

САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА

Б. А. НИКОЛЬСКИЙ

**МЕТОДЫ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ
ИЗМЕРЕНИЙ**

САМАРА 2002

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА

Б. А. НИКОЛЬСКИЙ

**МЕТОДЫ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ
ИЗМЕРЕНИЙ**

Учебное пособие

САМАРА 2002

УДК 621.396.981(075)

Методы радионавигационных измерений: Учеб. пособие /
Б. А.Никольский. Самар. гос. аэрокосм. ун-т. Самара, 2002.

Рассмотрены физические основы радиотехнических методов измерения навигационных параметров, используемых для определения пространственного положения и параметров движения летательных аппаратов различного назначения. К таким методам относятся методы измерения расстояний, угловых координат и их производных. Приведены принципы построения амплитудных, частотных, фазовых, временных и комбинированных радионавигационных измерителей.

Пособие предназначено для студентов обучающихся по специальности «Техническая эксплуатация авиационных электросистем и пилотажно-навигационных комплексов». Разработано на кафедре «Радиотехнические устройства».

Ил. 75. Библиогр.: 18 назв.

Печатается по решению редакционно-издательского совета Самарского государственного аэрокосмического университета имени академика С. П. Королёва

Рецензенты: канд. техн. наук, доц. **Е.А.Муштаков**;
канд. техн. наук, доц. **А.И.Махов**.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	
Список условных сокращений.....	
1 Методы измерения расстояний	
1.1 Общие сведения.....	
1.2 Амплитудные методы.....	
1.3 Частотные методы.....	
1.4 Фазовые методы.....	
2 Методы измерения угловых координат.....	
2.1 Общие сведения.....	
2.2 Амплитудные методы.....	
2.2.1 Пеленгация по методу максимума.....	
2.2.2 Пеленгация по методу минимума.....	
2.2.3 Равносигнальные методы пеленгации.....	
2.2.3.1 Метод одновременного сравнения сигналов по амплитуде (моноимпульсный метод).....	
2.2.3.2 Метод последовательного сравнения сигналов по амплитуде (амплитудно – фазовый метод).....	
2.3 Частотный метод.....	
2.4 Временные методы.....	
2.5 Фазовые методы.....	
3 Методы измерения скорости движения.....	
3.1 Общие сведения.....	
3.2 Физические основы доплеровских методов измерения.....	
3.3 Беззапросные методы.....	
3.4 Запросные методы.....	
3.5 Однолучевые ДИСС.....	
3.6 Многолучевые ДИСС.....	
3.7 Особенности построения ДИСС.....	
3.8 Особенности эксплуатации ДИСС.....	
3.9 Корреляционный метод.....	
Библиографический список.....	

СПИСОК УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

А – антенна, работающая на приём и на передачу.
Ап – передающая антенна.
Апр –приёмная антенна.
АД – амплитудный детектор.
АРУ – автоматическая регулировка усиления.
АС – антенная система.
ВЗ – вентиль запрета.
Г – генератор (гетеродин).
ГВЧ – генератор высокой частоты.
ГОН - генератор опорного напряжения.
ГОЧ – генератор опорной частоты.
Д – детектор.
ДИСС – доплеровский измеритель скорости и угла сноса.
ДНА – диаграмма направленности антенны.
ДСО – детектор сигнала ошибки.
И – измеритель (индикатор).
ИКО – индикатор кругового обзора.
ИН – интегратор.
КД – калибратор длительности.
КМ – кольцевой мост.
КП – картинная плоскость.
ЛА – летательный аппарат.
ЛВЦ – линия визирования цели.
ЛЗ – линия задержки.
ОГ – ограничитель.
ОУ – оконечное устройство.
ПНК – пилотажно – навигационный комплекс.
ПУ – пороговое устройство.
РМ – радиомаяк.
РСН – равносигнальное направление.
РСП – равносигнальная плоскость.
РТС – радиотехническая система.

РЭО – радиоэлектронное оборудование.
СВ – схема вычитания.
СМ – смеситель.
СС – схема суммирования.
УВЧ – усилитель высокой частоты.
УПЧ – усилитель промежуточной частоты.
УСД – устройство сканирования антенны.
Ф – фильтр.
ФВ – фазовращатель.
ФД – фазовый детектор.
ФМС – формирователь модулирующих сигналов.
Ц – цель.
ЧМ – частотная модуляция.
ЭВМ – электронно – вычислительная машина.
ЭДС – электродвижущая сила.
ЭЛТ – электронно – лучевая трубка.

ВВЕДЕНИЕ

Основу информационного обеспечения пилотажно-навигационных комплексов (ПНК) современных летательных аппаратов (ЛА) составляет радиоэлектронное оборудование (РЭО), представляющее собой набор радиотехнических систем (РТС) различного назначения. РЭО даёт возможность определять текущие навигационные параметры полёта ЛА: местоположение, курс, скорость, высоту и др.; осуществлять радиосвязь экипажа с диспетчерскими службами УВД и экипажами других ЛА; своевременно обнаруживать различные препятствия и опасные зоны на пути полёта: возвышенности, высотные сооружения, другие ЛА, метеообразования и т.п.; обеспечивать автоматическую передачу в контрольные диспетчерские службы телеметрической информации о состоянии ЛА; решать ряд других задач.

Разнообразие решаемых задач приводит к достаточно большому разнообразию видов и количеству РТС, размещаемых на ЛА, а также радиоаппаратуры взаимодействия, находящейся вне ЛА, например на диспетчерских пунктах, радиомаяках, искусственных спутниках Земли и др. Большинство РТС в общем виде представляют собой техническую реализацию классических методов передачи, извлечения и преобразования информации, используемых в радиосвязи, радионавигации, радиоуправлении и т.п. Эти методы базируются на основных постулатах радиотехники, которые можно сформулировать в следующем виде:

- Радиосигналы в однородной среде распространяются прямолинейно.

- Скорость распространения радиосигналов в свободном пространстве постоянна.

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

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

В наибольшей степени эти постулаты проявляются при реализации методов измерения навигационных параметров.

Развитие элементной базы позволяет непрерывно совершенствовать параметры радионавигационной аппаратуры, однако методы измерения параметров остаются практически неизменными длительное время. Изучение этих методов поможет специалистам, эксплуатирующим радиоаппаратуру, гораздо быстрее понять и усвоить принципы работы и возможности любой сложной аппаратуры, входящей в комплекс навигационного РЭО.

В настоящее время существует большое количество учебной литературы, посвящённой теоретическим основам РТС [1 ÷ 10]. Она предназначена в основном для специалистов в области системного и схемотехнического проектирования РТС, поэтому в ней не учтены специфика и особенности подготовки инженеров по эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры. Кроме того, в этой литературе, как правило, недостаточно внимания уделяется физической стороне излагаемых явлений и процессов, выяснению физического смысла получаемых результатов.

В данном учебном пособии достаточно подробно рассмотрены основные методы радионавигационных измерений и приведены некоторые примеры их технической реализации. В пособии использован относительно простой математический аппарат и главное внимание обращено на физическую сторону рассматриваемых явлений и процессов. Однако приведённые математические выражения позволяют при необходимости произвести количественную оценку многих параметров аппаратуры, в которой используются рассматриваемые методы измерений.

Для облегчения понимания материала пособие иллюстрировано большим количеством рисунков. Многолетний педагогический опыт автора показывает, что при такой форме изложения студенты значительно глубже и прочнее усваивают материал.

Пособие состоит из двух частей. В первой части рассмотрены методы измерения расстояний, угловых координат, скорости движения объектов. Во второй части будут рассмотрены методы измерения углов ориентации, угловой скорости движения, определения местоположения объектов, методы радиолокационного обзора пространства и т.п.

Автор выражает искреннюю благодарность доцентам Е.А.Муштакову и А.И.Махову за рецензирование пособия и за советы, способствовавшие его улучшению.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Радиотехнические системы: Учебник для вузов./ Под ред. *Ю.М.Казаринова*. М.: Высш. шк., 1990.- 496 с.
2. *Верецака А.И., Олянюк П.В.* Авиационная радиоэлектроника, средства связи и радионавигации: Учебник для вузов.- М.: Транспорт, 1993.- 343 с.
3. *Финкельштейн М.И.* Основы радиолокации: Учебник для вузов.- М.: Радио и связь, 1983.- 536 с.
4. *Беляевский Л.С., Новиков В.С., Олянюк П.В.* Основы радионавигации: Учебник для вузов.- М.: Транспорт, 1982.- 288 с.
5. *Дымова А.И., Альбац М.Е., Бонч – Бруевич А.М.* Радиотехнические системы: Учебник для вузов.- М.: Сов. радио, 1975.- 440 с.
6. *Белавин О.В.* Основы радионавигации: Учеб. пособие для вузов.- М.: Сов. радио, 1977.- 320 с.
7. Теоретические основы радиолокации: Учеб. пособие для вузов./ Под ред. *В.Е.Дулевича*.- М.: Сов. радио, 1978.- 608 с.
8. *Лёзин Ю.С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учеб. пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1986.- 280 с.
9. *Виницкий А.С.* Автономные радиосистемы: Учеб. пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1986.- 336 с.
10. *Софронов Н.А.* Радиооборудование самолётов: Учебник для авиационных техникумов.- М.: Машиностроение, 1993.- 392 с.
11. *Никольский Б.А.* Самолётные антенны: Учебное пособие. Самара: СГАУ, 1999.- 62 с.
12. *Никольский Б.А.* Излучение и распространение радиоволн: Учебное пособие. Самара: СГАУ, 1999.- 32 с.

13. Радиолокационные устройства./ Под ред. *В.В.Григорина* – *Рябова*. М.: Сов. радио,1970.- 680 с.
14. *Васин В.В., Степанов Б.М.* Справочник – задачник по радиолокации. М.: Сов. радио,1977.- 320 с.
15. *Флеров А.Г., Тимофеев В.Т.* Доплеровские устройства и системы навигации.- М.: Транспорт, 1987.- 191 с.
16. Радиоэлектронное оборудование./ Под ред. проф. *В.М.Сидорина*.- М.: Воениздат, 1990.- 288 с.
17. Авиационная радионавигация: Справочник./ Под ред. *А.А.Сосновского*.- М.: Транспорт, 1990.- 264 с.
18. *Давыдов П.С., Иванов П.А.* Эксплуатация авиационного радиоэлектронного оборудования: Справочник.- М.: Транспорт,1990.- 240 с.

Учебное издание

Н и к о л ь с к и й Б о р и с А р к а д ь е в и ч

**МЕТОДЫ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ
ИЗМЕРЕНИЙ**

Учебное пособие

Самарский государственный аэрокосмический
университет им. академика С.П.Королёва.
443086 Самара, Московское шоссе, 34.

1 МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ РАССТОЯНИЙ

1.1 Общие сведения

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

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

Рассмотрим сущность этих методов.

Б е з з а п р о с н ы й метод основан на том, что время распространения радиоволн от объекта - источника излучения ИИ до точки расположения приёмника - измерителя ПИ (рис. 1.1) пропорционально пройденному пути и расстояние определяют, используя известное соотношение

$$R = c \cdot t_R,$$

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

Таким образом, для определения расстояния до радиомаяка необходимо измерить каким-либо способом время t_R . Чтобы измерить это время, в пункте приёма необходимо точно знать момент излучения сигнала радиомаяком, то есть иметь опорный сигнал, согласованный по времени с излу-

чаемым. Для этого в состав аппаратуры радиомаяка и аппаратуры потребителя должны входить высокостабильные часы (эталон времени), обеспечивающие формирование местных шкал времени, согласованных между собой и привязанных с высокой точностью к шкале единого системного времени, хранителем которого является эталонный генератор (стандарт частоты) общегосударственной службы времени.

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

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

$$\tilde{R} = R_{\text{ист}} \pm \Delta R$$

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

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

$$\delta = \frac{\Delta R}{c t_n} \approx 2 \cdot 10^{-11}$$

Это соответствует уходу эталона на 1с примерно за 1500 лет!

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

счёта времени запаздывания принимаемого ответного сигнала.

По способам формирования ответного сигнала запросные методы разделяются на методы с отражёнными сигналами и ретранслированными. В первом случае радиодальномер работает в автономном режиме, излучая сигналы в направлении объектов, расстояния до которых измеряются, и принимая отражённые от них сигналы (рис.1.2 а). В радиолокации и радионавигации такие объекты часто называют **ц е л я м и** (Ц). Во втором случае используется неавтономный режим работы, и измерительная дальномерная система состоит из запросчика ЗП и ответчика ОТ (ретранслятора сигналов), расположенного на объекте, до которого измеряется расстояние (рис. 1.2 б). В обоих случаях радиосигнал проходит измеряемое расстояние дважды и поэтому время запаздывания принятого сигнала будет равно

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

а искомое расстояние

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

В зависимости от того, какой из параметров принимаемых сигналов играет основную роль при измерении времени распространения радиоволн, методы измерения расстояний подразделяют на амплитудные, частотные, и фазовые [13, 14]. В некоторой учебно-методической литературе амплитудные методы иногда называют временными [4] или импульсными [1] методами. Это связано с тем, что большое распространение получили радиодальномеры, в которых применяется модуляция излучаемых сигналов по амплитуде периодической последовательностью импульсов.

1.2. Амплитудные методы

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

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

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

Структурная схема активного радиодальномера, работающего с отражёнными радиосигналами, приведена на рис. 1.3 а, а временные диаграммы сигналов в некоторых точках дальномера - на рис. 1.3 б

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

тракта во время приёма сигналов. Отражённые от каких-либо объектов или от подстилающей поверхности сигналы принимаются антенной и поступают на вход приёмника. В приёмнике осуществляется усиление и необходимые преобразования сигналов. С выхода приёмника принятые сигналы в виде видеоимпульсов поступают на оконечное устройство ОУ, где, путём сопоставления моментов излучения зондирующих импульсов и приёма отражённых, измеряется время запаздывания t_R и определяется дальность до объектов.

В зависимости от вида потребителя информации ПИ в импульсных дальномерах в качестве оконечного устройства ОУ применяют визуальные индикаторы на электронно-лучевых трубках (ЭЛТ), либо автоматические измерители, преобразующие временной интервал в цифровой код.

Визуальные индикаторы чаще всего выполняют с линейной развёрткой по дальности и с амплитудной или яркостной отметками принятых сигналов. Вид экрана индикатора с линейной развёрткой и амплитудной отметкой (индикатор типа А) приведён на рис. 1.4.

В таких индикаторах развёртка по дальности осуществляется в горизонтальном направлении слева направо, а по вертикали отклонение луча ЭЛТ происходит в момент подачи на неё видеоимпульса с выхода приёмника. Начало развёртки задаётся синхронизатором и точно совпадает с моментом излучения зондирующего сигнала. При постоянной скорости развёртки $V_p = \text{const}$ расстояние ℓ на экране ЭЛТ между началом развёртки и отметкой принятого сигнала оказывается пропорциональным дальности до объекта

$$\ell = V_p \cdot t_R,$$

$$\text{где } t_R = \frac{2R}{c}$$

Линию развёртки на экране ЭЛТ градуируют в единицах дальности. Шкалу дальности выполняют в виде электронных

меток с известной ценой деления. Изменяя скорость развёртки луча ЭЛТ можно изменять масштаб шкалы дальностей.

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

На рис. 1.5, в качестве примера, показан вид экрана индикатора кругового обзора (индикатор типа С), на котором информация изображается в полярной системе координат. Линейная развёртка по дальности, в таких индикаторах, осуществляется по радиусу от условного центра экрана до его края. Положение линии развёртки на экране однозначно определяется направлением максимума диаграммы направленности антенны, перемещающейся в пространстве в заданном секторе углов (рис.1.6). В результате на экране ЭЛТ формируется радиально-круговая (или радиально-секторная) развёртка луча. При прохождении диаграммы направленности антенны направления на источник излучения (Ц на рис. 1.6) на экране появится яркостная отметка (Ц на рис. 1.5). Расстояние от центра экрана до отметки цели определяет в некотором масштабе дальность до цели $R_{ц}$, а угловое положение развёртки дальности в этот момент – угловую координату цели $\alpha_{ц}$ относительно какого-либо опорного направления.

Шкала дальностей в таких индикаторах представляет собой ряд концентрических окружностей, калиброванное рас-

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

В индикаторах с яркостной отметкой, отображающих навигационную информацию в прямоугольных координатах (индикаторы типа В), перемещение луча ЭЛТ осуществляется в двух взаимноперпендикулярных направлениях (рис. 1.7). По одной координатной оси формируется развёртка по дальности, а по другой - развёртка по угловой координате синхронно с перемещением диаграммы направленности антенны в пространстве. Так как скорость развёртки по дальности много больше скорости перемещения луча антенны, то линия дальномерной развёртки будет перемещаться параллельно самой себе, образуя прямоугольный растр. Значения ординаты и абсциссы яркостной отметки на экране будут определять дальность $R_{ц}$ и угловое положение $\alpha_{ц}$ цели.

При необходимости снятия информации о дальности без участия оператора (например, для бортовой ЭВМ пилотажно-навигационного комплекса) в качестве оконечного устройства импульсных дальномеров могут быть использованы автоматические измерители временных интервалов. Структурная схема одного из вариантов такого измерителя приведена на рис. 1.8 а, а на рис. 1.8 б показаны временные диаграммы в некоторых точках схемы.

Импульсами синхронизатора С одновременно с модулятором передающего тракта дальномеров запускается генератор стробирующих импульсов ГСИ, который вырабатывает управляющий импульс $\tau_{стр}$ (строб) длительностью

$$T_{и} > \tau_{стр} = \frac{2R_{max}}{C},$$

где $T_{и}$ - период следования излучаемых импульсов; $2R_{max}$ - максимальное значение измеряемой дальности. Этот строб отпирает вентиль В1, через который к счётчику импульсов СИ поступают масштабные импульсы от специального калиброванного по частоте следования $F_{ми}$ генератора ГМИ. Расстояние до цели будет пропорционально количеству масштабных импульсов $N_{ми}$, заключённых в интервале времени между моментами излучения зондирующих сигналов и приёмом отражённых

$$R_{ц} = k \cdot N_{ми} ,$$

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

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

Структурная схема импульсной радиодальномерной системы с ретрансляцией сигналов приведена на рис. 1.9. Передатчик запросчика П синхронизируется импульсами с выхода блока измерения дальности БИД. Сигналы передатчика с несущей частотой f_1 излучаются антенной запросчика и принимаются антенной и приёмником ответчика. После преобразования в формирователе модулирующих сигналов ФМС импульсы поступают на передатчик, который генерирует ответные высокочастотные импульсы на частоте f_2 . Эти импульсы излучаются антенной ответчика и принимаются антенной и приёмником запросчика. В результате сравнения в блоке измерения дальности временного положения запросного (опорного) и ответного импульсов определяется текущее расстояние, которое зависит от временной задержки сигналов по дальности t_R и от задержки сигналов в трактах аппаратуры $t_{ап}$

$$R = c(t_R - t_{\text{ап}}) / 2.$$

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

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

$$|2R_2/c - 2R_1/c| \geq \tau_{\text{и}},$$

где $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса на выходе приёмника. Из этого соотношения можно определить минимальное разрешаемое расстояние $\Delta R_{\text{min}} = |R_1 - R_2|$, при котором возможно раздельное измерение дальности до двух объектов

$$\Delta R_{\text{min}} \geq c\tau_{\text{и}}/2.$$

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

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

$$t_{R_{\text{max}}} = 2R_{\text{max}}/c \leq T_{\text{и}}.$$

Если это условие не выполняется, то при $R > c \cdot T_{\text{и}}/2$ возникает ошибка измерения кратная $c \cdot T_{\text{и}}/2$ (рис. 1.10).

