

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию
Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Д.В. Незлин

Радиотехнические системы

Учебное пособие

Утверждено редакционно-издательским советом института

Москва 2008

УДК 621.396.67
Н44

Рецензенты: докт. техн. наук *В.И. Джиган*,
канд. техн. наук *Г.В. Сбитнев*

Незлин Д.В.

Н44 Радиотехнические системы: Уч. пособие. - М.: МИЭТ, 2008. -
204 с.: ил.
ISBN 978-5-7256-0498-6

Рассматриваются вопросы, связанные с построением и функционированием радиолокационных, радионавигационных систем и систем радиоуправления подвижными объектами. Приводятся основные характеристики указанных систем.

Предназначено для студентов 5-го курса факультета МП и ТК, изучающих дисциплину "Радиотехнические системы". Может быть также использовано лицами, обучающимися в магистратуре МИЭТ.

Выполнено в рамках инновационной образовательной программы МИЭТ "Современное профессиональное образование для российской инновационной системы в области электроники".

Учебное пособие

Незлин Давид Вениаминович

Радиотехнические системы

Редактор *Е.Г. Кузнецова*. Технический редактор *Л.Г. Лосякова*. Корректор *Л.Г. Лосякова*. Компьютерная верстка *А.А. Григорашвили*.

Подписано в печать с оригинал-макета 15.10.08. Формат 60×84 1/16. Печать офсетная. Бумага офсетная. Гарнитура Times New Roman. Усл. печ. л. 11,83. Уч.-изд. л. 10,2. Тираж 200 экз. Заказ 103.

Отпечатано в типографии ИПК МИЭТ.
124498, Москва, Зеленоград, проезд 4806, д. 5, МИЭТ.

ISBN 978-5-7256-0498-6

© МИЭТ, 2008

Введение

Радиотехническими системами (РТС) называют системы передачи или извлечения информации с помощью радиосигналов. Радиосигналы - это электромагнитные колебания с частотами в диапазоне 10 кГц ÷ 30 ГГц. Нижняя частота указанного диапазона использовалась в радионавигационной системе "Омега" [1], верхняя используется в радиолокационных станциях (РЛС) малой дальности действия [2].

Чаще всего РТС используют в радиосвязи, радиолокации, радионавигации и радиоуправлении беспилотными объектами. В последние годы преподавателями МИЭТ И.М. Тепляковым [3] и В.А. Галкиным [4] изданы пособия по широкому кругу вопросов построения, функционирования, характеристик систем радиосвязи. Поэтому указанные системы в данном пособии не рассматриваются.

Предлагаемое пособие состоит из четырех глав. В первой главе излагаются сведения о методике расчета дальности действия радиосистем. С целью придания общности этому материалу все радиосистемы подразделяются на три группы, каждая из которых включает ряд различных по назначению систем.

Вторая глава посвящена радиолокационным устройствам и системам. Здесь конкретизирована методика расчета дальности действия РЛС в соответствии со спецификой сигналов, отраженных от радиолокационных объектов. Также определены параметры сигналов, от которых зависит разрешающая способность РЛС по дальности, угловым координатам и скорости цели. Рассмотрены разновидности РЛС, в том числе радиолокаторы с синтезированной апертурой, предназначенные для обследования поверхности Земли или другой планеты. Последний раздел данной главы посвящен методам обеспечения помехозащищенности РЛС в отношении пассивных и активных помех.

Третья глава посвящена радионавигационным системам (РНС). Приведены краткие сведения о неавтономных РНС, разработанных в середине прошлого столетия. Подробнее рассмотрены автономные РНС, в которых вся аппаратура находится у потребителя навигационной информации. Достаточное внимание уделено современным спутниковым РНС (на примере американской системы GPS).

В четвертой главе приведены краткие сведения о методах и аппаратуре систем радиоуправления беспилотными объектами на примере систем наведения снарядов. Рассмотрены принципы работы и характеристики систем наведения по радиолучу, систем командного управления и самонаведения. Приведены структурные схемы радиотехнических устройств, обеспечивающих работу указанных систем.

В пособии частично использован материал автора, составляющий первую часть коллективной монографии [5].

1. Дальность действия радиотехнических систем

1.1. Классификация радиосистем

По схеме расчета дальности действия R_{\max} радиотехнические системы удобно разделить на два типа:

- системы с односторонним распространением сигналов (линии радиосвязи, пассивные РЛС, некоторые радионавигационные системы);
- системы с двусторонним распространением сигналов (активные и полуактивные РЛС, в том числе РЛС, используемые в радионавигации; системы радиосвязи и радиолокации с ретрансляторами).

Во всех случаях дальность действия определяется как расстояние от источника сигнала до места расположения приемника системы, при котором система удовлетворяет предъявленным к ней требованиям. Для радиолокационных систем это может быть выполнение требований в отношении вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги (или точности измерения координат цели); для систем цифровой радиосвязи - не превышение допустимой ошибки на бит информации.

Упомянутые параметры радиосистем тесно связаны с отношением сигнал/помеха на входе приемного устройства. Поэтому выражение дальности действия системы включает это отношение.

Расчеты дальности действия радиосистем R_{\max} будем проводить в такой последовательности. Вначале определим методику расчета потенциальной дальности действия, т.е. дальности в свободном пространстве и при наличии единственной помехи в виде теплового шума приемника. Затем исследуем влияние на величину R_{\max} таких явлений, как затухание радиоволн в атмосфере, их отражение от земной поверхности и ограничение дальности действия прямой видимостью.

1.2. Дальность действия радиосистем с односторонним распространением сигналов

Обозначим мощность передатчика $P_{\text{п}}$, коэффициент усиления передающей антенны в направлении на приемник G , эффективный раскрыв приемной антенны A , расстояние между передатчиком и приемником R , мощность шума приемника $P_{\text{ш}} = N_{\text{ш}} k T^{\circ} \Delta f_{\text{пр}}$, где $N_{\text{ш}}$ - коэффициент шума, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град - постоянная Больцмана, T° - абсолютная температура окружающей среды; $\Delta f_{\text{пр}}$ - полоса пропускания приемника. Плотность потока мощности передаваемого сигнала на расстоянии R от передатчика равна

$$\Pi = \frac{P_{\text{п}} G}{4\pi R^2}.$$

Мощность сигнала на входе приемника составляет

$$P_{\text{с}} = \Pi \cdot A = \frac{P_{\text{п}} G A}{4\pi R^2}.$$

Для общности будем считать, что для передачи сообщений используются импульсы сложных сигналов длительностью $t_{\text{с}}$ и шириной спектра $\Delta f_{\text{с}}$. Поэтому учтем возрастание отношения сигнал/шум по мощности после согласованной фильтрации в B раз. Для учета потерь сигнала в устройствах радиотракта введем коэффициент потерь $L_{\text{а}} < 1$. Тогда отношение сигнал/шум на входе приемника будет равно

$$\rho = \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{п}} G A L_{\text{а}} B}{4\pi R^2 N_{\text{ш}} k T^{\circ} \Delta f_{\text{пр}}} = \frac{P_{\text{п}} G A L_{\text{а}} \Delta f_{\text{с}} t_{\text{с}}}{4\pi R^2 N_{\text{ш}} k T^{\circ} \Delta f_{\text{пр}}}.$$

Приравняв ρ требуемому значению $\rho_{\text{тр}}$ и положив, что приемник согласован с сигналом, т.е. $\Delta f_{\text{пр}} = \Delta f_{\text{с}}$, найдем дальность действия R_{\max}

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\text{п}} G A L_{\text{а}} t_{\text{с}}}{4\pi \rho_{\text{тр}} N_{\text{ш}} k T^{\circ}}}. \quad (1.1)$$

В подобные выражения $\rho_{\text{тр}}$ следует подставлять не в децибелах, а в относительных единицах.

1.3. Радиосистемы с двусторонним распространением сигналов

К данному типу радиосистем относятся радиолокационные станции (активные и полуактивные) и системы с ретрансляторами (активные радиолокаторы с активным ответом и некоторые системы радиосвязи).

Упрощенная блок-схема активной РЛС представлена на рис.1.1. Характерной ее особенностью является расположение передатчика и приемника в одном месте.

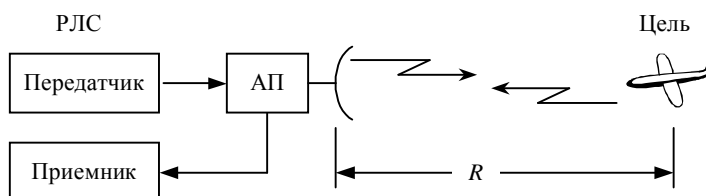


Рис.1.1. Упрощенная блок-схема активной РЛС (АП - антенный переключатель)

Блок-схема полуактивной РЛС представлена на рис.1.2. В данной системе передатчик и приемник, как правило, разнесены на большое расстояние.

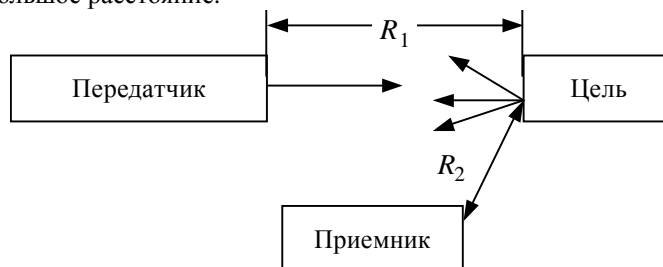


Рис.1.2. Блок-схема полуактивной РЛС

Примером подобной системы является полуактивная система самонаведения снарядов. Для наведения на цель в головной части снаряда устанавливается приемник с антенной и устройством выработки команд управления. Мощный передатчик, облучающий цель (передатчик подсвета цели), находится в месте расположения пусковой установки (на земной поверхности, на корабле, на самолете). Отраженный целью сигнал принимается на снаряде. По этому сигналу осуществляется наведение снаряда.

Приведенным примером можно воспользоваться и для иллюстрации работы пассивных радиолокаторов. Если на цели находится работающее радиооборудование, снаряд с головкой самонаведения может наводиться по радиосигналу, излучаемому целью. При этом передатчик подсвета не требуется.

Последний тип радиолокаторов называется активным радиолокатором с активным ответом (рис.1.3).

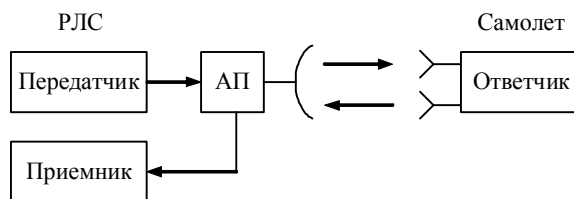


Рис.1.3. Блок-схема РЛС с активным ответом

Примером подобных систем является РЛС управления движением самолетов в окрестности аэропорта. Наличие ответчика (ретранслятора зондирующего сигнала) на борту самолета позволяет идентифицировать конкретный самолет по кодированному ответному сигналу.

Рассмотрим методику расчета дальности действия упомянутых типов радиолокационных систем.

1.3.1. Дальность действия активных и полуактивных радиолокационных систем в свободном пространстве

Начнем с полуактивной системы.

Плотность потока мощности зондирующего сигнала в месте нахождения цели равна

$$\Pi_1 = \frac{P_n G}{4\pi R_1^2},$$

где P_n и G - мощность передатчика и коэффициент усиления передающей антенны.

Мощность отраженного сигнала в направлении на приемник пропорциональна величине Π_1 . Коэффициент пропорциональности σ , имеющий размерность площади, называют эффективной площадью рассеяния (ЭПР) цели. Следовательно, плотность потока мощности отраженного сигнала в месте расположения приемника равна

$$\Pi_2 = \frac{\sigma \cdot \Pi_1}{4\pi R_2^2} = \frac{P_n \cdot G \cdot \sigma}{16\pi^2 \cdot R_1^2 \cdot R_2^2}. \quad (1.2)$$

Мощность отраженного сигнала на выходе приемной антенны равна

$$P_c = \Pi_2 A = \frac{P_n \cdot G \cdot A \cdot \sigma}{16\pi^2 \cdot R_1^2 \cdot R_2^2}. \quad (1.3)$$

В (1.3) нужно внести безразмерный коэффициент аппаратных потерь $L_a < 1$. Тогда (1.3) примет вид:

$$P_c = \frac{P_n \cdot G \cdot A \cdot \sigma \cdot L_a}{16\pi^2 \cdot R_1^2 \cdot R_2^2}. \quad (1.4)$$

Кстати, приведем соотношение между коэффициентом усиления антенны и ее эффективным раскрытием:

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2},$$

где λ - длина волны.

Учтем результаты, полученные в разделе 1.2, в том числе предположение об использовании сигналов с произвольным значением базы

$$B = t_c \Delta f_c.$$

Тогда получим выражение для максимального значения произведения $R_1 \cdot R_2$ в виде

$$(R_1 \cdot R_2)_{\max} = \sqrt{\frac{P_n \cdot G \cdot A \cdot t_c \cdot \sigma \cdot L_a}{16\pi^2 \cdot \rho_{\text{тр}} \cdot N_{\text{ш}} \cdot k \cdot T^\circ}}. \quad (1.5)$$

Величина $\rho_{\text{тр}}$ определяется заданным качеством обнаружения цели (заданными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги). Методика расчета $\rho_{\text{тр}}$ приведена в главе 2.

Для импульсных РЛС величина t_c равна длительности импульса передатчика.

Для активного радиолокатора $R_2 = R_1 = R$. При этом формула (1.5) переходит в выражение для дальности действия этого типа аппаратуры

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_n \cdot G \cdot A \cdot t_c \cdot \sigma \cdot L_a}{16\pi^2 \cdot \rho_{\text{тр}} \cdot N_{\text{ш}} \cdot k \cdot T^\circ}}. \quad (1.6)$$

Заметим, что при выводе формул (1.5) и (1.6) предполагалось, что цель находится в направлении максимального излучения передающей антенны и максимального приема приемной антенны.

В формулах (1.5) и (1.6) мощность передатчика следует подставлять в ваттах, эффективный раскрыт антенны и ЭПР цели - в квадратных метрах, G , L_a , $\rho_{\text{тр}}$ - в относительных единицах, k - в $\frac{\text{Джоулях}}{\text{градус}}$, T° -

в градусах Кельвина, Δf - в герцах. Тогда R , R_1 , R_2 будут выражаться в метрах.

Величину

$$E = \frac{P_n \cdot t_c \cdot G \cdot A \cdot L_a}{\rho_{\text{тр}} \cdot N_{\text{ш}}}, \quad (1.7)$$

которая в значительной степени определяет дальность действия радиолокатора, иногда называют энергетическим потенциалом РЛС.

1.3.2. Дальность действия активных радиолокационных систем с активным ответом

Для заданной дальности действия системы R_{\max} существуют два уравнения:

$$R_{\max} = R_1; R_{\max} \leq R_2,$$

где R_1 - максимальная дальность, на которой ретранслятор обнаруживает зондирующий сигнал; R_2 - максимальная дальность, на которой радиолокатор обнаруживает ответный сигнал. Примем худшие случаи: $R_{\max} = R_1; R_{\max} = R_2$.

Дальности R_1 и R_2 рассчитываются по методике, аналогичной той, которая была использована при выводе формул (1.5) и (1.6). Поэтому приведем выражения R_{\max} без доказательства.

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_1 \cdot G_1 \cdot A_2 \cdot L_{1,2}}{4\pi \cdot \rho_2 \cdot k \cdot T^0 \cdot \Delta f_2}}; \quad (1.8)$$

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_2 \cdot G_2 \cdot A_1 \cdot L_{2,1}}{4\pi \cdot \rho_1 \cdot k \cdot T^0 \cdot \Delta f_1}}. \quad (1.9)$$

Параметры радиолокатора в правых частях (1.8) и (1.9) снабжены индексом "1", а параметры ретранслятора - индексом "2". Коэффициент $L_{1,2}$ представляет собой произведение коэффициентов потерь передающей части радиолокатора и приемной части ретранслятора. Коэффициент $L_{2,1}$ - это произведение коэффициентов потерь передающей части ретранслятора и приемной части радиолокатора. Энергетические параметры радиолокатора и ретранслятора рассчитываются по формулам (1.8) и (1.9) при заданном значении R_{\max} .

Формулы (1.8) и (1.9), полученные в этом разделе, можно использовать при расчетах других систем с ретрансляторами.

Дальность действия пассивного радиолокатора можно рассчитать по формуле (1.9), если полоса пропускания приемника не меньше ширины спектра сигнала, излучаемого аппаратурой на цели. В противном случае числитель подкоренного выражения в (1.9) нужно умножить на отношение полосы пропускания приемника радиолокатора к ширине спектра сигнала, излучаемого целью. Теперь в (1.9) R_{\max} - это дальность действия РЛС, параметры радиолокатора имеют индекс "1", а параметры аппаратуры на цели - индекс "2". Коэффициент потерь в приемной части радиолокатора равен $L_{2,1}$.

1.4. Затухание радиоволн в атмосфере

При распространении радиосигнала в атмосфере плотность потока мощности уменьшается вследствие поглощения молекулами кислорода и водяного пара, а также из-за рассеяния гидрометеорами (частицами воды). Ослабление сигнала характеризуется коэффициентом затухания α (дБ/км). Этот коэффициент численно равен уменьшению мощности сигнала (в децибелах) на трассе длиной 1 км.

Если дальность цели до активного радиолокатора составляет R километров, то мощность отраженного сигнала уменьшается на $\alpha \cdot 2R$ дБ. В относительных единицах потери затухания составляют

$$L_{at} = 10^{-0,2\alpha R} . \quad (1.10)$$

Дальность действия R_{\max} фигурирует в техническом задании. Поэтому для расчета какого-либо энергетического параметра активного радиолокатора в (1.6) - (1.9) вместо коэффициента аппаратурных потерь L_a нужно использовать произведение $L_a \cdot L_{at}$. Величина L_{at} определяется формулой (1.10), в которой $R = R_{\max}$.

Аналогично для полуактивной РЛС в формулу (1.5) вместо L_a нужно подставить произведение

$$L_a \cdot L_{at} = L_a \cdot 10^{-0,1\alpha(R_{1\max} + R_{2\max})} .$$

Атмосферные потери выражаются соотношением

$$L_{at} = \alpha(R_{1\max} + R_{2\max}) , \text{ дБ,}$$

где $R_{1\max}$ и $R_{2\max}$ - заданные максимальные дальности цели до передатчика и приемника системы.

Для пассивного радиолокатора потери определяются по формуле

$$L_a \cdot L_{at} = L_a \cdot 10^{-0,1\alpha R_{2\max}} .$$

Для активной РЛС с активным ответом в числителе формул (1.8) и (1.9) нужно ввести множитель

$$L_{at} = 10^{-0,1\alpha R_{\max}} .$$

Аналогичные поправки нужно внести в формулы дальности действия систем с односторонним распространением сигналов.

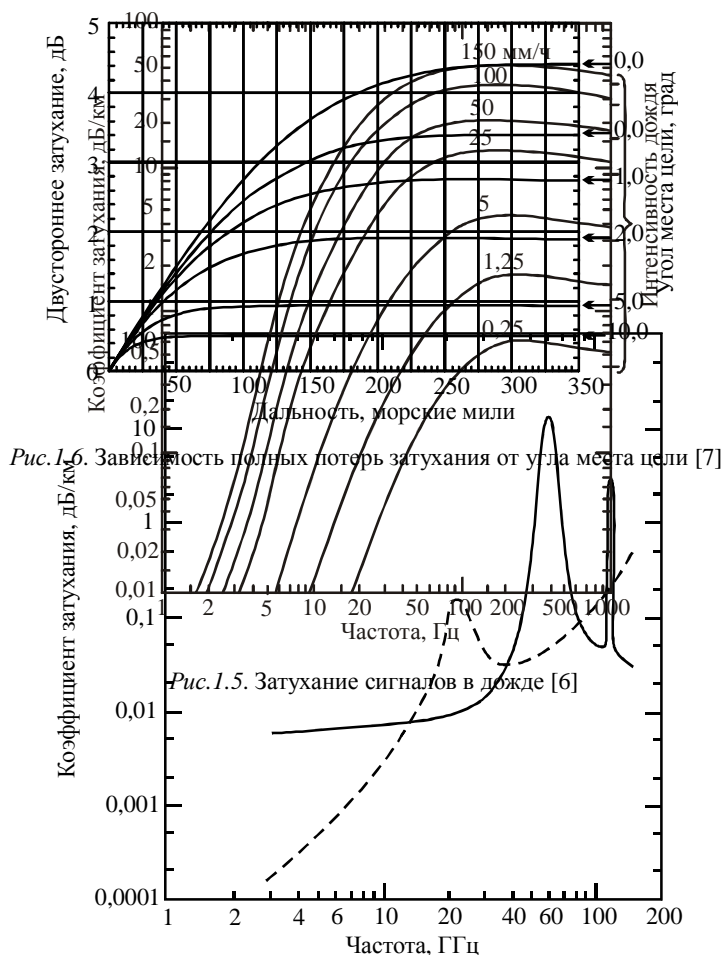


Рис.1.4. Затухание сигналов в атмосферных газах [2]: сплошная кривая - затухание в кислороде, штриховая кривая - затухание в водяном паре

Коэффициент затухания α зависит от состояния атмосферы и несущей частоты сигнала f_0 . На рис.1.4 приведена зависимость $\alpha(f_0)$ для сухой атмосферы (при отсутствии гидрометеоров).

На рис.1.5 представлена зависимость коэффициента затухания от несущей частоты сигнала и интенсивности дождя, которая измеряется количеством выпадающих осадков в мм/ч.

При выполнении расчетов атмосферных потерь нужно учитывать следующие соображения [6, 7].

Зависимость $\alpha(f_0)$ для сухой атмосферы получена при атмосферном давлении 760 мм рт. ст. Вместе с тем, если цель находится на значительной высоте, траектория радиолучей частично проходит в разреженных слоях атмосферы. В результате атмосферные потери уменьшаются. В качестве примера на рис.1.6 представлена заимствованная из [7] зависимость полных потерь затухания от различных значений угла места радиолокационной цели.

Сравнение кривых на рис.1.6 свидетельствует о заметном уменьшении атмосферных потерь с ростом угла места цели.

В [6] приводятся данные, которые нужно учитывать при расчете потерь в дожде. Статистические данные свидетельствуют о малой вероятности сильных дождей (интенсивность более $(4 \div 5)$ мм/ч); о небольших размерах территории, занятой сильным дождем (диаметр территории менее 50 км для дождя с интенсивностью 5 мм/ч); о малой интенсивности дождей (≤ 4 мм/ч) на высотах, больших 4 км.

При прочих равных условиях атмосферные потери увеличиваются с уменьшением длины волны зондирующего сигнала. Поэтому в радиолокаторах с большой дальностью действия, как правило, не используют сантиметровый и миллиметровый диапазоны волн. Исключением являются радиолокаторы, работающие по высотным целям, в том числе радиолокаторы космического базирования.

1.5. Максимальная дальность действия радиолокатора. Ограничение дальностью прямой видимости

До сих пор мы рассматривали методику расчета дальности действия радиосистем в отсутствие земной поверхности. Теперь учтем влияние земной поверхности на дальность действия систем.

Земная поверхность двояко влияет на дальность действия радиолокатора. Первый фактор влияния выражается в том, что при частотах сигнала $f > (15 \div 30)$ МГц ($\lambda < 10 \div 20$ м) кривизна земной поверхности ограничивает дальность действия дальностью прямой видимости $R_{пр}$. Второй фактор влияния связан с тем, что сигнал может приходить от передатчика к цели или к приемнику двумя или несколькими путями: непосредственно от передатчика и в результате переотражения от земной поверхности. Мощность результирующего сигнала зависит не только от величин, входящих в выражения (1.5) - (1.9), но и от соотношения амплитуд и фаз упомянутых сигналов. В радиолокационных системах то же относится к распространению отраженного сигнала от цели к приемнику.

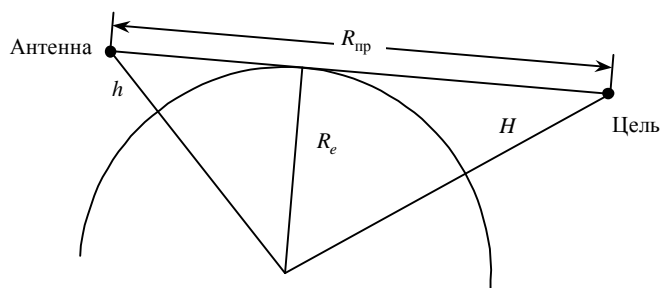


Рис. 1.7. К расчету дальности прямой видимости

Величина $R_{пр}$ определяется высотами над земной поверхностью антенны радиолокатора (или передатчика) h и цели (или приемника) H , а также эквивалентным радиусом Земли R_e . Как следует из рис.1.7,

$$R_{пр} = \sqrt{(R_e + h)^2 - R_e^2} + \sqrt{(R_e + H)^2 - R_e^2} \approx \sqrt{2R_e} (\sqrt{h} + \sqrt{H}). \quad (1.11)$$

При выводе выражения (1.11) принято, что $h \ll R_e$ и $H \ll R_e$. В свою очередь [8] с учетом рефракции радиоволн

$$R_e = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{dn}{dH}},$$

где R_1 - физический радиус Земли; n - коэффициент преломления атмосферы на высоте H . Производная $\frac{dn}{dH}$ зависит от состояния атмосферы.

