delta f_{\alpha_0},$$

где $S''_{\text{экр}} = \frac{(\Delta r_{\text{ц}})^2 \cdot R^2}{4\pi \cdot \Delta F_{\text{NC}}}$, $\Delta r_0 = c \cdot \Delta t_{rc}$,

$$\Delta F_{\text{NC}} = \frac{1}{T_{\text{н}}} + \Delta f_c = 20 + 25 = 45 \text{ Гц.}$$

Тогда окончательно

$$\tau_{\text{флр}} = \frac{c \cdot \Delta t_{rc}}{\sqrt{4\pi}} \cdot \sqrt{\frac{\Delta f_{\alpha_0}}{\Delta F_{\text{NC}}}} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 0,4 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot \sqrt{3,14}} \cdot \sqrt{\frac{15}{45}} = 19,6 \text{ м.}$$

Особенность этой ошибки состоит в наличии сильной пространственной корреляции, обусловленной тем, что условия распространения электромагнитных волн через ионосферу и тропосферу характеризуются радиусом пространственной корреляции, соизмеримым с радиусом Земли, что создает предпосылки для компенсации этой составляющей ошибки в дифференциальном режиме работы СРНС.

Таким образом, общая ошибка измерения псевдодальности равна

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\tau_{\text{флр}1}^2 + \tau_{\text{динр}}^2 + \tau_{\text{флр}2}^2} = \sqrt{10,4^2 + 10,7^2 + 19,6^2} = 24,6 \text{ м.}$$

С учетом того что ошибка местоопределения объекта наблюдения в результате совместного решения четырех навигационных уравнений примерно удваивается, суммарная ошибка $\sigma \approx 2\sigma_{\Sigma} \approx 50 \text{ м.}$

19.2. Расчет погрешности измерения квазискорости в СРНС

Исходные данные

Рабочие длины волн в GPS: $\lambda_1 = 19 \text{ см}$ и $\lambda_2 = 24,5 \text{ см}$.

Время единичных измерений: $T_{\text{н}} = 200 \text{ мс}$.

Полоса пропускания следящего измерителя квазискорости: $\Delta f_{\phi} = 20 \text{ Гц}$.

Отношение мощности сигнала и спектральной плотности шума приемника потребителя: $\frac{P_c}{N_0} = 1000 \text{ Гц}$.

Решение

Рассчитаем ошибку измерения доплеровского сдвига частоты:

$$\tau_{\text{фл}F_g} = \sqrt{S'_{\text{экр}} / T_{\text{н}}},$$

где $S'_{\text{экр}} = \frac{(\Delta f_{\phi})^2 \cdot (1+\rho)}{4\pi \cdot \rho^2 \cdot \Delta F_g}$ ($\rho = \frac{P_c}{N_0} \cdot T_{\text{кн}}$; $T_{\text{кн}} = \frac{1}{\Delta f_{\phi}}$; $\Delta F_g = \frac{1}{T_{\text{н}}} + \Delta f_{\phi}$).

Подставим числовые значения:

$$\rho = \frac{1000}{20} = 50,$$

$$\Delta F_g = \frac{1}{200 \cdot 10^{-3}} + 20 = 25 \text{ Гц},$$
$$S'_{\text{эКВ}} = \frac{(20)^2 \cdot 51}{4 \cdot 3,14 \cdot 2500 \cdot 25} = 0,026 \text{ Гц}^2/\text{Гц} .$$

Отсюда

$$\tau_{\text{фл}F_g} = \sqrt{\frac{0,026}{200 \cdot 10^{-3}}} = 0,36 \text{ Гц}.$$

Тогда ошибки измерения квазискорости соответственно будут равны

$$\tau_{\text{фл}v_1} = \lambda_1 \cdot \tau_{\text{фл}F_g} = 19 \cdot 0,36 = 6,8 \text{ см/с}$$

и

$$\tau_{\text{фл}v_2} = \lambda_2 \cdot \tau_{\text{фл}F_g} = 24,5 \cdot 0,36 = 8,8 \text{ см/с}.$$

Библиотека БГУИР

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АДРМ – азимутально-дальномерный радиомаяк
АИ – азимутальный импульс
АП – аппаратура потребителя
АПВ – автоматический поиск времени
АПЧ – автоматический поиск частоты
АРК – автоматический радиокомпас
АРМ – азимутальный радиомаяк
БВК – блок вычисления координат
БД – блок дальности
БИА – блок измерения азимута
БИНС – бесплатформенная инерциальная навигационная система
БМ – балансный модулятор
БМРМ – ближний маркерный РМ
БНП – блок напряжения питания
БОСРП – блок обработки счетно-решающим прибором
БПК – бортовой пульт контроля
БСПС – бортовая система предупреждения столкновений
БУСРП – блок управления счетно-решающим прибором
БЦВМ – бортовая цифровая вычислительная машина
БЭВЧ – бортовой эталон времени и частоты
ВД – временной дискриминатор
ВИКО – выносной индикатор кругового обзора
ВКФ – взаимно корреляционная функция
ВМ – временной модулятор
ВОИ – вторичная обработка информации
ВС – воздушное судно
ВСВС – вычислитель составляющих вектора скорости
ВТ – высокая точность
ВУ – вычислительное устройство
ВЧ – высокая частота
ГА – гражданская авиация
ГВЧ – генератор высокой частоты
ГОС – генератор опорной станции
ГПС – грубый поиск сигнала
ГРМ – глассадный РМ
ГУН – генератор, управляемый напряжением
ГФ – геометрический фактор
ДВ – длинные волны
ДИВ – датчик временных интервалов
ДИСС – доплеровский измеритель скорости и угла сноса