Основные достоинства амплитудных методов использующих импульсную модуляцию состоит в том, что техническую реализацию этих методов можно осуществлять с использованием одной общей антенны для передающего и приёмного каналов, так как излучение и приём сигналов разнесены во времени. Это обстоятельство позволяет значительно сократить

массогабаритные характеристики аппаратуры и облегчить развязку передатчика и приёмника, то есть осуществить временную развязку между ними, что имеет немаловажное значение для аппаратуры, размещаемой на летательных аппаратах. Другим достоинством является хорошая разрешающая способность импульсных радиодальномеров, которая позволяет одновременно измерять дальности многих объектов.

К недостаткам метода можно отнести невозможность измерения малых дальностей из-за наличия мёртвой зоны. Однако, при реализации дальномеров с ретрансляцией сигналов, минимально измеряемое расстояние может быть сделано сколь угодно малым, так как в ретрансляторе можно внести дополнительную задержку необходимой величины для исключения совмещения ответного и запросного импульсов. Кроме того, дальномеры с ретрансляцией сигналов позволяют, за счёт усиления в ретрансляторе, измерять достаточно большие расстояния при сравнительно малых мощностях передающего устройства.

Амплитудный метод измерения расстояний может быть реализован и в системах с непрерывным излучением сигналов. Структурная схема на рис.1.11 иллюстрирует вариант построения такого устройства.

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

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

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

Отражённый от цели сигнал, через приёмную антенну $A_{\text{пр}}$, поступает в приёмник Пр, на выходе которого выделяется

огибающая сигнала. Огибающая подаётся на коррелятор К, состоящий из умножителя УМ и интегратора ИН. На второй вход умножителя поступает задержанное в линии задержки ЛЗ на время $\tau_{\text{ЛЗ}}$ напряжение генератора шума. Результат перемножения сигналов интегрируется за время наблюдения T_n и на выходе коррелятора получаем (рис. 1.12)

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

где a - коэффициент пропорциональности.

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

Основное преимущество рассмотренного метода измерения расстояний состоит в использовании шумоподобного сигнала, обладающего одnogорбой автокорреляционной функцией, и то, что диапазон однозначного измерения дальности таким измерителем принципиально не ограничен. Кроме того, излучаемый дальномером сигнал подобен собственным шумам прёмного устройства и его трудно обнаружить средствами радиоразведки, что является немаловажным обстоятельством при использовании таких измерителей на летательных аппаратах военного назначения.

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

1.3. Частотные методы

Частотные методы измерения расстояний применяются в системах с непрерывным излучением и частотной модуляцией несущих колебаний. Структурная схема дальномера, реализующего один из вариантов частотного метода, приведена на рис.1.13, а на рис.1.14 показаны временные графики, поясняющие его работу.

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

$$\Delta f_d = f_{\max} - f_{\min}.$$

На графике рис.1.14 а закон изменения частоты ГВЧ показан сплошной линией. Как видно из рисунка, за период модуляции T_M изменение частоты от $f_{\min}$ до $f_{\max}$ осуществляется дважды.

Частотно модулированный сигнал излучается с помощью передающей антенны $A_{\text{п}}$ в сторону объекта, расстояние до которого измеряется. Если объект неподвижен ($R = \text{const}$), то частота отражённого и принятого приёмной антенной $A_{\text{пр}}$ сигнала изменяется по тому же закону, но с запаздыванием $t_R = 2R/c$ (пунктирная линия на рис.1.14 а). Принятые и излучаемые колебания подаются в смеситель СМ, на выходе которого образуется разностная частота F_6 (частота биений). График, характеризующий изменение F_6 во времени, приведён на рис.1.14 б. Если частота биений много больше частоты модуляции, т. е.

$$F_6 \gg F_M = 1/T_M,$$

то, с достаточной точностью, можно записать

$$F_{\text{б}} = \frac{2\Delta f_{\text{д}}}{T_{\text{м}}} t_{\text{Р}}.$$

Учитывая, что $t_{\text{Р}} = 2R/c$, получим

$$F_{\text{б}} = \frac{4\Delta f_{\text{д}} R}{c T_{\text{м}}}$$

Это выражение не учитывает уменьшения частоты биений до нуля при равенстве частот излучаемых и принимаемых колебаний (провалы до нуля на графике рис.1.14 б). Фактически, анализатор частоты АЧ, включённый после усилителя У, фиксирует среднюю частоту биений за период модуляции

$$F_{\text{б ср}} = \frac{4\Delta f_{\text{д}}}{c T_{\text{м}}} R \left(\frac{T_{\text{м}} - t_{\text{Р}}}{T_{\text{м}}} \right)$$

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

$$R = \frac{F_{\text{б}} c T_{\text{м}}}{4\Delta f_{\text{д}}} = k \cdot F_{\text{б}},$$

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

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

$$\Delta R = c / 4\Delta f_{\text{д}},$$

характеризующая разрешающую способность частотного дальномера по дальности.

Измерение частот биений и определение расстояний до целей осуществляется с помощью анализаторов частоты. Анализ частоты может производиться как последовательно, так и параллельно. Последовательный анализ осуществляется одноканальным анализатором, состоящим из перестраиваемого по частоте узкополосного фильтра УФ, генератора перестройки ГП и индикатора И (рис.1.15 а). Перестройка осуществляется в пределах возможных частот биений (рис.1.15 б)

$$\Delta F_{\text{б}} = F_{\text{бн}} - F_{\text{бв}},$$

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

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

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

$$\frac{dF_{\text{ф}}}{dt} \tau_{\text{ф}} \leq \Delta F_{\text{ф}}$$

Погрешность измерения частоты биений определяется полосой пропускания фильтра и равна

$$\delta = \pm \Delta F_{\text{ф}} / 2.$$

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

Параллельный анализатор (рис.1.16 а) представляет собой ряд узкополосных фильтров, перекрывающих требуе-

мый частотный диапазон $\Delta F_6 = F_{6.в} - F_{6.н}$ (рис.1.16 б). Количество фильтров зависит от величины заданного диапазона и необходимой точности измерений

$$n = \Delta F_6 / \Delta F_{\phi}.$$

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

Особенностью частотных дальномеров является то, что наличие в принятом сигнале доплеровского сдвига частоты $F_d = 2V / \lambda$, обусловленного движением цели со скоростью V относительно измерителя, вносит погрешность в измерение дальности. Из рис.1.17 видно, что частота биений F_{61} в течение одного полупериода модуляции, из-за доплеровского смещения F_d , не равна частоте биений F_{62} в течение второго полупериода. Для учёта этой составляющей необходимо осуществлять раздельное измерение частоты биений в каждом из двух полупериодов модуляции.

Тогда в первом полупериоде получим

$$F_{61} = F_R + F_d,$$

а во втором

$$F_{62} = F_R - F_d.$$

Решая эти выражения как систему уравнений, получим

$$F_{61} + F_{62} = 2F_R \text{ и } F_{61} - F_{62} = 2F_d,$$

откуда
$$F_R = \frac{F_{61} + F_{62}}{2} \text{ и } F_d = \frac{F_{61} - F_{62}}{2}.$$

Данные соотношения справедливы только при симметричном пилообразном законе модуляции. Они позволяют путём измерения частот биений F_{61} и F_{62} определить дальность и радиальную скорость цели.

Примечание

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

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

1.4 Фазовые методы

Фазовые методы измерения расстояний основаны на измерении разности фаз излучаемых радиоволн и принимаемых отражённых или ретранслированных сигналов. Структурная схема простейшего фазового дальномера приведена на рис.1.18. Передатчик П с помощью передающей антенны $A_{\text{п}}$ излучает непрерывные немодулированные колебания

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

Принятые антенной $A_{\text{пр}}$ и приёмником П_р сигналы,

$$u_{\text{пр}}(t) = U_{\text{пр}} \cos[\omega_0(t + t_{\text{R}}) + \varphi_0],$$

имеющие задержку t_{R} пропорциональную дальности до цели, сравниваются по фазе в фазовом детекторе ФД. Результат сравнения без учёта дополнительных фазовых сдвигов будет равен

$$\Delta\varphi = \omega_0 t_{\text{R}}$$

учитывая, что $t_{\text{R}} = 2R/c$, получим

$$\Delta\varphi = \frac{2R\omega_0}{c}$$

$$\text{откуда } R = \frac{\Delta\varphi c}{2\omega_0} = k_{\text{ФД}} \cdot \Delta\varphi, \text{ где } k_{\text{ФД}} = \frac{c}{2\omega_0} = \text{const}$$

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

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

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\text{изм}} + 2n\pi,$$

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

Учитывая, что $\omega_0 = 2\pi f_0$, определим, чему будет равно максимальное значение однозначно измеренной дальности, при которой $\Delta\varphi_{\max} = 2\pi$:

$$R_{\max} = \frac{2\pi c}{4\pi f_0} = \frac{\lambda}{2}.$$

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

Для увеличения дальности действия в практически применяемых фазовых дальномерах используют амплитудную модуляцию излучаемых колебаний гармоническими колебаниями с относительно низкой частотой. Структурная схема фазового дальномера, использующего такие сигналы, приведена на рис.1.19. Излучаемый сигнал, в этом случае, можно представить в следующем виде

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

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

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

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

Сравнение фаз, излучаемых передатчиком П и принимаемых приёмником Пр сигналов, производится на частоте модуляции Ω , для чего на фазовый детектор ФД подаются сигнал модулятора М и выделенная амплитудным детектором АД огибающая принятого амплитудно модулированного колебания. Разность фаз при этом равна

$$\Delta\Phi = 2\Omega R/c,$$

а дальность
$$R = \frac{\Delta\Phi c}{2\Omega}$$

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

$$R_{\max} \leq \Lambda/2,$$

где Λ - длина волны модулирующего колебания.

Для увеличения дальности действия фазовых дальномеров используют также многочастотные методы. Рассмотрим эти методы на примере работы двухчастотного фазового дальмера, структурная схема которого показана на рис.1.20. Высокочастотные генераторы Г1 и Г2 формируют колебания с частотами ω_1 и ω_2 , которые одновременно излучаются с помощью антенны A_{Π} и подаются на смеситель СМ1. Смеситель выделяет сигнал разностной частоты $\omega_p = \omega_1 - \omega_2$, являющийся опорным для фазового детектора ФД. Аналогичный сигнал выделяет и смеситель СМ2, на который поступают принятые колебания с частотами ω_1 и ω_2 , прошедшие через соответствующие фильтры Ф1 и Ф2. Колебания, вырабатываемые смесителями, различаются фазой, зависящей от времени запаздывания t_R . Разность фаз этих колебаний выделяется фазовым детектором ФД

$$\Delta\varphi = 2R\omega_p/c,$$

откуда
$$R = \frac{\Delta\varphi c}{2\omega_p}.$$

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

Основными достоинствами фазовых дальномеров является относительная простота измерительного устройства и высокая точность измерений. Однако, следует заметить, что при понижении частоты, на которой производится измерение разности фаз, точность измерения дальности снижается.

Поэтому в фазовых системах используется несколько частот, на которых производятся измерения, то есть применяется многошкальный метод. Такой метод можно пояснить на примере часов, имеющих часовую, минутную и секундную шкалы. Применительно к системе измерения дальности на разностной частоте этот метод сводится к использованию нескольких вспомогательных частот $\omega_1, \omega_2, \omega_3 \dots$, позволяющих получать сетку частот биений (разностных частот) $\omega_1 - \omega_2, \omega_1 - \omega_3, \omega_2 - \omega_3 \dots$, на которых и производятся последовательно всё более точные измерения дальности.

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

2 МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

2.1 Общие сведения

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

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

Главными элементами радиопеленгатора являются (рис.2.1) приемная антенна $A_{\text{пр}}$ и приемник Пр, в которых осуществляется основное усиление и необходимые преобразования принятых сигналов, а также окончное

устройство ОУ, позволяющее произвести отсчет координаты или преобразовать полученную информацию о направлении на объект в форму удобную для последующего использования.

К основным характеристикам пеленгационного устройства относят пеленгационную характеристику $u_{\text{вых}} = f(\varphi)$, представляющую собой зависимость выходного напряжения пеленгатора от направления прихода радиоволн φ , и пеленгационную чувствительность $S_{\text{пел.}}$, равную крутизне пеленгационной характеристики устройства в направлении на источник излучения, то есть при $\varphi = \varphi_{\text{н}}$:

$$S_{\text{пел}} = \left| \frac{dU_{\text{вых}}(\varphi)}{d\varphi} \right|_{\varphi = \varphi_{\text{н}}}$$

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

В зависимости от того, какой из параметров принятого сигнала является носителем информации об угловом положении объектов методы измерения угловых координат разделяют на амплитудные, частотные, фазовые, амплитудно-фазовые и временные.

2.2 Амплитудные методы

2.2.1 Пеленгация по методу максимума.

Такой метод применяется преимущественно в РТС обзорного типа (рис.2.2 а). Узкая диаграмма направленности приемной антенны таких РТС при перемещении с постоянной скоростью Ω_A в заданном секторе пространства проходит направление на излучающий объект Ц (цель). Если объект имеет малую угловую протяженность по сравнению с шириной диаграммы направленности (точечная цель), а отраженный или переизлученный сигнал не флуктуирует, то амплитуда сигнала на выходе пеленгатора будет изменяться в соответствии с формой диаграммы направленности приемной антенны (рис.2.2 б).

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

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

Анализ огибающей принимаемого сигнала дает возможность зафиксировать максимум амплитуды сигнала и определить соответствующее ему направление на цель. Поэтому метод максимума часто называют методом анализа огибающей. Упрощенная структурная схема пеленгатора, реализующего метод максимума, приведена на рис.2.3. При работе с таким пеленгатором оператору необходимо следить за показаниями двух приборов: измерителя выходного напряжения $I(u)$ и указателя угла $I(\varphi)$ и сопоставлять эти показания во времени.

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

Недостатком метода является относительно малая точность, поскольку крутизна пеленгационной характеристики

в окрестности отсчетной точки минимальна и равна нулю в точке максимума. В типовых условиях погрешность измерения методом максимума составляет 1/5 ширины диаграммы направленности антенны. Для повышения точности пеленгования нужно применять остронаправленные антенны, что не всегда возможно реализовать из-за трудностей обеспечения необходимого относительного раскрыва антенны, приводящих к увеличению масса–габаритных характеристик антенной системы, и из-за возрастания времени обзора заданного сектора пространства.

В РТС с импульсным излучением для повышения точности пеленгации можно использовать метод «вилки», при котором фиксируется начало и конец пачки импульсов, принятых при проходе симметричной диаграммы направленности антенны направления на цель. На рис.2.4 а приведена пеленгационная характеристика такой РТС в виде огибающей пачки принятых импульсов (пунктир), следующих с периодом $T_{\text{и}}$, при вращении антенны со скоростью $\Omega_{\text{А}}$. Положение максимума характеристики соответствует середине пачки импульсов, определяемой очевидным соотношением

$$\varphi_{\text{ц}} = \frac{\varphi_{\text{н}} + \varphi_{\text{к}}}{2},$$

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

Структурная схема одного из вариантов реализации такого метода показана на рис.2.4 б. Входные импульсы после ограничения в пороговом устройстве ПУ поступают на калибратор длительности КД и далее на вентили запрета ВЗ и линию задержки ЛЗ, где задерживаются на время периода следования $\tau_{\text{з}}=T_{\text{и}}$. Вентили запрета пропускают сигналы с выхода калибратора только в случае, когда на запрещающем входе 2 отсутствует сигнал. Временные диаграммы сигналов в соответствующих точках схемы показаны на рис.2.4 в.

Время $t_n = \varphi_n / \Omega_A$ соответствует началу пачки, а время $t_k = \varphi_k / \Omega_A$ - концу пачки, откуда
$$\varphi_n = t_n \Omega_A \text{ и } \varphi_k = t_k \Omega_A$$

2.2.2 Пеленгация по методу минимума.

Для реализации метода минимума необходимо наличие более сложной антенны, имеющей двухлепестковую пеленгационную характеристику с явно выраженным провалом между лепестками (рис.2.5). Антенна вращается до совпадения направления минимума с направлением на источник излучения. Координаты объекта определяют по направлению оси антенны, соответствующему минимальной амплитуде принятого сигнала. Структурная схема такого пеленгатора аналогична структурной схеме пеленгатора по методу максимума, которая приведена на рис.2.3.

Основным преимуществом метода минимума по сравнению с методом максимума является значительно большая пеленгационная чувствительность, так как в области минимума сигнал резко изменяется даже при незначительных отклонениях минимума диаграммы направленности от направления на объект. Это позволяет реализовать высокую точность определения направления на источник излучения.

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

При реализации метода минимума чаще всего используют рамочные антенны. Такие антенны представляют собой один или несколько последовательно соединенных витков провода, имеющих круглую, квадратную или многоугольную форму. На рис.2.6 а показана прямоугольная рамочная антенна, произвольно ориентированная в пространстве. Рассмотрим ее работу.

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

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

Волны, проходящие по всем другим направлениям, рамка принимает тем хуже, чем ближе это направление к перпендикуляру к плоскости рамки. Диаграмма направленности такой антенны в плоскости, перпендикулярной плоскости рамки, представляет собой восьмерку, образованную двумя касающимися окружностями, с резко выраженными направлениями нулевого приема (рис.2.6 б). Следует отметить, что напряжения на выходе рамки при приеме сигналов на правый и левый лепестки диаграммы будут отличаться по фазе на 180° . Пеленгационная

характеристика пеленгатора с рамочной антенной, представляющая собой синусоидальную зависимость выходного напряжения от угла прихода радиосигналов φ , приведена на рис. 2.7.

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

2.2.3 Равносигнальные методы пеленгации

Основным признаком таких методов является обязательное наличие так называемого **равносигнального направления**, формируемого антенной системой угломерной аппаратуры. Это направление является базовым для пеленгатора и его положение в пространстве в любой момент времени известно. Совмещая равносигнальное направление с направлением прихода радиоволн, можно определить угловые координаты активного или пассивного источника излучения. Точность измерения пеленга будет определяться погрешностью совмещения равносигнального направления с направлением на источник излучения. Момент совмещения определяется результатом сравнения по амплитуде сигналов принятых несколькими антеннами одновременно или одной антенной, но в различные моменты времени. В первом случае такие методы называют методами **одновременного сравнения сигналов**, а во втором – **последовательного сравнения**. Рассмотрим эти методы.

2.2.3.1 Метод одновременного сравнения сигналов по амплитуде (моноимпульсный метод)

При реализации такого метода в общем случае в пеленгаторе используется антенная система, объединяющая

две пары направленных антенн с одинаковыми диаграммами. Оси диаграмм направленности антенн в каждой паре смещены в пространстве друг относительно друга на небольшой фиксированный угол γ , как это показано для одной пары на рис.2.8 а. Пересекаясь в пространстве диаграммы формируют так называемую **равносигнальную плоскость** (РСП на рис.2.8 б). Это название говорит о том, что амплитуды сигналов, принятых каждой антенной с любого направления, лежащего в этой плоскости, будут равны между собой. Любое отклонение направления на источник излучения от РСП (ψ на рис.2.8 а) приведет к различию амплитуд принятых антеннами сигналов (пропорционально коэффициентам усиления антенн $G_{1ц}$ и $G_{2ц}$). Это различие будет тем значительнее, чем больше ψ .