Для так называемой стандартной атмосферы

$$\frac{dn}{dH} \approx -3,8 \cdot 10^{-5} \text{ км}^{-1}.$$

С учетом этого значения $\frac{dn}{dH}$ получим величину R_e для стандартной атмосферы: $R_e = 8500$ км.

Следовательно, в условиях стандартной атмосферы дальность прямой видимости составляет

$$R_{пр}[\text{км}] = 4,1 \cdot (\sqrt{h[\text{М}]} + \sqrt{H[\text{М}]}) \quad (1.12)$$

Окончательно дальность действия радиолокатора равна

$$R_{\max} = \min(R'_{\max}, R_{пр}).$$

где R'_{\max} - максимальная дальность с учетом потерь в атмосфере.

Определим зависимость угла места цели ε от ее высоты H и дальности до радиолокатора R . По определению это угол между линией визирования цели и местным горизонтом. Из рис.1.8 следует, что

$$\varepsilon \approx \arcsin \frac{H-x}{R} \approx \frac{H-x}{R}.$$

Отрезок x найдем из приближенного равенства

$$(R_e + x)^2 \approx R_e^2 + R^2.$$

Отсюда

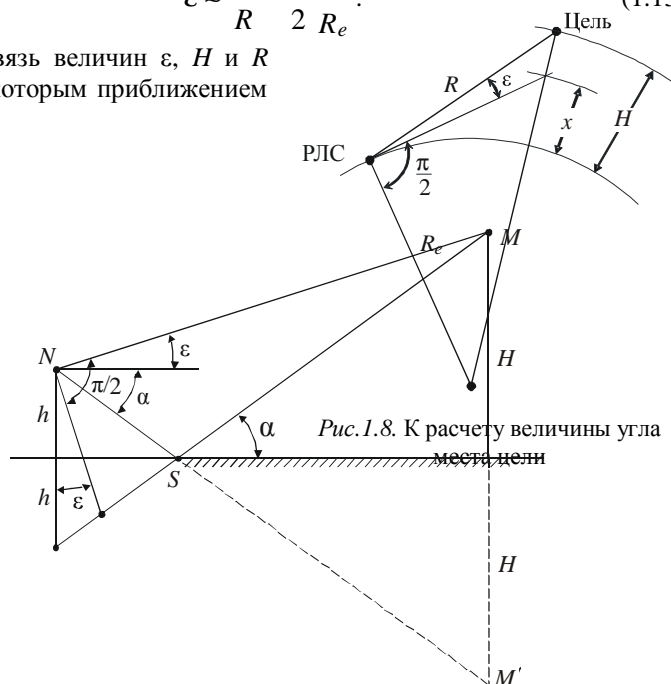
$$x \approx \frac{R^2}{2R_e}.$$

Следовательно,

$$\varepsilon \approx \frac{H}{R} - \frac{1}{2} \frac{R}{R_e}. \quad (1.13)$$

Если связь величин ε , H и R можно с некоторым приближением Земли.

выражать формулой (1.13), использовать модель плоской



1.6. Влияние отражений от земной поверхности на дальность действия радиосистем

Задачу, сформулированную в заголовке, будем решать на упрощенной модели земной поверхности (рис.1.9). Положим, что Земля является плоской и

Рис.1.9. К оценке разности фаз напряженностей поля E_1 и E_2

гладкой. Первое допущение вполне оправдано тем, что точки отражения (например, точка S) находятся на небольших расстояниях от антенны радиолокатора. При принятых допущениях отражения можно считать зеркальными. Вначале рассмотрим влияние отражений на дальность действия РЛС, а затем обобщим полученные результаты на системы с односторонним распространением сигналов. Приемопередающая антенна РЛС находится в точке N на высоте h , а цель - в точке M на высоте H . Напряженность поля зондирующего сигнала в точке M равна сумме напряженностей прямой волны E_1 и переотраженной волны E_2 . Пусть цель находится в максимуме ДН антенны. Тогда амплитуды указанных напряженностей с учетом обозначений на рис.1.9 можно выразить так:

$$E_1 = E_m \cdot F(0) = E_m;$$

$$E_2 = p \cdot E_m \cdot F(\varepsilon + \alpha),$$

где p - модуль коэффициента отражения волны от земной поверхности, а $F(\cdot)$ - нормированная ДН антенны.

Фазовый сдвиг Ψ между составляющими суммарного поля E_1 и E_2 представим в виде суммы:

$$\Psi = \Psi_1 + \Psi_2,$$

где Ψ_1 - фазовый сдвиг при отражении от земной поверхности;

Ψ_2 - разность длин путей прямой и переотраженной волн. Как видно из рис.1.9,

$$\Psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2h \cdot \sin \varepsilon = \frac{4\pi h \sin \varepsilon}{\lambda}. \quad (1.14)$$

Следовательно, результирующая напряженность E равна

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 \cdot E_2 \cdot \cos \Psi} = \\ = E_1 \cdot \sqrt{1 + p^2 \cdot F^2(\epsilon + \alpha) + 2p \cdot F(\epsilon + \alpha) \cos \Psi} = E_1 \cdot MP(\epsilon + \alpha),$$

где $MP(\epsilon + \alpha)$ - интерференционный множитель.

Плотность потока мощности пропорциональна квадрату напряженности поля. Поэтому соотношение плотностей потоков мощности зондирующего сигнала в точке M с учетом и без учета отражений от Земли (PD'_1 и PD_1 соответственно) имеет вид:

$$PD'_1 = PD_1 \cdot MP^2(\epsilon + \alpha).$$

Аналогичные явления происходят и при распространении отраженного от цели сигнала до приемной антенны. Поэтому соотношение между плотностями потоков мощности отраженного сигнала в месте расположения радиолокатора с учетом и без учета влияния Земли (PD'_2 и PD_2) имеет вид:

$$PD'_2 = PD_2 \cdot MP^4(\epsilon + \alpha).$$

Следовательно, связь между дальностью действия радиолокатора с учетом отражений от Земли R''_{\max} и дальностью действия в свободном пространстве R_{\max} определяется выражением

$$R''_{\max} = R_{\max} MP(\epsilon + \alpha) = \\ = R_{\max} \sqrt{1 + p^2 \cdot F^2(\epsilon + \alpha) + 2p \cdot F(\epsilon + \alpha) \cos(\Psi_1 + \Psi_2)}. \quad (1.15)$$

Модуль коэффициента отражения p и фазовый сдвиг Ψ_1 зависят от свойств земной поверхности в точке отражения, угла падения α , частоты сигнала и поляризации падающей волны. Для горизонтальной поляризации $p \approx 1$, а $\Psi_1 \approx \pi$ в широких пределах изменения частоты и угла падения волны.

Поведение p и Ψ_1 в функции угла падения α и частоты при вертикальной поляризации иллюстрируется на рис.1.10 и 1.11. Здесь имеется в виду распространение радиосигналов над гладкой водной поверхностью.

Анализ формулы (1.15) позволяет сделать вывод о том, что при малых значениях угла ϵ величина R''_{\max} осциллирует. Чтобы убедиться в этом, примем $\alpha \approx \epsilon$.

При малых углах α для обоих видов поляризации сигнала $\Psi_1 \approx \pi$. Кроме того, при $2\epsilon < \theta/2$ имеем $F(2\epsilon) \approx 1$, где θ - ширина ДН антенны.

В этом случае

$$R''_{\max} \approx R_{\max} \sqrt{1 + p^2 - 2p \cos \Psi_2}. \quad (1.16)$$

Как следует из формулы (1.16), при изменении Ψ_2 величина R''_{\max} изменяется в пределах $R_{\max}(1-p) \div R_{\max}(1+p)$. В частности,

при $\epsilon = 0$, $\Psi_2 = 0$, $p = 1$ $R''_{\max} = 0$. При $\epsilon = \frac{\lambda}{4h}$, $\Psi_2 = \pi$ $R''_{\max} \approx R_{\max}$. При $\epsilon \geq \frac{\theta}{2}$, $F(\epsilon + \alpha) \ll 1$ $R''_{\max} \approx R_{\max}$.

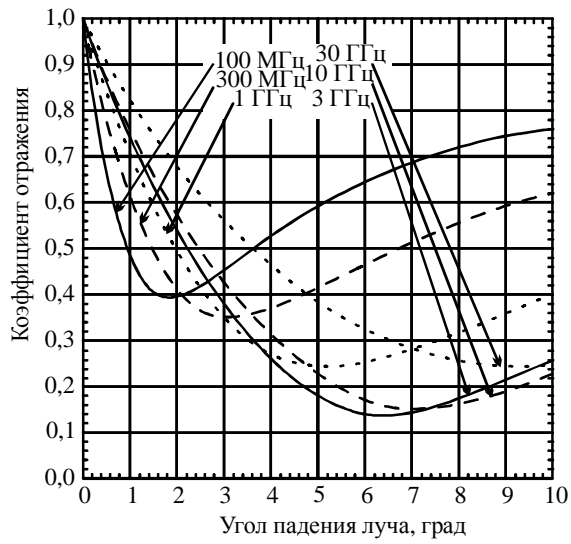


Рис. 1.10. Зависимость коэффициента отражения от угла падения луча [7]

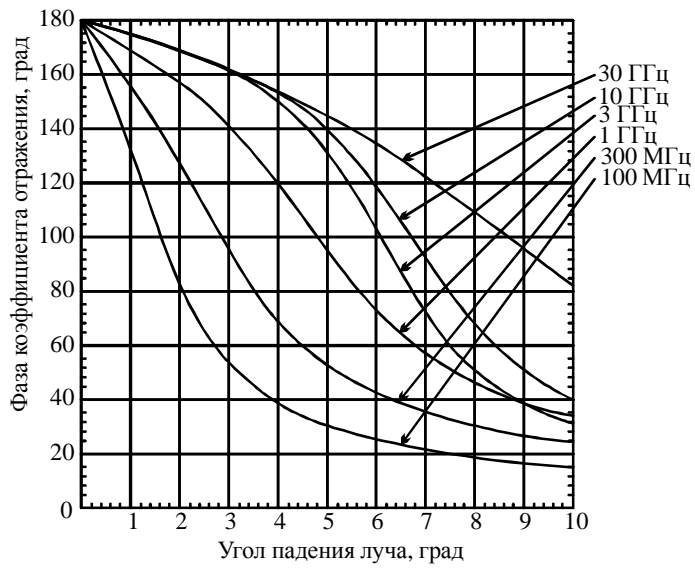


Рис. 1.11. Зависимость фазы коэффициента отражения от угла падения луча [7]

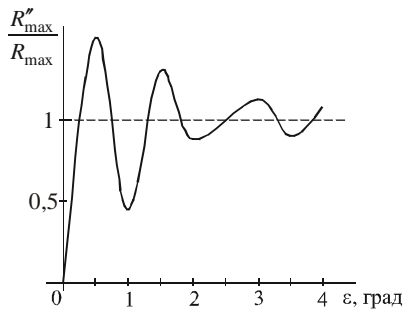


Рис.1.12. Зависимость отношения

$$\frac{R''_{\max}}{R_{\max}} \text{ от угла } \varepsilon$$

На рис.1.12 приведена зависимость $\frac{R''_{\max}}{R_{\max}}$ от ε при $\theta = 5^\circ$,

частоте 3 ГГц и вертикальной поляризации зондирующего сигнала. Несложные расчеты показывают, что все сказанное о влиянии отражений от земной поверхности на дальность действия РЛС справедливо и для систем с односторонним распространением сигналов.

Об ошибках измерения угла места цели. Возвратимся к рис.1.9. Обратим внимание на штриховую линию, идущую от антипода цели (точка M') в точку отражения S . Эта линия является продолжением отрезка NS . Следовательно, мы можем заменить отраженный от Земли сигнал новым сигналом, исходящим из антипода. Таким образом, наличие отражений от земной поверхности приводит к появлению второго (помимо цели) объекта - антипода. Если антипод находится в пределах ДН антенны в вертикальной плоскости, угломер будет измерять не угол места цели, а направление на некий радиолокационный центр пары объектов: цели и антипода. Из-за этого появляется ошибка измерения угла места цели. Подробнее этот вопрос будет рассмотрен в главе 2.

1.7. Эффективная площадь рассеяния радиолокационной цели. Примеры ЭПР различных объектов

Отражение части электромагнитной энергии зондирующего сигнала от объекта является следствием рассеяния радиоволн на границе двух сред с различающимися значениями электрофизических параметров (проводимости, диэлектрической постоянной, магнитной проницаемости). В соответствии с (1.2) ЭПР цели определяется выражением

$$\sigma = 4\pi \cdot R^2 \cdot \frac{\Pi_2}{\Pi_1}, \quad (1.17)$$

где R - дальность цели до приемника радиолокатора. В данном разделе, наряду с использованием (1.17), дается характеристика ЭПР объектов исходя из качественных физических представлений.

Прежде всего разделим все объекты в зависимости от отношения максимального линейного размера цели L к длине волны радиолокатора на две группы:

- малоразмерные объекты, для которых $\frac{L}{\lambda} \leq 1$;
- объекты больших размеров, для которых $\frac{L}{\lambda} \gg 1$.

Типичными представителями объектов первой группы являются гидрометеоры (капли воды в воздухе) и полуволновые диполи, используемые для создания помех радиолокаторам, а также мелкие элементы земной поверхности. Характерным для этой группы является появление объектов в виде скоплений, заполняющих некоторый объем пространства или участок земной поверхности. Поэтому такие объекты называют объемно-распределенными или поверхностно-распределенными.

ЭПР объемно-распределенного объекта вычисляется с использованием понятия разрешаемого объема ΔW по формуле

$$\sigma_v = \sigma_{0v} \cdot \Delta W, \quad (1.18)$$

где σ_{0v} - удельная ЭПР объемно-распределенного объекта. Величина σ_{0v} равна суммарной ЭПР отражателей в единице объема (обычно в 1 м^3). Размерность $\sigma_{0v} = \left| \frac{\text{м}^2}{\text{м}^3} \right|$.

ЭПР поверхностно-распределенного объекта определяется с использованием понятия разрешаемой площадки ΔS по формуле

$$\sigma_s = \sigma_{0s} \cdot \Delta S, \quad (1.19)$$

где σ_{0s} - удельная ЭПР поверхностно-распределенного объекта. Величина σ_{0s} равна суммарной ЭПР объекта данного вида в пределах площадки, равной 1 м^2 . Размерность $\sigma_{0s} = \left| \frac{\text{м}^2}{\text{м}^2} \right|$, т.е. σ_{0s} - безразмерная величина.

Ее иногда называют коэффициентом отражения поверхности данного вида.

Ко второй группе объектов радиолокационных целей (самолеты, вертолеты, автомобили, снаряды). Приведем формулы для расчета ЭПР формы.

ЭПР сферы радиуса a при $\frac{a}{\lambda} \gg 1$ поперечного сечения

$$\sigma \approx \pi \cdot a^2.$$

Направление, в котором сигнал, облучающего гладкую законом зеркального отражения. Поэтому окрестность так называемой блестящей точки, в которой направление облучения объекта.

Сферу с хорошо проводящей использовать в качестве эталона при ЭПР сложного объекта на полигоне. расстоянии R_1 от РЛС, а эталонная сфера. Измерив мощности отраженных сигналов рассчитаем ЭПР объекта по формуле

$$\sigma \approx \pi \cdot a^2 P_1/P_2 (R_1/R_2)^4.$$

ЭПР прямоугольной пластинки с под углом γ к нормали (рис.1.13)

$$\sigma = \frac{4\pi S^2}{\lambda^2} \cdot \cos^2 \gamma \cdot \left(\frac{\sin \frac{2\pi a \sin \gamma}{\lambda}}{\frac{2\pi a \sin \gamma}{\lambda}} \right),$$

где $S = a \cdot b$ - площадь пластинки. В частности, при $\gamma = 0$ (облучение по нормали)

$$\sigma = \frac{4\pi S^2}{\lambda^2} = S \frac{4\pi S}{\lambda^2}. \quad (1.22)$$

Пластинка ведет себя как плоская антенна, извлекающая из первичного поля мощность $P_1 \cdot S$ и переизлучающая ее в направлении на радиолокатор с коэффициентом усиления антенного раскрыва с площадью S , равным $G = \frac{4\pi S}{\lambda^2}$.

Обычно $\frac{4\pi S}{\lambda^2} \gg 1$. Поэтому ЭПР пластинки при облучении ее по нормали значительно превышает площадь пластинки. Однако если угол облучения отличается от прямого ($|\gamma| > 0$), ЭПР пластинки резко уменьшается.

Угловые отражатели состоят из трех взаимно перпендикулярных пластинок квадратной или треугольной формы. Благодаря двукратному или трехкратному отражению от граней отражателя основная часть облучающего сигнала возвращается в направлении радиолокатора. Частный случай процесса двукратного отражения сигнала приведен на рис.1.14.

На основании рисунка можно сделать следующие выводы:

- направление, в котором отражается основная часть энергии, совпадает с направлением облучения;
- длина пути отраженного сигнала ($ABCD$) не зависит от точки падения луча на отражатель (точка B).

Следовательно, отраженный сигнал есть синфазный пучок, аналогичный сигналу от пластинки при нормальном облучении. Поэтому ЭПР углового отражателя сохраняет практически постоянное значение в широком угловом секторе. ЭПР углового отражателя примерно равна ЭПР одной грани при нормальном ее облучении.

Модель сложной цели в виде совокупности блестящих точек. Формулу (1.20) можно обобщить на случай произвольной поверхности двойной кривизны. Если такая поверхность имеет одну блестящую точку, то ее ЭПР приближенно равна

$$\sigma \approx \pi \cdot a_1 \cdot a_2,$$

где a_1 и a_2 - главные радиусы кривизны поверхности (минимальный и максимальный) в блестящей точке. Понятие блестящей точки позволяет уяснить особенности рассеяния радиоволн объектами сложной формы. Объект, на поверхности которого имеются две или более блестящих точек, называется сложной целью.

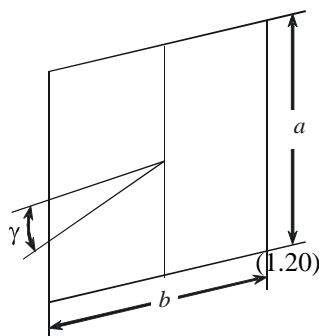


Рис.1.13. К расчету ЭПР пластинки

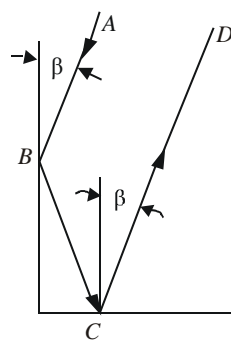


Рис.1.14. Угловой отражатель

относится большинство объектов простой геометрической

приблизительно равна площади ее

рассеивается основная часть поверхность, определяется основной вклад в ЭПР сферы дает точки. Блестящей называется нормально к поверхности

поверхностью можно экспериментальном определении Пусть объект находится на радиуса a - на расстоянии R_2 . от объекта P_1 и от сферы P_2 ,

размерами a и b при облучении ее определяется формулой

(1.21)

Основной вклад в ЭПР сложной цели также дают отражения от блестящих точек, которых может быть довольно много. Например, при облучении самолета вдоль продольной оси основной вклад в ЭПР дают блестящие точки на носу, мотогондолах. В некоторых случаях блестящие точки могут располагаться на кромках крыльев и хвостового оперения. Математическое ожидание результирующей ЭПР можно приближенно определить как сумму ЭПР в отдельных блестящих точках:

$$\bar{\sigma} = \sum_{i=1}^n \bar{\sigma}_i .$$

В общем случае реальный объект можно заменить совокупностью блестящих точек. Такое представление сложной цели будет использовано в главе 2 для получения временных и спектральных характеристик сигналов, отраженных сложными целями.

В качестве примера приведем усредненные значения ЭПР, в м², некоторых объектов [2]:

Крылатая ракета	0,1
Небольшой одномоторный самолет	1
Большой самолет-истребитель	6
Реактивный авиалайнер средних размеров	20
Большой реактивный авиалайнер	40
Вертолет	10
Автомобиль	100
Человек	1
Большая птица	10 ⁻²
Муха	10 ⁻⁵

Очевидно, что ЭПР радиолокационных целей изменяется в широком диапазоне значений. Заметим, что наибольшей ЭПР характеризуются морские корабли. Так, ЭПР крейсера доходит до 40000 м²

2. Радиолокационные системы

2.1. Основные характеристики радиолокационных систем

Радиолокационные системы и отдельные радиолокационные станции предназначены для обнаружения разнообразных объектов (целей) и определения их текущих координат, а для движущихся объектов - определения радиальных скоростей, траекторий. Для решения этих задач в радиолокации используется излучение в окружающее пространство зондирующего сигнала и прием сигналов, отразившихся от объектов (рис.2.1).

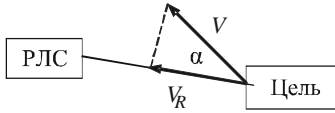


Рис.2.2. Скорость цели

Излучение передатчика, строго говоря, не является сигналом, так как оно не является носителем информации. Информацию об объекте содержит отраженный сигнал. Однако в соответствии с принятой терминологией электромагнитные колебания,



Рис.2.1. Принцип действия РЛС

излучаемые передатчиком РЛС, будем называть зондирующим сигналом.

Методы радиолокационного обнаружения объектов и определения их координат базируются на трех физических явлениях:

- почти прямолинейном распространении радиоволн используемого диапазона (миллиметры - метры) с практически постоянной скоростью $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с (загоризонтные РЛС здесь не рассматриваются);
- свойстве объектов различной природы частично рассеивать падающие на них электромагнитные волны;
- эффекте Доплера.

В связи с этими физическими явлениями отраженный сигнал содержит определенную информацию о цели. Факт обнаружения сигнала свидетельствует о наличии некоторого объекта в зоне действия РЛС. Временное запаздывание отраженного сигнала относительно зондирующего

$$t_3 = \frac{2R}{c} \quad (2.1)$$

позволяет измерить дальность R до объекта. Если цель движется относительно РЛС с радиальной скоростью $V_R = V \cos \alpha$ (рис.2.2), то вследствие эффекта Доплера несущая частота отраженного сигнала отличается от частоты зондирующего сигнала f_0 на величину

$$f_d = \frac{2V_R}{\lambda}, \quad (2.2)$$

где λ - длина волны РЛС; f_d - доплеровское смещение частоты. Измерив f_d , можно определить радиальную скорость цели.

В формуле (2.2) величина V_R считается положительной, если цель приближается к РЛС, и отрицательной - в случае удаления цели. В соответствии с этим изменяется и знак f_d .

Используя остронаправленные антенны для излучения и приема сигналов, можно найти угловые координаты цели по положению в пространстве оси антенной системы, соответствующему максимуму принятого сигнала. Значит, координаты радиолокационных целей измеряются в сферической системе координат R, β, ϵ с добавлением в ряде случаев радиальной скорости цели (рис.2.3).

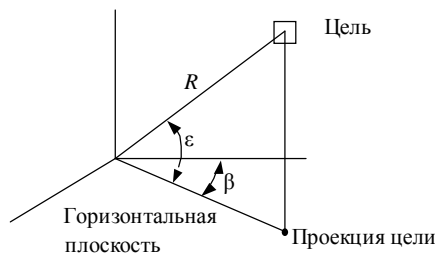


Рис.2.3. Координаты цели

К основным тактико-техническим характеристикам РЛС относятся дальность действия, точность измерения координат и разрешающая способность, определяемые как в отсутствие внешних помех, так и в заданной помеховой обстановке.

Блок-схема РЛС с импульсным зондирующим сигналом представлена на рис.2.4. Генератор несущей формирует гармоническое напряжение со стабильной частотой f_0 (рис.2.5,а). Синхронизатор генерирует последовательность импульсов длительностью $\tau_{и}$ и с периодом $T_{сл}$ (рис.2.5,б). Модулятор в данном случае представляет собой электронный ключ, отпираемый импульсами синхронизатора. На выходе модулятора имеет место последовательность радиоимпульсов (рис.2.5,в). При наличии импульса на выходе синхронизатора антенный переключатель соединяет антенну с усилителем мощности (см. рис.2.4). При этом радиоимпульс зондирующего сигнала излучается в пространство. В интервале между импульсами синхронизатора антенна подключается к входу приемника. На вход приемника поступают импульсы отраженных от целей сигналов. После усиления в малошумящем усилителе (МШУ) отраженный сигнал поступает на смеситель. На выходе последнего формируется напряжение промежуточной частоты

$$f_{пр} = f_0 - f_{гет}. \quad (2.3)$$

Это напряжение усиливается и фильтруется. Затем оно поступает в устройство обработки сигналов. На выходе последнего формируется сигнализация обнаружения цели, а также выдаются значения текущих координат цели R , β , ε и ее радиальной скорости.