ДМРМ – дальний маркерный РМ
ДНА – диаграмма направленности антенны
ДН – диаграмма направленности
ДПРС – дальняя приводная радиостанция
ДПС – дифференциальная подсистема
ДР – дифференциальный режим
ДРМ – дальномерный радиомаяк
ДЧ – делитель частоты
ЗД – запрос дальности
ЗНИ – запрос наземной индикации
ИВиМС – индикатор висения и малых скоростей
ИДНС – инерциально-доплеровская навигационная система
ИЗ – импульс запуска
ИИ – измерительный импульс
ИКО – индикатор кругового обзора
ИНС – инерциальная навигационная система
ИПСиУС – индикатор путевой скорости и угла сноса
ИС – импульс сдвига
ИСЗ – искусственный спутник Земли
ИФ – измеритель фазы
КА – канал азимута
КВП – контрольно-выносной пункт
КГ – кварцевый генератор
КД – канал дальности
КИ – картографический индикатор
КИК – командно-измерительный комплекс
КИнф – корректирующая информация
ККС – контрольно-корректирующая станция
КНИ – канал наземной индикации
КОИ – комплексная обработка информации
КОИм – косинусный опорный импульс
КПНО – комплекс пилотажно-навигационного оборудования
КПП – комбинированный пилотажный прибор
КРМ – курсовой РМ
КС – контрольная станция
Кор.С – коробка соединительная
КУР – курсовой угол радиостанции
ЛА – летательный аппарат
ЛАРМ – луч азимутального радиомаяка
ЛДПС – локальная ДПС
ЛРЦП – линейная РЦП
ЛУРМ – луч угломестного радио-маяка
МВ – метка времени

МК – модулирующий каскад
МРМ – маркерный радиомаяк
МРП – маркерный радиоприемник
МС – морское судно
МСН – межсамолетная навигация
НВ – навигационный вычислитель
НИСЗ – навигационный искусственный спутник Земли
НК – навигационный комплекс
НКА – навигационный космический аппарат
НКУ – наземный комплекс управления
НП – навигационный параметр
НС – навигационный сигнал
НФ – навигационный фильтр
ОД – ответ дальности
ОНИ – ответ наземной индикации
ОПФ – оптимальная последовательность фильтрации
ОС – опорная станция
ПВД – приемник воздушного давления
ПВОИ – предварительная ВОИ
ПД – псевдодальность
ПИ – приемоиндикатор
ПКА – подсистема космических аппаратов
ПОИ – первичная обработка информации
ПО – подвижный объект
ППДАП – прямопоказывающие приборы дальности и азимута пилота
ППДАШ – прямопоказывающие приборы дальности и азимута штурмана
ПРМГ – посадочная радиомаячная группа
ПРС – приводная радиостанция
ПС – псевдоскорость
ПСиг – поиск сигнала
ПСП – псевдослучайная последовательность
ПСПД – псевдослучайная последовательность дальности
ПСПМВ – псевдослучайная последовательность меток времени
ПУ – пульт управления
РА – рамочная антенна
РДПС – региональная ДПС
РМ – радиомаяк
РНП – радионавигационный параметр
РНТ – радионавигационная точка
РП – радиопеленгатор
РСБН – радиотехническая система ближней навигации
РСДН – радиотехническая система дальней навигации
РСП – радиосистема посадки

РЦП – рекуррентная цифровая последовательность
САУ – система автоматического управления
СБН – система ближней навигации
СВС – система воздушных сигналов
СД – сантиметровой диапазон
СДВ – сверхдлинные волны
СДН – система дальней навигации
СЗД – самолетный запросчик дальности
СИ – стробирующий импульс
СКВ – система курсовертикали
СМ – смеситель
СМРМ – средний маркерный РМ
СОИ – синусный опорный импульс
СОС – сигнал опорной станции
СПАД – самолетный приемник азимута и дальности
СПН – сектор пропорционального наведения
СП – сигнал поиска
СПос – система посадки
СРНС – спутниковая радионавига-ционная система
СС – синхросигнал
СТ – стандартная точность
СУ – схема управления
СФ – слежение за фазой
ТИ – тактовый импульс
ТПС – точный поиск сигнала
УВД – управление воздушным движением
УВДЧ – устройство выделения доплеровской частоты
УВЧ – усилитель высокой частоты
УМ – усилитель мощности
УНЧ – усилитель низкой частоты
УО – усилитель-ограничитель
УПВ – устройство получения выборок
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
УРМ – угломестный радиомаяк
УС – угол сноса
УТФ – усилитель телефонного канала
ФВ – фазовращатель
ФД – фазовый детектор
ФИИ – формирователь измерительных импульсов
ФНЧ – фильтр нижних частот
ФСИ – формирователь стробирующих импульсов
ФФ – формирующий фильтр
ХТО – характерная точка огибающей