Равносигнальные плоскости, сформированные каждой парой антенн, расположены ортогонально друг относительно друга. Линия их пересечения в пространстве является **равносигнальным направлением** (РСН) антенной системы (рис.2.8в).

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

Структурная схема простейшего пеленгатора приведена на рис.2.9а. Сигналы, принятые каждой антенной, преобразуются, усиливаются в УПЧ, детектируются и сравниваются по амплитуде в схеме вычитания СВ. Выходное напряжение схемы вычитания будет равно нулю, если источник излучения (цель) находится на равносигнальном направлении. При смещении цели от равносигнального направления на выходе схемы вычитания возникает напряжение, величина и знак которого определяют величину и сторону смещения цели. Таким образом, выходное напряжение

схемы вычитания представляет собой пеленгационную характеристику, вид которой показан на рис.2.9 б. Характеристика обладает нечетной симметрией относительно равносигнального направления. В равносигнальном направлении крутизна пеленгационной характеристики максимальна.

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

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

Конструктивно антенная система аппаратуры, реализующей такой метод, представляет собой параболическое зеркало с четырьмя облучателями, расположенными в фокальной плоскости, но симметрично смещенными на малое расстояние относительно фокальной оси зеркала. Это смещение приводит к отклонению соответствующего лепестка диаграммы направленности антенной системы от оси зеркала. Отклонение луча для одного облучателя показано на рис.2.10.

Равносигнальные пеленгаторы совмещают основные достоинства методов максимума и минимума: это высокая крутизна пеленгационной характеристики и, как следствие,

высокая точность пеленгации и достаточно большой уровень входного сигнала в рабочей зоне пеленгатора. Для получения максимальной крутизны пеленгационной характеристики пересечение диаграмм направленности осуществляют при следующем соотношении (рис.2.8 а)

$$\gamma/2 = 0,4 \Theta,$$

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

$$G_{PCN} = 0,8 G_{\max},$$

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

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

К недостаткам рассмотренного простейшего моноимпульсного пеленгатора можно отнести зависимость крутизны пеленгационной характеристики от абсолютного значения амплитуды принимаемых сигналов. Это наглядно видно из рис.2.11, на котором показаны две пеленгационные характеристики угломерной системы, построенные при различных уровнях входных сигналов: чем меньше амплитуда входных сигналов, тем меньше крутизна характеристики, тем хуже чувствительность пеленгатора. Для устранения этого явления в пеленгатор вводят автоматическую регулировку усиления (АРУ) приемных каналов, которая работает по суммарному сигналу. Структурная схема такого суммарно-разностного пеленгатора приведена на рис.2.12.

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

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

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

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

Рассмотрим свойства кольцевого моста, схема которого приведена на рис.2.13. Плечи моста делают определенной длины, указанной на рисунке. Если синфазные сигналы, принятые двумя облучателями антенны, подать на выводы моста 2 и 4, то до вывода 3 они пройдут одинаковые пути, равные $\lambda/4$, с сохранением относительного фазового сдвига и будут суммироваться по амплитуде. К выводу 1 эти сигналы придут со сдвигом по фазе на 180° (так как $3/4\lambda - \lambda/4 = \lambda/2$) и на этом выводе образуется разностное напряжение. На рис. 2.14 а показаны в декартовой системе координат диаграммы

направленности антенны пеленгатора формируемые каждым из двух облучателей $G_1(\psi)$ и $G_2(\psi)$, а ниже – на рис. 2.14 б и в – суммарная $G_\Sigma(\psi)$ и разностная $G_\Delta(\psi)$ диаграммы направленности, образующиеся на соответствующих выходах кольцевого моста. Из разностной диаграммы видно, что при нахождении источника излучения на равносигнальном направлении (РСН) разностный сигнал равен нулю. При отклонении источника излучения от РСН фаза разностного сигнала либо совпадает с фазой суммарного, либо противоположна фазе суммарного сигнала.

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

Структурная схема пеленгатора с кольцевым мостом приведена на рис. 2.15. Суммарный U_Σ и разностный U_Δ сигналы поступают на входы соответствующих приёмных каналов, в которых они преобразуются в промежуточную частоту и усиливаются до необходимого уровня в УПЧ.

В амплитуде разностного сигнала заложена информация о величине углового рассогласования. Для определения стороны отклонения линии визирования источника излучения относительно РСН нужно сравнить фазу сигнала разностного канала с фазой сигнала суммарного канала. Это сравнение осуществляется с помощью ключевого фазового детектора ФД, на который подаются сигналы с выходов обоих приемных каналов. Такой детектор можно представить как электронный ключ с интегратором на выходе (рис. 2.16), управляемый одним из выходных сигналов. В данном случае в качестве опорного (управляющего) используется суммарный сигнал U_Σ пеленгатора, который замыкает ключ при положительной полуволне напряжения. Напряжение на выходе детектора $U_{\text{вых}}$ будет определяться величиной и относительным фазовым сдвигом сигнала

разностного канала. В общем случае выходное напряжение будет равно

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{T} \int_{t_{\Phi}}^{t_{\Phi} + T/2} U_{\Sigma}(t) dt$$

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

На рис. 2.17 приведены временные диаграммы, поясняющие работу ключевого фазового детектора при синфазных (рис. 2.17 а) и противофазных (рис. 2.17 б) разностном и суммарном сигналах, при двух значениях амплитуд разностного сигнала (сплошная и пунктирная линии).

Зависимость выходного напряжения фазового детектора от угла прихода радиоволн, показанная на рис. 2.18, является пеленгационной характеристикой такого измерителя.

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

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

Сигнал с выхода суммарного канала в пределах рабочего участка пеленгационной характеристики максимален и практически мало изменяется по амплитуде. Это позволяет использовать его в комплексных РТС для обнаружения целей и измерения других навигационных параметров таких, как

дальность и скорость. На схеме пеленгатора (рис.2.15) этот выход обозначен $U_{\text{вых2}}$.

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

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

При реализации такого метода используется антенна с относительно узкой, симметричной диаграммой направленности, ось которой смещена относительно оси антенны на небольшой угол γ (рис.2.19 а). Диаграмма направленности вращается в пространстве вокруг оси антенны с угловой скоростью Ω_A . Так как ось диаграммы направленности при вращении перемещается по образующей кругового конуса, такое вращение носит название конического сканирования. На рис. 2.19 а показано пространственное положение вращающейся диаграммы направленности для двух произвольных моментов времени t_1 и t_2 . Из рисунка видно, что вдоль оси вращения диаграммы образуется равносигнальное направление (РСН) характерное тем, что амплитуда сигналов, принимаемых с этого направления, не зависит от

текущего положения в пространстве сканирующей диаграммы (направление на Ц₁, рис. 2.19 а). Если же источник сигнала будет смещен относительно РСН (Ц₂ на рис. 2.19 а) на угол ψ , то в направлении на Ц₂ будет происходить периодическое изменение коэффициента усиления приёмной антенны с частотой, равной угловой скорости вращения диаграммы и вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

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

где U_0 - амплитуда сигнала при отсутствии углового рассогласования ($\psi = 0$);

ω_0 - частота несущего колебания;

Ω_A - частота сканирования;

Φ - начальная фаза огибающей модуляции;

$$m - \text{коэффициент глубины модуляции } m = \frac{\Delta U_0}{U_0}.$$

При этом глубина амплитудной модуляции m прямо пропорциональна углу рассогласования ψ , а в фазе огибающей модуляции заложена информация о направлении углового отклонения. Вид амплитудно – модулированного сигнала, принимаемого с направления на Ц₂, показан на рис. 2.19 б. Моменты времени t_1 и t_2 соответствуют положениям диаграммы направленности на рис. 2.19 а. Период модуляции принимаемого сигнала равен

$$T_M = 2\pi / \Omega_A.$$

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

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигналов, можно получить информацию о величине и стороне отклонения источника излучения (цели) от РСН. Огибающую в этом случае называют с и г н а л о м о ш и б к и:

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

Структурная схема, реализующая рассмотренный алгоритм, приведена на рис.2.20.

Супергетеродинный приёмник преобразует по частоте, усиливает и нормирует принятые антенной $A_{\text{пр}}$ сигналы. Выделение огибающей амплитудно – модулированного сигнала осуществляется в детекторе сигнала ошибки ДСО. Управление положением антенны для совмещения РСН с линией визирования цели производится, как правило в азимутальной и угломестной плоскостях автономно. В связи с этим сигнал ошибки необходимо разложить на две ортогональные составляющие, пропорциональные угловым отклонениям цели α и β в этих плоскостях. Эти углы показаны на рис. 2.21. Определим их.

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

$$\rho = R \sin \psi,$$

где R – расстояние до цели.

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

$$\rho = R\psi.$$

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

$$\Delta x = R \alpha$$

$$\Delta y = R \beta$$

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

$$\Delta x = \rho \cos \Phi$$

$$\Delta y = \rho \sin \Phi,$$

где Φ - угловая координата цели в картинной плоскости.

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

$$R \alpha = R \psi \cos \Phi$$

$$R \beta = R \psi \sin \Phi$$

откуда

$$\alpha = \psi \cos \Phi$$

$$\beta = \psi \sin \Phi$$

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

$$u_{оп1}(t) = U_{оп1} \cos \Omega_A t$$

$$u_{оп2}(t) = U_{оп2} \sin \Omega_A t.$$

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

$$u_\alpha = U_{ош} \cos \Phi,$$

$$u_\beta = U_{ош} \sin \Phi.$$

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

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

Пеленгаторы, реализующие амплитудно-фазовый метод, имеют более простую конструкцию по сравнению с моноимпульсными измерителями, лучшие массогабаритные показатели и меньшую стоимость. Для определения углового отклонения источника излучения от РСН в двух взаимно перпендикулярных плоскостях в таких устройствах достаточно

одного приемного канала. К элементам и узлам антенны и приемника предъявляются умеренно жесткие требования к точности и стабильности.

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

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

$$t_{ан} \geq T_{ск} = 2\pi/\Omega_A ,$$

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

2.3 Частотный метод

Частотный метод основан на измерении доплеровского сдвига частоты принимаемых сигналов пропорционально угловому положению объекта, на котором размещен пеленгатор, относительно источника излучения радиоволн. Такой метод находит применение в радиотехнических системах ближней навигации. В частности, он реализован в микроволновой доплеровской системе посадки типа DMLS. Рассмотрим особенности этого метода на примере глиссадного радиомаяка (рис. 2.22).

Радиомаяк имеет две передающие антенны, одна из которых неподвижна $A_{п1}$, а другая $A_{п2}$ поступательно перемещается со скоростью V_A относительно $A_{п1}$ в интервале высот от $h = 0$ до $h = h_{\max}$. Неподвижная антенна излучает непрерывные колебания

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

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

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

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

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

Частота этих колебаний определяется как:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega + \frac{2\pi}{\lambda} V_A \sin \beta$$

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

Второе слагаемое определяется доплеровским приращением частоты, вызванным движением антенны:

$$\Omega_d = \frac{2\pi}{\lambda} V_A \sin\beta,$$

откуда текущее значение угловой координаты будет равно:

$$\beta = \arcsin \frac{\lambda \Omega_d}{2\pi V_A}.$$

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

Обычно подвижную антенну выполняют в виде линейной антенной решетки, излучатели которой подключаются к передатчику П с помощью электронного коммутатора, как это показано на рис.2.22.

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

Основным достоинством частотного метода является возможность эффективного подавления сигналов, отражённых от земли и местных предметов. Как видно из рис. 2.22, отражённые от подстилающей поверхности сигналы, на входе бортового пеленгатора будут иметь доплеровский сдвиг частоты отличный от доплеровского сдвига прямых сигналов из – за разных углов прихода радиоволн.

2.4 Временные методы

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

$$\varphi = t_a \Omega_A.$$

Таким образом, с помощью, радиоугломерной системы временного типа устанавливается зависимость между временем вращения диаграммы направленности передающей антенны радиомаяка и угловой координатой точки приема радиосигналов.

На практике применяют два варианта временных методов угловых измерений. Один из них носит название метода угловых измерений временного типа с фиксацией начала отсчёта и иллюстрируется рис. 2.23.

Узкая диаграмма направленности передающей антенны $A_{п1}$ радиомаяка (1 на рис. 2.23 а) совершает одностороннее круговое вращение в азимутальной плоскости с угловой скоростью Ω_A . В момент совпадения оси диаграммы с опорным направлением (например, направлением на Север N), другая вспомогательная антенна $A_{п2}$ радиомаяка излучает так называемый «нулевой» сигнал, который принимается пеленгатором, расположенном на летательном аппарате ЛА, и является началом отсчёта времени.

Антенна $A_{п2}$ и антенна пеленгатора имеют круговые (изотропные) диаграммы направленности (соответственно 2 и 3 на рис. 2.23 а).

Фиксируя по максимуму сигнала момент совпадения оси вращающейся диаграммы радиомаяка с направлением на пеленгатор, можно определить обратный пеленг $ЛA \alpha'$, который будет пропорционален промежутку времени t_α между приемом нулевого S_0 и азимутального сигналов S_α (рис. 2.23 б).

В некоторых реализациях радиомаячных систем для повышения точности угловых измерений передающая антенна радиомаяка имеет двухлепестковую диаграмму направленности, как это показано на рис. 2.24. На вход бортового радиопеленгатора от этой антенны поступают радиосигналы, огибающая которых имеет двойную колоколообразную форму (рис. 2.24 б). Направление на радиомаяк определяют по минимуму амплитуды принимаемых сигналов. В бортовой аппаратуре пеленгатора в этот момент формируется азимутальный импульс S'_α , передний фронт которого соответствует оси симметрии диаграммы направленности передающей антенны. Угловая координата летательного аппарата определяется, как и в предыдущем случае, по временному интервалу t_α между опорным S_0 и азимутальным S'_α импульсами.

Далее рассмотрим второй вариант угловых измерений, который называют методом угловых измерений временного типа без фиксации начала отсчета (рис. 2.25). Этот вариант не требует использования опорных сигналов и реализуется путем изменения направления вращения диаграммы направленности передающей антенны радиомаяка. За один цикл измерения вращающаяся узконаправленная диаграмма передающей антенны $A_{п}$ радиомаяка РМ (1 на рис. 2.25 а) совершает два поворота в пределах рабочего сектора Φ_α : первый – по часовой стрелке, второй – против часовой стрелки. Угловая скорость движения диаграммы в

обоих случаях одинакова и равна Ω_A . Закон изменения углового положения диаграммы направленности антенны показан на графике рис. 2.25 б.

После первого поворота диаграмма направленности фиксируется на границе сектора и удерживается в этом положении некоторое время t_{Π} . После завершения прямого хода начинается возвратное движение. В процессе прямого и возвратного движения диаграмма направленности антенны дважды проходит через направление на летательный аппарат ЛА. Пеленгатор летательного аппарата, имеющий круговую диаграмму направленности антенны (2 на рис.2.25 а), осуществляет приём излучаемых сигналов и формирует два импульса S_1 и S_2 , показанных на рис.2.25 в.

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

$$t_{\alpha} = (t_0 - t_{ЛА})/2$$

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

$$\alpha_{ЛА} = t_{\alpha} \cdot \Omega_A = [\Omega_A \cdot (t_0 - t_{ЛА})] / 2$$

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

отсчета времени принимается момент приема первого из принятых импульсов.

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

2.5 Фазовые методы

Фазовые методы основаны на сравнении фаз сигналов, принятых антенной системой, имеющей несколько точек приема разнесенных в пространстве. В общем случае такая система состоит из двух пар приемных антенн. Каждая пара позволяет определить угловые координаты источника излучения в одной плоскости. Алгоритм измерения для каждой пары антенн одинаковый, поэтому можно ограничиться рассмотрением процесса пеленгования в одной плоскости, как это показано на рис.2.26.

Фазовые центры приемных антенн $A_{ПР1}$ и $A_{ПР2}$ расположены на расстоянии d друг от друга, которое называется базой антенной системы. Обычно длина базы значительно меньше расстояния до источника сигнала R

$$d \ll R,$$

поэтому можно принять фронт приходящей волны в пределах базы плоским, а пути прихода радиоволны в окрестности антенной системы параллельными. Если источник излучения будет находиться на направлении, совпадающем с нормалью к середине базы, то радиоволна от источника пройдет одинаковое расстояние до каждой антенны $R_1=R_2$ и сигналы на выходе антенн будут иметь одинаковые фазы. Это направление называют равносигнальным направлением (РСН на рис.2.26 а). При отклонении направления на источник излучения от равносигнального направления принятые антеннами сигналы будут иметь фазовый сдвиг, пропорциональный разности расстояний R_1 и R_2 (рис.2.26 б).

Если сигнал принятый антенной $A_{ПР1}$ представить в виде

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

то принятый антенной $A_{ПР2}$ будет

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

Разность фаз этих сигналов равна

$$\Delta\varphi = \omega t_R,$$

где $t_{\text{r}} = \Delta R / c$ – время запаздывания сигналов, принимаемых антенной $A_{\text{ПР2}}$; $\Delta R = R_2 - R_1$.

Так как

$$\omega = 2\pi f = 2\pi / T,$$

то разность фаз можно представить таким образом

$$\Delta\varphi = 2\pi \Delta R / \lambda.$$

Угол между направлением прихода волны и равносигнальным направлением на рис. 2.26 б обозначен γ , поэтому фронт волны образует с базой антенны также угол γ .

Разность расстояний ΔR из треугольника $A_{\text{ПР1}} A_{\text{ПР2}} B$ можно выразить следующим образом

$$\Delta R = d \sin \gamma,$$

тогда

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \gamma,$$

откуда

$$\gamma = \arcsin \frac{\Delta\varphi \lambda}{2\pi d}.$$

При малых углах рассогласования $\sin \gamma \approx \gamma$ и $\gamma \approx \frac{\Delta\varphi \lambda}{2\pi d}$.

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

$$\gamma = K \Delta\varphi,$$

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

Структурная схема одного из вариантов реализации фазового пеленгатора приведена на рис.2.27. В качестве фазочувствительного элемента в таких пеленгаторах используют фазовые детекторы ФД. Для исключения влияния флуктуаций амплитуды входных сигналов на результаты измерений, сигналы, до подачи на фазовый детектор нормируют по амплитуде путем ограничения (ОГ на рис.2.27)

или применения эффективной АРУ в усилительных каналах приемника Пр.

Напряжение на выходе фазового детектора можно записать в виде

$$u_{\phi\delta}(\gamma) = K_{\phi\delta} U_0 \cos \Delta\varphi = K_{\phi\delta} U_0 \cos\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \gamma\right),$$

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

$$u_{\phi\delta}(\gamma) = K_{\phi\delta} U_0 \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \gamma\right).$$

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

$$u_{\phi\delta}(\gamma) = U_0 (2\pi d / \lambda) \gamma$$

Зависимость нормированного напряжения фазового детектора от угла рассогласования γ называется пеленгационной характеристикой угломерной системы (рис.2.28)

$$F(\gamma) = \frac{u_{\phi\delta}(\gamma)}{U_0}.$$

Определение пеленга источника излучения можно осуществлять двумя путями: либо находить значение и знак угла рассогласования γ по показаниям индикатора выходного напряжения $I(u)$, либо поворачивать антенную систему до тех пор, пока выходное напряжение не окажется равным нулю, что

соответствует равенству нулю и угла γ , и отсчитывать пеленг по индикатору положения антенной системы $I(\gamma)$.