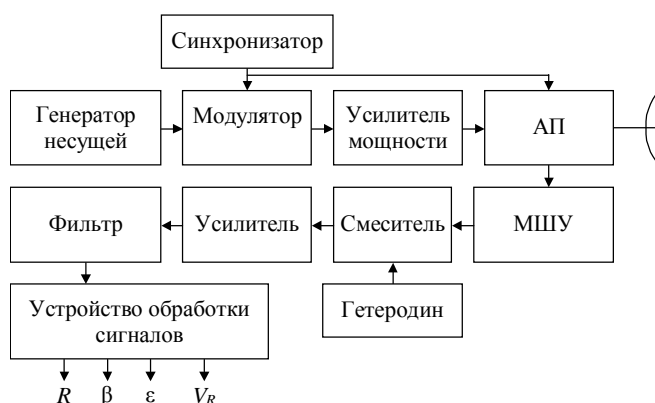


Рис.2.4. Блок-схема импульсной РЛС

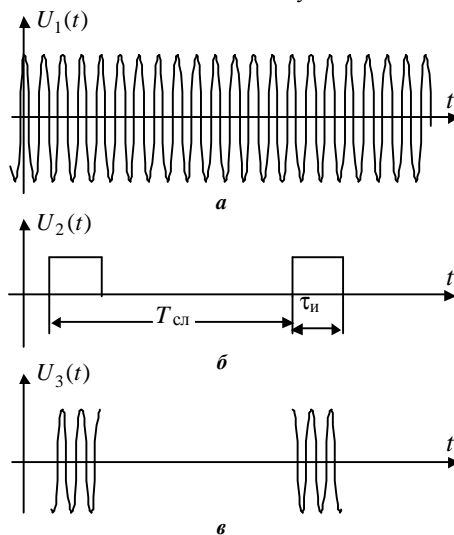


Рис.2.5. Временные диаграммы: а - генератор несущей; б - синхронизатор; в - выход модулятора

Для того чтобы дальность до цели измерялась однозначно и просто, нужно выбирать период следования импульсов передатчика из соотношения

$$T_{сл} > \frac{2R_{max}}{c}, \quad (2.4)$$

где R_{max} - дальность действия радиолокатора.

При нарушении условия (2.4) возникает неопределенность в измерении дальности цели, иллюстрируемая на рис.2.6, на котором показано расположение импульсов отраженного сигнала цели

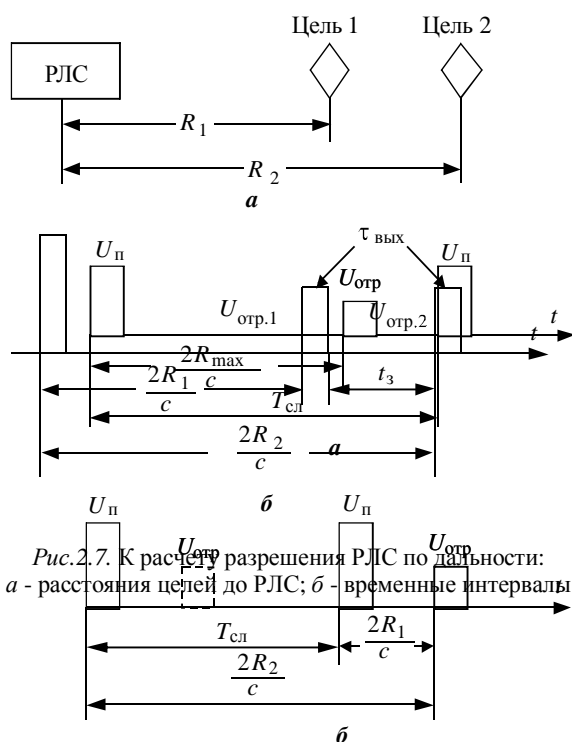


Рис.2.7. К расчету разрешения РЛС по дальности:
 а - расстояния целей до РЛС; б - временные интервалы

Рис.2.6. Расположение импульсов сигнала цели относительно импульсов передатчика

относительно импульсов передатчика. Рис.2.6,а относится к случаю, когда $T_{сл} > \frac{2R_{max}}{c}$, а рис.2.6,б - к случаю $T_{сл} < \frac{2R_{max}}{c}$. На рис.2.6,б пунктиром изображен отраженный сигнал, обходящийся импульсу передатчика, который предшествует первому зондирующему импульсу. Из рис.2.6,б следует, что измеренная дальность цели равна R_1 . Истинная дальность составляет R_2 .

2.2. Разрешающая способность радиолокатора

Разрешающей способностью называют свойство радиолокатора отдельно обнаруживать близко расположенные цели и отдельно измерять их координаты и радиальные скорости. Вместе с тем термин "разрешающая способность" используется и как количественная характеристика степени разрешения по той или иной координате цели. В этом случае разрешающей способностью по какой-либо координате (дальности, азимуту, углу места) или радиальной скорости называют минимальную разность значений этой координаты (скорости) двух целей, при которой эти цели могут быть еще обнаружены отдельно. При этом, конечно, считается, что остальные координаты (скорость) целей одинаковы или во всяком случае по ним цели не разрешаются.

В данном разделе кратко рассмотрим факторы, определяющие разрешающую способность радиолокатора по дальности, угловым координатам и радиальной скорости. Кроме того, здесь введем понятия разрешаемого объема и разрешаемой площадки радиолокатора.

Разрешение по дальности. Оценим разрешающую способность по дальности на примере импульсного радиолокатора. Пусть имеются две цели на дальностях R_1 и R_2 (рис.2.7,а). Временной зазор между импульсами отраженных сигналов на выходе устройства обработки (рис.2.7,б) равен

$$t_3 = \frac{2}{c}(R_2 - R_1) - \tau_{вых}, \quad (2.5)$$

где $\tau_{вых}$ - длительность импульса отраженного сигнала на выходе устройства обработки. При сближении целей, как следует из (2.5), промежуток t_3 уменьшается.

Примем за разрешающую способность по дальности ΔR такую разность дальностей целей $R_2 - R_1$, при которой t_3 обращается в нуль и отраженные сигналы начинают сливаться. Тогда из (2.5) следует, что

$$\frac{2\Delta R}{c} = \tau_{вых} \text{ и}$$

$$\Delta R = \frac{c\tau_{\text{ВЫХ}}}{2}. \quad (2.6)$$

Длительность импульса на выходе согласованного фильтра равна $\tau_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{1}{\Delta f_c}$, где Δf_c - полоса пропускания согласованного фильтра. Следовательно, при использовании согласованного фильтра в устройстве обработки сигналов

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f_c}. \quad (2.7)$$

Угловая разрешающая способность равна ширине двусторонней диаграммы направленности антенной системы РЛС θ . Действительно, при угловом расстоянии между двумя объектами, равном θ , эти объекты не могут одновременно попасть в пределы луча антенны.

Разрешающая способность по радиальной скорости целей. В соответствии с (2.2) радиальная скорость цели выражается через доплеровское смещение частоты

$$V_R = \frac{\lambda}{2} f_d.$$

Следовательно, разрешающая способность радиолокатора по скорости равна

$$\Delta V_R = \frac{\lambda}{2} \Delta f_d, \quad (2.8)$$

где Δf_d - разрешение по доплеровскому смещению частоты.

Величина Δf_d обратна длительности когерентной пачки отраженного сигнала $NT_{\text{сл}}$. Таким образом,

$$\Delta V_R = \frac{\lambda}{2} \frac{1}{NT_{\text{сл}}}. \quad (2.9)$$

В случае некогерентного сигнала Δf_d обратна длительности одного импульса пачки $\tau_{\text{и}}$. Следовательно,

$$\Delta V_R = \frac{\lambda}{2\tau_{\text{и}}}.$$

Разрешаемый объем и разрешаемая площадка. Для комплексного описания пространственной разрешающей способности радиолокатора используются понятия разрешаемого объема и разрешаемой площадки. Разрешаемый объем - это область трехмерного пространства, все точки которой не разрешаются. Иными словами, сигналы от отражателей, находящихся внутри данного объема, одновременно присутствуют на входе радиолокационного приемника. Сумма их мощностей представляет собой результирующий сигнал.

Разрешаемый объем имеет вид усеченного конуса с длиной образующей, равной ΔR , и телесным углом при вершине, равным раствору двусторонней ДН антенны по половинной мощности (рис.2.8).

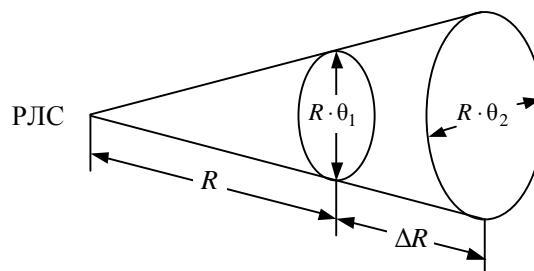


Рис.2.8. Разрешаемый объем РЛС

Разрешаемый объем приблизительно равен

$$\Delta W = \frac{\pi}{4} \Delta R \cdot R^2 \cdot \theta_1 \cdot \theta_2, \quad (2.10)$$

где R - дальность от радиолокатора до разрешаемого объема; θ_1 и θ_2 - значения ширины ДН антенны в двух взаимно перпендикулярных плоскостях (в радианах).

Если рассматриваются отражатели на плоскости, то в качестве меры пространственного разрешения используется понятие разрешаемой площадки. Разрешаемая площадка - трапеция $ABCD$ на рис.2.9, все точки которой не разрешаются радиолокатором.

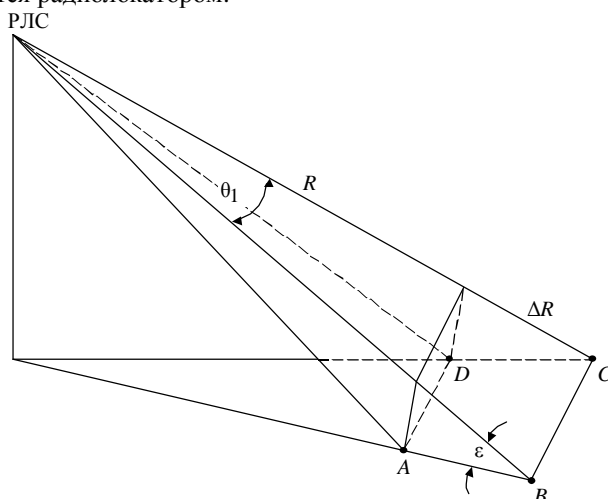


Рис.2.9. Разрешаемая площадка РЛС

Сумма мощностей всех отражателей в пределах разрешаемой площадки формирует результирующий сигнал на входе приемника. Величина разрешаемой площадки приблизительно равна

$$\Delta S = \frac{\Delta R}{\cos \epsilon} R \theta_1, \quad (2.11)$$

где θ_1 - ширина ДН антенны, в рад; ϵ - угол места луча антенны.

2.3. Обнаружение сигналов

Обнаружение сигналов в радиолокаторах производится пороговым методом. Смесь принятого сигнала и помех (собственного шума приемника и внешних помех) сравнивается с порогом. При превышении порога принимается решение о наличии сигнала цели. Если порог не превышен, считается, что сигнал цели отсутствует. В связи со случайной природой помех и флуктуациями амплитуды сигналов принимаемое решение может оказаться ошибочным.

Различают два вида ошибок: необнаружение и ложное обнаружение. Частота появления этих ошибок характеризуется соответственно вероятностью пропуска цели md (miss detection) и вероятностью ложной тревоги (false alarm) F . Под md понимают вероятность недостижения порога смесью сигнала с помехой. Величина F - это вероятность превышения порога выбросами помехи при отсутствии сигнала. Вместо вероятности md , как правило, используют вероятность правильного обнаружения (true detection) D :

$$D = 1 - md.$$

Требуемое значение D и допустимая величина F присутствуют в тактико-техническом задании на радиолокатор. Значение порога устанавливается, исходя из заданной величины F . Для реализации нужной величины D необходимо, чтобы отношение мощностей сигнала и помехи на входе приемника было не менее минимально необходимого (требуемого) $\rho_{тр}$. Рекомендуемая методика расчета $\rho_{тр}$ приводится ниже. Не трудно понять, что чем меньше требуемое отношение сигнал/помеха на входе приемника $\rho_{тр}$, тем меньше требуемая мощность передатчика при прочих равных условиях. Для снижения величины $\rho_{тр}$ целесообразно накапливать сигнал в течение времени, отведенного на обнаружение. Такая процедура обычно выполняется в радиолокаторах. Следовательно, устройство обнаружения можно представить в виде каскадного соединения двух элементов (рис.2.10).

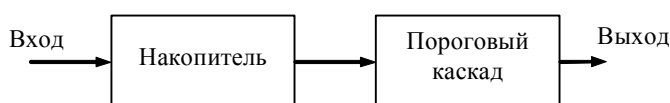


Рис.2.10. Блок-схема устройства обнаружения

Наилучшие результаты получаются при использовании в качестве первого элемента оптимального фильтра, в частности согласованного фильтра.

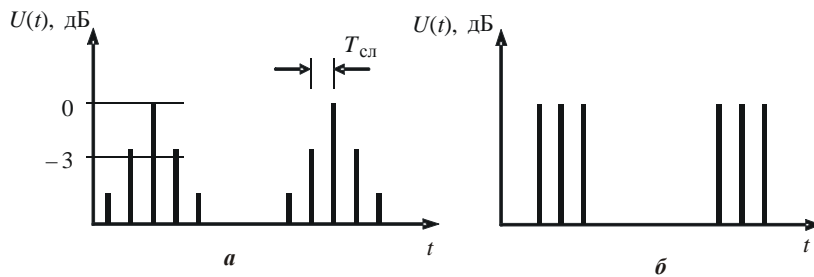


Рис.2.11. Сигналы пачечной формы:
a - реальная пачка; *б* - эквивалентная пачка

Обнаружение целей производится в области пространства, ограниченной заданным телесным углом Ψ и диапазоном дальностей от R_{\min} до R_{\max} . В разделе 2.3 показано, что обзор всех элементов дальности целесообразно выполнять одновременно с помощью многоканального устройства. Угловой обзор выгодно производить последовательно, элемент за элементом. Эта методика реализуется путем последовательного перемещения ДН антенны в пределах угла Ψ .

Число угловых элементов обзора равно

$$N_y = \frac{\Psi}{\theta_{\text{дв}}},$$

где $\theta_{\text{дв}}$ - телесный угол раствора двусторонней ДН приемопередающей антенны радиолокатора.

Двусторонняя ДН - это произведение диаграмм направленности передающей и приемной антенн.

Время, отведенное на один обзор, обозначим буквой T_o . Тогда время пребывания цели в пределах луча антенны равно

$$T_1 = \frac{T_o}{N_y} = \frac{T_o \theta_{\text{дв}}}{\Psi}. \quad (2.12)$$

Совокупность импульсов отраженного сигнала в интервале времени T_1 называется пачкой импульсов. Следовательно, когда радиолокатор работает в режиме углового обзора пространства, отраженный сигнал имеет пачечную форму. Длительность пачки равна T_1 . В периоде обзора присутствуют по одной пачке отраженного сигнала от каждой цели.

Число импульсов в пачке равно

$$N = T_1 f_{\text{сл}} = \frac{T_o \theta_{\text{дв}} f_{\text{сл}}}{\Psi}, \quad (2.13)$$

где $f_{\text{сл}} = \frac{1}{T_{\text{сл}}}$ - частота следования импульсов, в Гц.

Показателем качества обнаружителя является требуемое отношение сигнал/шум (сигнал/помеха) $\rho_{\text{тр}}$; желательно иметь наименьшее значение этого показателя при реализации заданных D и F . Предполагается, что обнаруживается пачка сигнала, состоящая из N импульсов.

Для упрощения расчета процедуры обнаружения рассматривают эквивалентную пачку импульсов. Форма реальной пачки определяется ДН антенной системы радиолокатора (рис.2.11,*a*). В эквивалентной пачке (рис.2.11,*б*) амплитуды всех импульсов равны амплитуде импульса в максимуме ДН антенны. Длительность эквивалентной пачки ограничена шириной ДН по уровню -3 дБ. При таком определении пачки оценка суммарной мощности сигнала получается завышенной. Поэтому в дальнейшем коэффициент энергетических потерь L_a в формуле (1.1) нужно уменьшить на 1,8 дБ при обзоре в одной плоскости и на 3 дБ - при обзоре в двух плоскостях [7].

Накопление сигнала производят по-разному в когерентной и некогерентной пачках. В первом случае для этого целесообразно использовать согласованный фильтр с пачкой (СФП) (рис.2.12).



Рис.2.12. Обнаружитель когерентной пачки

Во втором случае непосредственное суммирование импульсов со случайной фазой неэффективно. Поэтому нужно применять схему, показанную на рис.2.13.

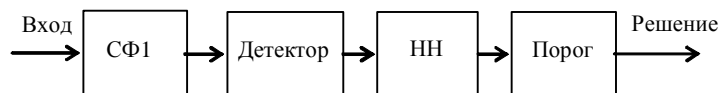


Рис.2.13. Обнаружитель некогерентной пачки:
НН - некогерентный накопитель

Первый элемент схемы - фильтр, согласованный с когерентными частями пачки (отдельными импульсами). Чтобы полностью использовать энергию пачки переходят к ее огибающей путем детектирования сигнала. Далее суммируют импульсы огибающей. Эта операция, называемая некогерентным накоплением, дает энергетический выигрыш в N раз.

Амплитудное детектирование сопровождается потерями, которые возрастают с уменьшением отношения сигнал/шум на входе детектора. С увеличением числа накапливаемых импульсов можно допустить уменьшение отношения сигнал/шум на входе детектора. Следовательно, потери детектирования растут с увеличением N . Это дало основание называть их потерями некогерентного накопления (или некогерентного интегрирования). Совместный эффект детектирования и последующего накопления всегда положителен.

Может иметь место еще одна разновидность пачечного сигнала - частично когерентная пачка. Такая пачка состоит из N_n некогерентных интервалов по N/N_n когерентных импульсов в каждом интервале. В этом случае можно использовать фильтр, согласованный с когерентными частями пачки из N/N_n импульсов. Затем продетектировать сигнал и суммировать N_n выборок огибающей.

Еще один вид энергетических потерь обусловлен особенностями отраженных сигналов от сложных целей, какими являются большинство радиолокационных объектов. На рис.2.14 представлена модель сложной цели в виде совокупности блестящих точек, которые обозначены крестиками. Отражения от окрестностей этих точек дают основной вклад в принимаемый радиолокатором сигнал. Сигнал u_c , отраженный объектом, получается в результате интерференции парциальных сигналов от n блестящих точек:

$$u_c = \sum_{i=1}^n u_i \cos(\omega_0 t + \varphi_i); \quad \varphi_i = \frac{4\pi R_i}{\lambda}, \quad (2.14)$$

где u_i - амплитуда; φ_i - начальная фаза парциального сигнала от i -й блестящей точки; λ - длина волны РЛС.

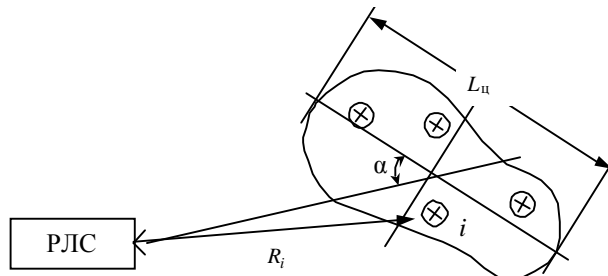


Рис.2.14. Модель сложной цели в виде совокупности блестящих точек

Если ракурс объекта относительно РЛС (угол α на рис.2.14) изменяется, то изменяются дальности R_i , а значит, и фазы φ_i (возможны изменения и u_i). В результате, как нетрудно установить с помощью (2.14), изменяются амплитуда, начальная фаза, доплеровское смещение частоты отраженного сигнала, а также положение так называемого радиолокационного центра цели. Динамику изменения указанных параметров характеризуют спектром или корреляционной функцией флуктуаций. Наиболее простой оценкой быстроты флуктуаций является их интервал корреляции τ_k . Обычно упрощенно полагают, что на отрезке времени равном или меньшим τ_k значения параметра сигнала полностью коррелированы, а значения параметра, разделенные интервалом, превышающим τ_k , некоррелированы (независимы при гауссовых флуктуациях). В соответствии с этим [9] вводят число независимых значений сигнала N_e за время обнаружения T_1 :

$$N_e = 1 + \frac{T_1}{\tau_k}. \quad (2.15)$$

Для приближенной оценки τ_k можно использовать формулу

$$\tau_k \approx \frac{\lambda}{4L_{ц}\Omega_{ц}}, \quad (2.16)$$

где $L_{ц}$ - линейный размер цели; $\Omega_{ц}$ - скорость изменения ее ракурса. Для движущихся целей, таких как самолеты, $\Omega_{ц}$ в первом приближении равна угловой скорости колебаний объекта относительно центра тяжести, рад/с.

Формула (2.16) допускает простую физическую интерпретацию. Чем больше $L_{ц}$ и $\Omega_{ц}$, тем быстрее изменяются величины R_i , следовательно, быстрее изменяются фазы φ_i . При этом сокращается τ_k . Рост λ приводит к уменьшению скорости изменения φ_i , а значит, к увеличению τ_k .

Полезно ввести классификацию флуктуаций сигналов пачечной формы, выделив четыре их типа в зависимости от соотношения τ_k , T_1 и $T_{сл}$:

- нефлуктуирующий сигнал;
- медленно флуктуирующий сигнал, имеющий место при $T_1 \leq \tau_k$; в этом случае $N_e = 1$;
- быстро флуктуирующий сигнал при $T_{сл} \geq \tau_k$; в этом случае $N_e = N$ (N - число импульсов в пачке);
- сигнал с флуктуациями смешанного типа при $T_{сл} < \tau_k < T_1$;

при этом $1 < N_e = T_1 / \tau_k < N$.

Наиболее просто обнаруживается нефлуктуирующий сигнал, поскольку для его обнаружения с заданными значениями D и F требуется наименьшее отношение сигнал/помеха ρ_{min} . Наибольшее отношение сигнал/помеха ρ_{max} требуется для обнаружения с теми же величинами D и F медленно флуктуирующего сигнала. Разность (в децибелах)

$$L_{f_0} = \rho_{max} - \rho_{min}$$

называется флуктуационными потерями (при медленных флуктуациях).

2.3.1. Метод Бартона расчета требуемого отношения сигнал/шум

В статье [9] Д. Бартон предлагает простую методику расчета требуемого отношения сигнал/шум $\rho_{тр}$ для обнаружения некогерентной пачки из N импульсов. Эту методику можно охарактеризовать формулой

$$\rho_{тр} = \rho_1(D, F) - 10 \lg N + L_i(\rho_1, N) + L_f(D, F, N_e). \quad (2.17)$$

В (2.17) все слагаемые выражены в децибелах. Первое, третье и четвертое слагаемые определяются по семействам графиков на рис.2.15 - 2.17.

Первое слагаемое в (2.17) представляет собой отношение сигнал/шум, необходимое для обнаружения одного импульса с постоянной амплитудой. Эту величину можно найти, используя рис.2.15. На семейство графиков наносят точку с абсциссой F и ординатой D . Затем определяют ρ_1 как параметр кривой, ближайшей к этой точке. Определить ρ_1 более точно можно, применив интерполирование.

Третье слагаемое (потери некогерентного интегрирования) определяют по рис.2.16. Выбирают кривую с параметром ρ_1 , рассчитанным на первом шаге. Проводят вертикальную прямую с абсциссой, равной N . В качестве $L_i(\rho_1, N)$ принимают ординату точки пересечения проведенной прямой и кривой с параметром ρ_1 .