ЦИ – цифровой интегратор
ЦИнф – цифровая информация
ЦП – цифровая последовательность
ЦСФ – цепь сглаживания и фильтрации
ЧД – частотный детектор
ШВП – шкала времени потребителя
ШВС – шкала времени системы
ЭВЧ – эталон времени и частоты
ЭГ – эталонный генератор
ЭК – электронный ключ
ЭП – эмиттерный повторитель

Библиотека БГУИР

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Титов, Е. П. Воздушная радионавигация / Е. П. Титов, Н. А. Носов. – М. : Государственное военное издательство НКО СССР, 1940. – 268 с.
2. Колчинский, В. Е. Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов / В. Е. Колчинский. – М. : Сов. радио, 1975. – 432 с.
3. Айзинов, М. М. Радиотехника и радионавигационные приборы / М. М. Айзинов, А. М. Байрашевский. – М. : Транспорт, 1975. – 432 с.
4. Белавин, О. В. Основы радионавигации / О. В. Белавин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Сов. радио, 1977. – 320 с.
5. Сосулин, Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации / Ю. Г. Сосулин. – М. : Радио и связь, 1992. – 304 с.
6. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В. С. Шебшаевич [и др.] ; под ред. В. С. Шебшаевича. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1993. – 408 с.
7. Невдяев, Л. М. Персональная спутниковая связь / Л. М. Невдяев, А. А. Смирнов. – М. : Эко-трендз, 1998. – 215 с.
8. Липкин, И. А. Спутниковые навигационные системы / И. А. Липкин. – М. : Вузовская книга, 2001. – 288 с.
9. Grewal, M. S. Global positioning systems (GPS), inertial navigation, and integration / M. S. Grewal, L. R. Weill, A. P. Andrews. – Wiley, 2001. – 524 p.
10. Серапинас, Б. Б. Глобальные системы позиционирования / Б. Б. Серапинас. – М. : ИКФ, 2002. – 106 с.
11. Соловьев, Ю. А. Спутниковая навигация и ее приложения / Ю. А. Соловьев. – М. : Эко-трендз, 2003. – 326 с.
12. Бакулев, П. А. Радионавигационные системы / П. А. Бакулев, А. А. Сосновский. – М. : Радиотехника, 2005. – 224 с.
13. Поваляев, А. А. Спутниковые радионавигационные системы: время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат / А. А. Поваляев. – М. : Радиотехника, 2008. – 328 с.
14. Павлова, Г. Г. Системы спутниковой связи и вещания / Г. Г. Павлова. – Владивосток : ДВГТУ, 2009. – 142 с.
15. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – 4-е изд., перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2010. – 800 с.
16. Методы спутникового и наземного позиционирования. Перспективы развития технологий обработки сигналов / под ред. Д. Дардари, Э. Фаллетти, М. Луизе. – М. : Техносфера, 2012. – 528 с.
17. Радиоэлектронные комплексы навигации, прицеливания и управления вооружением летательных аппаратов. Т. 1 : Теоретические основы / М. С. Ярлыков [и др.]. – М. : Радиотехника, 2012. – 504 с.
18. Богданов, М. Р. Применение GPS/ГЛОНАСС / М. Р. Богданов. – М. : Интеллект, 2012. – 134 с.

19. Спутниковые радионавигационные системы. Вып. 1 / под ред. М. С. Ярлыкова. – М. : Радиотехника, 2013. – 190 с.

20. Спутниковые радионавигационные системы. Вып. 2 / под ред. М. С. Ярлыкова. – М. : Радиотехника, 2013. – 180 с.

21. Суворов, Е. Ф. Летопись зарождения, развития и первых шагов реализации идеи отечественной спутниковой системы / Е. Ф. Суворов. – М. : Кучково поле, 2014. – 231 с.

22. Вейцель, В. А. Радиоприемники спутниковых систем определения координат / В. А. Вейцель. – М. : Вузовская книга, 2015. – 223 с.

23. Поваляев, А. А. Определение ориентации объектов по сигналам глобальных спутниковых систем. Определение ориентации по одномоментным измерениям / А. А. Поваляев. – М. : МАИ, 2015. – 218 с.

Библиотека БГУИР

Учебное издание

Гринкевич Антон Витальевич

РАДИОНАВИГАЦИЯ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Е. С. Юрец*

Корректор *Е. И. Герман*

Компьютерная правка, оригинал-макет *М. В. Касабуцкий*

Подписано в печать 01.02.2018. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 12,67. Уч.-изд. л. 13,5. Тираж 50 экз. Заказ 145.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,

№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.

ЛП №02330/264 от 14.04.2014.

220013, Минск, П. Бровки, 6