Производную пеленгационной характеристики при $\gamma \rightarrow 0$

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

называют крутизной пеленгационной характеристики или чувствительностью пеленгования

Из выражения видно, что чувствительность пеленгования зависит от отношения d/λ , которое называют относительной базой. С увеличением относительной базы чувствительность, и соответственно точность пеленгования, возрастают. Однако при $d/\lambda > 1/2$ может появиться неоднозначность измерения угловых координат из-за периодичности пеленгационной характеристики (сплошная линия на рис. 2.29). Для исключения неоднозначности производят измерения при различных отношениях d/λ , то есть используют многошкальный метод построения системы (также как в фазовых дальномерных системах). Антенная система в таких измерителях имеет несколько баз. При этом малая база образует грубую шкалу с однозначным отсчетом угловой координаты, а большая база – точную шкалу. На рис. 2.29 штриховой линией показана пеленгационная характеристика системы с малой относительной базой $d_2/\lambda < d_1/\lambda$. Очевидно, что погрешность измерения по грубой шкале не должна превышать интервал однозначности точной шкалы $\Delta\gamma$. Применение многобазовых фазовых измерителей позволяет обеспечить весьма высокоточное и однозначное определение угловых координат в широком секторе.

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

Уменьшить такое влияние позволяет применение суммарно-разностных пеленгаторов, в которых на входе системы с помощью высокочастотных мостовых схем образуется сумма и разность принятых сигналов, аналогично тому, как это осуществляется в моноимпульсных амплитудных пеленгаторах. Структурная схема такого пеленгатора приведена на рис.2.30. Суммарный и разностный сигналы после кольцевого моста КМ усиливаются двумя идентичными усилителями высокой частоты УВЧ и сравниваются по фазе в фазовом детекторе ФД. Изменения фазовых сдвигов в каналах усиления такой схемы приводит лишь к изменению крутизны пеленгационной характеристики.

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

3 МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ

3.1 Общие сведения

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

$$V_{\text{ср}} = R / t_{\text{р}},$$

где R - расстояние между ориентирами; $t_{\text{р}}$ - время движения.

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

3.2 Физические основы доплеровских методов измерения

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

Физический смысл этого эффекта можно пояснить следующим образом (рис. 3.1). Если передатчик П, излучающий колебания с частотой f_0 , и приёмник неподвижны и расстояние между ними R не изменяется, то приёмник за единицу времени воспримет то же число колебаний, которое послал излучатель. Частота принимаемых сигналов в этом случае будет равна частоте сигналов излучения $f_{пр} = f_0$. Если приёмник перемещается со скоростью V в направлении передатчика, он как бы движется навстречу распространяющимся колебаниям, и потому примет за единицу времени избыточное число колебаний по сравнению с неподвижным вариантом. Частота принимаемых сигналов будет более высокая, чем излучаемых $f_{пр} > f_0$. И наконец, приёмник удаляется от излучателя, он как бы «отступает» от набегающих на него волн колебаний, и не сможет принять за единицу времени некоторой части колебаний, которые успели бы его достигнуть, если бы он был неподвижен.

В этом случае частота принимаемых колебаний будет уменьшаться по сравнению с излучаемой $f_{пр} < f_0$.

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

$$f_0 - f_{пр} = F_d.$$

Определим зависимость доплеровского приращения частоты от скорости движения объектов. Причём

рассмотрим более общий случай, когда приёмник находится на движущемся объекте (например на летательном аппарате) и направление вектора скорости объекта не совпадает с линией визирования «передатчик – приёмник» (рис. 3.2).

Пусть передатчик излучает гармонические колебания вида

$$u(t) = U \sin \omega_0 t = U \sin \varphi(t) ,$$

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

$$R(t) = R_0 - \int V(t) \cos \beta(t) dt$$

Колебания в месте приёма запаздывают относительно излучаемых на время $\tau = R(t) / c$, где c – скорость распространения радиоволн. Мгновенная фаза принятых колебаний определяется формулой

$$\varphi = \omega_0 [t - R(t)/c],$$

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

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

Из последнего выражения легко определить доплеровское приращение частоты

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

Принимая во внимание, что

$$f_0 = \omega_0 / 2\pi, \text{ а } f_0 / c = 1 / \lambda,$$

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

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

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

Решая уравнение, определяющее частоту Доплера, относительно значения скорости, получим

$$V(t) = \frac{F_d \lambda}{\cos \beta(t)},$$

или $V_r(t) = F_d \lambda$.

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

3.3 Беззапросные методы

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

Упрощенная структурная схема одного из вариантов реализации беззапросной системы приведена на рис. 3.3. Передатчик П излучает непрерывный гармонический сигнал частоты f_0 , который принимается аппаратурой измерительного пункта. Усиление принятого сигнала, отличающегося по частоте от излучаемого на величину доплеровского смещения F_d , производится на промежуточной частоте

$$f_{пч} = f_{пр} - f_1 = f_0 + F_d - f_1,$$

где f_1 – частота опорного сигнала, поступающего на смеситель СМ1 из блока эталонных частот БЭЧ. Сигналы промежуточной частоты подаются на смеситель СМ2, опорный сигнал для которого имеет частоту

$$f_2 = f_{оп} - f_1 - F_0,$$

где F_0 – так называемая частота подставки, которая вводится для определения знака доплеровского смещения F_d и удовлетворяет условию

$$F_0 > |F_{d \max}| = f_0 \frac{|V_{r \max}|}{c},$$

где $V_{r \max}$ – максимальное значение радиальной составляющей скорости объекта.

Частота $f_{0п}$ выбирается равной частоте f_0 колебаний передатчика. При этих условиях на выходе смесителя СМ2 выделяется сигнал, частота которого

$$F_{и} = f_{пч} - f_2 = F_0 + F_d$$

отличается от доплеровского смещения на известную частоту подставки F_0 . Частота $F_{и}$ измеряется в конечном устройстве системы – измерителе частоты И. Измерив частоту $F_{и}$, можно определить не только величину, но знак доплеровского смещения.

Двойное преобразование частоты в приёмной аппаратуре измерительного пункта обусловлено тем, что относительное значение частоты F_d/f_0 , равное отношению скоростей V_r/c , невелико ($\sim 10^{-5}$ и меньше). Поэтому выделить F_d в результате однократного преобразования частоты можно лишь при использовании контуров с очень высокой, практически недостижимой добротностью [7].

К основным достоинствам таких измерителей можно отнести относительную простоту схемных и конструктивных решений. Такие системы не содержат модуляторов, синхронизаторов и других сложных устройств, необходимых в измерителях иного типа. В них отсутствуют высокие импульсные напряжения. Кроме того, приём сигналов возможен до самых малых расстояний, так как у таких измерителей нет так называемой «мертвой зоны», характерной для импульсных радионавигационных измерителей.

Основная трудность реализации беззапросных измерителей скорости связана с необходимостью иметь в месте приёма сигнал, частота которого с высокой точностью равна частоте передатчика. Так как передатчик и генератор эталонной частоты измерительного пункта расположены в удалённых друг от друга точках пространства и не синхронизированы, то обеспечить это равенство при длительных полётах достаточно трудно и измерение скорости будет происходить с погрешностью, которая тем больше, чем ниже стабильность частот f_0 и $f_{оп}$. В большинстве практических случаев для нормального функционирования беззапросной системы относительная долговременная стабильность этих частот должна быть не хуже $\delta f = (10^{-10} \div 10^{-11})$ [9]. Такая стабильность в настоящее время может быть обеспечена только с помощью атомных эталонов частоты, что значительно усложняет схемное и конструктивное построение системы, увеличивает её стоимость.

3.4 Запросные методы

В з а п р о с н ы х системах (рис. 3.4) в одном и том же пункте производится приём и излучение колебаний, которые ретранслируются или отражаются движущимся объектом (радиолокационный случай). В таких системах эффект Доплера проявляется дважды. Это происходит потому, что объект можно рассматривать как вторичный излучатель и расстояния между передатчиком и объектом и объектом и приёмником изменяются по одному и тому же закону. Обозначая частоту отражённого от объекта сигнала как ω'_0 получим частоту сигнала на входе приёмника

$$\omega_{пр} = \omega'_0 \left[1 + \frac{V(t)}{c} \cos \beta(t) \right].$$

Подставив значение ω'_0 , полученное при рассмотрении беззапросного метода, будем иметь

$$\omega_{\text{пр}} = \omega_0 \left[1 + \frac{V(t)}{c} \cos \beta(t) \right]^2.$$

При разложении в ряд полученного выражения достаточно воспользоваться только первыми членами ряда, так как практически всегда выполняется условие

$$\frac{V(t)}{c} \ll 1$$

Тогда

$$\omega_{\text{пр}} \simeq \omega_0 \left[1 + \frac{2V(t)}{c} \cos \beta(t) \right],$$

откуда

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

или

$$F_{\text{д}} = f_0 \frac{2V(t)}{c} \cos \beta(t) = \frac{2V(t)}{\lambda} \cos \beta(t) = \frac{2V_r(t)}{\lambda}$$

Значение скорости в этом случае равно

$$V(t) = \frac{F_{\text{д}} \lambda}{2 \cos \beta(t)} \quad \text{или} \quad V_r(t) = \frac{F_{\text{д}} \lambda}{2}$$

В частном случае прямолинейного равномерного движения, когда $V(t) = V_0 = \text{const}$, последнее выражение несколько упрощается

$$F_{\text{д}} = \frac{2V_0}{\lambda} \cos \beta(t) = \frac{2V_{r0}}{\lambda},$$

и частота $F_{\text{д}}$ является функцией только угла β . При $\beta = \pi/2$, $V_r = 0$ и $F_{\text{д}} = 0$. При $\beta > \pi/2$, $V_r < 0$ и $F_{\text{д}}$ меняет знак на обратный. В общем случае зависимость $F_{\text{д}}$ от угла β характеризуется косинусной полярной диаграммой, приведенной на рис. 3.5, годограф которой имеет вид восьмёрки. Из диаграммы видно, что как при сближении так и при удалении объекта доплеровская частота достигает максимума $F_{\text{д}} = F_{\text{д max}}$, когда вектор скорости направлен

вдоль радиолуча ($\beta = 0$ и $\beta = \pi$) и равен нулю $F_d = 0$ при $\beta = \pm \pi/2$.

На рис. 3.6 приведена упрощенная структурная схема запросной системы измерения скорости, работающей с отражёнными от объекта сигналами. Алгоритм преобразования сигналов и измерения информационных параметров в запросной системе аналогичен рассмотренному выше алгоритму в беззапросной системе. Однако существенное различие этих систем заключается в том, что в запросной системе в качестве гетеродинных сигналов смесителей используются колебания задающего генератора, формирующего несущие колебания передатчика. Поэтому на точность измерения сказывается уход частоты этого генератора только за время распространения сигнала до отражающего объекта и обратно. Обеспечить высокую кратковременную стабильность частоты генератора можно гораздо проще, чем высокую долговременную стабильность в беззапросных системах. Так достаточную точность измерения скорости во многих практических случаях радионавигационных измерений можно получить, применяя известные методы кварцевой стабилизации частоты задающего генератора.

К основным недостаткам запросных систем, работающих с отражёнными сигналами, можно отнести трудность селекции принимаемых сигналов на фоне сигналов передатчика и, как следствие, необходимость реализации высокой степени энергетической развязки между передающим и приёмным трактами, достигающей 80 дБ и более [10]. Этот недостаток отсутствует в запросных системах с ретрансляцией сигналов, упрощенная структурная схема которой приведена на рис. 3.7.

Колебания, излучаемые передатчиком измерительного пункта, переизлучаются ретранслятором с одновременным умножением частоты ретранслируемых колебаний в k раз. Умножение частоты производится для того, чтобы можно было отселектировать принимаемый измерительным пунктом

слабый сигнал на фоне сигнала передатчика. Для рассматриваемого варианта запросной системы $k = (n - 1)/n$, где n – целое число (например $n = 16$). При этом излучаемый ретранслятором сигнал используется в качестве сигнала гетеродина в приёмнике ретранслятора. Промежуточная частота приёмника ретранслятора

$$F_{пч} = f_{пр} - [(n - 1)/n] f_0 = f_{пр}/n,$$

где $f_{пр} = f_0 [1 - (V_r / c)]$ – частота принимаемого сигнала. Излучаемый ретранслятором сигнал формируется из сигнала частоты $f_{пч} = f_{пр}/n$ умножением его по частоте в $(n - 1)$ раз в умножителе частоты УЧ. Частота сигнала на входе приёмника измерительного пункта

$$f_{пр} = k f'_{пч} (1 - \frac{V_r}{c}) \approx k f_0 (1 - \frac{2V_r}{c}).$$

$$\text{Отсюда } F_d = f_{пр} - k f_0 = -k f_0 \frac{2V_r}{c} = -\frac{2kV_r}{\lambda}.$$

Последнее соотношение позволяет определить радиальную скорость V_r по измеренному значению частоты F_d

$$V_r = \frac{F_d c}{2k f_0} = \frac{F_d \lambda}{2k}.$$

Для того, чтобы можно было определить знак F_d , в приёмнике измерительного пункта с помощью двух смесителей формируется сигнал частоты $F_{и} = F_d + F_0$. Для этого частота сигнала гетеродина в первом смесителе выбирается равной f_0 , а во втором смесителе – $(1 - k) f_0 + F_0$. На выходе первого смесителя выделяется сигнал частоты $f_0 - f_{пр}$, а на выходе второго смесителя – сигнал частоты $F_{и} = F_d + F_0$. Частота $F_{и}$ измеряется измерителем частоты И.

Различие частот сигналов принимаемых и излучаемых ретранслятором позволяет осуществить развязку по частоте сигналов излучаемых и принимаемых измерительным пунктом. Кроме того, упрощается конструкция аппаратуры и её размещение на объектах, так как появляется возможность использовать одну антенну для передачи и приёма как в

ретрансляторе, так и в аппаратуре измерительного пункта. Разделение сигналов на выходах антенн осуществляется с помощью высокочастотных развязывающих устройств РУ.

Однако, при реализации такого варианта теряется автономность работы измерителя и возникает зависимость дальности действия системы от энергетических показателей радиолинии.

3.5 Однолучевые ДИСС

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

Напомним, что путевой скоростью V называют горизонтальную составляющую скорости летательного аппарата ЛА (рис. 3.8). Она определяется как векторная сумма воздушной скорости V_v , т.е. скорости движения ЛА относительно воздушной среды, и скорости ветра W , т.е. скорости движения воздушной среды относительно Земли. Все три вектора образуют так называемый навигационный треугольник.

Угол между векторами путевой скорости V и воздушной скорости V_v называется углом сноса ϕ . Величина угла сноса определяется силой и направлением ветра. Направление вектора воздушной скорости V_v определяется направлением силы тяги двигателей и практически совпадает с продольной осью ЛА. Это направление известно. Следовательно, чтобы определить угол сноса нужно определить направление вектора путевой скорости. Доплеровский измеритель позволяет

непосредственно определить оба навигационных параметра: путевую скорость и угол сноса.

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

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

Как известно, отражение радиоволн обусловлено тем, что любой физический объект, находящийся на пути распространения радиоволн, будет представлять для них среду с другими значениями магнитной и диэлектрической проницаемости по отношению к первичной среде. Вследствие этого на границе раздела двух сред волны отражаются и преломляются. При этом часть энергии облучающей волны возвращается в первую среду, а часть её преломляется и переходит во вторую среду. Таким образом, любой объект, отражающий радиоволны, можно представить в виде источника вторичного излучения.

Характер отражения радиоволн от протяжённой поверхности определяется прежде всего соотношением

между длиной радиоволны λ и размерами неровностей отражающей поверхности. Если линейный размер d , характеризующий максимальную неровность поверхности, много меньше длины волны $d \ll \lambda$, поверхность является для данного излучения гладкой, зеркальной и отражение от неё происходит по законам геометрической оптики: угол падения равен углу отражения (рис. 3.9 а). Если размеры неровностей поверхности сравнимы с длиной волны $d \sim \lambda$, поверхность является для данного излучения шероховатой, а отражение от неё происходит диффузно, равномерно во всех направлениях, как это показано на рис. 3.9 б. Интенсивность отражённого сигнала не зависит от угла приёма радиоволн.

Реальная земная или водная поверхность представляет собой весьма сложный отражающий объект, который нельзя отнести ни к одному из рассмотренных видов поверхностей. На ней имеются неровности с $d \gg \lambda$, но они сами имеют неровности, для которых $d < \lambda$ и $d \sim \lambda$. В общем случае такую поверхность можно представить в виде модели, состоящей из совокупности большого числа независимых и случайно расположенных отражающих элементов. Каждым элементом рассеивается часть падающей на него энергии. Следствием этого, а также в результате пространственной интерференции радиоволн, отражённых от различных элементов поверхности, формируется сложная многолепестковая диаграмма вторичного излучения, показанная на рис. 3.9 в. Форма такой диаграммы имеет случайный характер и зависит от направления облучения. Кроме того, на неё накладываются острые лепестки отражений от таких объектов, размеры которых кратны нечётному числу полуволн

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

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

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

$$K_{ор} = P_{отр} / P_{отр.и}$$

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

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

Путевая скорость и угол сноса могут быть измерены аппаратурой, которая имеет в своём составе передающее и приёмное устройства и антенную систему, создающую узконаправленный луч для облучения подстилающей поверхности при горизонтальном полёте летательного аппарата. Для получения доплеровского приращения частоты отражённого сигнала, излучение передатчика должно быть направлено под острым углом к оси летательного аппарата в нижнюю полусферу, например, как показано на рис 3.10. Вследствие конечной ширины луча всегда облучается некоторый участок поверхности в виде площадки S .

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

Очевидно, что элементарные отражатели, облучаемые под одинаковым углом β_i , при прочих равных условиях дадут одинаковое значения доплеровской частоты. Следовательно, линией положения отражателей, дающих одно и тоже значение доплеровской частоты, является линия пересечения горизонтальной поверхности с конусом, ось которого совпадает с направлением вектора путевой скорости. Такой линией является гипербола. Семейство линий положения, дающих одинаковые значения доплеровской частоты, называемых **и з о ч а с т о т н ы м и** линиями, является семейство гипербол.

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

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

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

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

$$F_i = f_0 + F_{\text{дi}} = f_0 + \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_i$$

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

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

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

Облучение участков поверхности и приём сигналов в доплеровских измерителях осуществляется, как правило, антеннами с достаточно узкими диаграммами направленности. Это обуславливает различный уровень принятых сигналов от разных точек отражающей поверхности. Если не учитывать малые различия энергии элементарных сигналов, связанные с различием расстояний до гиперболических полосок в пределах раствора диаграммы направленности антенны, а также различием коэффициентов обратного рассеяния отдельных участков отражающей площадки, то огибающая доплеровского спектра будет определяться формой диаграммы направленности антенны. В частности, симметричной диаграмме направленности соответствует симметричный спектр, огибающая которого показана на рис. 3.11. Средняя частота спектра

$$F_{\text{до}} = \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0$$

соответствует направлению максимума диаграммы направленности.