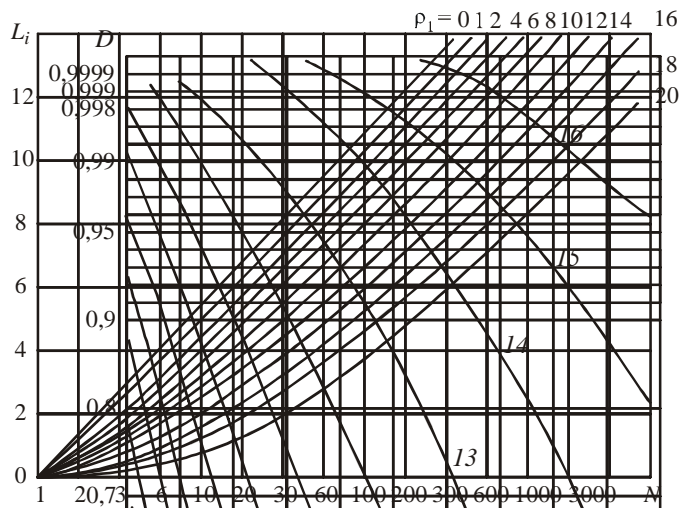


Рис.2.16. Определение величины $L_i(\rho_1, N)$ [9]

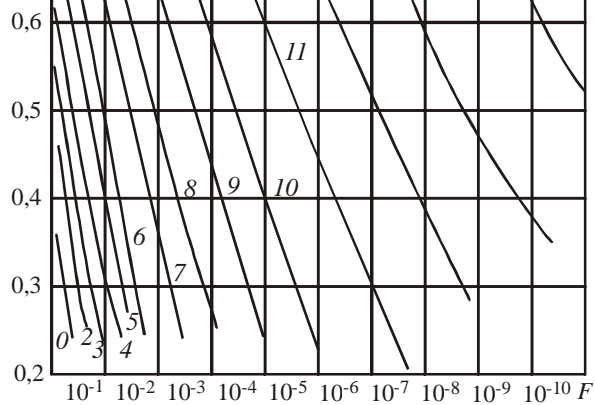
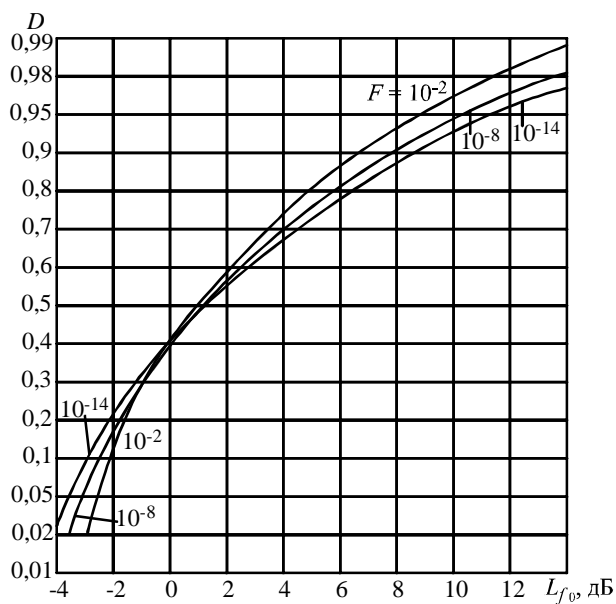


Рис.2.15. Определение величины ρ_1 [9]

Графики на рис.2.17 построены для определения потерь из-за медленных флуктуаций отраженного сигнала $L_{f0}(D, F)$.

Флуктуационные потери при N_e независимых импульсах в пачке определяются по формуле



$$L_f = \frac{L_{f_0} \text{ (дБ)}}{N_e}.$$

Бартон отмечает, что предложенная методика позволяет оценить дополнительные потери, возникающие при неоптимальных значениях параметров обнаружителя. Если полоса пропускания приемника $\Delta f_{\text{пр}}$ шире оптимальной, т.е. $\Delta f_{\text{пр}} \cdot \tau_{\text{и}} > 1$, то дополнительные потери можно оценить как L_i для $\Delta f_{\text{пр}} \cdot \tau_{\text{и}}$ некогерентно накапливаемых импульсов. Если приемник открывается (стробируется) на время t_1 , превышающее длительность импульса отраженного сигнала τ_p , то полные потери некогерентного накопления нужно рассчитывать для числа импульсов

$$N' = N \frac{t_1}{\tau_p}.$$

По оценке Бартона, погрешность, получающаяся при использовании его методики, как правило, не превышает 0,5 дБ.

Рассмотренная методика выгодно отличается от других пригодностью для расчетов при произвольных значениях N_e . Кроме того, по формуле (2.17) можно оценивать вклад в величину $\rho_{\text{тр}}$ отдельных составляющих и соответственно выбирать параметры радиолокатора.

Методику Бартона можно использовать и в случаях когерентной или частично когерентной пачек импульсов. В первом случае из формулы (2.17) нужно удалить слагаемое L_i ; во втором - это слагаемое нужно записать в виде $L_i(\rho_1, N_n)$. Покажем, как пользоваться методикой при расчетах радиолокаторов с когерентным непрерывным излучением.

Если полоса пропускания приемника равна $\Delta f_{\text{пр}} = \frac{1}{T_0}$, то $N = 1$ и $L_i = 0$.

Если $\Delta f_{\text{пр}} > \frac{1}{T_0}$, то после когерентной обработки в фильтре с полосой $\Delta f_{\text{пр}}$ сигнал нужно протектировать и некогерентно накапливать в течение времени T_0 . При этом следует учесть потери некогерентного накопления $\Delta f_{\text{пр}} \cdot T_0$ выборок.

Проиллюстрируем методику Бартона конкретными расчетами для гипотетической РЛС. Предположим, что РЛС производит обзор пространства в горизонтальной плоскости. Ширина луча антенны $\theta = 2^\circ$, угловая скорость вращения луча $\Omega_y = 100$ град/с, частота следования импульсов $f_{\text{сл}} = 1200$ Гц, интервал корреляции флуктуаций амплитуды отраженного сигнала $\tau_k = 50$ мс. Требуется обнаружить сигнал за время одного обзора, т.е. по одной пачке с вероятностью правильного обнаружения $D = 0,95$ при вероятности ложной тревоги $F = 10^{-5}$.

Определим значения $\rho_{\text{тр}}$ для когерентной и некогерентной пачек. Для получения сопоставимых результатов будем в обоих случаях определять $\rho_{\text{тр}}$ в расчете на один импульс сигнала.

Длительность пачки равна

$$T_0 = \theta / \Omega_y = 0,02 \text{ с.}$$

Поскольку $T_0 \leq \tau_k$, сигнал медленно флуктуирует, $N_e = 1$. Число импульсов в пачке равно $N = T_0 \Delta f_{\text{сл}} = 24$. По графикам на рис.2.15 находим ρ_1 , соответствующее заданным D и F ; $\rho_1 = 13,1$ дБ; $10 \lg 24 = 13,8$ дБ. Для когерентной пачки $L_i = 0$. Для некогерентной пачки по графикам на рис.2.16 находим $L_i(13; 24) = 2,8$ дБ. Наконец, при $D = 0,95$ с помощью рис.2.17 определяем $L_f = L_{f_0} = 10,5$ дБ. Для когерентной пачки $\rho_{\text{тр}} = 9,8$ дБ. Для некогерентной пачки $\rho_{\text{тр}} = 13,1 - 13,8 + 2,8 + 10,5 = 12,6$ дБ.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы. Использование когерентного сигнала при данных условиях дает энергетический выигрыш около 3 дБ. Требуемое отношение сигнал/помеха в значительной степени определяется флуктуационными потерями.

Бартон отмечает, что флуктуационные потери можно уменьшать, применяя один из двух способов:

- формирование зондирующего сигнала на нескольких частотах в диапазоне ΔF ;
- использование быстрой перестройки частоты зондирующего сигнала в диапазоне ΔF .

Естественно, в первом случае предполагается наличие соответствующего числа приемных каналов, а во втором - синхронной перестройки приемного устройства. Число независимых значений сигнала оценивается формулой

$$N_e = \frac{\Delta F \cdot 2L_{\text{ц}}}{c}, \quad (2.18)$$

где $L_{ц}$ - проекция длины цели на линию радиолокатор - цель.

Работа РЛС в диапазоне частот особенно эффективна в случае некогерентных пачек. Уменьшение $\rho_{тр}$ при этом составляет (в децибелах)

$$\Delta\rho = L_{f_0} - \frac{L_{f_0}}{N_e} = L_{f_0} \left(\frac{N_e - 1}{N_e} \right).$$

Если изначально мы имеем когерентную пачку, то при реализации N_e независимых импульсов в пачке появляется N_e некогерентных частей и выигрыш от декорреляции медленных флуктуаций уменьшается на величину потерь некогерентного накопления $L_i(\rho_1, N_e)$. Тем не менее при большой величине L_{f_0} декорреляция флуктуаций отраженного сигнала выгодна и в этом случае. Исключением может стать ситуация, когда требуется высокое разрешение по скорости цели, достигаемое при большой длительности интервала когерентности отраженного сигнала.

2.3.2. Параллельный и последовательный радиолокационный обзор

При обнаружении сигнала его частота, время и направление прихода неизвестны. Для построения оптимальных устройств обработки необходимо выполнить обзор диапазона неизвестности указанных параметров сигнала. При этом вместе с обнаружением приближенно оцениваются параметры сигнала, соответствующие дальности, скорости и угловым координатам цели.

Рассмотрим две разновидности радиолокационного обзора: параллельный и последовательный. При параллельном обзоре сигналы во всех элементах обзора (элементах разрешения) обнаруживаются одновременно с помощью многоканального устройства. Число каналов равно числу элементов обзора m . Последовательный обзор предусматривает поочередное обнаружение сигнала в элементах обзора с помощью одноканального устройства.

Число элементов обзора по дальности целей (по времени прихода отраженных сигналов) оценивается формулой

$$m_R \approx \frac{R_{\max} - R_{\min}}{\Delta R}. \quad (2.19)$$

где R_{\max} и R_{\min} - максимальная и минимальная дальности объектов; ΔR - разрешение по дальности.

Число элементов углового обзора определяется формулой

$$m_y \approx \frac{\Psi_1 \Psi_2}{\theta_1 \theta_2}, \quad (2.20)$$

где Ψ_1 и Ψ_2 - заданные секторы обзора в двух ортогональных плоскостях; θ_1 и θ_2 - значения ширины двусторонней ДН антенной системы радиолокатора в указанных плоскостях.

Число элементов обзора диапазона скоростей цели (диапазона доплеровских частот отраженных сигналов) приблизительно равно

$$m_v = \frac{V_{R_{\max}} - V_{R_{\min}}}{\Delta V_R}, \quad (2.21)$$

где $V_{R_{\max}}$ и $V_{R_{\min}}$ - максимальная и минимальная радиальные скорости целей; ΔV_R - разрешение по скорости, определяемое формулой (2.8).

Общее число элементов обзора определяется как произведение

$$m = m_R m_y m_v. \quad (2.22)$$

Если по какому-либо параметру сигнала обзор не производится, то значение соответствующего множителя в (2.22) равно единице.

Помимо параллельного и последовательного обзоров, используют разновидности комбинированного обзора. Чаще всего это параллельный обзор по одной части параметров сигнала и последовательный - по другой. Иногда при наличии m_i элементов обзора по некоторой координате (или скорости) цели используют m_i/n -канальное устройство обнаружения. При этом m_i/n элементов осматривают параллельно, а n групп элементов осматривают последовательно.

Рассмотрение обзора можно свести к анализу обнаружения в одном элементе разрешения. Для этого нужно определить связь вероятностей D_o и F_o , заданных для обзора, с вероятностями D и F , относящимися к обнаружению в одном элементе, а также рассчитать время, приходящееся на осмотр одного элемента. Расчеты показывают, что требуемая вероятность обнаружения в одном элементе обзора D равна заданной вероятности обнаружения в течение обзора D_o . Вероятность ложной тревоги при обзоре определяется как вероятность превышения порога помехой, по крайней мере, в одном из элементов обзора. Следовательно,

$$F = \frac{F_o}{m}. \quad (2.23)$$

Как следует из (2.23), к величине F предъявляются значительно более высокие требования, нежели к F_o .

Заданное время обзора по i -й координате ограничено величиной T_i . При параллельном обзоре время обнаружения сигнала в одном элементе $T_e = T_i$.

При простом последовательном обзоре $T_e = \frac{T_i}{m_i}$.

Сравним эффективность обоих видов обзора по критерию максимума энергетического потенциала радиолокатора E (формула (1.79)). Выбор этого критерия объясняется тем, что дальность действия радиолокатора в значительной степени определяется величиной E . В качестве основного варианта примем обнаружение некогерентной пачки импульсов с частотой следования $f_{сл}$. Число импульсов в пачке равно:

- при последовательном обзоре:

$$N_1 = \frac{f_{сл} T_i}{m_i},$$

- при параллельном обзоре:

$$N_2 = f_{сл} T_i = m_i N_1.$$

В соответствии с (2.15) числа независимых импульсов при последовательном и параллельном обзорах равны $N_{e1} = \frac{T_i}{m_i \tau_k}$ и $N_{e2} = \frac{T_i}{\tau_k} = m_i N_{e1}$.

Обзор диапазона дальностей целей. В данном случае для обоих видов обзора все величины в (1.7), за исключением $\rho_{тр}$, одинаковы. Максимуму E соответствует минимальная величина $\rho_{тр}$. Поэтому в качестве критерия эффективности обзора примем минимум величины $\rho_{тр}$. Используя формулу Бартона, запишем выражения для требуемых значений $\rho_{тр}$ при последовательном $\rho_{пос}$ и параллельном $\rho_{пар}$ обзоре:

$$\rho_{пос} = \rho_1 - 10 \lg N_1 + L_i(\rho_1, N_1) + L_{f_0}/N_{e1}; \quad (2.24)$$

$$\rho_{пар} = \rho_1 - 10 \lg N_1 - 10 \lg m_i + L_i(\rho_1, N_2) + L_{f_0}/N_{e2}. \quad (2.25)$$

Используя соотношение (2.25), получим

$$\begin{aligned} \rho_{пар} &= \rho_1 - 10 \lg N_1 - 10 \lg m_i + L_i(\rho_1, N_1) + 5 \lg m_i + L_{f_0}/N_{e2} = \\ &= \rho_1 - 10 \lg N_1 - 5 \lg m_i + L_i(\rho_1, N_1) + L_{f_0}/N_{e2}. \end{aligned}$$

Разность требуемых отношений сигнал/шум

$$\rho_{пос} - \rho_{пар} = 5 \lg m_i + L_{f_0} (1/N_{e1} - 1/N_{e2})$$

всегда положительна, поскольку

$$1/N_{e1} - 1/N_{e2} \geq 0.$$

Следовательно, параллельный обзор диапазона дальностей эффективнее. Преимущество параллельного обзора увеличивается с ростом числа элементов m_i . Кроме того, возможны ситуации, в которых различие флуктуационных потерь оказывается значительным. Это в еще большей степени подчеркивает достоинства параллельного обзора.

Полученный результат справедлив и для обзора диапазона скоростей цели. Многоканальное построение обнаружителя требует определенных аппаратных затрат. Обнаружитель относится к устройствам, которые сравнительно легко миниатюризируются. Вместе с тем получаемый энергетический выигрыш позволяет уменьшить мощность и габариты передающего устройства.

Угловой обзор. При последовательном угловом обзоре целесообразно иметь одинаковые передающую и приемную антенны или одну общую антенну. Ширина ДН антенны θ определяется заданным угловым разрешением. Коэффициент усиления каждой из антенн обозначим G_1 .

При параллельном угловом обзоре ширина ДН передающей антенны должна быть равна заданному сектору обзора. Поэтому коэффициент усиления передающей антенны $G_2 = G_1/m_i$. В данном случае выражения для энергетического потенциала при последовательном и параллельном обзоре различаются двумя параметрами: G и $\rho_{тр}$. При этом отношения $G/\rho_{тр}$ для этих видов обзора примерно одинаковы. Следовательно, параллельный и последовательный виды углового обзора приблизительно равноценны в энергетическом отношении. Но если учесть простоту аппаратной реализации последовательного углового обзора, будут ясны причины его широкого распространения.

2.4. Импульсные радиолокационные системы

Радиолокаторы с когерентными и некогерентными сигналами имеют свои достоинства и недостатки. Преимущества когерентного радиолокатора:

- высокое разрешение по частоте (по скорости радиолокационных объектов);
- более высокий энергетический потенциал из-за отсутствия потерь некогерентного накопления сигнала.

Высокое разрешение по частоте позволяет отдельно обнаруживать цели с небольшой разницей скоростей. Но еще более важна возможность подавления пассивных помех (см. § 2.9).

Основное достоинство некогерентного радиолокатора заключается в простоте устройства обработки сигналов. Структурная схема устройства обнаружения некогерентных сигналов с параллельным обзором диапазона дальностей представлена на рис.2.18.

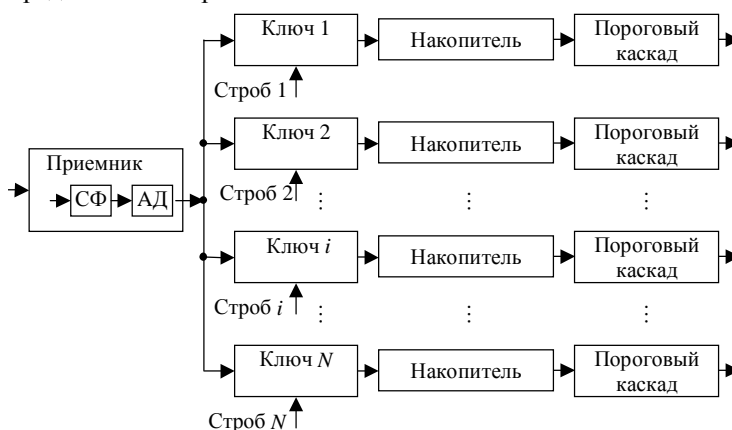


Рис.2.18. Структурная схема устройства обнаружения некогерентных сигналов: СФ - согласованный фильтр; АД - амплитудный детектор

Приемник заканчивается фильтром, согласованным с каждым импульсом пачки. После амплитудного детектора видеопульсы поступают на N ключей. На выходе i -го ключа образуется пачка импульсов, отраженных от цели, которая находится на дальности $i \cdot \Delta R$. Величина ΔR представляет собой элемент обзора (разрешения) по дальности. Далее в i -м канале обнаружителя суммируются N импульсов пачки. Сумма сравнивается с порогом. По номерам каналов, в которых сработали пороговые каскады, производится оценка дальностей обнаруженных целей. Число каналов равно

$$m_R = \frac{R_{\max} - R_{\min}}{\Delta R}, \quad (2.26)$$

где R_{\max} и R_{\min} - границы диапазона дальностей.

Структурная схема устройства обнаружения когерентных сигналов с параллельным обзором диапазонов дальностей и скоростей целей представлена на рис.2.19.

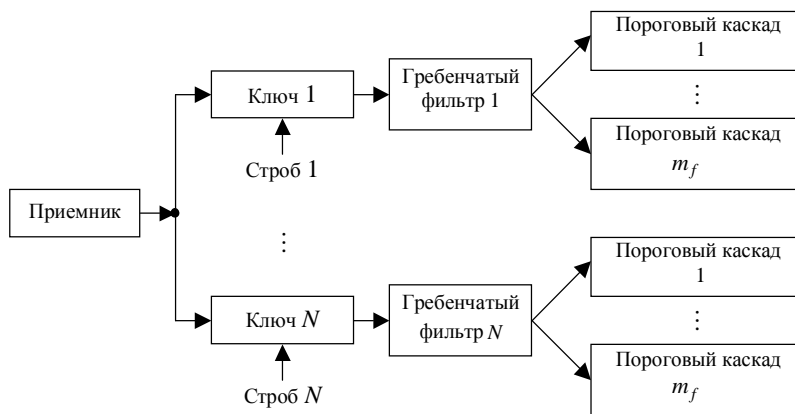


Рис.2.19. Структурная схема устройства обнаружения когерентных сигналов

В данном случае согласованный фильтр и детектор в приемнике не нужны. В обнаружителе производится разделение сигналов на m_R дальностных каналов (так же, как на рис.2.18). Затем следуют гребенки полосовых фильтров, согласованных с пачками сигналов в каждом дальностном канале. Здесь нужны гребенки фильтров, перекрывающие доплеровский диапазон частот $f_{д\min} \div f_{д\max}$.

Число фильтров в каждой гребенке

$$m_f = \frac{f_{д\max} - f_{д\min}}{\Delta f}, \quad (2.27)$$

где $f_{д\max}$ и $f_{д\min}$ - границы диапазона частот Доплера; $\Delta f = \frac{1}{N \cdot T_{сг}}$ - полоса пропускания каждого фильтра гребенок, согласованного с когерентной пачкой.

После каждого фильтра в гребенке установлен пороговый каскад. По номеру канала дальности, в котором произошло срабатывание одного из пороговых каскадов гребенки, оценивается дальность цели. По номеру канала гребенки, в котором произошло срабатывание, определяется доплеровское смещение частоты f_d . По величине f_d можно определить радиальную скорость цели.

2.5. Радиолокационные системы с непрерывным излучением

Радиолокаторы с непрерывным излучением (РЛС НИ) имеют ряд достоинств, делающих их использование в ряде случаев целесообразным:

- возможность получения большей (по сравнению с импульсными радиолокаторами) средней мощности передатчика при ограниченной пиковой мощности;
- наилучшие возможности селекции движущихся целей и измерения их скоростей;
- почти нулевая величина минимальной дальности обнаружения объекта и измерения координат;
- простота РЛС в тех случаях, когда не требуется разрешать цели по дальности и измерять дальность.

Радиолокаторы с непрерывным излучением и немодулированной несущей имеют еще одно достоинство - однозначность измерения скорости цели и однозначность разрешения целей по скорости движения. Это объясняется наличием в спектре отраженного непрерывного сигнала одного пика на частоте $f_0 + f_d$, где f_0 - несущая частота; f_d - доплеровское смещение частоты. В то же время спектр когерентного импульсного сигнала включает несколько пиков примерно одного уровня.

Основным недостатком радиолокаторов с непрерывным зондирующим сигналом является попадание части зондирующего сигнала в приемный тракт. Указанный фактор может ухудшать чувствительность приемника. Этот вопрос рассматривается ниже.

С помощью радиолокаторов с непрерывным излучением можно обнаружить лишь движущиеся объекты, имеющие ненулевую составляющую скорости в направлении РЛС. Эта особенность связана с необходимостью выделять сигнал цели на фоне просачивающегося сигнала передатчика и отражений от неподвижных объектов.

Для измерения дальности объектов и разрешения их по дальности в РЛС НИ применяют частотную или фазовую модуляцию зондирующего сигнала.

Радиолокаторы рассматриваемого типа можно разделить на две группы:

- с немодулированным несущим колебанием;

- с частотной модуляцией или с фазовой манипуляцией.

2.5.1. Радиолокаторы с немодулированной несущей частотой

Начнем рассмотрение с простейшей РЛС НИ (рис.2.20), которую можно использовать для обнаружения объектов на небольших расстояниях.

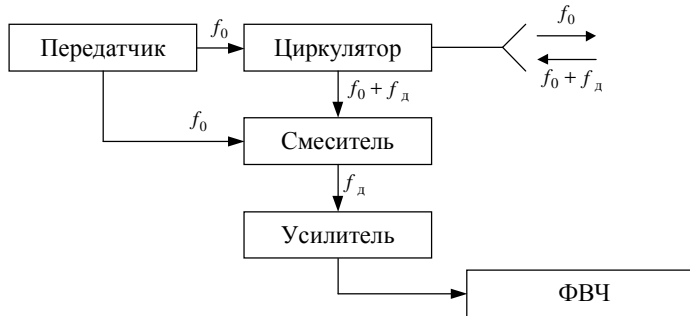


Рис.2.20. Блок-схема простейшей РЛС с непрерывным излучением

Передатчик генерирует гармонический сигнал на частоте f_0 . Принятый сигнал от движущейся цели имеет частоту $f_0 + f_d$, где $f_d = \frac{2V_R}{\lambda}$. Напряжение сигнала цели после смесителя имеет частоту f_d , так как в данной схеме в качестве гетеродинирующего напряжения используется часть излучаемого сигнала. Доплеровское смещение частоты чаще всего лежит в диапазоне от нескольких десятков герц до 100 кГц. Например, при скорости движения объекта 600 м/с и длине волны 10 см

$$f_d = \frac{2 \cdot 600}{0,1} = 12 \text{ кГц.}$$

Частотную характеристику усилителя доплеровских частот желательно согласовать со спектром отраженного сигнала. Если длительность отраженного сигнала ограничена величиной T_0 (вследствие вращения антенны или вследствие заданного времени обнаружения объекта), то в качестве квазиоптимального можно использовать полосовой фильтр с полосой пропускания

$$\Delta f \approx \frac{1}{T_0}.$$

Часто диапазон доплеровских частот

$$\Delta F_d \gg \Delta f.$$

В этом случае оптимальное решение заключается в применении гребенки из m фильтров с полосой пропускания каждого фильтра, равной Δf . Гребенка должна перекрывать диапазон частот ΔF_d , поэтому

$$m = \frac{\Delta F_d}{\Delta f}.$$

Сигнал с каждого фильтра гребенки детектируется и сравнивается с порогом. Номер фильтра i , на выходе которого обнаружен сигнал, дает приближенную оценку доплеровского смещения частоты

$$f_{di} \approx f_{d\min} + (i - 1)\Delta f.$$

Если требуется обнаруживать и сопровождать один объект, то иногда в усилителе используют следящий фильтр с полосой пропускания Δf .

Следящий фильтр строится на базе устройства частотной или фазовой автоподстройки частоты генератора, управляемого напряжением (ГУН). На рис.2.21 представлена схема следящего фильтра с частотной автоподстройкой. В этой схеме частота настройки фильтра F постоянна и совпадает с нулем характеристики частотного дискриминатора. Сигнал с выхода усилителя преобразуется в балансном модуляторе на частоту $f_d + f_g$. Если $f_d + f_g \neq F$, напряжение на выходе дискриминатора $U_d \neq 0$, что приводит к перестройке частоты ГУНа вплоть до выполнения равенства

$$f_d + f_g = F.$$

При этом полезный сигнал без потерь проходит через полосовой фильтр. Измерив частоту f_g , можно определить доплеровское смещение по формуле

$$f_d = F - f_g.$$

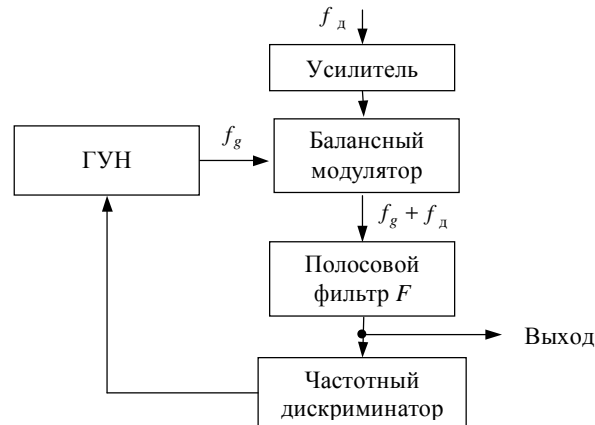


Рис.2.21. Схема устройства со следящим фильтром

Отличительная особенность простейших РЛС НИ (см. рис.2.20 и 2.21) состоит в том, что тракт приемника начинается с усилителя низкой частоты. Такое приемное устройство имеет весьма низкую чувствительность. Причиной этого является возрастание спектральной плотности шума (коэффициента шума) смесителя и усилительных каскадов на низких частотах. Изучение шумовых свойств различных электронных приборов показывает, что в области частот, меньших 1 МГц, кроме теплового и дробового шумов, присутствует составляющая шума (фликкер-шум), спектральная плотность которой обратно пропорциональна частоте.

Помимо низкочастотного шума, чувствительность приемника может ухудшаться из-за наличия виброшума в радиолокаторах, расположенных на подвижных объектах. С пониженной чувствительностью приемника мирятся в тех случаях, когда не требуется большая дальность обнаружения объекта, а важнейшим параметром радиолокатора являются его габаритно-весовые характеристики. Если жертвовать чувствительностью приемника нельзя, схему усложняют, переходя к усилению сигнала на промежуточной частоте $f_{пр}$ (рис.2.22).

В этом случае промежуточная частота $f_{пр}$ выбирается в диапазоне от нескольких мегагерц до нескольких десятков мегагерц, что позволяет обеспечить обычное для радиолокационных приемников значение коэффициента шума. Частотная избирательность обеспечивается

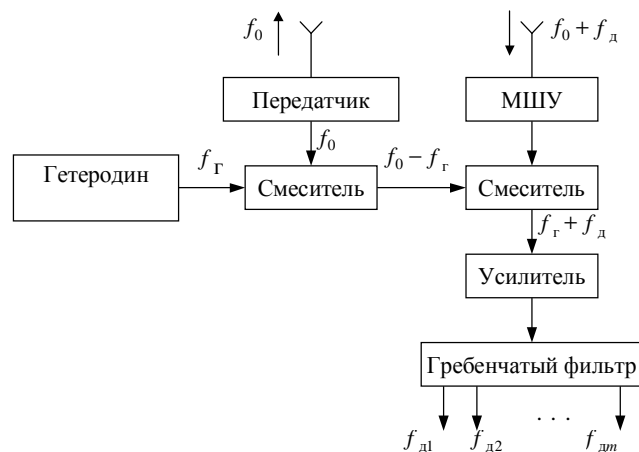


Рис.2.22. Упрощенная блок-схема современной РЛС НИ

рассмотренными выше мерами в усилителе промежуточной частоты и в последующем гребенчатом фильтре. Частота сигнала на i -м выходе гребенчатого фильтра равна $f_g + f_{дi}$. На выходе гребенчатого фильтра (см. рис.2.22) постоянная частотная подставка f_g опущена.

Наиболее существенный недостаток РЛС НИ заключается в присутствии на входе приемника проникающего сигнала, который представляет собой небольшую часть зондирующего сигнала. В

импульсной РЛС подобное явление также имеет место, но оно не приводит, как правило, к неприятным последствиям в связи с тем, что импульс передатчика и импульсы отраженных сигналов не совпадают во времени.

Проникающий сигнал в РЛС НИ обычно на несколько порядков превышает сигнал цели. Для характеристики величины проникающего сигнала вводят понятие развязки ν между передатчиком и приемником. Развязка определяется как отношение мощностей зондирующего P_n и проникающего $P_{пр}$ сигналов:

$$\nu = \frac{P_n}{P_{пр}}.$$

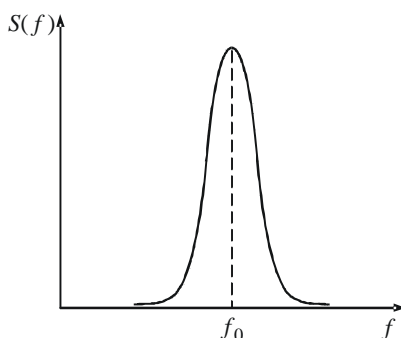


Рис.2.23. Спектральная плотность шума передатчика

При использовании одной антенны для излучения и приема сигналов величина ν , как правило, не превышает 30 дБ. При использовании отдельных передающей и приемной антенн развязка определяется уровнем боковых лепестков антенн, расстоянием между антеннами, а также естественными или специально установленными экранами. Величина развязки может уменьшаться из-за переотражения зондирующего сигнала местными предметами, находящимися вблизи РЛС. По данным М. Сколника [2], при использовании отдельных антенн реализуются развязки выше 80 дБ.

От основной части проникающего сигнала в приемном устройстве нетрудно избавиться способами частотной селекции. Однако ситуация осложняется тем, что зондирующий сигнал не полностью монохроматичен. Амплитуда и фаза сигнала флуктуируют вследствие наличия шумов электронных приборов, используемых в передатчике.

Амплитудные и фазовые флуктуации, называемые соответственно амплитудным и фазовым шумом, вызывают расширение спектра зондирующего сигнала (рис.2.23).

Спектральные составляющие шума передатчика, отстоящие на f_d от несущей частоты, попадают в диапазон доплеровских частот и могут создавать дополнительную (к собственному шуму приемника) помеху. То же относится к фазовому шуму первого гетеродина приемника.

В [10] описаны метод и устройство уменьшения проникающего сигнала в радиолокаторах с немодулированной несущей. Метод сводится к подаче небольшой части мощности передатчика в приемник (с помощью кабеля или отдельной антенны). Поступившее в приемник напряжение вычитается из проникающего сигнала. Амплитуда и фаза поступившего напряжения регулируются таким образом, чтобы минимизировать получившуюся разность и тем самым скомпенсировать проникающий сигнал или его значительную часть.

2.5.2. РЛС НИ с линейной частотной модуляцией

Радиолокаторы с непрерывным излучением и модулированной несущей применяют в случаях, когда необходимо измерять дальности целей и разрешать цели по дальности. При этом весьма часто используют периодическую линейную частотную модуляцию (ЛЧМ) треугольной или пилообразной формы (рис.2.24). В некоторых случаях применяют фазовую манипуляцию (ФМ).

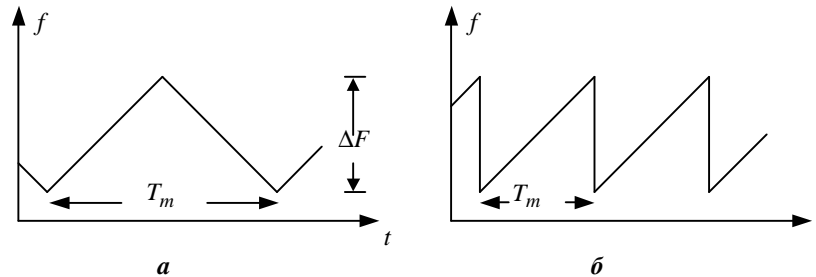


Рис.2.24. Треугольная (а) и пилообразная (б) формы частотной модуляции

Серьезным преимуществом ЛЧМ перед ФМ в данной задаче является отсутствие необходимости в доплеровской коррекции. Это связано с гребневидной формой функции неопределенности ЛЧМ. Поэтому ограничимся рассмотрением РЛС с ЛЧМ зондирующим сигналом.

При использовании частотно-модулированной несущей возможны и целесообразны два вида оптимальной обработки отраженного сигнала: согласованная фильтрация или спектральный анализ. В первом случае на выходе согласованного фильтра в конце каждого периода модуляции формируется сжатый импульс. По задержке импульса

$$t_3 = \frac{2R}{c} \quad (2.28)$$

можно определить дальность цели.

Рассмотрим вторую возможность на примере использования ЛЧМ треугольной формы [11]. Для этого обратимся к рис.2.25 и рис.2.26. На рис.2.25 представлена упрощенная блок-схема радиолокатора. Передатчик излучает сигнал с текущей частотой f_n . Вначале рассмотрим прием сигнала, отразившегося от неподвижной цели ($f_d = 0$). Отраженный от цели сигнал в этом случае имеет такой же закон изменения частоты, как и зондирующий, задержанный на величину t_3 :

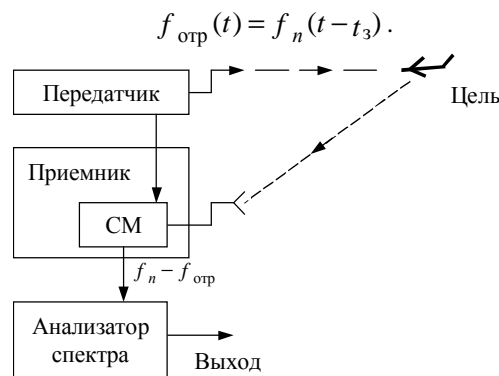


Рис.2.25. Упрощенная блок-схема РЛС НИ с частотной модуляцией:
СМ - смеситель

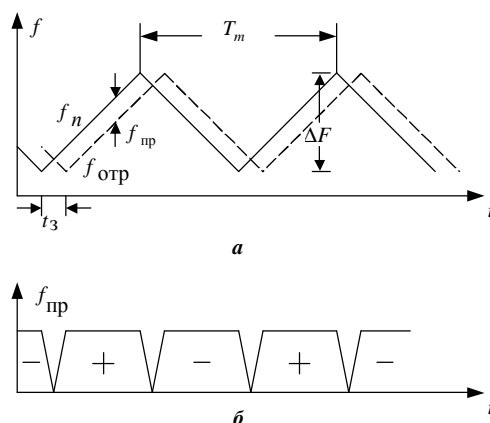


Рис.2.26. Временные диаграммы при $f_d = 0$: а - частота передатчика (сплошная кривая) и частота отраженного сигнала (штриховая кривая); б - частота преобразованного сигнала
Преобразованный сигнал на выходе смесителя с частотой

$$f_{\text{пр}}(t) = |f_n(t) - f_{\text{отр}}(t)|$$

поступает на анализатор спектра, на выходе которого формируется оценка дальности цели R . Временные зависимости частот f_n , $f_{\text{отр}}$ и $f_{\text{пр}}$ представлены на рис.2.26. На временной диаграмме преобразованного сигнала (рис.2.26,б) знаками "+" и "-" отмечены соседние половинки периода модуляции. Это сделано для того, чтобы подчеркнуть противоположные изменения фазы на этих интервалах времени. Знак "+" соответствует нарастанию фазового сдвига, знак "-" соответствует уменьшению фазового сдвига. Заметим, что фазовый сдвиг на некотором интервале времени равен интегралу от частоты сигнала. Площади трапеций, отмеченных знаками "+" и "-" на рис.2.26, одинаковы. Следовательно, фазовые сдвиги на этих участках одинаковы по абсолютной величине.

Поскольку набеги фаз имеют противоположные знаки, фазы преобразованного сигнала в начале и конце периода T_m одинаковы. Такой сигнал является периодическим с когерентностью второго рода. Следовательно, спектр этого сигнала дискретный. Спектральные составляющие располагаются на частотах, кратных $F_m = \frac{1}{T_m}$.

На большей части периода модуляции T_m (при соответствующем выборе этого параметра) частота $f_{\text{пр}}$ сохраняет постоянное значение

$$f_{\text{пр}} = \frac{\Delta F}{T} t_3, \quad (2.29)$$

где $T = \frac{T_m}{2}$. Объединив формулы (2.28) и (2.29), получим выражение для дальности цели

$$R = f_{\text{пр}} \frac{cT}{2\Delta F}. \quad (2.30)$$

Следовательно, для определения дальности цели достаточно измерить частоту $f_{\text{пр}}$ преобразованного сигнала.

Для оценки величины $f_{\text{пр}}$ рассчитаем спектр преобразованного сигнала. При этом несколько упростим задачу, положив, что $f_{\text{пр}}$ всюду выражается формулой (2.29).

При $f_d = 0$ спектры периодических импульсных последовательностей, отмеченных знаками "+" и "-", одинаковы. Рассчитаем спектр первой из этих последовательностей. Форма огибающей спектра совпадает со спектром одного импульса

$$S_1(\omega) = UT \frac{\sin\left(\frac{\omega - \omega_{\text{пр}}}{2} T\right)}{\frac{\omega - \omega_{\text{пр}}}{2} T}, \quad (2.31)$$

где U - амплитуда импульса; $\omega_{\text{пр}} = 2\pi f_{\text{пр}}$. Поскольку составляющие спектра находятся на частотах $i\omega_m$, где $\omega_m = 2\pi F_m$, для получения спектра импульсной последовательности нужно в (2.31) сделать замену $\omega = i\omega_m$. Тогда выражение искомого спектра будет иметь вид:

$$S_1(i\omega_m) = UT \frac{\sin((\omega_{\text{пр}} - i\omega_m)\frac{T}{2})}{(\omega_{\text{пр}} - i\omega_m)\frac{T}{2}}. \quad (2.32)$$

Если $\frac{\omega_{\text{пр}}}{\omega_m}$ - целое число, то максимум спектра имеет место при $i = \frac{\omega_{\text{пр}}}{\omega_m}$ и его величина равна $S_{\text{max}} = UT$. Амплитуды соседних (по отношению к максимальной) составляющих определяются подстановкой в (2.32) значения

$$i = \frac{\omega_{\text{пр}}}{\omega_m} \pm 1.$$

Следовательно, $S(\omega_{\text{пр}} \pm \omega_m) = \frac{2UT}{\pi} = \frac{2}{\pi} S_{\text{max}}$.

Амплитуды следующей пары спектральных составляющих, имеющих номера $i = \frac{\omega_{\text{пр}}}{\omega_m} \pm 2$, равны нулю. Полученные результаты иллюстрируются на рис.2.27,а.

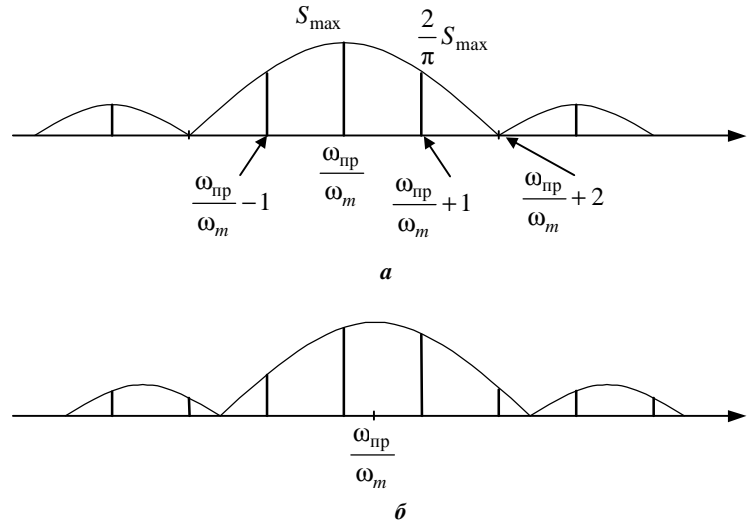


Рис.2.27. Спектр преобразованного сигнала:

$\frac{\omega_{\text{пр}}}{\omega_m}$ - целое число (а); $\frac{\omega_{\text{пр}}}{\omega_m}$ - нецелое число (б)

Таким образом, основной лепесток спектра преобразованного сигнала содержит небольшое число (в данном примере три) спектральных составляющих. Среди них нетрудно выделить максимальную, частота которой $i\omega_m = \omega_{\text{пр}}$ или $if_m = f_{\text{пр}}$.

Более типичная ситуация имеет место, когда $\frac{\omega_{\text{пр}}}{\omega_m}$ не является целым числом. В этих случаях номер наибольшей составляющей спектра определяется соотношением

$$\left| i - \frac{\omega_{\text{пр}}}{\omega_m} \right| \leq 0,5.$$

Данная ситуация иллюстрируется на рис.2.27,б.

Отметим характерную особенность рассматриваемого спектра: при изменении дальности цели величина $\omega_{\text{пр}}$ изменяется непрерывно. Вместе с $\omega_{\text{пр}}$ изменяет свое положение огибающая спектра. При этом положения спектральных составляющих не изменяются, но изменяются их амплитуды. Частота $f_{\text{пр}}$, характеризующая дальность цели, измеряется с ошибкой $\delta f_{\text{пр}}$, которая не превышает $0,5F_m$.

Используя (2.32), найдем максимальную ошибку измерения дальности цели

$$\delta R_{\max} = \frac{cT}{2\Delta F} \delta f_{\text{пр max}} = \frac{c}{8\Delta F}. \quad (2.33)$$

Оценим разрешающую способность по дальности. При сближении двух целей их сигналы еще воспринимаются раздельно, если максимумы их спектров разнесены на величину $\Delta f \geq 2f_m$. Действительно, если $\Delta f = f_m$, невозможно определить, принадлежит сигнал с таким спектром одной цели или двум целям. Подставив в (2.33) вместо $\delta f_{\text{пр}}$ требуемую разность частот для двух целей ($\Delta f = 2f_m$), получим разрешающую способность

$$\Delta R = \frac{c}{2} 2f_m \frac{T}{\Delta F} = \frac{c}{2\Delta F}.$$

Рассмотрим теперь общий случай обработки сигнала, отраженного движущейся целью. При $f_d \neq 0$ частоты преобразованных сигналов на интервалах, отмеченных знаками "+" и "-", будут различны. Рассматривая рис.2.28, замечаем, что в первом случае $f_{\text{пр1}} = f_{\text{пр}} - f_d$, а во втором - $f_{\text{пр2}} = f_{\text{пр}} + f_d$, где $f_{\text{пр}}$ - частота преобразованного сигнала при $f_d = 0$. Как следствие, составляющие спектра на интервалах "+" смещаются влево на f_d , а на интервалах "-" - на такую же величину вправо. Частоту $f_{\text{пр}}$, необходимую для измерения дальности цели, можно рассчитать по формуле

$$f_{\text{пр}} = \frac{f_{\text{пр1}} + f_{\text{пр2}}}{2}.$$

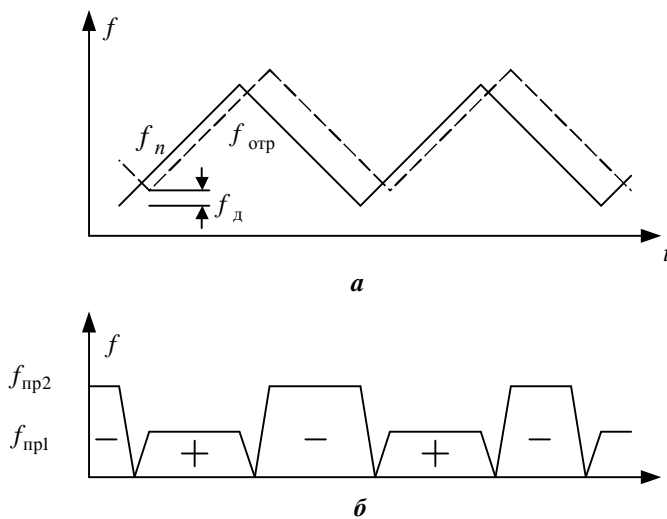


Рис.2.28. Временные зависимости частот: а - частоты передатчика (сплошная кривая) и отраженного сигнала (штриховая кривая);

б - частота преобразованного сигнала

Если требуется измерять скорость цели, то значение f_d рассчитывается по формуле

$$f_d = \frac{f_{\text{пр2}} - f_{\text{пр1}}}{2}.$$

Для того чтобы располагать значениями $f_{\text{пр1}}$ и $f_{\text{пр2}}$, нужно иметь двухканальное устройство для раздельной обработки преобразованных сигналов, отмеченных знаками "+" и "-". Реализация такого устройства не вызывает затруднений.

2.6. Следящие измерители координат цели

Устройства сопровождения цели по угловым координатам, дальности и скорости предназначены для измерения координат, устранения помеховых отражений от нежелательных объектов и частичного уменьшения шума приемника. Такие устройства обычно выполняются в виде следящих систем с астатизмом первого, второго или третьего порядка. Координаты объекта связаны с параметрами отраженного сигнала, дальность цели - с временной задержкой сигнала, скорость - с доплеровским смещением частоты, угловые координаты - с положением фазового фронта сигнала. Поэтому будем использовать как синонимы термины "следящий измеритель координат цели" и "следящий измеритель параметров сигнала".

Следящие измерители могут быть выполнены в виде аналоговых или цифровых устройств. В современной аппаратуре значительно чаще используются цифровые устройства. Поэтому ограничимся рассмотрением устройств этого типа.

2.6.1. Структура следящих измерителей

На входе следящего измерителя присутствует сигнал, являющийся функцией времени и значения измеряемого параметра, который обозначим в общем виде буквой α_0 :

$$U_c(t, \alpha_0).$$

В измерителе формируется опорный объект (опорное напряжение или число), сходный с сигналом и содержащий оценку параметра, которую обозначим α . Следящий измеритель состоит из двух блоков: дискриминатора и управляющего устройства (рис.2.29). В дискриминаторе оценка α сравнивается со значением параметра α_0 и величина, пропорциональная их разности (рассогласованию)

$$U_d = K_d \cdot \Delta\alpha = K_d(\alpha_0 - \alpha),$$

поступает на вход управляющего устройства. В этом устройстве под действием рассогласования формируется коррекция оценки α , которая продолжается до тех пор, пока (в идеале) оценка не сравняется с истинным значением параметра α_0 .

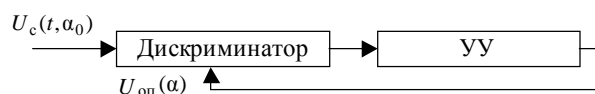


Рис.2.29. Блок-схема следящего измерителя:
УУ - управляющее устройство

Дискриминатор содержит в простейшем случае коррелятор, на входы которого поступают принятый сигнал и опорное напряжение $U_{оп}$. Очевидно, что максимум выходного напряжения коррелятора $U_{кор}$ имеет место при $\alpha = \alpha_0$.

Измерение α_0 методом максимума неэффективно по двум причинам. Во-первых, нередко зависимость $U_{кор}(\alpha_0 - \alpha)$ имеет почти плоскую вершину (рис.2.30,а), что объясняет низкую чувствительность к рассогласованию. Во-вторых, имея одно значение $U_{кор}$, нельзя решить, в какую сторону нужно изменять α , чтобы приближаться к α_0 . Поэтому обычно используют дифференциальный метод.

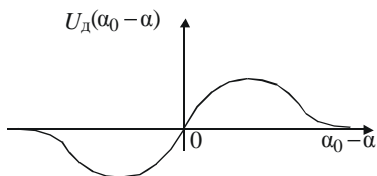


Рис.2.31. Дискриминационная характеристика

Рис.2.30. Иллюстрация принципа Берутся (последовательно корреляционного интеграла: - при $U_{оп}(\alpha - \delta\alpha)$. На выходе

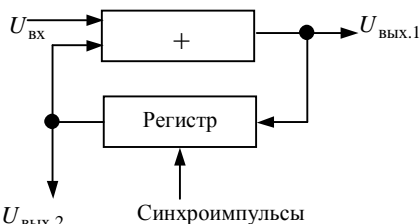


Рис.2.32. Схема цифрового интегратора

разность $U_{кор}(\alpha_0 - \alpha - \delta\alpha) - U_{кор}(\alpha_0 - \alpha + \delta\alpha)$ (рис.2.30,б).