Ширину доплеровского спектра на уровне половинной мощности нетрудно определить, используя рисунки 3.10 и 3.11. Граничные частоты отражённых сигналов

$$F_{дmin} = \frac{2V}{\lambda} \cos(\beta_0 + \frac{\Theta_\beta}{2})$$

$$F_{дmax} = \frac{2V}{\lambda} \cos(\beta_0 - \frac{\Theta_\beta}{2})$$

Ширина спектра равна их разности

$$\begin{aligned} \Delta F_d = F_{дmax} - F_{дmin} &= \frac{2V}{\lambda} \left[\cos(\beta_0 - \frac{\Theta_\beta}{2}) - \cos(\beta_0 + \frac{\Theta_\beta}{2}) \right] = \\ &= \frac{4V}{\lambda} \sin \beta_0 \sin \frac{\Theta_\beta}{2} \end{aligned}$$

Здесь Θ_β - ширина диаграммы направленности антенны по уровню 0,5 в угломестной плоскости. При достаточно узкой диаграмме направленности, когда $\Theta_\beta \ll 1$, можно принять

$$F_d \approx \frac{2V}{\lambda} \sin \beta_0 \Theta_\beta$$

Таким образом, ширина доплеровского спектра пропорциональна путевой скорости летательного аппарата, ширине диаграммы направленности антенны измерителя и углу между направлениями полёта и максимума излучения.

Относительная ширина доплеровского спектра

$$\Delta F_d / F_{до} = \Theta_\beta \operatorname{tg} \beta_0$$

При типовых значениях $\beta = 70^\circ$; $\Theta_\beta \approx 4 \div 5^\circ$

$$\Delta F_d / F_{до} \leq 0,1 \div 0,15.$$

Следовательно, спектр доплеровского сигнала, поступающего в измеритель, узкополосен.

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

В общем случае при горизонтальном полёте ось диаграммы направленности антенны конкретных ДИСС может не совпадать с направлением вектора путевой скорости не только в вертикальной, но и в горизонтальной плоскости, как это показано на рис. 3.12. Тогда средняя частота доплеровского спектра будет пропорциональна

проекции вектора скорости на направление облучения в обеих плоскостях

$$F_{до} = \frac{2V}{\lambda} \sin \beta_0 \cos \gamma$$

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

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

Это такая же зависимость F_d , как и на рис. 3.5, годограф которой имеет вид восьмёрки (пунктир на рис. 3.13). При повороте антенны в горизонтальной плоскости до совмещения оси диаграммы направленности с направлением вектора путевой скорости, угол $\gamma = 0$ и доплеровское приращение частоты достигает максимального значения

$$F_{d \max} = \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 \quad *$$

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

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

На рис 3.14 приведена упрощенная структурная схема однолучевого ДИСС. Передатчик П излучает через антенну A_p колебания частоты f_0 . На приёмную антенну $A_{пр}$ поступает отражённый сигнал частоты $f_{пр} = f_0 + F_d$, который подаётся на сигнальный вход смесителя СМ. На другой вход смесителя подаётся часть мощности излучаемого сигнала частоты f_0 , играющего роль сигнала когерентного гетеродина. На выходе смесителя формируется сигнал биений между этими двумя сигналами, частота которого равна F_d . После усиления в усилителе доплеровской частоты УДЧ преобразованный сигнал

поступает на частотомер Ч, индикатор которого И проградуирован в значениях скорости V.

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

а) Низкая точность определения максимального значения частоты доплеровского приращения. Это видно из рассмотрения рис. 3.13. В окрестности точки отсчёта $F_{д\max}$ крутизна годографа $F_{д}(\gamma)$, равная $dF_{д}/d\gamma$, близка к нулю, что приводит к недопустимой погрешности измерения угла сноса φ .

Произведем оценку этой погрешности. Предположим, что в момент измерения $F_{д\max}$ угол $\gamma \neq 0$. При этом доплеровское смещение частоты отличается от $F_{д\max}$

$$\begin{aligned}\Delta F_{д} &= F_{д\max} - F_{д\text{изм}} = \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 - \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 \cos \gamma = \\ &= \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_0 (1 - \cos \gamma) = F_{д\max} 2 \sin^2 \frac{\gamma}{2} \approx F_{д\max} \frac{\gamma^2}{2}\end{aligned}$$

Отсюда можно найти погрешность измерения угла сноса, вызванную неточностью определения максимальной частоты доплеровского смещения:

$$\Delta \varphi = \gamma \approx \sqrt{\frac{2 \Delta F_{д}}{F_{д\max}}}.$$

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

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

$$\Delta V / V = \Delta F_{д} / F_{д\max}.$$

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

Предположим, что угол тангажа $\theta \neq 0$, как это показано на рис. 3.15. Тогда истинное значение угла облучения будет отличаться от расчётного β_0 на величину $\Delta\beta_0 = \theta$.

Дифференцируя выражение Π для $F_{d \max}$ по параметру β_0 , получим

$$\frac{dF_{d \max}}{d\beta_0} = -\frac{2V}{\lambda} \sin \beta_0$$

При конечных приращениях запишем

$$\Delta F_{d \max} = -\frac{2V}{\lambda} \sin \beta_0 \Delta\beta_0$$

Следовательно

$$\left| \frac{\Delta V}{V} \right| = \left| \frac{\Delta F_{d \max}}{F_{d \max}} \right| = \frac{\sin \beta_0}{\cos \beta_0} \Delta\beta_0 = \Delta\beta_0 \operatorname{tg} \beta_0 = \theta \operatorname{tg} \beta_0$$

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

в) Сама траектория полёта на отдельных участках может проходить под углом к горизонтальной плоскости (например при наборе высоты), что приводит к погрешностям определения путевой скорости того же порядка, как и в предыдущем случае.

Уменьшение погрешностей, вызываемых изменением углов ориентации, можно достигнуть путём стабилизации антенны в горизонтальной плоскости или введения поправок на углы ориентации в вычислительном устройстве при обработке данных измерения (с т а б и л и з а ц и я д а н - н ы х). Однако, это приводит к существенному усложнению системы.

3.6 Многолучевые ДИСС

Наиболее радикальным путём повышения точности измерений путевой скорости и угла сноса является применение многолучевых ДИСС, с различными конфигурациями направленности антенных лучей. В основном находят применение трёх- и четырёх лучевые ДИСС, с направленностями лучей, показанных условно на рис. 3.16. X - и Y – образные конфигурации используются на самолётах и космических аппаратах, а T – образная - на вертолётах, для которых характерны большие углы сноса.

Принцип действия многолучевых ДИСС удобнее рассмотреть на примере X – образной системы, расположение лучей которой показано на рис. 3.17. На летательном аппарате устанавливают приёмо – передатчик с четырьмя антеннами, укрепленными на подвижной платформе, которая может поворачиваться в горизонтальной плоскости. Будем считать, что полёт происходит горизонтально без крена. Тогда вертикальная ось симметрии антенной платформы будет совпадать с направлением местной вертикали. Все четыре луча в вертикальной плоскости отклонены вниз относительно продольной оси летательного аппарата на одинаковый угол β_0 , причём два из них Л1 и Л2 находятся в передней полусфере, а два других Л3 и Л4 - в задней. В горизонтальной плоскости все лучи развёрнуты относительно продольной оси антенной платформы АП на одинаковый угол α_0 . Антенная платформа находится в произвольном состоянии и в общем случае её продольная ось не совпадает с направлением вектора путевой скорости V . При этих условиях доплеровские приращения частоты сигналов, принимаемых по каждому лучу, будут пропорциональны проекциям вектора путевой скорости на направления каждого луча и будут равны:

в передней полусфере:

$$\text{для Л1} \quad F_{д1} = (2V/\lambda) \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 + \gamma);$$

$$\text{для Л2} \quad F_{д2} = (2V/\lambda) \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 - \gamma);$$

в задней полусфере:

для ЛЗ $F_{д3} = - (2V/\lambda) \cos \beta_0 \cos (\alpha_0 + \gamma);$

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

В приёмном тракте выделяется частота биений между сигналами, принятыми парными лучами – антиподами. Для лучей Л1 и Л3 частота биений равна

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

а для лучей Л2 и Л4

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

Поворачивая антенную платформу, можно получить равенство

$$F'_{д} = F''_{д} = F_{до}.$$

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

$$F_{до} = (4V/\lambda) \cos \beta_0 \cos \alpha_0,$$

откуда

$$V = \frac{F_{до} \lambda}{4 \cos \beta_0 \cos \alpha_0}.$$

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

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

Основные достоинства многолучевых ДИСС заключаются в следующем:

а) Высокая точность совмещения оси антенной платформы с направлением вектора путевой скорости, так как сравнение частот сигналов происходит на участках большой крутизны $dF_{д}/d\gamma$ годографа $F_{д}(\gamma)$ для всех лучей антенны (рис. 3.18). Лучи на этих участках при повороте антенны пересекают изочастотные линии под углом,

близким к прямому. Это обеспечивает высокую точность системы при измерении угла сноса. Расчёты показывают, что при относительной погрешности измерений, равной 1%, погрешность определения угла сноса составляет $\Delta\varphi \approx 0,005$ рад. или около $0,28^\circ$, что примерно в 30 раз меньше, чем у однолучевой системы [3].

б) Значительное снижение погрешностей определения путевой скорости при изменении углов ориентации летательных аппаратов. Так, например, при отсутствии тангажа, т.е. когда $\theta = 0$ (рис. 3.19 а),

$$F_{д10} + F_{д30} = 2F_{д1,30} = (4V/\lambda) \cos \alpha_0 \cos \beta_0,$$

а при $\theta \neq 0$ (рис. 3.19 б)

$$\begin{aligned} F_{д1} + F_{д3} &= (2V/\lambda) \cos \alpha_0 [\cos(\beta_0 - \theta) + \cos(\beta_0 + \theta)] = \\ &= [(4V/\lambda) \cos \alpha_0 \cos \beta_0] \cos \theta \approx (F_{д10} + F_{д30}) (1 - \theta^2/2). \end{aligned}$$

Следовательно, относительная погрешность измерений, вносимая тангажом θ , равна

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta F_{д1,3}}{F_{д1,3}} = \frac{(F_{д1} + F_{д3}) - (F_{д10} + F_{д30})}{F_{д10} + F_{д30}} = \frac{\theta^2}{2}$$

$$\text{При } \theta = 1^\circ = 1/57,3 \text{ рад.}; \quad \Delta F_{д1,3}/F_{д1,3} \approx 0,15 \cdot 10^{-3}$$

Таким образом, каждый градус изменения угла облучения приводит к погрешности измерения скорости порядка 0,015 %, т.е. примерно в 300 раз меньшей, чем в однолучевой системе. Физический смысл этого явления заключается в том, что погрешности вносимые тангажом в определение $F_{д1}$ и $F_{д3}$ имеют противоположные знаки и почти равны друг другу по абсолютной величине. При суммировании $F_{д1}$ и $F_{д3}$ эти погрешности взаимно компенсируются. Аналогичная компенсация происходит и в плоскости углов крена.

в) Уменьшаются требования к кратковременной стабильности частоты передатчика f_0 . Как следует из рис. 3.19 б, необходимо обеспечить стабильность частоты f_0 только на время разности хода лучей Л1 и Л3 (или Л2 и Л4) $\Delta\tau_R = 2(R_1 - R_3)/c$, а не на время $\tau_R = 2R/c$, как это

имеет место в однолучевых системах. Благодаря этому требования к стабильности частоты f_0 в многолучевых ДИСС снижаются примерно в $T_R / \Delta T_R$ раз, а при отсутствии углов крена и тангажа, т.е. при $R_{1,2} = R_{3,4}$, эти требования вообще снимаются.

г) Повышается чувствительность системы по измеряемым навигационным параметрам и соответственно повышается точность их измерения за счёт удвоения доплеровского приращения частоты в многолучевых ДИСС по сравнению с однолучевыми.

Практически такие же результаты можно получить при использовании в системе трёх лучей. Для этого требуется соответствующая комбинация их в алгоритме измерений. Так при У - и Т – конфигурациях (рис. 3.16) лучи Л1 и Л3 используются для измерения скорости, а лучи Л1 и Л2 – для измерения угла сноса.

3.7 Особенности построения многолучевых ДИСС

Структурное построение многолучевых ДИСС зависит от выбранного алгоритма обработки принимаемых сигналов и методов извлечения и измерения информационных параметров. Однако, можно составить обобщённую структурную схему, которая содержит основные элементы, присущие ДИСС любого типа. Такая схема приведена на рис. 3.20.

Антенная система АС состоит из двух отдельных передающей $A_{\text{п}}$ и приёмной $A_{\text{пр}}$ антенн, расположенных в одной плоскости и строго ориентированных относительно продольной оси летательного аппарата. Электрическая ось антенной системы совпадает или параллельна продольной оси летательного аппарата с точностью не хуже $\pm 0,15^\circ$, а

плоскость АС должна совпадать с горизонтальной плоскостью с точностью не хуже $\pm 0,5^\circ$. Столь высокие требования к точности установки АС диктуются тем, что она является измерительным элементом ДИСС и установочные углы лучей входят в уравнения, определяющие измеряемые скорость и угол сноса. Очевидно, что направления максимумов лучей передающей и приёмной антенн должны совпадать.

В качестве антенн чаще всего используют плоские щелевые антенные решётки. Подбирая фазы сигналов, подводимых к отдельным ячейкам таких антенн, можно изменять угол наклона и форму каждого из лучей.

АС выполняют в виде моноблока и помещают в вырез в обшивке фюзеляжа под радиопрозрачным обтекателем. Моноблок АС может быть поворотным в горизонтальной плоскости или неподвижным и жёстко связанным с корпусом летательного аппарата. Поворотные антенны более громоздки, менее виброустойчивы. Кроме того, перемещение антенны относительно обтекателя затрудняет выполнение достаточной развязки между каналами приёма и передачи.

В связи с широким внедрением в бортовые измерительные комплексы ЭВМ в современных вариантах ДИСС предпочтение отдают неподвижным антеннам. В этом случае данные об измеренных частотах поступают в вычислительное устройство вместе с данными от датчиков тангажа и крена, а на выход вычислителя выдаются значения путевой скорости и угла сноса с учётом поправок на тангаж и крен. Это несколько усложняет алгоритм обработки сигналов, но значительно повышает надёжность системы и облегчает размещение и настройку её на объекте.

Для уменьшения ширины доплеровского спектра, определяющего дисперсию оценки $F_{до}$, желательно предельное сужение каждого луча. Однако, это приводит к увеличению габаритных размеров АС. Поэтому ширина луча

на уровне половинной мощности обычно выбирают $\Theta_{0,5} = 4 \div 5^\circ$.

Приёмный тракт выполняют по одноканальной или многоканальной схеме. В одноканальном приёмнике сигналы, принимаемые по каждому из лучей, обрабатываются последовательно во времени. При этом приёмный тракт подключается к соответствующим выходам приёмной антенны $A_{пр}$ с помощью высокочастотного коммутатора. Длительность цикла коммутации зависит от числа лучей и составляет $1,5 \div 2$ с. Синхронно переключаются и лучи диаграммы направленности передающей антенны. В принципе можно было бы распределить мощность передатчика между отдельными лучами без коммутации, но это уменьшило бы энергетический потенциал каждого луча

$$\mathcal{E}_л = P_{п} G_{л},$$

где $P_{п}$ – мощность передатчика; $G_{л}$ – коэффициент усиления передающей антенны. Увеличение мощности передатчика для восстановления энергетического потенциала нежелательно из – за соответствующего увеличения массы и габаритных размеров аппаратуры.

В многоканальных приёмниках каждому лучу антенны соответствует свой приёмный канал и коммутация сигналов отсутствует. Это усложняет приёмный тракт. Кроме того, в таких системах должен обеспечиваться минимальный уровень боковых лепестков приёмной антенны. В противном случае могут быть приняты сигналы излучения других лучей, что может привести к большим погрешностям измерений. В одноканальном приёмнике этой проблемы нет.

Основным достоинством многоканального приёмника является отсутствие высокочастотного коммутатора. Это исключает неизбежные коммутационные помехи, повышает надёжность и точность работы ДИСС. При современной элементной базе схемное и конструктивное усложнение приёмного и передающего трактов не вызывает существенного увеличения масса – габаритных характеристик

аппаратуры. Поэтому в настоящее время предпочтение отдают многоканальному построению ДИСС.

Приёмники, как правило, выполняют по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты. Это обеспечивает повышение чувствительности приёмника за счёт снижения шумов смесителя. Так как шумы смесителя уменьшаются обратно пропорционально частоте, то при основном усилении сигнала на достаточно высокой промежуточной частоте удаётся уменьшить их примерно на 10 дБ.

Гетеродинный сигнал первого смесителя СМ1 с частотой $f_0 + f_{пч}$ формируется в балансном модуляторе БМ из сигналов генератора высокой частоты ГВЧ передатчика и генератора опорной частоты ГОЧ. Частота сигналов ГОЧ равна промежуточной частоте, на которую настроен усилитель промежуточной частоты УПЧ. С помощью полосового фильтра ПФ выделяется одна из боковых частот, действующих на выходе балансного модулятора.

Второе преобразование частоты выполняется смесителем СМ2, на выходе которого выделяется доплеровский спектр. Полосу пропускания усилителя низкой частоты УНЧ выбирают такой, чтобы обеспечить равномерное усиление доплеровского спектра во всём заданном диапазоне изменений путевой скорости и углов сноса.

Возможны и другие варианты построения ДИСС, различающиеся схемными решениями и способами формирования гетеродинного сигнала.

3.8 Особенности эксплуатации ДИСС

Одно из основных требований к размещению ДИСС на объектах заключается в необходимости обеспечения высокой

степени пространственной развязки между передающим и приёмным каналами, которая должна быть не менее 80 дБ. Для реализации такой развязки между антеннами устанавливают специальные поглощающие перегородки, отсек высокочастотного блока оклеивают поглощающей резиной. Кроме того, размещение ДИСС осуществляют с учётом отсутствия отражений от ближайших конструктивных элементов объекта.

Некоторое ослабление этих требований можно получить при введении частотной модуляции ЧМ излучаемых сигналов. Однако, это вызывает эффект так называемых «слепых высот», свойственный всем ДИСС с периодической модуляцией. Этот эффект приводит к пропаданию входных сигналов при высотах полёта, на которых время распространения сигнала кратно периоду модуляции или величине, жёстко связанной с этим периодом. Расчёты показывают, что при типовых условиях работы ДИСС с ЧМ «слепые высоты» могут проявляться через каждые 135 м изменения высоты [14]. Это явление ограничивает возможности использования таких ДИСС при работе в широком диапазоне высот, который для современных ДИСС составляет от 20 м до 20 км.