Из рис.2.30,б следует, что при $U_{кор}(\alpha_0 - \alpha - \delta\alpha) = U_{кор}(\alpha_0 - \alpha + \delta\alpha)$ $\alpha = \alpha_0$; в случае $U_{кор}(\alpha_0 - \alpha - \delta\alpha) < U_{кор}(\alpha_0 - \alpha + \delta\alpha)$ $\alpha > \alpha_0$, а при $U_{кор}(\alpha_0 - \alpha - \delta\alpha) > U_{кор}(\alpha_0 - \alpha + \delta\alpha)$ $\alpha < \alpha_0$.

Нетрудно прийти к выводу, что зависимость выходного напряжения дискриминатора от рассогласования $U_d(\alpha_0 - \alpha)$, называемая дискриминационной характеристикой, имеет вид, показанный на рис.2.31.

Ввиду малости постоянной времени дискриминатора этот элемент обычно считают безынерционным. В качестве его коэффициента передачи K_d принимают производную дискриминационной характеристики в точке

$\alpha = \alpha_0$. Размерность $|K_d|: \frac{В}{\alpha_0}$ - в аналоговых устройствах или $\frac{ед.}{\alpha_0}$ - в цифровых устройствах.

Заметим, что для одновременного сравнения выходных напряжений корреляторов $U_{кор}(\alpha_0 - \alpha - \delta\alpha)$ и $U_{кор}(\alpha_0 - \alpha + \delta\alpha)$ нужно использовать два коррелятора с опорными напряжениями $U_{оп}(\alpha + \delta\alpha)$ и $U_{оп}(\alpha - \delta\alpha)$ соответственно.

Управляющее устройство состоит из интегрирующих звеньев и преобразователя. Последний необходим для преобразования величины напряжения (числа) на выходе интегратора в значение оценки параметра α . Преобразователь тоже обычно считают безынерционным элементом с коэффициентом передачи $K_{пр}$. Размерность $|K_{пр}|: \frac{\alpha}{В}$ - в аналоговых устройствах или $\frac{\alpha}{ед.}$ - в цифровых.

2.6.2. Цифровые следящие устройства

Дискриминатор обычно строится по одному из двух возможных вариантов. В первом случае используется аналоговый дискриминатор, выходное напряжение которого подвергается аналого-цифровому преобразованию. Во втором случае входное воздействие оцифровывается, а операция вычитания

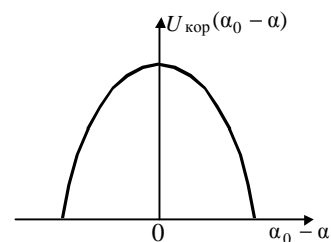
$$\Delta\tilde{\alpha} = \tilde{\alpha}_0 - \tilde{\alpha}$$

осуществляется в цифровом устройстве.

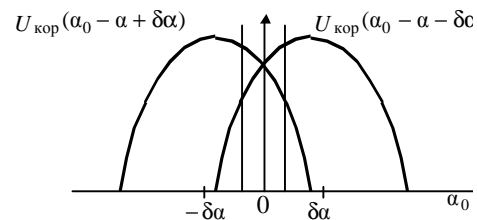
В соответствии с принятым вариантом дискриминатора преобразователь выдает значение α в аналоговом или цифровом виде. Если преобразователь является аналоговым элементом, между ним и интегратором устанавливается цифроаналоговый преобразователь.

Масштабирующее звено с коэффициентом передачи t является линейным безынерционным звеном. Цифровой интегратор обычно выполняется как накапливающий сумматор (рис.2.32).

В качестве выходного числа можно использовать выход сумматора $\tilde{U}_{вых.1}$ или выход регистра $\tilde{U}_{вых.2}$. Волнистая черта над символом U придает ему смысл числа. Период тактовых импульсов обозначим T_i .



а



б

работы следящего измерителя или одновременно) два значения первое - при $U_{оп}(\alpha + \delta\alpha)$, второе дискриминатора образуется

Определим передаточную функцию интегратора при использовании $\tilde{U}_{\text{вых.1}}$. Разностное уравнение для $\tilde{U}_{\text{вых.1}}$ имеет вид:

$$\tilde{U}_{\text{вых.1}}(n) = \tilde{U}_{\text{вх}}(n) + \tilde{U}_{\text{вых.1}}(n-1). \quad (2.34)$$

Перейдя к z -преобразованиям обеих частей равенства, получим

$$\tilde{U}_{\text{вых.1}}(z) = \tilde{U}_{\text{вх}}(z) + \tilde{U}_{\text{вых.1}}(z)z^{-1}.$$

Отсюда передаточная функция интегратора равна

$$H_{i1}(z) = \frac{U_{\text{вых.1}}(z)}{U_{\text{вх}}(z)} = \frac{z}{z-1}. \quad (2.35)$$

При использовании второго выхода интегратора

$$U_{\text{вых.2}}(z) = U_{\text{вых.1}}(z)z^{-1}.$$

Следовательно, передаточная функция интегратора в этом случае равна

$$H_{i2}(z) = \frac{1}{z-1}. \quad (2.36)$$

2.6.3. Цифровые следящие системы с астатизмом первого порядка

Структурная схема цифровой следящей системы с астатизмом первого порядка представлена на рис.2.33.

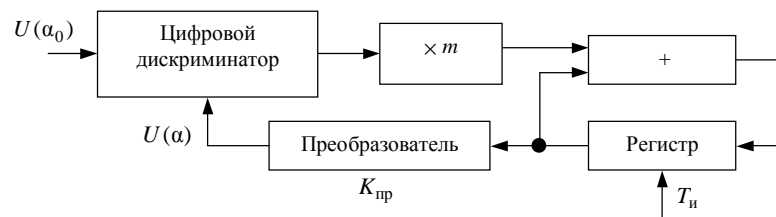


Рис.2.33. Структурная схема следящей системы с астатизмом первого порядка

Как видно из рисунка, используется второй выход интегратора. В данном случае это необходимо, так как момент передачи очередного числа на вход и реакция следящей системы должны быть разделены одним тактовым интервалом. В противном случае состояние системы (число на выходе) будет неопределенным.

Запишем очевидное выражение для передаточной функции разомкнутой системы:

$$H(z)_{\text{раз}} = K_{\text{д}} m \frac{1}{z-1} K_{\text{пр}} = \frac{K_0}{z-1},$$

где $K_0 = K_{\text{д}} m K_{\text{пр}}$.

Определим размерность K_0 . Поскольку m - безразмерный множитель, то

$$|K_0| = |K_{\text{д}}| \cdot |K_{\text{пр}}| = \frac{\text{ед. } \alpha}{\alpha \text{ ед.}},$$

то есть K_0 - безразмерная величина.

Найдем выражение для передаточной функции замкнутой следящей системы (по выходу преобразователя):

$$H(z)_1 = \frac{H(z)_{\text{раз}}}{1 + H(z)_{\text{раз}}} = \frac{K_0/(z-1)}{1 + K_0/(z-1)} = \frac{K_0}{z-1 + K_0}. \quad (2.37)$$

Таким образом, K_0 является единственным параметром передаточной функции.

С помощью выражения (2.37) легко определить область значений K_0 , внутри которой следящая система устойчива. Действительно, единственный полюс $H(z)_1$ равен

$$z_1 = 1 - K_0.$$

Поскольку для устойчивости системы необходимо и достаточно выполнить условие

$$|z_1| < 1,$$

получим

$$|1 - K_0| < 1.$$

Из последнего неравенства следует

$$0 < K_0 < 2.$$

Как будет показано далее, часто целесообразно для определения K_0 использовать более жесткое соотношение:

$$0 < K_0 < 1.$$

Определим теперь нормированную **частотную характеристику** системы первого порядка. Для этого в выражении (2.37) переменную z заменим на $\exp j\omega_n$:

$$\overline{K(\omega_n)} = \frac{K_0}{\exp j\omega_n + K_0 - 1} = \frac{K_0}{\cos \omega_n + K_0 - 1 + j \sin \omega_n}.$$

В этом и в последующих выражениях ω_n - это нормированная (безразмерная) частота. Величина $\omega_n = \omega \cdot T_n$, где ω - частота в рад/с, а T_n - период следования импульсов, тактирующих интегратор.

Амплитудно-частотная характеристика системы равна

$$\begin{aligned} K(\omega_n) &= \frac{K_0}{\sqrt{(\cos \omega_n + K_0 - 1)^2 + \sin^2 \omega_n}} = \\ &= \frac{K_0}{\sqrt{1 + (1 - K_0)^2 - 2(1 - K_0)\cos \omega_n}}. \end{aligned} \quad (2.38)$$

Проанализируем полученную АЧХ. При $\omega_n = 0$ $K(0) = 1$. При $\omega_n = \pi$ $K(\pi) = \frac{K_0}{2 - K_0}$. При $K_0 = 1$

$K(\omega_n) = 1$, т.е. следящая система не фильтрует входное воздействие, что в большинстве случаев неприемлемо.

Полосу пропускания следящей системы $\Delta\omega_n$ по уровню -3 дБ определим из выражения

$$K^2(\omega_n) = \frac{K_0^2}{1 + (1 - K_0)^2 - 2(1 - K_0)\cos \Delta\omega_n} = 0,5.$$

В результате несложных преобразований получим

$$\Delta\omega_n = 2 \arcsin \left(\frac{0,5K_0}{\sqrt{1 - K_0}} \right).$$

Если $K_0 \leq 0,7$, то

$$\arcsin \left(\frac{0,5K_0}{\sqrt{1 - K_0}} \right) \approx \frac{0,5K_0}{\sqrt{1 - K_0}}$$

и

$$\Delta\omega_n \approx \frac{K_0}{\sqrt{1 - K_0}}; \quad \Delta\omega = \frac{\Delta\omega_n}{T_n} = \frac{K_0}{T_n \sqrt{1 - K_0}}. \quad (2.39)$$

На рис.2.34 приведены рассчитанные по формуле (2.38) АЧХ цифровой следящей системы для нескольких значений K_0 . Для большей наглядности в качестве аргумента АЧХ использована частота ω ,

равная $\frac{\Omega_n}{T_n}$. Как следует из рисунка и формулы (2.39), с уменьшением K_0 и (или) увеличением T_n полоса пропускания системы уменьшается.

Заметим, что дисперсия ошибки слежения, обусловленной помехами, сопровождающими полезный сигнал, определяется выражением

$$\sigma^2 = a \frac{\Delta\omega}{P_c/P_{ш}},$$

где a - коэффициент пропорциональности; $P_c/P_{ш}$ - отношение мощностей сигнала и помехи на входе следящей системы.

Найдем теперь выражение для импульсной характеристики следящей системы первого порядка. Передаточная функция линейной системы равна Z-преобразованию импульсной характеристики. Следовательно, импульсная характеристика следящей системы равна обратному

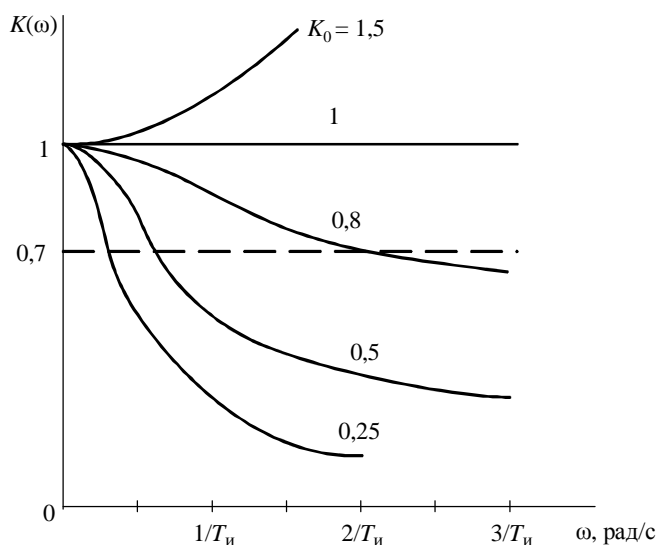


Рис.2.34. Амплитудно-частотные характеристики следящего измерителя первого порядка

Z-преобразованию ее передаточной функции. Расчет импульсной характеристики системы первого порядка очень прост. Выполним обратное Z-преобразование функции (2.37), получим

$$h(n) = \begin{cases} 0 & \text{при } n=0, \\ K_0(1-K_0)^{n-1} & \text{при } n \geq 1. \end{cases} \quad (2.40)$$

Используя равенство (2.40), можно рассчитать реакцию следящей системы на то или иное входное воздействие с помощью дискретной свертки:

$$u(n)_{\text{ВЫХ}} = \sum_{i=1}^n u(n-i)_{\text{ВХ}} h(i).$$

Нижний предел суммирования равен единице, так как $h(0) = 0$. В частности, подставив в это выражение $u(n-i) = 1$, найдем реакцию системы первого порядка на единичную ступеньку (переходный процесс):

$$u_{\text{ВЫХ}} = \sum_{i=1}^n K_0(1-K_0)^{i-1} = 1 - (1-K_0)^n.$$

Определим длительность переходного процесса $n.1$ как интервал времени (в числе тактовых импульсов) до достижения выходной величиной значения $u_{\text{ВЫХ}} = 0,9$. Тогда

$$n.1 = - \frac{1}{\lg(1-K_0)}. \quad (2.41)$$

Приведем округленные значения $n.1$ в функции коэффициента передачи разомкнутой петли K_0 :

K_0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
$n.1$	10	6	5	3	2	2	1

2.6.4. Цифровые следящие системы с астатизмом второго порядка

Структурная схема системы второго порядка приведена на рис.2.35. В соответствии с определением система включает в себя два интегрирующих звена. Одно из них (в данном случае первое), как и в аналоговом устройстве, содержит корректирующую цепь для придания устойчивости системе. Этим звеном схема на рис.2.35 отличается от схемы следящей системы первого порядка.

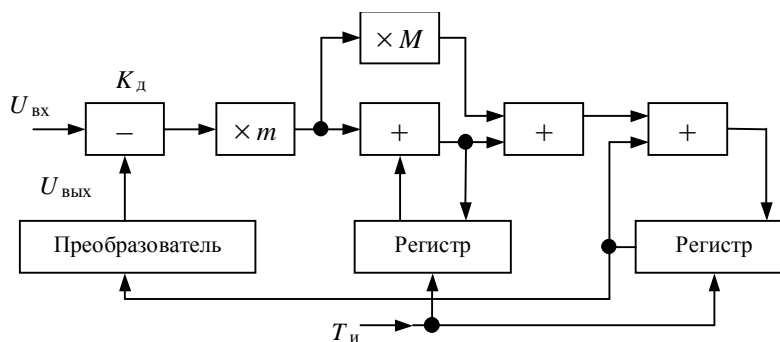


Рис.2.35. Структурная схема следящего измерителя второго порядка

Цель включения корректирующей цепи - обеспечить прохождение части входного числа на выход интегратора. Эта цепь состоит из линейного безынерционного звена с коэффициентом передачи M . Схема интегратора с корректирующей цепью представлена отдельно на рис.2.36.

Передаточная функция собственно корректирующей цепи) определяется функцией интегратора вместе с

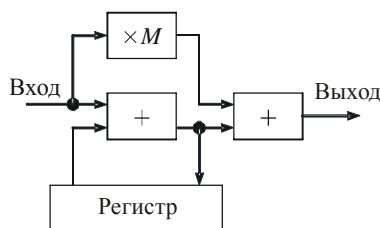


Рис.2.36. Схема цифрового интегратора с коррекцией

венно интегратора (без формулой (2.35). Передаточная корректирующей цепью равна

$$H(z)_{\text{кор}} = \frac{z}{z-1} + M = \frac{z(1+M) - M}{z-1}.$$

Следовательно, передаточная функция разомкнутой следящей системы выражается следующим образом:

$$H(z)_{\text{раз } 2} = H(z)_{\text{раз } 1} H(z)_{\text{кор}} = \frac{K_0 [z(1+M) - M]}{(z-1)^2}.$$

Значит, передаточная функция замкнутой следящей системы второго порядка по выходу преобразователя запишется в виде

$$\begin{aligned} H(z)_2 &= \frac{K_0 [z(1+M) - M]}{(z-1)^2} = \\ &= \frac{K_0 [z(1+M) - M]}{1 + \frac{K_0 [z(1+M) - M]}{(z-1)^2}} \quad (2.42) \\ &= K_0 \frac{z(1+M) - M}{(z-1)^2 + K_0(1+M)z - K_0M}. \end{aligned}$$

Ограничения на параметры следящей системы, исходя из требования устойчивости ее, приведем без вывода: $K_0 > 0$, $M > 0$, $K_0(1+2M) < 4$.

Подставив в выражение (2.42) $z = \exp j\omega_n$, найдем комплексную частотную характеристику системы. Ее модуль даст АЧХ следящей системы:

$$K(\omega_n) = K_0 \frac{\sqrt{2M^2 + 2M + 1 - 2(M^2 + M)\cos \omega_n}}{\sqrt{1 + a^2 + b^2 + 2a(1+b)\cos \omega_n + 2b\cos 2\omega_n}}, \quad (2.43)$$

где $a = K_0(1 + M) - 2$; $b = 1 - K_0M$.

Анализ соотношения (2.43) показывает, что, если $M = 0$ (коррекция отсутствует), всегда найдется некоторое критическое значение частоты $\omega_{н.кр}$, при котором следящая система оказывается неустойчивой.

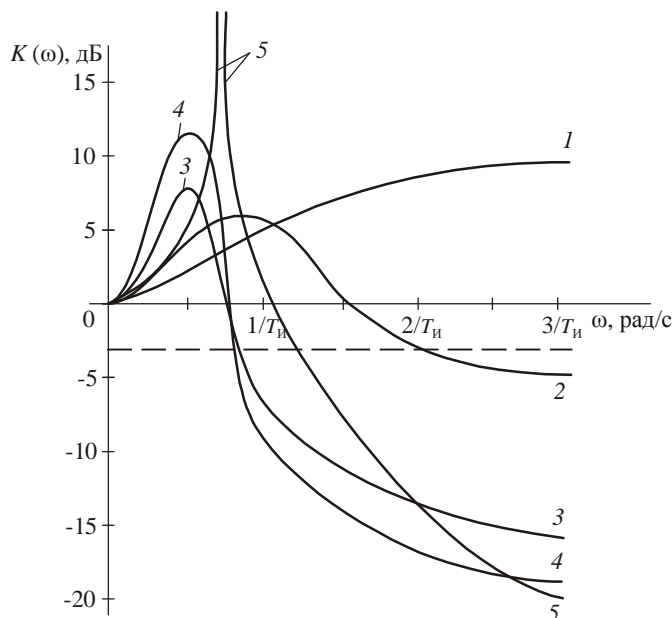


Рис.2.37. АЧХ следящего измерителя второго порядка

Критическое значение $\omega_{н.кр}$, определяемое путем приравнивания нулю знаменателя в выражении (2.43), равно

$$\omega_{н.кр} = \arccos(1 - 0,5K_0). \quad (2.44)$$

В качестве примеров на рис.2.37 приведены зависимости $K(\omega)$ для следующих значений параметров следящей системы:

- $K_0 > 0$, $M = 1$ (кривая 1);
- $K_0 = 0,5$, $M = 1$ (кривая 2);
- $K_0 = 0,2$, $M = 1$ (кривая 3);
- $K_0 = 0,2$, $M = 0,5$ (кривая 4);
- $K_0 = 0,5$, $M = 0$ (кривая 5).

Для приближенной оценки полосы пропускания системы второго порядка по уровню -3 дБ можно воспользоваться соотношением

$$\Delta\omega \approx \frac{1,3\pi K_0}{T_{и}}; \quad \Delta f \approx \frac{0,65K_0}{T_{и}}. \quad (2.45)$$

2.6.5. Основные ошибки в радиолокаторах сопровождения цели

К основным погрешностям измерения параметров сигнала относятся:

- шумовые, обусловленные искажением сигнала собственным шумом приемника или внешними шумовыми помехами;
- динамические, связанные с динамикой изменения измеряемого параметра и зависящие от особенностей структуры измерителя;
- флуктуационные, являющиеся следствием случайных изменений измеряемого параметра, вызванных флуктуациями радиолокационного центра цели;

- специфическая погрешность измерителя с последовательным сравнением сигналов в дискриминаторе, проявляющаяся при флуктуациях амплитуды сигнала.

Шумовые ошибки. Начнем с методики расчета шумовых погрешностей, которые всегда приходится оценивать разработчику аппаратуры. Приведем формулы для расчета средних квадратических значений шумовых ошибок измерения частоты σ_f , времени σ_t и направления прихода σ_β сигнала.

Для импульсного сигнала:

$$\sigma_f = \frac{1}{t_{\text{ког}}} \cdot \sqrt{\frac{\Delta f}{\rho \cdot f_{\text{сл}}}}; \quad (2.46)$$

$$\sigma_t = \frac{1}{\Delta f_c} \cdot \sqrt{\frac{\Delta f}{\rho \cdot f_{\text{сл}}}}; \quad (2.47)$$

$$\sigma_\beta = \theta \cdot \sqrt{\frac{\Delta f}{\rho \cdot f_{\text{сл}}}}, \quad (2.48)$$

где $t_{\text{ког}}$ - интервал когерентности сигнала; например, для когерентной пачки длительностью T_0 $t_{\text{ког}} = T_0$, а для некогерентной пачки $t_{\text{ког}} = \tau_{\text{и}}$ (длительности одного импульса); Δf_c - ширина спектра импульса; θ - ширина диаграммы направленности (ДН) антенны радиолокатора (как правило, приемной антенны); Δf - полоса пропускания следящего измерителя; ρ - отношение мощностей сигнала и шума на входе измерителя; $f_{\text{сл}}$ - частота следования импульсов. Для *непрерывного* сигнала величину $f_{\text{сл}}$ нужно заменить на полосу пропускания приемника.

Из всех величин, фигурирующих в формулах (2.46) - (2.48), только ρ зависит от дальности цели. Для активной РЛС

$$\rho = \frac{a}{R^4}; \quad (2.49)$$

для полуактивной РЛС

$$\rho = \frac{b}{R_1^2 \cdot R_2^2}, \quad (2.50)$$

где a и b - величины, не зависящие от дальности.

Динамические ошибки цифровых устройств сопровождения цели. В работе следящей системы различают переходный процесс и установившийся режим. Аппроксимируем закон изменения измеряемого параметра сигнала полиномом

$$\alpha_0(t) = \sum_{l=0}^L a_l t^l, \quad (2.51)$$

где L - порядок старшей производной измеряемого параметра сигнала, отличной от нуля.

Если на интервале времени, превышающем длительность переходного процесса (например, (2.41) для системы первого порядка), все коэффициенты a_l неизменны, то имеет место установившийся режим. Переходный процесс возникает в момент включения системы или при изменении коэффициентов a_l в (2.51). Погрешности в течение переходного процесса могут быть весьма большими. Их продолжительность уменьшается с увеличением коэффициента передачи разомкнутой петли следящей системы.

Динамические погрешности цифровой следящей системы в установившемся режиме можно рассчитать по формуле

$$\Delta_d = \sum_{l=0}^L S_l \frac{d^l \alpha_0(t)}{dt^l}. \quad (2.52)$$

Таким образом, Δ_d является взвешенной суммой производных $\alpha_0(t)$. Весовые коэффициенты (коэффициенты ошибки) S_l определяются выражением

$$S_l = \frac{T_n^l}{l!} \left. \frac{d^l H_{\Delta}(z)}{dz^l} \right|_{z=1}, \quad (2.53)$$

где $H_{\Delta}(z)$ - передаточная функция по ошибке для цифровой системы,

$$H_{\Delta}(z) = 1 - H(z).$$

Рассчитаем коэффициенты статической (для неподвижного объекта) и динамических ошибок для следящих систем с астатизмом первого и второго порядков.

Для системы первого порядка

$$H_{\Delta}(z) = 1 - \frac{k_0}{z-1+k_0} = \frac{z-1}{z-1+k_0}.$$

Коэффициент статической ошибки равен

$$S_0 = H_{\Delta}(z)|_{z=1} = 0,$$

т.е. статическая ошибка отсутствует.

Коэффициент динамической ошибки равен

$$S_1 = T_n \left. \frac{d}{dz} \left(\frac{z-1}{z-1+k_0} \right) \right|_{z=1} = \frac{T_n}{k_0}.$$

Следовательно, при наличии только первой производной функции $\alpha_0(t)$ динамическая ошибка равна

$$\Delta_d = \frac{T_n}{k_0} \frac{d\alpha_0(t)}{dt}.$$

Для системы второго порядка

$$H_{\Delta}(z) = 1 - H(z) = \frac{(z-1)^2}{(z-1)^2 + k_0(1+M)z - k_0M}$$

статическая ошибка равна нулю, поскольку $S_0 = 0$.

Нетрудно убедиться в том, что $S_1 = 0$, т.е. при наличии только первой производной отслеживаемого параметра сигнала динамическая ошибка отсутствует.

Коэффициент S_2 равен

$$S_2 = \frac{T_n^2}{2!} \left. \frac{d^2 K_{\Delta}(z)}{dz^2} \right|_{z=1} = \frac{T_n^2}{k_0}.$$

Следовательно, при наличии второй производной отслеживаемого параметра сигнала

$$\Delta_d = \frac{T_n^2}{k_0} \frac{d^2 \alpha_0(t)}{dt^2}.$$

В общем случае, если порядок системы больше, чем порядок некоторой производной функции $\alpha_0(t)$, динамическая ошибка, обязанная этой производной, отсутствует. Используя это положение, можно выбирать порядок системы, ориентируясь на производную функции $\alpha_0(t)$, имеющую наибольшую величину.

Флуктуационные погрешности. В разделе 2.2 упоминалось о флуктуациях радиолокационного центра цели. В [12] приведены формулы для оценки средних квадратических отклонений центра цели от его среднего положения

$$\sigma_{ц} \approx 0,35 L_{ц}, \quad (2.54)$$

где $L_{ц}$ - максимальный размер цели вдоль той или иной координаты. Средняя квадратическая величина флуктуаций центра цели вдоль координаты "дальность" σ_R выражается формулой (2.54), если в нее

подставить длину цели вдоль данной координаты. Для оценки среднего квадратического значения угловых флуктуаций (в радианах) нужно воспользоваться формулой

$$\sigma_{\beta} = 0,35 \frac{L_2}{R}, \quad (2.55)$$

где L_2 - длина цели в поперечном направлении; R - дальность цели.

Среднее квадратическое значение флуктуаций доплеровского смещения частоты определяется по формуле

$$\sigma_f \approx 0,35 \frac{2L_2}{\lambda} \frac{d\beta}{dt}, \quad (2.56)$$

где β - ракурс цели (в радианах); λ - длина волны.

Благодаря фильтрующему действию следящих измерителей ошибки измерения параметров сигнала меньше, чем σ_R , σ_{β} , σ_f . Для вычисления погрешностей измерения нужно проинтегрировать произведение спектральной плотности флуктуаций радиолокационного центра цели $S(\omega)$ и квадрата частотной характеристики измерителя $k(\omega)$. $S(\omega)$ является убывающей функцией частоты. Если коэффициент корреляции флуктуаций аппроксимировать экспоненциальной функцией, то придем к следующему выражению:

$$S(\omega) = \frac{S(0)}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_a^2}}, \quad (2.57)$$

где $S(0) = 4\sigma_c^2 \omega_a$; $\omega_a = \frac{1}{\tau_k}$ [12].

Дисперсия флуктуационной ошибки определяется формулой

$$\sigma_{fl}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) k^2(\omega) d\omega. \quad (2.58)$$

В частности, для следящего измерителя первого порядка

$$\sigma_{fl}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{S(0)}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_a^2}} \frac{k^2 d\omega}{k^2 + \omega^2} = \frac{\sigma_c^2 k}{k + \omega_a}, \quad (2.59)$$

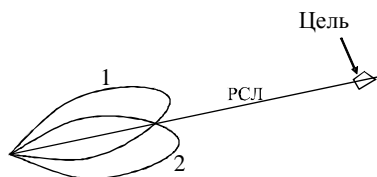
где k - коэффициент передачи разомкнутой петли следящей системы.

При угловом сопровождении низколетящего объекта в состав сложной цели входят истинный объект и его антипод (см. главу 1). Расстояние между объектом и антиподом значительно превышает размер объекта. Поэтому дисперсия ошибки слежения по углу места может быть весьма большой, что нередко приводит к срыву сопровождения. Иногда в подобных ситуациях отказываются от автоматического слежения по углу места. Приближенную оценку этой координаты осуществляют по выходному напряжению соответствующего дискриминатора [12].

Угловая погрешность сопровождения цели в РЛС с коническим сканированием из-за флуктуаций амплитуды сигнала цели. Для расчета дисперсии σ_a^2 указанной погрешности можно использовать формулу [13]

$$\sigma_a^2 = \frac{\theta^2}{4\pi^2 f_{ск}^2 \tau_k} \Delta f. \quad (2.60)$$

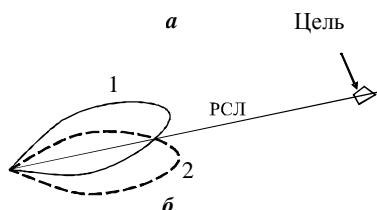
где θ - ширина диаграммы частота сканирования; Δf - полоса измерителя; τ_k - интервал флуктуаций. Сходный результат



направленности антенны; $f_{ск}$ - пропускания следящего корреляции амплитудных приведен в [12].

2.6.6. Устройства углового

Для реализации углового сопровождения цели нужно иметь два приемных антенных один относительно другого



сопровождения цели
дифференциального метода (измерения угла) в одной плоскости луча (1 и 2), несколько сдвинутых (рис.2.38,а), или один луч,

Рис.2.38. К дифференциальному методу измерения углового

поочередно устанавливаемый в положения 1 и 2 с частотой сканирования $f_{ск}$ (рис.2.38,б). В первом случае реализуется дискриминатор с одновременным сравнением сигналов, во втором - дискриминатор с последовательным сравнением сигналов. В канале измерения производится одновременное или последовательное сравнение амплитуд сигналов, принятых по двум лучам.

Прямая, проходящая через точку пересечения двух ДН, называется равносигнальным направлением (РСН), или равносигнальной линией (РСЛ). Если источник сигнала находится на РСЛ, то сигналы, принятые по двум лучам, одинаковы. В случае смещения источника сигнала с РСЛ амплитуды (или фазы) принятых по двум лучам сигналов различаются. При одновременном сравнении сигналов их разность пропорциональна смещению источника сигнала с РСЛ. При последовательном сравнении смещение источника сигнала с РСЛ приводит к амплитудной модуляции напряжения на выходе антенны с частотой, равной частоте сканирования луча $f_{ск}$.

С помощью устройства управления ДН антенны поворачивается до тех пор, пока источник сигнала не окажется на РСЛ. Признаком этой ситуации является нулевое значение разности двух принятых сигналов при их одновременном сравнении. При последовательном сравнении подобным признаком является отсутствие амплитудной модуляции принятого сигнала с частотой $f_{ск}$.

Рассмотрим наиболее распространенные разновидности угломерных устройств. Одно из них представляет класс устройств с одновременным сравнением сигналов. Такие устройства называют моноимпульсными. Остальные устройства относятся к классу устройств с последовательным сравнением сигналов.

2.6.7. Суммарно-разностное моноимпульсное устройство с фазовым сравнением сигналов

Принцип работы моноимпульсных измерителей рассмотрим на примере устройства с зеркальными антеннами. Затем отметим особенности использования фазированных антенных решеток (ФАР). На рис.2.39,а схематически представлена моноимпульсная антенна, предназначенная для измерения одной угловой координаты цели β (в плоскости рисунка). Антенна состоит из двух элементов, их фазовые центры обозначены цифрами 1 и 2. Кроме того, СВЧ-часть устройства содержит суммарно-разностную схему, обозначенную символами "+" и "-", и фазовращатель, осуществляющий фазовый сдвиг $\frac{\pi}{2}$.

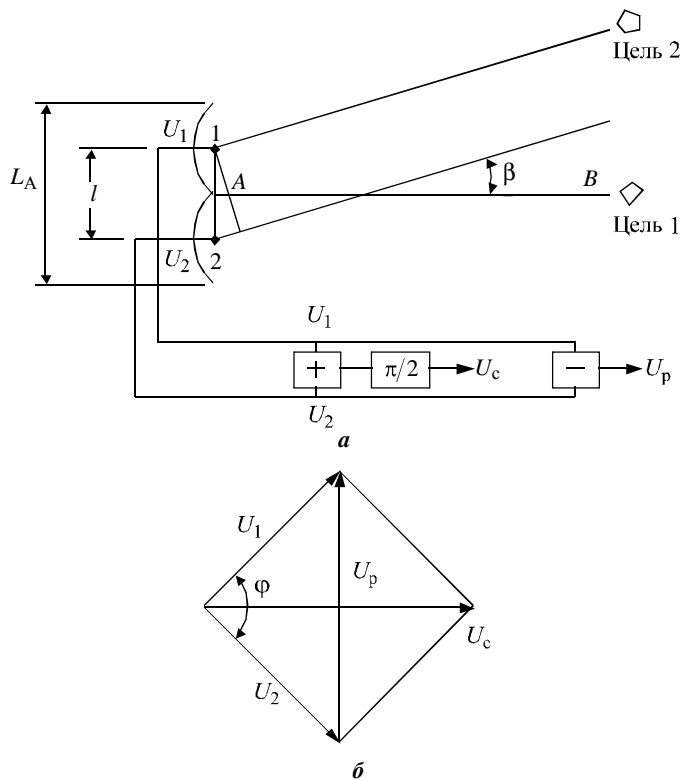


Рис.2.39. Суммарно-разностный метод измерения углового положения цели в одной плоскости: а - элементы антенны и суммарно-разностное устройство; б - векторная диаграмма

Если цель 1 находится на оси антенны AB , то длины путей сигнала до фазовых центров 1 и 2 одинаковы. Следовательно, одинаковы фазы принятых сигналов. Амплитуды сигналов U_1 и U_2 тоже одинаковы, так как оси ДН обоих элементов антенны параллельны. Значит, разность $U_p = U_1 - U_2$ (разностный сигнал) равна нулю.

Из этого следует, что ось антенны AB является равносигнальной линией. Суммарный сигнал

$$U_c = U_1 + U_2 = 2U_1.$$

Если направление на цель 2 составляет угол β с РСЛ, то разность фаз сигналов U_1 и U_2 равна

$$\varphi = \frac{2\pi \cdot l \cdot \sin \beta}{\lambda}.$$

При этом амплитуды и фазы U_c и U_p можно найти с помощью векторной диаграммы на рис.2.39,б:

$$U_c = 2U_1 \cdot \cos \frac{\varphi}{2}; \quad U_p = 2U_1 \cdot \sin \frac{\varphi}{2}.$$

Угол ($U_c, U_p = \frac{\pi}{2}$ или $-\frac{\pi}{2}$ в зависимости от знака ошибки β). После фазовращателя на $\frac{\pi}{2}$ векторы U_c и U_p оказываются в фазе или в противофазе в зависимости от знака β .

Объединив полученные формулы для U_c и U_p , получим выражение, связывающее их амплитуды:

$$U_p = U_c \cdot \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = U_c \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{\pi l \sin \beta}{\lambda} \right).$$

Для малых угловых ошибок

$$\sin \beta \approx \beta \quad \text{и} \quad \operatorname{tg} \frac{\pi l \sin \beta}{\lambda} \approx \frac{\pi l \beta}{\lambda}.$$

Отсюда

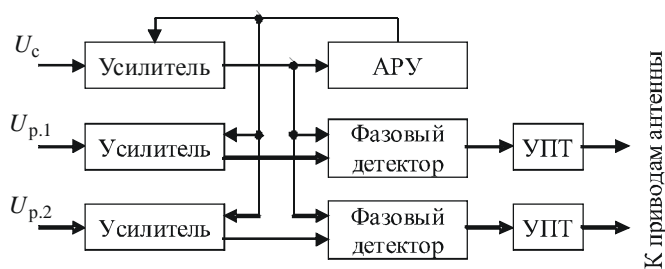


Рис.2.41. Структурная схема приемника моноимпульсной РЛС

$$U_p \approx U_c \frac{\pi l \beta}{\lambda} = U_c \frac{\pi L_A \beta}{2\lambda} \approx \mu \cdot U_c \cdot \beta,$$

где $\mu = \frac{\pi}{2\theta} \approx \frac{1,57}{\theta}$; θ - ширина ДН антенны, образуемой обоими ее элементами. Величина θ выражается в тех же единицах, что и ошибка β (в градусах или радианах).

Часто приходится измерять две угловые координаты цели в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, поэтому приемная антенна включает четыре элемента, попарно разнесенные в двух ортогональных плоскостях. Фазовые центры этих элементов (1, 2, 3, 4) и схема получения суммарного U_c и двух разностных напряжений $U_{p,1}$ и $U_{p,2}$ показаны на рис.2.40.

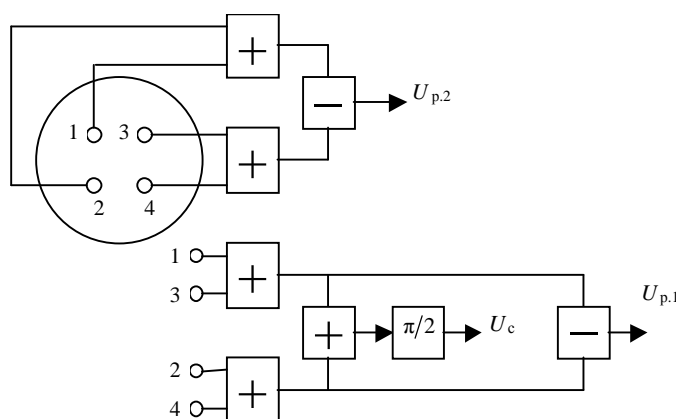


Рис.2.40. Устройство фазового сравнения сигналов в двух плоскостях

Амплитуды U_c , $U_{p,1}$, $U_{p,2}$ просто выражаются через напряжения на выходах элементов антенны $U_1 \div U_4$:

$$U_c = U_1 + U_2 + U_3 + U_4,$$

$$U_{p,1} = U_1 + U_3 - (U_2 + U_4) = \mu \cdot U_c \cdot \beta_1, \quad (2.61)$$

$$U_{p,2} = U_1 + U_2 - (U_3 + U_4) = \mu \cdot U_c \cdot \beta_2,$$

где β_1 и β_2 - компоненты угловой ошибки в двух взаимно перпендикулярных плоскостях.

На рис.2.41 представлена структурная схема приемника моноимпульсной РЛС, содержащая три канала.

Выходы фазовых детекторов являются выходами двух дискриминаторов устройств, измеряющих две угловые координаты цели. Величина U_c в формулах (2.61) может изменяться на несколько порядков из-за изменения дальности цели и ее ЭПР. Чтобы крутизна дискриминационной характеристики не зависела от амплитуды суммарного сигнала, в приемнике используется автоматическая регулировка усиления (АРУ), которая является общей для всех трех каналов и работает по напряжению суммарного сигнала.

Несколько упрощая ситуацию, будем считать, что АРУ поддерживает амплитуду напряжения на выходе канала суммарного сигнала равной U_0 . Кроме того, будем полагать, что все три канала идентичны,

т.е. коэффициенты усиления во всех каналах одинаковы. При этом амплитуды выходных напряжений каналов равны

$$U_{с.вых} = U_0;$$

$$U_{р.1.вых} = \mu \cdot U_0 \cdot \beta_1; \quad U_{р.2.вых} = \mu \cdot U_0 \cdot \beta_2.$$

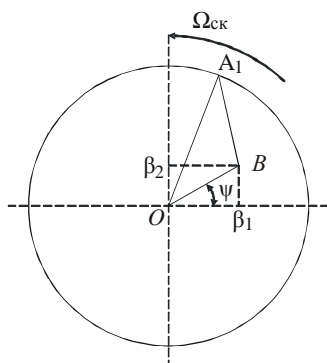


Рис.2.42. Иллюстрация конического сканирования картинной плоскости

Управляющие устройства следящих измерителей состоят из усилителей постоянного тока (УПТ) и приводов антенны в двух ортогональных плоскостях. Действием последних рассогласования β_1 и β_2 сводятся к нулю, и угловое положение цели определяется направлением РСЛ. Рассмотренный измеритель имеет астатизм первого порядка; функции интеграторов выполняют приводы антенны. Коэффициент передачи разомкнутой петли измерителя равен

$$K_1 = K_d \cdot K_{упт} \cdot K_{прив} = K_{фд} \cdot \mu \cdot U_0 \cdot K_{упт} \cdot K_{прив}, \quad (2.62)$$

где $K_d = K_{фд} \mu U_0$ - коэффициент передачи дискриминатора; $K_{фд}$ - коэффициент передачи фазового детектора.

Если в процессе работы устройства коэффициенты усиления приемных трактов изменятся, может измениться и коэффициент передачи следящего измерителя. Предположим, что коэффициент усиления разностного канала изменился на ΔK_p , а коэффициент усиления суммарного канала изменился на ΔK_c (ΔK_c и ΔK_p независимы и могут быть положительными или отрицательными). Тогда выражение для коэффициента передачи следящего измерителя примет вид:

$$K'_1 = \frac{K_{0пр} + \Delta K_p}{K_{0пр} + \Delta K_c} \cdot K_{0пр}.$$

где K'_1 - измененное значение коэффициента передачи; $K_{0пр}$ - исходный коэффициент усиления приемника.

Если разность фазовых сдвигов, вносимых усилителями суммарного и разностного сигналов, составит $\Delta \psi$, то в выражение (2.62) нужно внести дополнительный множитель $\cos \Delta \psi$.

В случае моноимпульсного радиолокатора на базе ФАР в качестве четырехэлементной антенны, необходимой для следящего измерения двух угловых координат цели, используются четыре подрешетки ФАР. Структура приемника почти не отличается от представленной на рис.2.41. После фазовых детекторов устанавливают электронные интеграторы. Вместо механических приводов антенны используют вычислитель фаз для элементов ФАР.

Если цели могут находиться в секторе, превышающем сектор сканирования луча ФАР в горизонтальной плоскости, то дополнительно к электронному управлению лучом антенны в РЛС используют механический привод ФАР.

2.6.8. Устройство с коническим сканированием ДН антенны

На рис.2.38,б рассматривался принцип измерения одной угловой координаты при последовательном сравнении сигналов, осуществляемом путем коммутации луча антенны в два положения: 1 и 2. Однако на практике чаще приходится измерять две угловые координаты. Для этого нужно коммутировать ДН антенны в четыре положения в плоскости, перпендикулярной РСЛ (эта плоскость называется картинной), или осуществлять коническое сканирование луча с частотой $f_{ск}$.

Первый способ удобнее реализовать при использовании ФАР, а второй - при использовании зеркальной механически управляемой антенны. В последнем случае ось вращения луча (точка O на рис.2.42) является равносигнальной линией.

При смещении источника сигнала с РСЛ принимаемый сигнал оказывается амплитудно-модулированным с частотой сканирования, причем глубина модуляции в первом приближении пропорциональна смещению β , а начальная фаза модуляции соответствует направлению смещения Ψ . На рис.2.42 показаны соотношения в картинной плоскости.

Точка O соответствует РСЛ. Точка A1 представляет направление максимума ДН, точка B - направление на цель. Отрезок OA1 соответствует углу между РСЛ и линией максимума ДН, отрезок OB - углу между РСЛ и направлением на цель, т.е. текущей ошибке измерения β . Компоненты ошибки β по двум координатным осям равны

$$\beta_1 = \beta \cdot \cos \psi;$$

$$\beta_2 = \beta \cdot \sin \psi .$$

Временную зависимость амплитуды принимаемого сигнала можно выразить приближенной формулой

$$U_m(t) = U [1 + 0,55 \cdot \mu \cdot \beta \cdot \cos(\Omega_{\text{СК}} t - \psi)] .$$

где U - амплитуда сигнала, когда источник его находится на равносигнальной линии; $\Omega_{\text{СК}} = 2\pi f_{\text{СК}}$.

Для упрощения этой формулы введем обозначение:

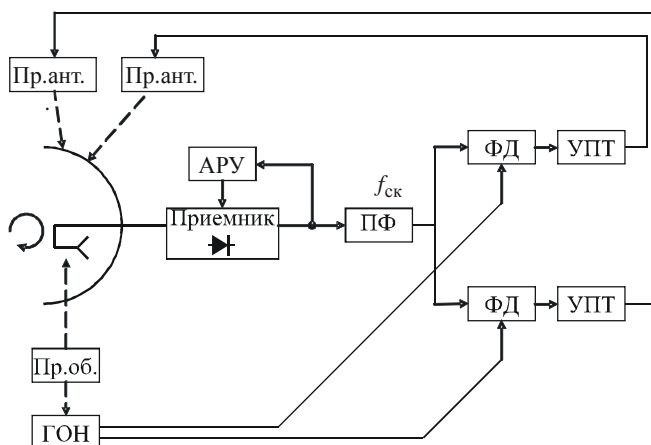


Рис.2.43. Структурная схема РЛС с коническим сканированием: Пр. ант. - привод антенны; Пр. об. - привод облучателя; ГОН - генератор опорных напряжений; ФД - фазовый детектор; УПТ - усилитель постоянного тока; ПФ - полосовой фильтр; АРУ - автоматическая регулировка

усиления

$$\mu_1 = 0,55 \cdot \mu .$$

Кроме того, добавим гармонический множитель. Тогда сигнал будет иметь вид:

$$U_c(t) = U_m [1 + \mu_1 \cdot \beta \cdot \cos(\Omega_{\text{СК}} t - \psi)] \cos \omega_0 t , \quad (2.63)$$

где ω_0 - несущая частота, рад/с.

На рис.2.43 представлена структурная схема угломера с коническим сканированием.

Облучатель зеркальной антенны вращается приводом с угловой скоростью $\Omega_{\text{СК}}$. С осью этого привода соединен ротор генератора опорных напряжений (ГОН). На выходах двух ортогональных обмоток ГОН формируются опорные напряжения для фазовых детекторов

$$U \cdot \cos \Omega_{\text{СК}} t \text{ и } U \cdot \sin \Omega_{\text{СК}} t .$$

Приемник заканчивается амплитудным детектором, на выходе которого образуется напряжение (см. формулу (2.63))

$$K_{\text{пр}} \cdot U_m + K_{\text{пр}} \cdot U_m \cdot \mu_1 \cdot \beta \cdot \cos(\Omega_{\text{СК}} t - \psi) , \quad (2.64)$$

где $K_{\text{пр}}$ - коэффициент усиления приемника.

Устройство АРУ с полосой пропускания $\Delta f_{\text{АРУ}} \ll f_{\text{СК}}$ стабилизирует постоянную составляющую напряжения в формуле (2.64):

$$K_{\text{пр}} \cdot U_m = U_0 .$$

Переменная составляющая в формуле (2.64) фильтруется и поступает на фазовые детекторы (ФД). Фазовый детектор представляет собой каскадное соединение перемножителя и фильтра нижних частот (ФНЧ). Полоса пропускания ФНЧ $2\pi \Delta f \ll \Omega_{\text{СК}}$, поэтому на выходах ФД имеем:

$$U_1 = K_{\text{ФД}} U_0 \mu_1 \beta \cos \psi \text{ и } U_2 = K_{\text{ФД}} U_0 \mu_1 \beta \sin \psi ,$$

где U_1 и U_2 - выходные напряжения дискриминатора следящего измерителя. Управляющее устройство измерителя состоит из двух УПТ и приводов, поворачивающих антенну в двух ортогональных плоскостях

вплоть до того момента, когда рассогласования $\beta \cos \psi$ и $\beta \sin \psi$ обратятся в нули. При этом направление на цель определяется положением равносигнальной линии (в данном случае - оси антенны).

2.6.9. Угломер с квадрантным сканированием

При использовании конического сканирования в РЛС с антенной в виде ФАР ДН перемещается дискретно. Если дискрет перемещения ДН антенны выбрать равным 90° , приходим к так называемому квадрантному сканированию. При этом ДН периодически устанавливается в четыре положения, по одному положению на каждый квадрант. Этот метод сканирования иллюстрируется на рис.2.44, на котором координатные оси X и Y находятся в картинной плоскости, параллельной плоскости ФАР. Точки 1, 2, 3, 4 представляют собой пересечения картинной плоскости с осью ДН ФАР в последовательные моменты времени.

Метод квадрантного сканирования был кратко описан в монографии [2] применительно к зеркальной антенне с механически управляемым облучателем, периодически занимающим четыре положения. Известно также о применении этого метода в аэрологических радиолокаторах. В данном разделе рассматривается применение метода квадрантного сканирования к РЛС с ФАР.

Реализовать квадрантное сканирование можно двумя способами. Первый заключается в использовании соответствующей программы изменения фазового распределения в ФАР, обеспечивающей последовательные отклонения ДН вверх - влево - вниз - вправо. Второй способ предусматривает установку на выходах четырех подрешеток ФАР дополнительных управляемых фазовращателей $0 \div \pi/2$ с последующими сумматорами. Мы рекомендуем второй способ, преимущества которого описаны далее.

Структурная схема РЛС с квадрантным сканированием представлена на рис.2.45.