Другим существенным фактором, влияющим на работу ДИСС, является достаточно резкое изменение мощности сигналов, отражённых от морской поверхности, в зависимости от угла облучения. Это видно из графика, приведённого на рис. 3.21 [4]. Особенно резко эта зависимость проявляется при отражениях от относительно спокойной поверхности моря (1 – 2 балла). Поэтому при полёте над спокойными участками морской поверхности уровень входного сигнала может уменьшиться и стать ниже допустимого, при котором ДИСС не может нормально работать. В подобных ситуациях система переключается в режим «память», при котором бортовая ЭВМ по последним правильно измеренным ДИСС значениям скорости экстраполирует последующие её значения, до появления

входных сигналов достаточного уровня. Естественно, что в режиме «память» накапливаются погрешности тем большие, чем дольше включён этот режим.

При полёте над морем на точность измерений будет также сказываться различие углов падения радиоволны на элементарные отражатели облучаемой площадки, находящиеся в пределах раствора диаграммы направленности антенны. С уменьшением угла падения коэффициент отражения возрастает. Так как меньшим значениям углов падения соответствуют также меньшие значения доплеровских частот, то мощности спектральных составляющих отражённого сигнала в области нижних частот спектра также возрастут. Это приведет к тому, что максимум огибающей спектра отражённого сигнала сместится в сторону нижних частот на величину $\Delta F_{до}$, как это показано на рис. 3.22. В свою очередь это вызовет дополнительные погрешности измерений навигационных параметров. Такое явление получило название «морской эффект».

Учёт и компенсация погрешностей, вызванных «морским эффектом» крайне затруднительны, так как сложно определить фактическое состояние морской поверхности при измерениях во время полёта. Уменьшение погрешностей, связанных со смещением спектра, осуществляют вводом в результаты измерений ДИСС поправок для усреднённого состояния морской поверхности. Для этого в ДИСС предусматривают специальное переключение режимов «суша – море». Понятно, что точность определения навигационных параметров в режиме «море», при прочих равных условиях, ниже, чем в режиме «суша».

3.9 Корреляционный метод

Физическая сущность такого метода заключается в измерении времени задержки между отражёнными от подстилающей поверхности сигналами, принимаемыми разнесёнными антеннами, расположенными на летательном аппарате.

Будем считать, что полёт происходит без сноса. На летательном аппарате вдоль его продольной оси расположены передающая антенна A_p и две приёмные A_{p1} и A_{p2} . Приёмные антенны находятся на расстояниях d от передающей, как это показано на рис. 3.23. Сигналы, отражённые от подстилающей поверхности, будут приходить на приёмные антенны со смещением по времени $\Delta t = d / V$, обратно пропорциональным значению путевой скорости летательного аппарата. Обозначим эти сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t + \Delta t)$. Их взаимная корреляционная функция

$$K(t, t + \Delta t) = M[u_1(t) u_2(t + \Delta t)]$$

будет достигать максимального значения при $\Delta t = 0$.

Структурная схема корреляционного измерителя приведена на рис. 3.24. Если в один из каналов приёмника ввести устройство регулируемой задержки СЗ, то при величине задержки $\tau_z = \Delta t$ по индикатору $I(u)$ на выходе измерителя можно зафиксировать максимум функции взаимной корреляции. При этом индикатор регулятора задержки $I(v)$ может быть отградуирован в единицах путевой скорости.

Таким образом, путевую скорость можно определить сопоставляя во времени показания двух индикаторов $I(u)$ и $I(v)$.

Для определения угла сноса в измерителях используют три приёмные антенны (рис. 3.25). Максимальным значениям функции взаимной корреляции соответствуют задержки сигналов, принимаемых парами антенн A_{p1} , A_{p2} и A_{p1} , A_{p3}

$$\tau_{1,2} = d_1 \cos(\alpha - \varphi) / (V \cos \alpha);$$

$$\tau_{1,3} = d_2 \cos(\alpha + \varphi) / (V \cos \alpha).$$

Из этих уравнений определяют значения путевой скорости V и угла сноса φ при фиксированных значениях $\tau_{1,2}$ и $\tau_{1,3}$.

Сравнение доплеровских и корреляционных измерителей показывает, что по точности они примерно равноценны [1]. Однако при полёте над водной поверхностью корреляционные измерители предпочтительней, так как в отличие от доплеровских они сохраняют работоспособность и при спокойной поверхности. Это объясняется тем, что диаграммы направленности антенн корреляционных измерителей ориентированы вертикально вниз и отражённые сигналы при спокойной поверхности не только не пропадают, как в доплеровских с наклонным облучением поверхности, а даже возрастают.

К недостаткам корреляционных измерителей можно отнести то, что они намного сложнее доплеровских измерителей. Кроме того, в таких измерителях значительно усложняется задача компенсации погрешностей, вызванных изменением углов ориентации летательного аппарата [8]. Поэтому круг применений корреляционных измерителей в настоящее время ограничен.

ПОДПИСИ К РИСУНКАМ
для методического пособия Б.А.Никольского
«Методы радионавигационных измерений»

1 Методы измерения расстояний

Рис.1.1 Беззапросный метод измерения расстояний.

Рис.1.2 Запросные методы измерения расстояний: а) с отражёнными сигналами;
б) с ретранслированными сигналами.

Рис.1.3 Импульсный радиодальномер: а) структурная схема; б) временные диаграммы сигналов.

Рис.1.4 Вид экрана индикатора типа «А».

Рис.1.5 Вид экрана индикатора типа «С» (ИКО).

Рис.1.6 Радиолокационный обзор пространства.

Рис.1.7 Вид экрана индикатора типа «В».

Рис.1.8 Автоматический измеритель дальности: а) структурная схема; б) временные диаграммы сигналов.

Рис.1.9 Структурная схема радиодальномерной системы с ретрансляцией сигналов.

Рис.1.10 К определению максимальной дальности действия импульсных дальномеров.

Рис.1.11 Структурная схема шумового радиодальномера.

Рис.1.12 Выходное напряжение коррелятора шумового радиодальномера.

Рис.1.13 Структурная схема частотного радиодальномера.

Рис.1.14 Временные графики, поясняющие работу частотного радиодальномера:

а) изменение несущей частоты излучаемых (сплошная линия) и принимаемых (пунктирная линия) сигналов; б) изменение частоты биений.

Рис.1.15 Последовательный анализатор частоты: а) структурная схема; б) амплитудно – частотная характеристика перестраиваемого фильтра.

Рис.1.16 Параллельный анализатор частоты: а) структурная схема; б) амплитудно – частотные характеристики фильтров.

Рис.1.17 Графики изменения несущей частоты дальномера (а) и частоты биений (б) с учётом доплеровского сдвига частоты.

Рис.1.18 Структурная схема простейшего фазового радиодальномера.

Рис.1.19 Структурная схема фазового радиодальномера с модуляцией излучаемых сигналов.

Рис.1.20 Структурная схема двухчастотного фазового радиодальномера.

2 Методы измерения угловых координат

Рис.2.1 Обобщённая структурная схема пеленгатора.

Рис.2.2 Пеленгация по методу максимума: а) пояснение метода; б) пеленгационная характеристика пеленгатора.

Рис.2.3 Структурная схема пеленгатора по методу максимума.

Рис.2.4 Пеленгация методом «вилки»: а) пеленгационная характеристика; б) структурная схема; в) временные диаграммы сигналов.

Рис.2.5 Пеленгация по методу минимума.

Рис.2.6 Рамочная антенна: а) пояснение принципа действия; б) диаграмма направленности в плоскости XOZ.

Рис.2.7 Пеленгационная характеристика пеленгатора с рамочной антенной.

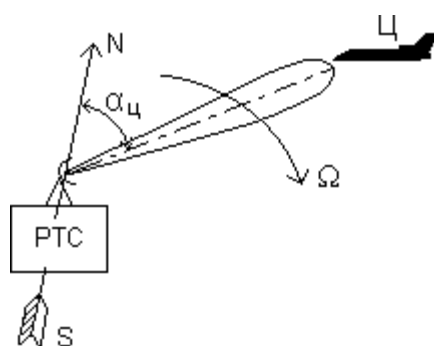
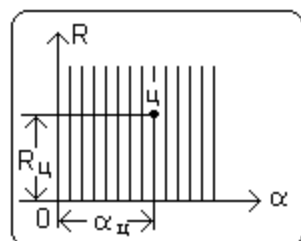
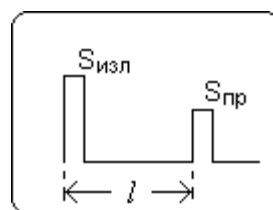
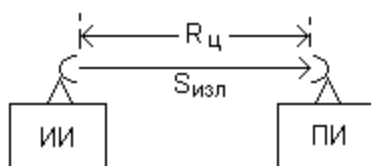
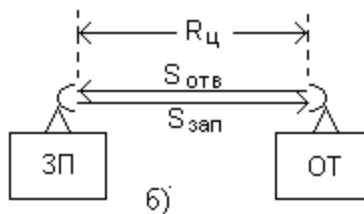
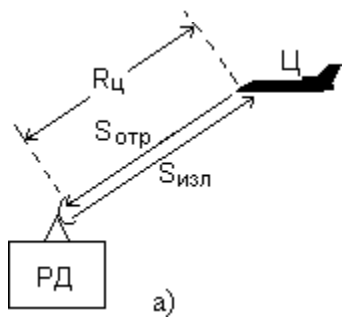
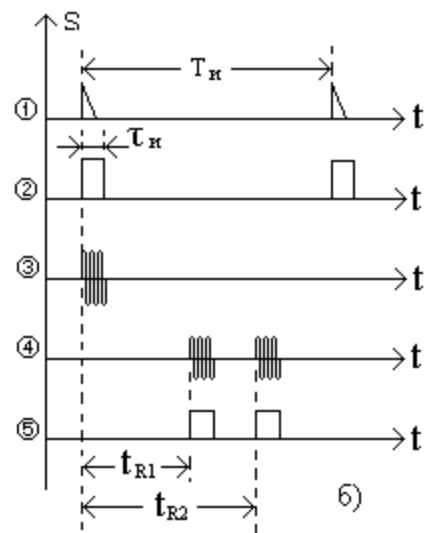
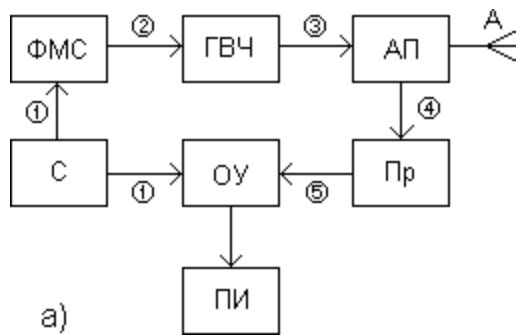
Рис.2.8 Формирование равносигнальной плоскости (РСП) и равносигнального направления (РСН) антенной системой; а) пространственное положение диаграмм направленности антенн; б) формирование РСП; в) формирование РСН.

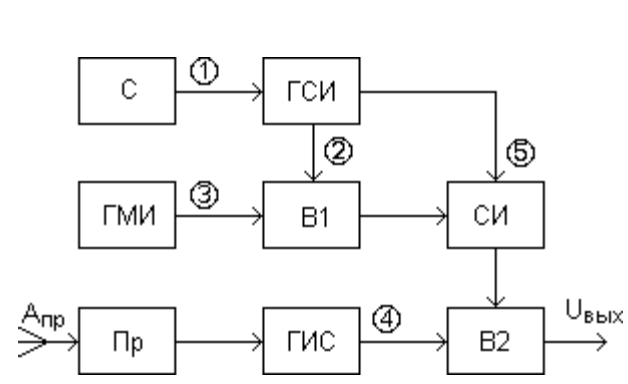
- Рис.2.9 Простейший моноимпульсный пеленгатор: а) структурная схема; б) пеленгационная характеристика.
- Рис.2.10 Отклонение луча в параболическом отражателе.
- Рис.2.11 Влияние амплитуды входных сигналов пеленгатора на крутизну пеленгационной характеристики.
- Рис.2.12 Структурная схема суммарно – разностного пеленгатора.
- Рис.2.13 Схема высокочастотного кольцевого моста.
- Рис.2.14 Диаграммы направленности антенной системы пеленгатора с кольцевым мостом: а) диаграммы направленности отдельных облучателей; б) суммарная диаграмма направленности; в) разностная диаграмма направленности.
- Рис.2.15 Структурная схема моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом.
- Рис.2.16 Эквивалентная схема ключевого фазового детектора.
- Рис.2.17 Диаграммы поясняющие работу ключевого фазового детектора: а) суммарный и разностный сигналы синфазные; б) – противофазные.
- Рис.2.18 Пеленгационная характеристика моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом.
- Рис.2.19 Амплитудно – фазовый пеленгатор: а) формирование равносигнального направления; б) вид принимаемых сигналов с направления на Ц₂.
- Рис.2.20 Структурная схема амплитудно – фазового пеленгатора.
- Рис.2.21 К определению углов отклонения цели относительно равносигнального направления.
- Рис.2.22 Частотный метод пеленгации.
- Рис.2.23 Метод угловых измерений временного типа с фиксацией начала отсчёта: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) временные диаграммы сигналов пеленгатора.
- Рис.2.24 Повышение точности угловых измерений с фиксацией начала отсчёта: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) временные диаграммы сигналов пеленгатора.
- Рис.2.25 Метод угловых измерений временного типа без фиксации начала отсчёта: а) схема взаимодействия пеленгатора и радиомаяка; б) закон изменения углового положения диаграммы направленности антенны радиомаяка; в) временные диаграммы сигналов пеленгатора.
- Рис.2.26 Фазовый метод пеленгации: а) линия визирования цели совпадает с равносигнальным направлением (РСН); б) линия визирования цели отклонена от РСН.
- Рис.2.27 Структурная схема фазового пеленгатора.
- Рис.2.28 Пеленгационная характеристика фазового пеленгатора.
- Рис.2.29 Влияние относительной базы на пеленгационную характеристику фазового пеленгатора.
- Рис.2.30 Структурная схема суммарно – разностного фазового пеленгатора.

3 Методы измерения скорости движения

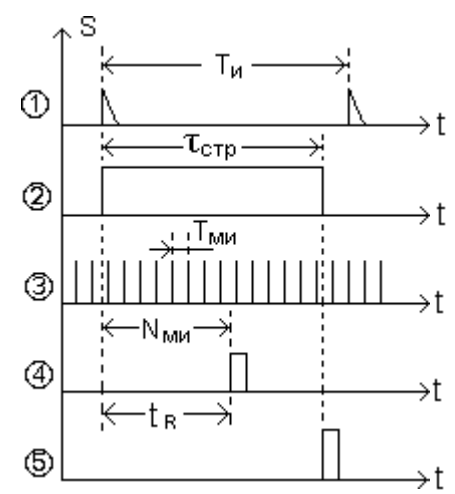
- Рис.3.1 К пояснению эффекта Доплера.
- Рис.3.2 К определению доплеровского приращения частоты в запросных методах измерения скорости.
- Рис.3.3 Структурная схема системы беззапросного измерения скорости.
- Рис.3.4 К определению доплеровского приращения частоты в запросных методах измерения скорости.
- Рис.3.5 Зависимость доплеровского приращения частоты от угла приёма сигналов.

- Рис.3.6 Структурная схема системы запросного измерения скорости, работающей с отражёнными сигналами.
- Рис.3.7 Структурная схема системы запросного измерения скорости, работающей с ретранслированными сигналами.
- Рис.3.8 К определению путевой скорости (навигационный треугольник).
- Рис.3.9 Характер отражения радиоволн от различных поверхностей: а) при неровностях много меньше длины волны; б) при неровностях сравнимых с длиной волны; в) от реальных поверхностей.
- Рис.3.10 Формирование спектра отражённого сигнала.
- Рис.3.11 Огибающая спектра отражённого сигнала.
- Рис.3.12 К принципу действия однолучевых ДИСС.
- Рис.3.13 Зависимость доплеровской частоты от угла приёма сигналов в однолучевых ДИСС.
- Рис.3.14 Структурная схема однолучевого ДИСС.
- Рис.3.15 Влияние углов ориентации ЛА на точность измерений в однолучевых ДИСС.
- Рис.3.16 Варианты конфигураций радиолучей в многолучевых ДИСС.
- Рис.3.17 К принципу действия четырехлучевого ДИСС.
- Рис.3.18 Расположение радиолучей относительно годографа доплеровского приращения частоты.
- Рис.3.19 Влияние углов ориентации ЛА на точность измерений в многолучевых ДИСС:
а) тангаж равен нулю; б) тангаж не равен нулю.
- Рис.3.20 Обобщённая структурная схема многолучевого ДИСС.
- Рис.3.21 Зависимость коэффициента обратного рассеяния от угла падения радиоволн на различные поверхности: 1) спокойное море; 2) слабое волнение; 3) среднее волнение; 4) сильное волнение; 5) усреднённый тип суши.
- Рис.3.22 Смещение спектра отражённого сигнала: 1) огибающая спектра для суши; 2) огибающая спектра для моря.
- Рис.3.23 Корреляционный метод измерения скорости.
- Рис.3.24 Структурная схема корреляционного измерителя скорости.
- Рис.3.25 Размещение приёмных антенн корреляционного измерителя скорости и угла сноса на ЛА.

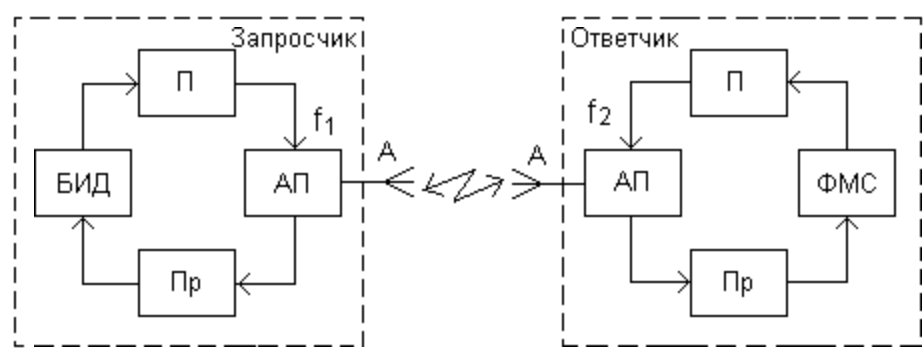
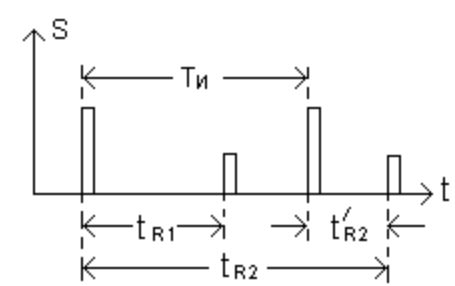
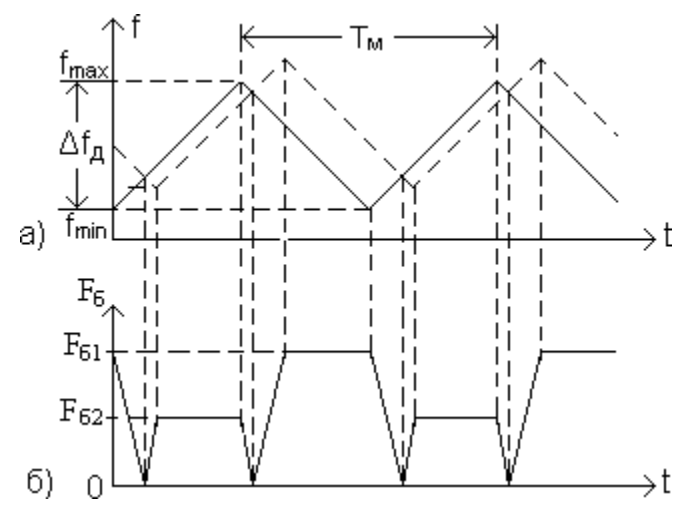


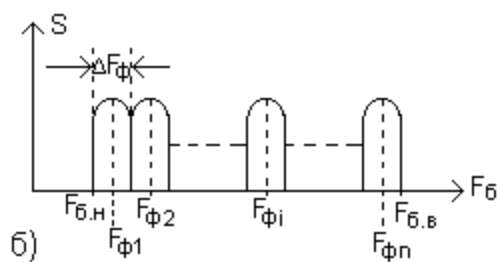
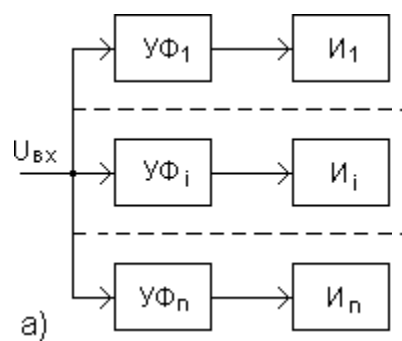
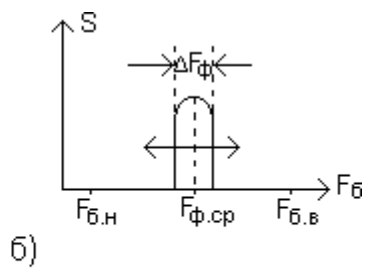
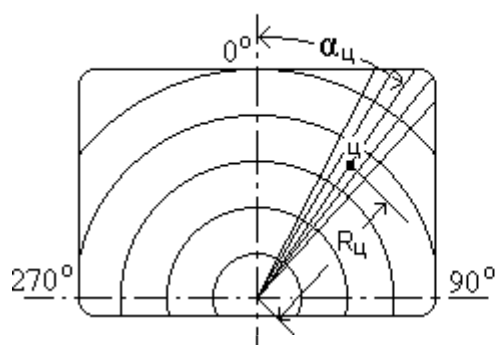
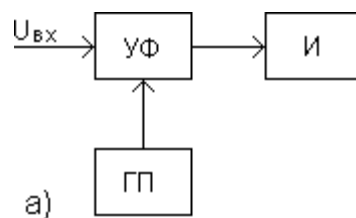
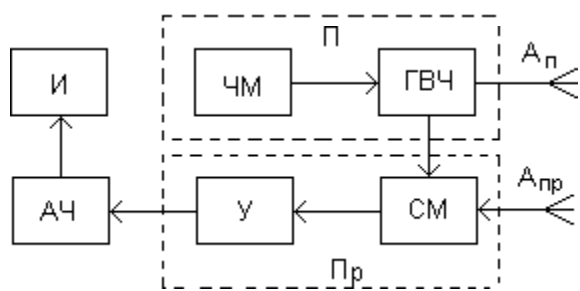
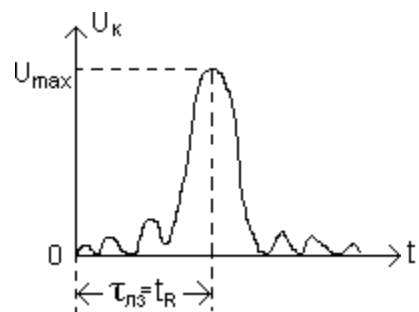
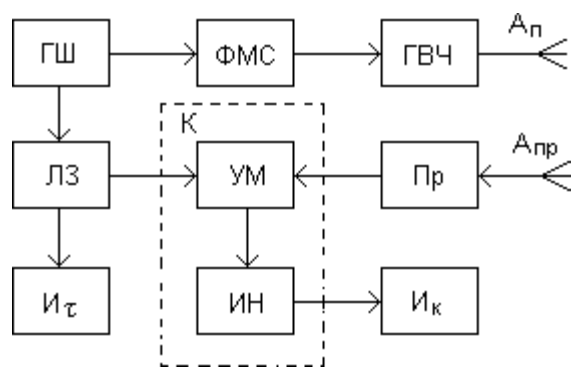


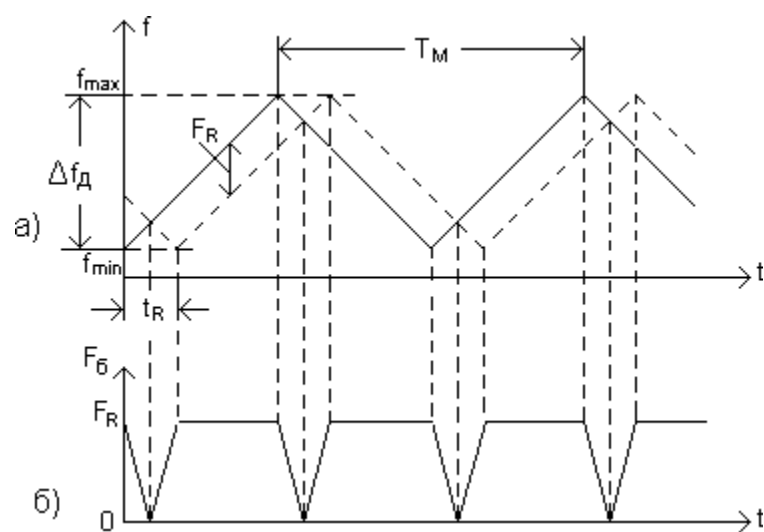
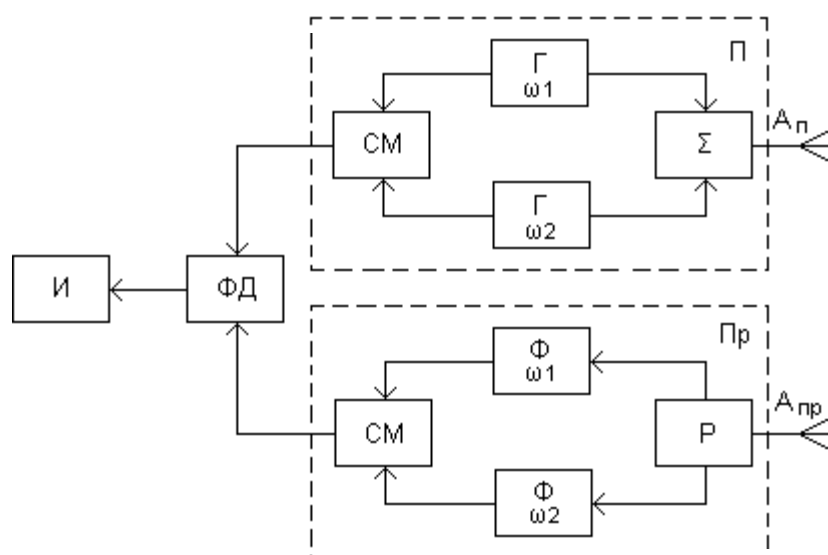
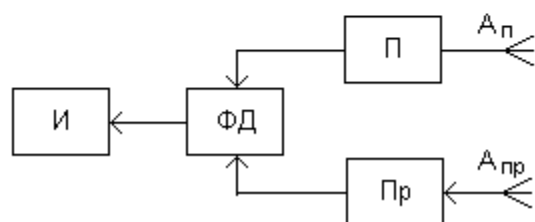
а)

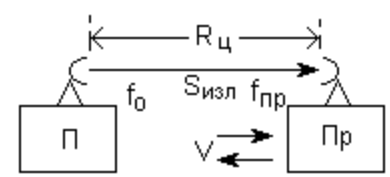
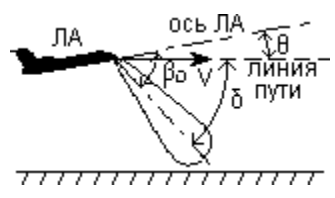
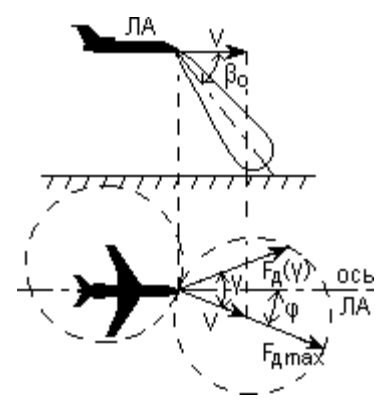
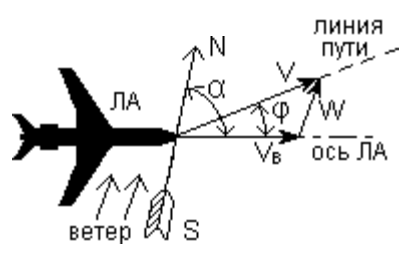
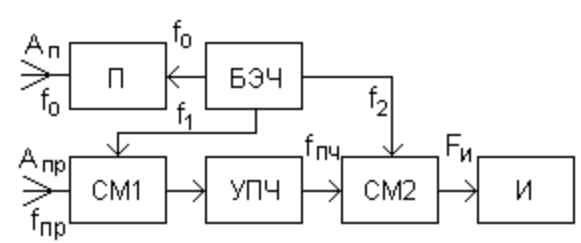
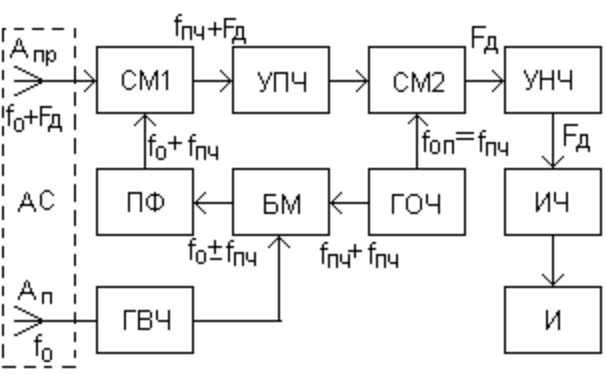
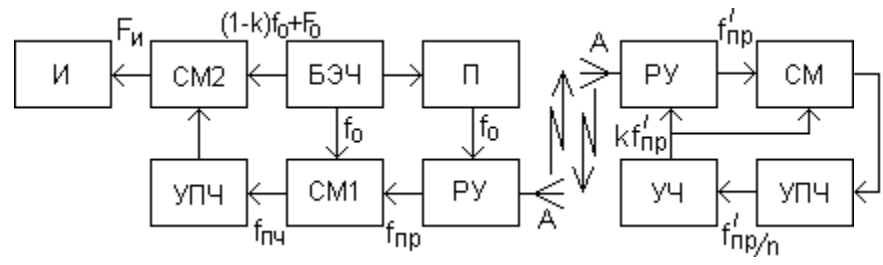
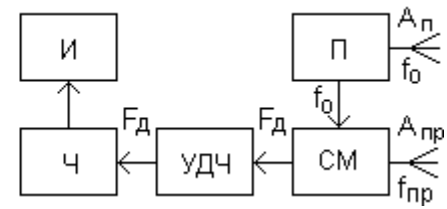
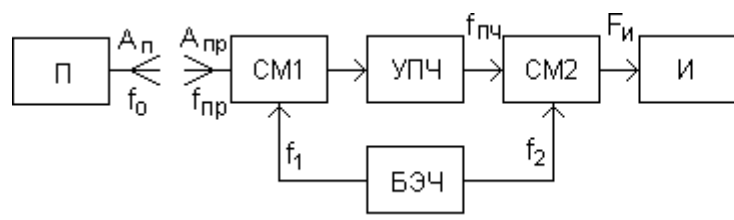


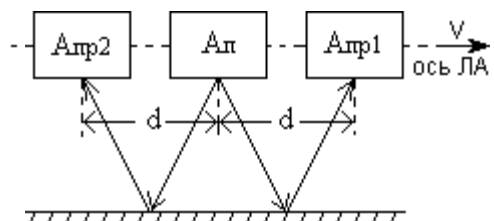
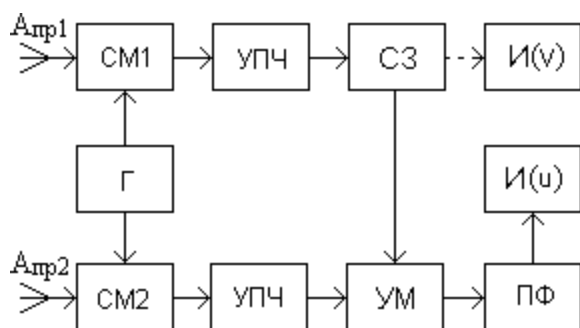
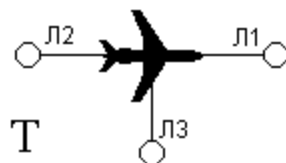
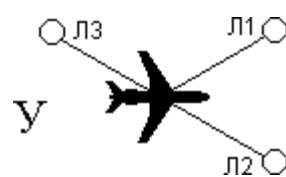
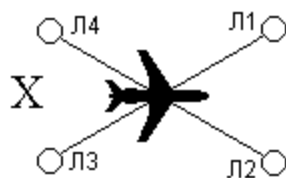
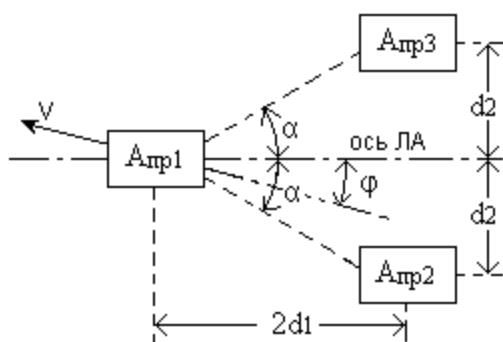
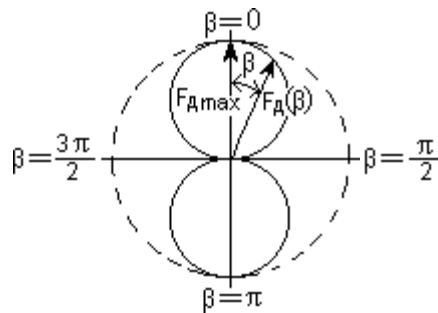
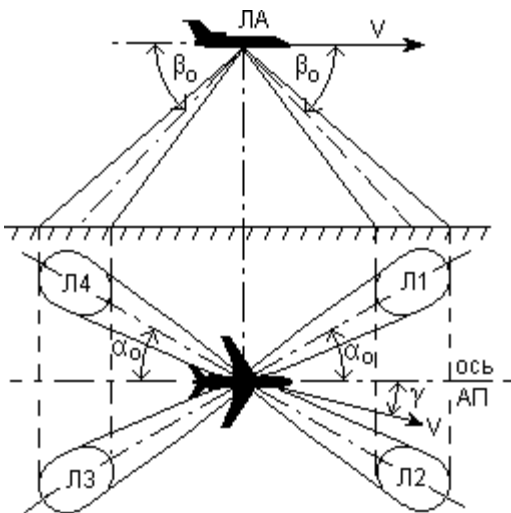
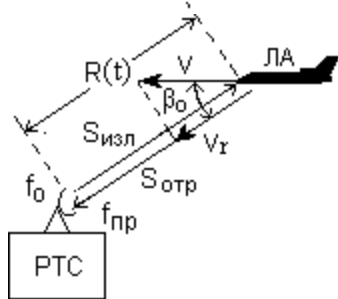
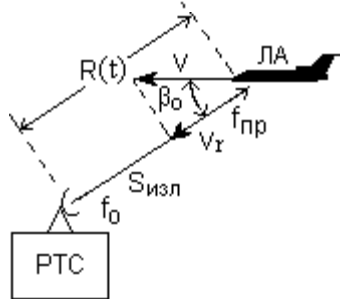
б)

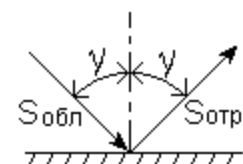
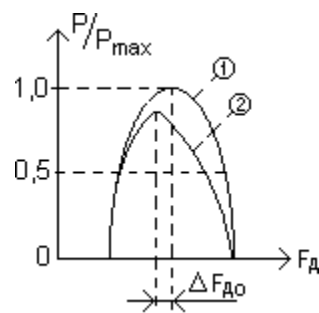
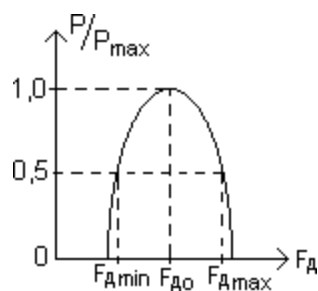
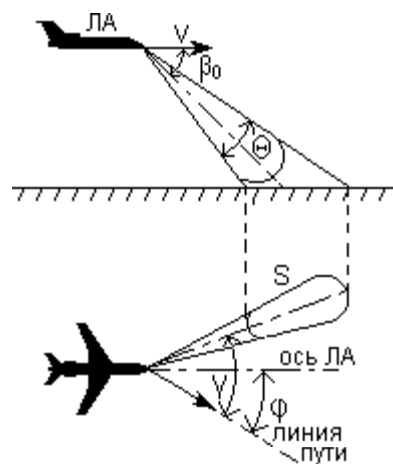
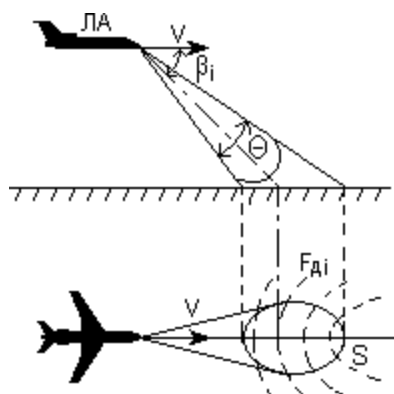
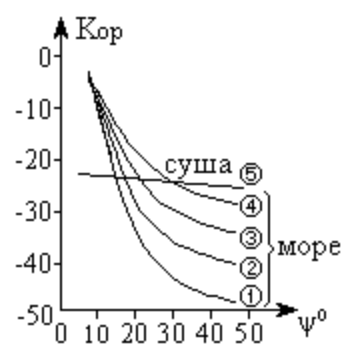
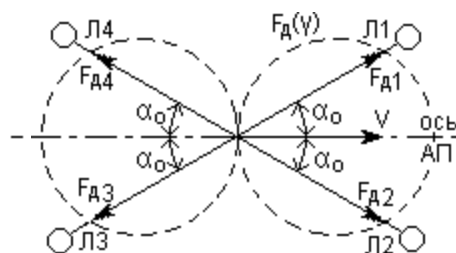
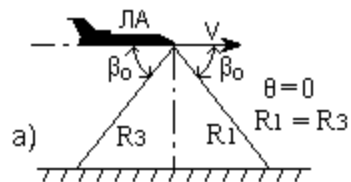




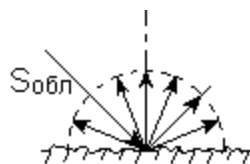








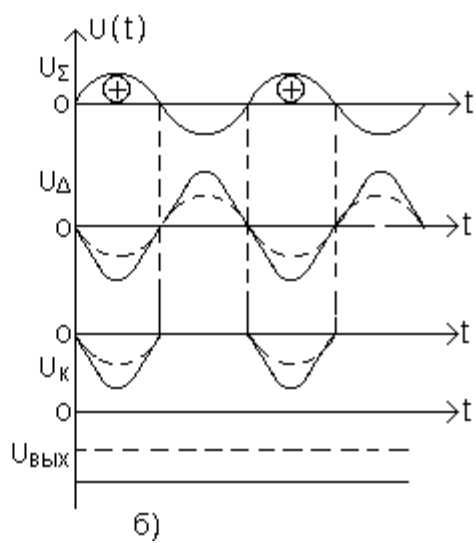
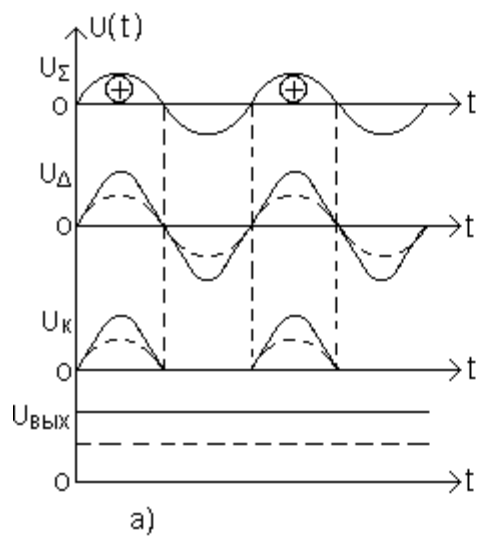
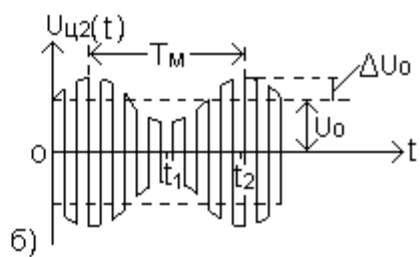
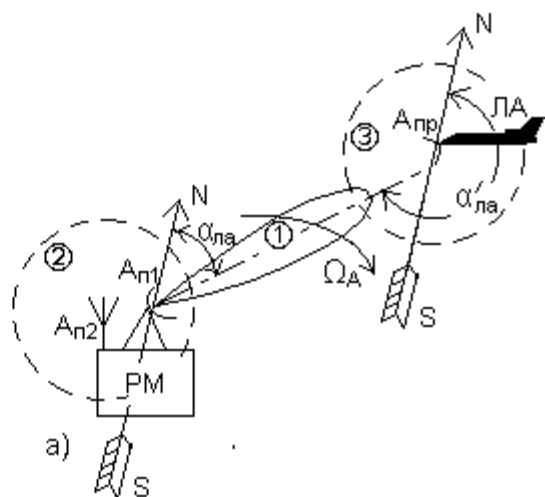
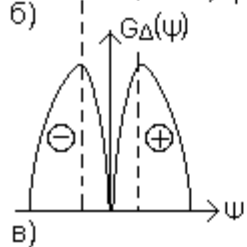
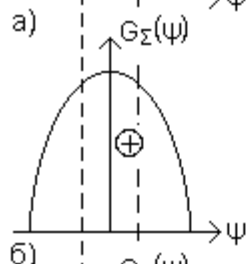
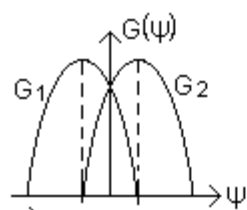
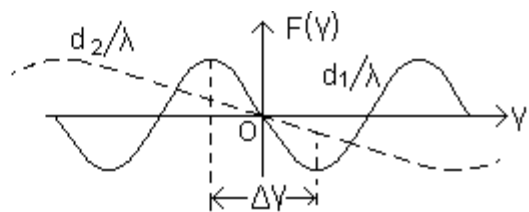
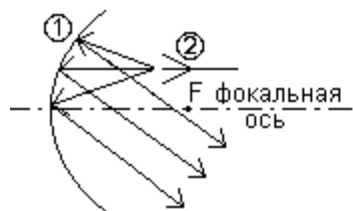
a)

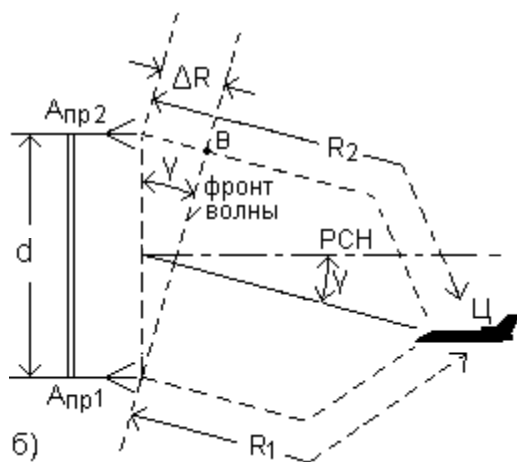
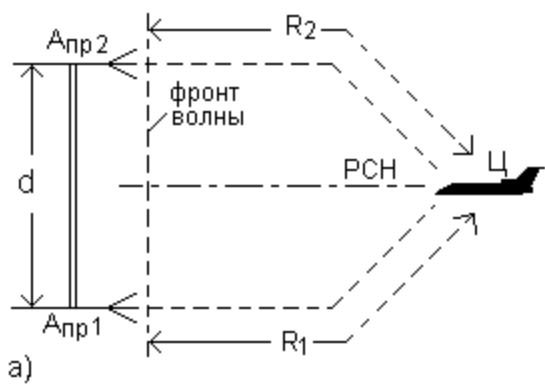
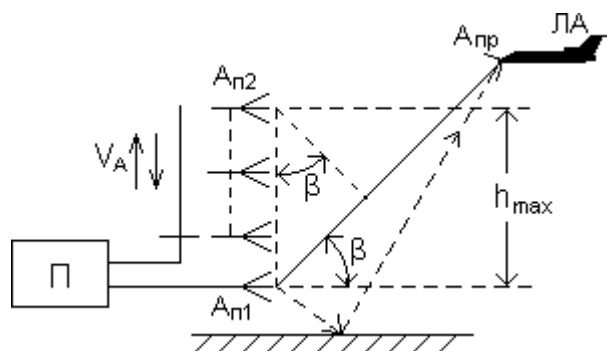
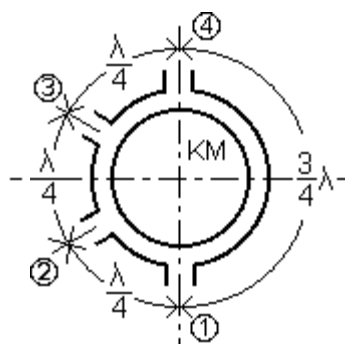
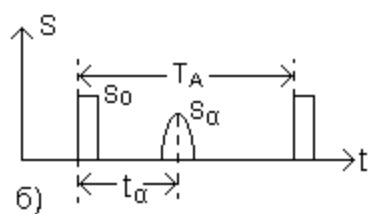
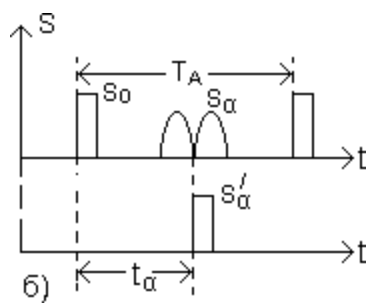
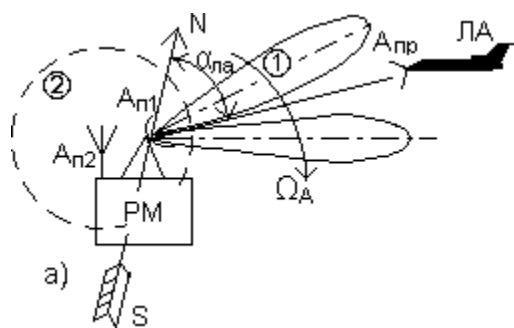


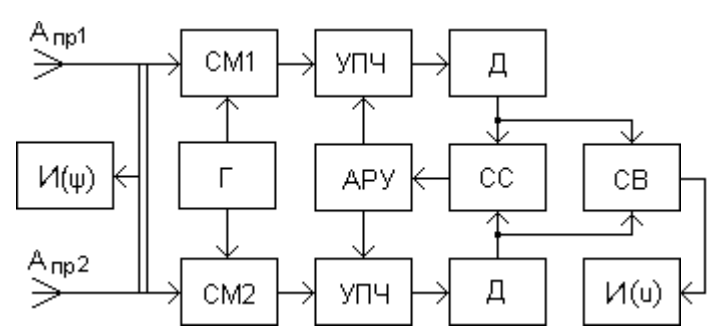
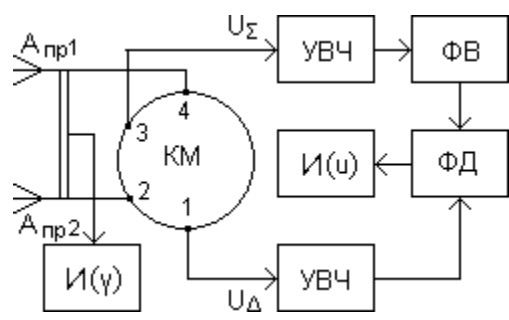
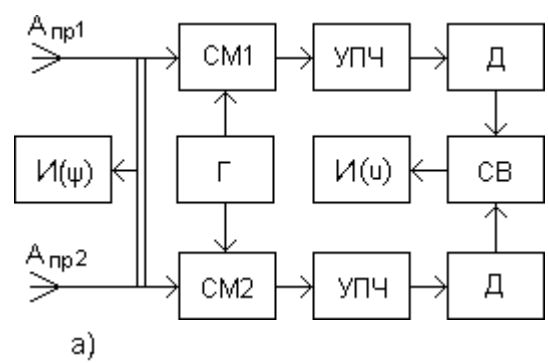
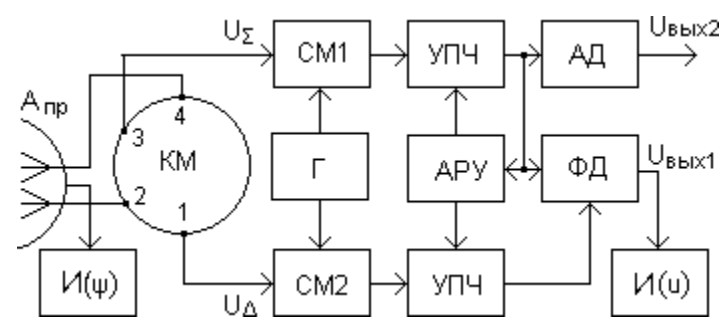
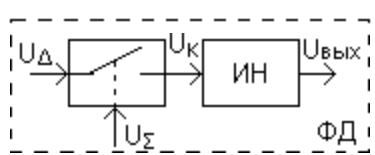
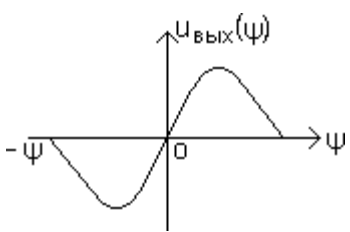
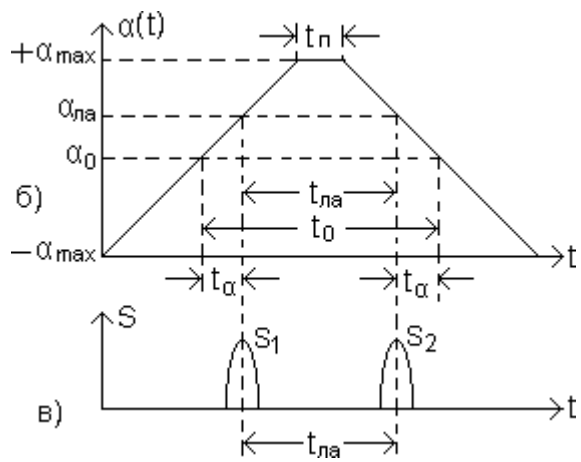
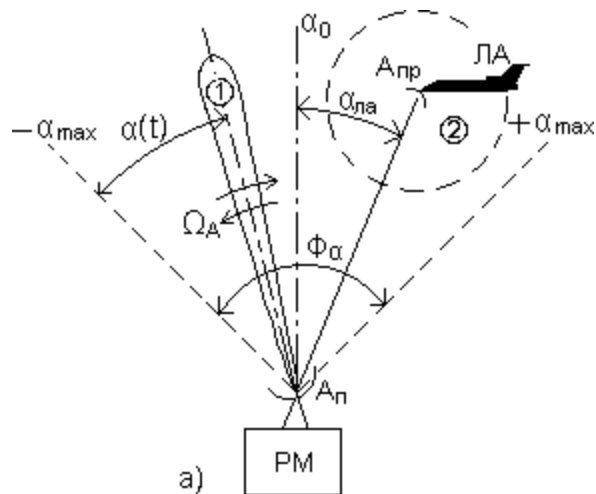
б)

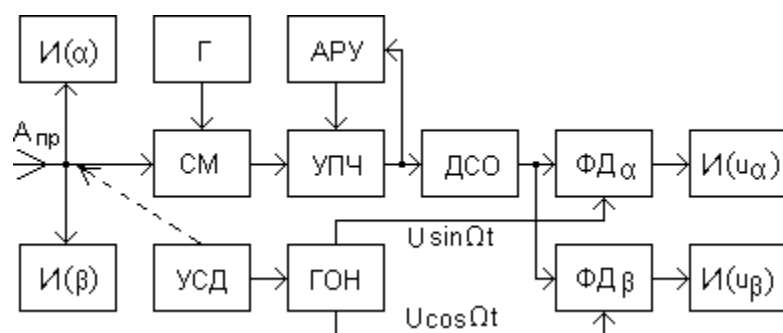
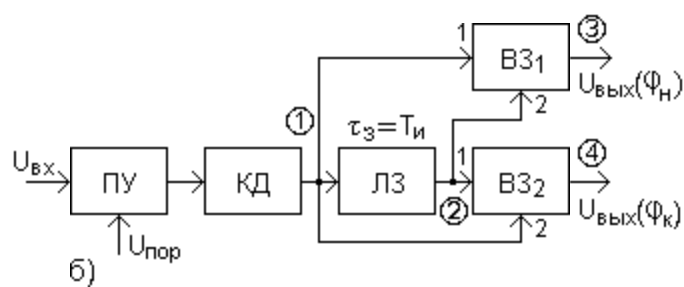
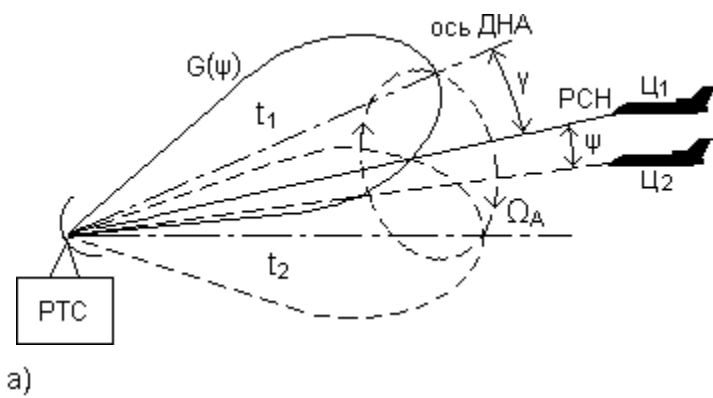
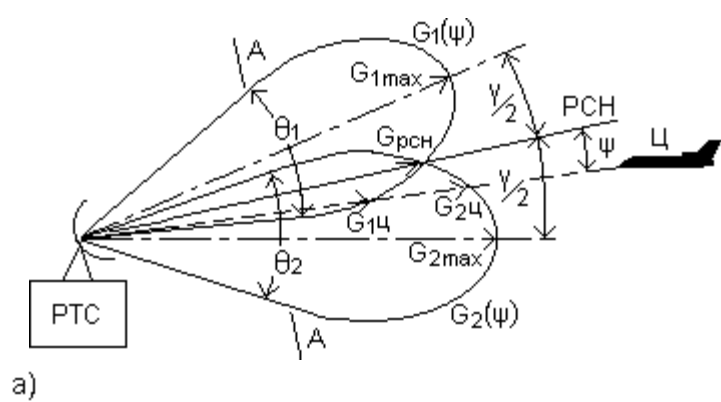


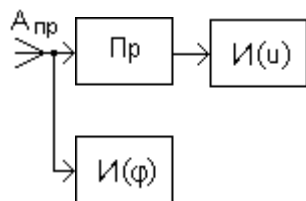
в)



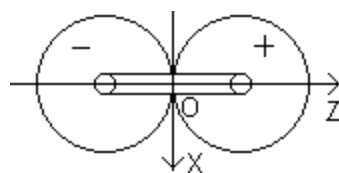
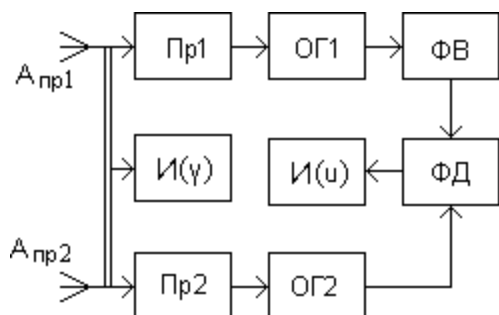
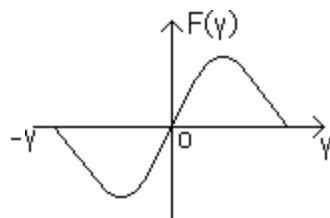




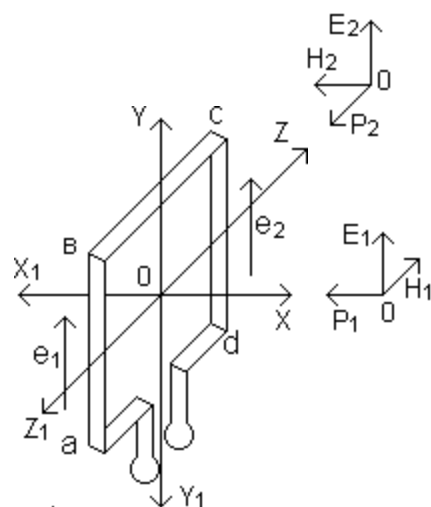
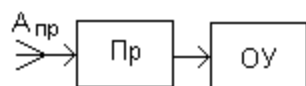




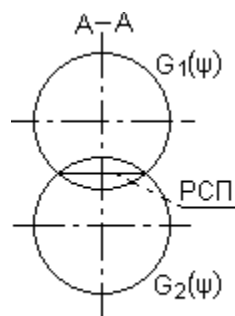
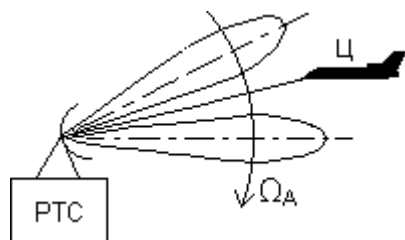
a)



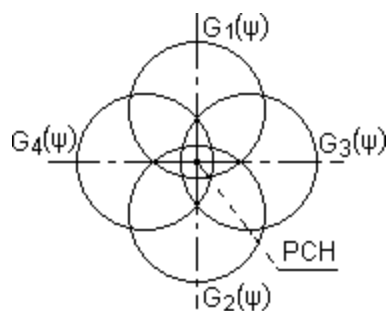
б)



а)



б)



в)