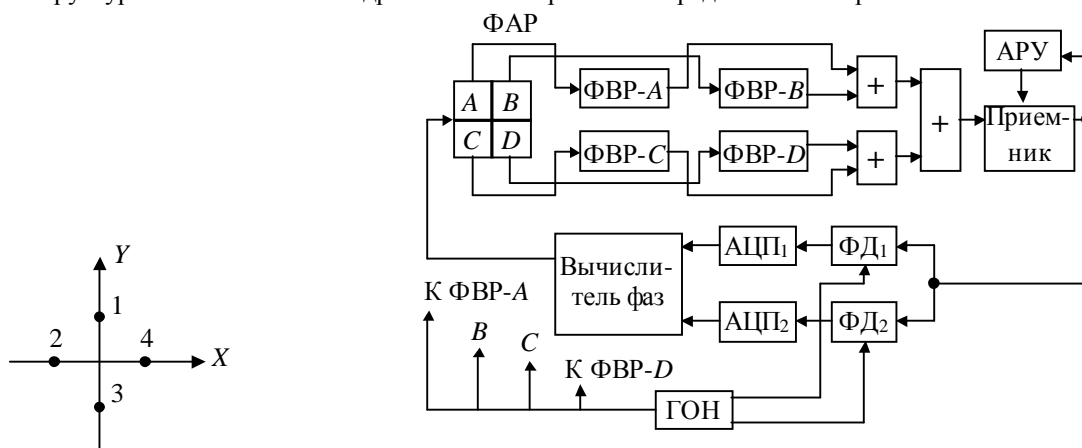


Рис.2.44. К методу квадрантного сканирования

Рис.2.45. Блок-схема устройства с квадрантным сканированием: ФВР - фазовращатель; АЦП - аналого-цифровой преобразователь

Суммарные напряжения на выходах четырех подрешеток A , B , C , D подключаются к фазовращателям с управляемыми фазовыми сдвигами. Фазовые сдвиги в фазовращателях принимают значения 0 или $\pi/2$. Управляющие числа поступают из генератора опорных напряжений. Управляющее число 0 устанавливает нулевой фазовый сдвиг, число 1 устанавливает фазовый сдвиг $\pi/2$. Если во всех фазовращателях фазовые сдвиги отсутствуют, ДН ФАР находится в условно-нулевом положении, определяемом фазовым распределением в подрешетках. Это направление совпадает с равносигнальной линией антенны.

Временные диаграммы фазовых сдвигов в фазовращателях представлены на рис.2.46. На первом интервале времени в фазовращателях *A* и *B* устанавливаются сдвиги $\pi/2$, а в фазовращателях *C* и *D* - нулевые сдвиги. При этом ДН антенны смещается вверх. Такое направление смещения объясняется тем, что максимум ДН находится в

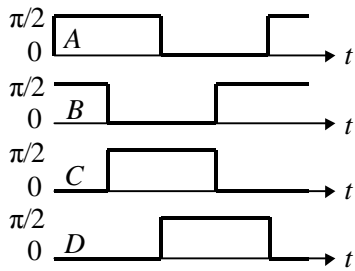


Рис.2.46. Временные диаграммы фазовых сдвигов

положении, в котором пространственные сдвиги фаз $\Phi_{пр}$ в подрешетках ФАР *C* и *D* равны введенным фазовым сдвигам в элементах *A* и *B*.
Рассчитаем величину смещения ДН ФАР α с помощью рис.2.47
Пространственный сдвиг фазы в элементах ФАР *C* и *D* равен

$$\Phi_{пр} = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta \sin \alpha = \frac{2\pi}{\lambda} 0,5L_A \sin \alpha.$$

Приравняв $\Phi_{пр} = \frac{\pi}{2}$, получим:

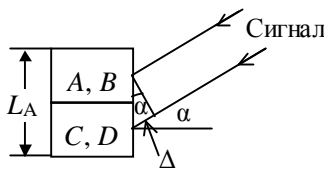
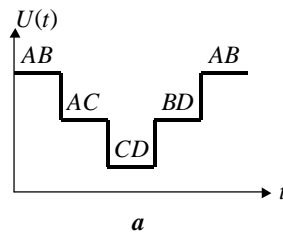


Рис.2.47. К расчету смещения ДН ФАР

где



$$\sin \alpha = \frac{\lambda}{2 \cdot L_A} \approx \frac{1}{2} \theta_c.$$

θ_c - ширина ДН антенной решетки по суммарному сигналу. Поскольку на практике θ_c равна немногим долям радиана, $\sin \alpha \approx \alpha$. В результате имеем:

величина $\sin \alpha \ll 1$. При этом

$$\alpha = 0,5 \cdot \theta_c.$$

Если в элементах *A* и *B* фазовые сдвиги на выходах ФАР равны $\pi/2$, а в элементах *C* и *D* - равными $\pi/2$, вниз на величину $\alpha = -0,5 \cdot \theta_c$. фазовых сдвигов на выходах ФАР пересекутся на уровне -3дБ .
Заметим, что то же самое имеет сканирование. Из соотношения

$$\frac{\alpha}{\theta_c} = 0,5.$$

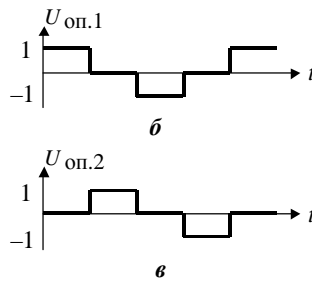


Рис.2.48. Огибающая сигнала (а) и опорные напряжения (б, в)

(2.65)

сдвиги будут нулевыми, а в очевидно, что ДН ФАР сместится. Следовательно, при коммутации подрешеток *A + B* и *C + D* ДН относительно максимума. место в углемере с коническим (2.65) следует, что всегда

Аналогично, если фазовые сдвиги $\pi/2$ будут установлены в элементах *A* и *C*, а в элементах *B* и *D* сдвиги будут отсутствовать, ДН ФАР сместится влево. И, наконец, если фазовые сдвиги $\pi/2$ установить в элементах *B* и *D*, а в элементах *A* и *C* оставить нулевые фазы, ДН ФАР отклонится вправо относительно РСЛ.

Теперь определим зависимость формы огибающей напряжения на входе приемника от знака углового смещения β источника сигнала с равносигнальной линии. Предположим вначале, что $\beta > 0$, т.е. источник сигнала смещен вверх с равносигнальной линии. Тогда максимум принятого сигнала будет иметь место при отклонении ДН антенны вверх относительно РСЛ, т.е. при фазовых сдвигах $\pi/2$ в элементах *A* и *B*. Если максимум ДН отклонить вниз (сдвиги фазы на $\pi/2$ в элементах *C* и *D*), принятый сигнал будет минимальным. Если фазовые сдвиги $\pi/2$ установить в элементах *A* и *C* или *B* и *D*, принятый сигнал будет принимать некоторое среднее значение.

Временная зависимость огибающей принятого сигнала (при $\beta > 0$) представлена на рис.2.48,а. Опорные напряжения фазовых детекторов даны на рис.2.48,б и 2.48,в.

Сопоставив названные рисунки, придем к следующим выводам:

- напряжение на выходе фазового детектора $\Phi Д_1 > 0$;
- напряжение на выходе фазового детектора $\Phi Д_2 = 0$.

Эти результаты соответствуют смещению источника сигнала $\beta > 0$ в вертикальной плоскости и отсутствию смещения относительно РСЛ в горизонтальной плоскости.

При квадрантном сканировании можно избежать потерь в отношении сигнал/шум в канале сопровождения по дальности. Для этого достаточно обнулять все фазовращатели на выходах подрешеток в моменты излучения зондирующего импульса.

Кроме того, поскольку зондирующий сигнал не модулирован с частотой сканирования, потенциальный противник не имеет информации о величине этой частоты и не может сформировать ответную помеху.

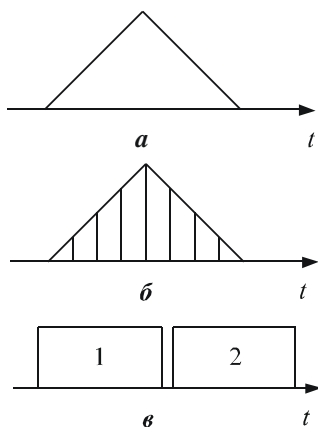


Рис.2.51. Временные диаграммы дискриминатора: а - огибающая сигнала; б - дискретизованная огибающая;

в - стробы

В рассмотренном устройстве частоту сканирования можно сделать весьма высокой (до одной четверти частоты следования импульсов). Это позволяет в соответствии с формулой (2.60) значительно уменьшить погрешность из-за амплитудных флуктуаций сигнала цели.

По аппаратным затратам метод квадрантного сканирования эквивалентен методу конического сканирования, но выигрывает в быстродействии. Этот выигрыш связан с тем, что для изменения положения ДН антенны достаточно изменить фазы в четырех однобитных фазовращателях, а не во всех фазовращателях ФАР.

2.7. Следящие измерители дальности и скорости целей

Следящий измеритель дальности. Принцип измерения дальности целей в радиолокаторе с непрерывным излучением приведен в разделе 2.3. В данном разделе рассматриваются структура и характеристики цифрового следящего дальномера в импульсном радиолокаторе. Структурная схема дальномера с расщепленным стробом представлена на рис.2.49.

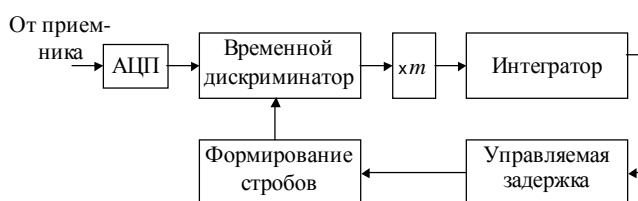


Рис.2.49. Структурная схема дальномера

Каждый импульс отраженного сигнала оцифровывается в АЦП и поступает на вход временного дискриминатора. Число на выходе дискриминатора пропорционально различию (рассогласованию δt) временных положений сигнала цели и расщепленного строба. Последний состоит из первого и второго стробов. Число на выходе интегратора $\tilde{U}_{\text{инт}}$ изменяется со скоростью, пропорциональной рассогласованию. В результате временная задержка стробов (см. рис.2.49), управляемая значением $\tilde{U}_{\text{инт}}$, изменяется в нужную сторону. Это приводит к уменьшению рассогласования до нуля при сопровождении неподвижной цели. Число на выходе интегратора пропорционально дальности цели.

Структура дискриминатора дана на рис.2.50, временные диаграммы - на рис.2.51.

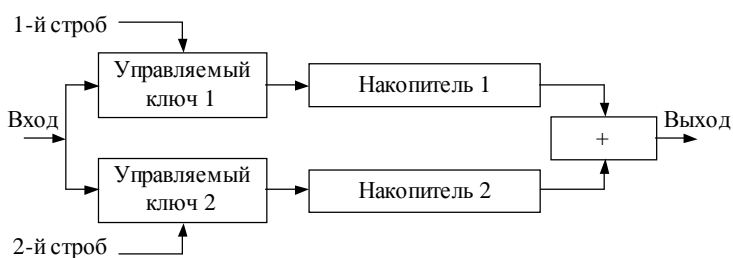


Рис.2.50. Структурная схема временного дискриминатора

Дискриминатор состоит из двух нормально закрытых ключей, отпираемых соответственно первым или вторым стробом, двух накопителей и сумматора. По переднему фронту первого строба выходы накопителей обнуляются. Затем в первом накопителе суммируются со знаком "минус" дискретные выборки сигнала цели в пределах первого строба. Их сумму обозначим Σ_1 . С окончанием первого строба первый ключ запирается, а с появлением второго строба открывается второй ключ. При этом во втором накопителе суммируются со знаком "плюс" выборки сигнала в пределах второго строба. Их сумму обозначим Σ_2 . На выходе сумматора к концу второго строба формируется число $\Sigma_2 + \Sigma_1$, пропорциональное рассогласованию δt .

В примере на рис.2.51 выходное число дискриминатора $\Sigma_2 + \Sigma_1 < 0$. Поэтому число на выходе интегратора уменьшается. Вследствие этого уменьшается задержка стробов, что приводит к уменьшению рассогласования. В дальнейших периодах следования импульсов рассогласование уменьшается до нуля, если цель неподвижна и отношение сигнал/шум больше единицы.

Если отношение сигнал/шум невелико, может появиться заметная шумовая погрешность σ_R . При сопровождении движущейся цели могут присутствовать динамические ошибки. При этом часто наибольший

вес имеет ошибка, вызванная радиальной скоростью цели. Для уменьшения этой ошибки целесообразно использовать дальномер с астатизмом второго порядка.

Устройства слежения за частотой сигнала цели. Слежение за частотой отраженного сигнала используется для решения двух задач:

- удержания частоты сигнала в пределах полосы пропускания согласованного фильтра;
- измерения доплеровского смещения частоты сигнала (радиальной скорости цели).

Структура аналогового следящего устройства представлена на рис.2.52. Собственно следящая система обведена штриховой рамкой. Вне рамки находятся блоки, используемые при необходимости измерения доплеровского смещения частоты.

Дискриминатор следящей системы включает смеситель СМ, согласованный фильтр и частотный детектор. Аналоговый частотный детектор можно построить на двух расстроенных резонансных контурах. Частотные характеристики контуров приведены на рис.2.53.

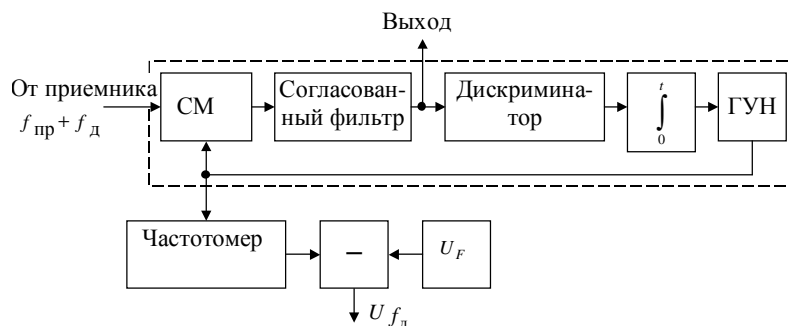


Рис.2.52. Структурная схема следящего измерителя частоты: $f_{пр}$ - промежуточная частота; $f_{д}$ - частота Доплера; ГУН - генератор, управляемый напряжением; $U_{f_{д}}$ - напряжение, пропорциональное частоте $f_{д}$; U_F - напряжение, пропорциональное частоте $f_{пр} - f_0$

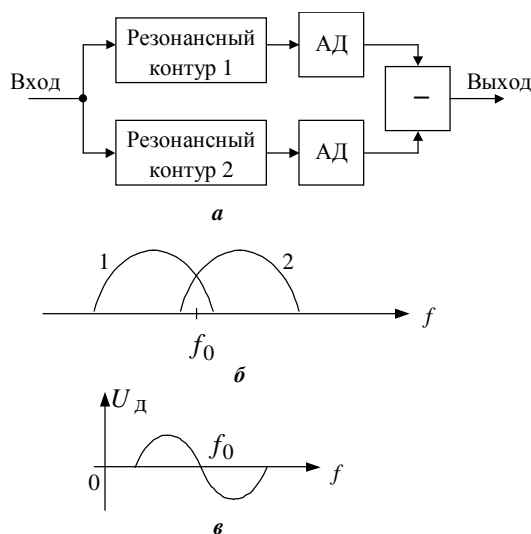


Рис.2.53. Аналоговый частотный детектор: а - структурная схема; б - частотные характеристики резонансных контуров; в - характеристика частотного детектора. АД - амплитудный детектор

Если частота ГУНа равна

$$f_{ГУН} = f_{пр} - f_0 + f_{д},$$

частота сигнала после смесителя равна f_0 , и напряжение на выходе частотного детектора отсутствует. При этом выходное напряжение интегратора остается неизменным.

Если доплеровская частота возрастет на δ_f , частота напряжения на входе частотного детектора увеличится на такую же величину. При этом в соответствии с рис.2.53 на выходе детектора появится напряжение, пропорциональное δ_f . Напряжение на выходе интегратора будет возрастать до тех пор, пока частота управляемого генератора $f_{ГУН}$ не повысится на δ_f . В результате частота напряжения на входе согласованного фильтра вернется к значению f_0 , а выходное напряжение детектора обратится в нуль.

Цифровой вариант дискриминатора в устройстве слежения за частотой представлен на рис.2.54.

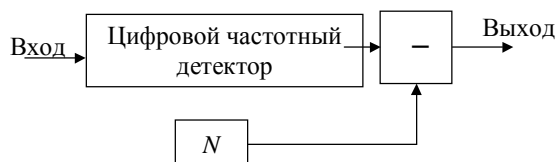


Рис.2.54. Цифровой частотный дискриминатор:
 N - число, пропорциональное частоте f_0

В дискриминаторе используются счетчик числа периодов колебания на выходе согласованного фильтра в течение интервала времени T и узел вычитания. Число на выходе счетчика равно $f_1 \cdot T$, где f_1 - частота сигнала на входе дискриминатора. Это число поступает на первый вход вычитателя. На второй вход этого узла подается постоянное число, равное $f_0 \cdot T$, где f_0 - частота настройки согласованного фильтра. Число на выходе вычитателя равно

$$(f_0 - f_1)T.$$

Если $f_1 \neq f_0$, то напряжение на входе интегратора не равно нулю. Изменяющееся напряжение на выходе интегратора подстраивает частоту ГУНа так, что $f_1 \rightarrow f_0$.

2.8. Радиолокатор с синтезированной антенной

Радиолокационный обзор земной поверхности (или поверхности иной планеты) из космоса или с самолета - важная научно-техническая высококачественного изображения летательном аппарате (ЛА) должен способностью по дальности ΔR и

Для получения неискаженного разрешения должны быть одного величину в пределах нескольких дальности равно

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f_c},$$

где Δf_c - ширина спектра ΔR не зависит от дальности Азимутальное разрешение Δl следует из рис.2.55,

$$\Delta l = \theta \cdot R, \quad (2.66)$$

где θ - ширина двусторонней ДН антенны радиолокатора (в радианах), равная

$$\theta \approx \frac{0,7 \cdot \lambda}{L_a}, \quad (2.67)$$

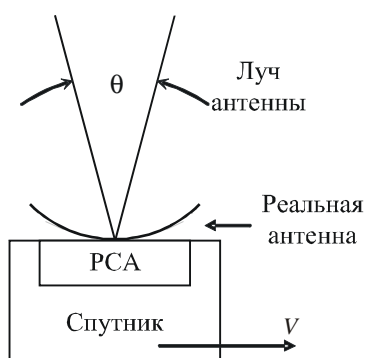


Рис.2.56. Спутниковый РСА

где λ - длина волны радиолокатора; L_a - размер антенны в горизонтальной плоскости.

Пример. Пусть предъявлено требование $\Delta l = \Delta R = 10$ м при удалении объектов наблюдения от радиолокатора на 500 км. Тогда требуемая ширина спектра сигнала составляет

$$\Delta f_c \geq \frac{c}{2\Delta R} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}}{2 \cdot 10^5 \text{ м}} = 1,5 \cdot 10^7 \text{ Гц} = 15 \text{ МГц}.$$

Формирование подобного сигнала не представляет трудностей. Для получения Δl такого же порядка на дальности 500 км величина θ должна быть не более

$$\theta = \frac{\Delta l}{R} = \frac{10 \text{ м}}{5 \cdot 10^5 \text{ м}} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ рад}.$$

Примем $\lambda = 10$ см. В соответствии с формулой (2.67) для реализации подобной ДН размер антенны L_a должен быть не менее

$$L_a = \frac{0,7\lambda}{\theta} = 3,5 \text{ км}.$$

Для реализации антенны со столь большими размерами разработана специальная методика синтезирования антенного раскрыва. Радиолокатор, в котором используется данная методика, называется радиолокатором с синтезированной антенной (РСА). Аппаратура, устанавливаемая на летательном аппарате - спутнике Земли или самолете, - выполняет боковой обзор земной поверхности (рис.2.56).

Данный принцип можно рассмотреть с использованием аналогии с фазированной антенной решеткой или на базе устройства согласованной фильтрации ЛЧМ-сигнала. В обоих случаях импульсы принимаемого сигнала, отраженного некоторым объектом на земной поверхности, запоминаются в течение времени T_c и далее совместно обрабатываются.

Известны два режима работы РСА: классический и прожекторный.

В классическом режиме ось антенны нормальна к вектору скорости ЛА. При движении РСА постепенно формируется радиолокационное изображение одной полосы или двух полос (по обе стороны траектории ЛА) земной поверхности.

задача. Для получения поверхности радиолокатор на обладать высокой разрешающей азимуту Δl (рис.2.55).

изображения компоненты порядка ($\Delta l \approx \Delta R$) и иметь метров. Разрешение по

зондирующего сигнала. При этом наблюдаемого участка до РЛС. пропорционально дальности. Как

Рис.2.55. Элемент разрешения

В прожекторном режиме ДН бортовой антенны в течение заданного времени отслеживает небольшую площадку земной поверхности.

Большая часть этой главы посвящена рассмотрению РСА, работающему в классическом режиме. В конце данного раздела отмечены особенности прожекторного режима.

2.8.1. Модель РСА в виде ФАР

Допустим, что на ЛА установлена антенна размером L_ϕ в горизонтальной плоскости (индекс "ф" указывает на то, что это физический размер установленной антенны). В вертикальной плоскости антенна имеет широкую ДН, что позволяет облучать объекты и принимать отраженные сигналы в заданном диапазоне дальностей $R_{\min} \div R_{\max}$. Ось антенны нормальна к вектору скорости ЛА (см. рис.2.56). Радиолокатор работает в импульсном режиме с длительностью импульса $\tau_{\text{и}}$ и периодом следования импульсов $T_{\text{сл}}$. За время между соседними посылками импульсов ЛА преодолевает расстояние

$$l_1 = V \cdot T_{\text{сл}}, \quad (2.68)$$

где V - скорость носителя радиолокатора.

В течение времени T_c ЛА проделывает путь $L_c = V \cdot T_c$. На этом участке пути антенна РСА занимает $N = \frac{T_c}{T_{\text{сл}}}$ положений, в которых излучаются зондирующие импульсы (рис.2.57).

Если сфазировать, а затем суммировать N отраженных сигналов, то можно достичь такого же эффекта, как при использовании линейной ФАР размером L_c с межэлементным расстоянием l_1 . Полученный таким образом искусственный антенный раскрыв, во много раз превышающий размер реальной антенны, называют синтезированной антенной (СА). Индекс "с" применяется ко всем параметрам синтезированной антенны.

Отметим физическое ограничение максимального размера L_c при осмотре участка земной поверхности на дальности R :

$$L_c \leq \theta_\phi \cdot R, \quad (2.69)$$

где θ_ϕ - ширина ДН реальной

Это ограничение является земной поверхности облучается только тогда, когда она реальной антенны. Еще одно приводится далее.

Отметим одно из отличий радиолокатора с ФАР зондирующего сигнала, облучающего объект, равна сумме напряженностей полей, обязанных всем элементам передающей решетки. Отраженный сигнал является общим для элементов приемной ФАР. Поэтому двусторонняя ДН совмещенной ФАР определяется как произведение ДН передающей и приемной антенн.

В отличие от этого отраженный сигнал, принимаемый некоторым элементом СА, является результатом облучения цели зондирующим сигналом только данного элемента. Поэтому двусторонняя ДН СА несколько уже, чем ДН ФАР того же размера.

С учетом сказанного нетрудно записать формулу для нормированной двусторонней ДН СА по напряженности поля в азимутальной плоскости:

$$E_{\text{нСА}}(\beta) = \frac{U_\phi(\beta) \sin\left[\frac{2\pi L_c}{\lambda} \sin \beta\right]}{N \sin\left[\frac{2\pi l_1}{\lambda} \sin \beta\right]}, \quad (2.70)$$

где $U_\phi(\beta)$ - нормированная двусторонняя ДН по напряженности поля реальной антенны. Функция $U_\phi(\beta)$ может быть приближенно представлена в виде

$$U_\phi(\beta) \approx \frac{\sin^2\left[\left(\frac{\pi L_\phi}{\lambda}\right) \sin \beta\right]}{\left(\frac{\pi L_\phi}{\lambda}\right)^2 \sin^2 \beta}. \quad (2.71)$$

Из соотношения $E_{\text{нСА}}^2(0,5\theta_c) = 0,5$ найдем ширину луча СА:

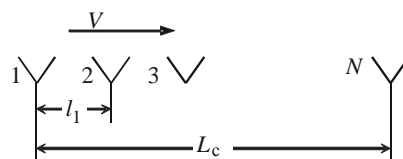


Рис.2.57. К принципу формирования синтезированной антенны

антенны.

следствием того, что любая точка РСА и дает отраженные сигналы находится в пределах ДН ограничение на величину L_c

РСА от радиолокатора с ФАР. В напряженности поля

$$\theta_c = 0,886 \frac{\lambda}{2L_c} \approx \frac{\lambda}{2L_c}. \quad (2.72)$$

Угловое разрешение СА в линейных единицах равно

$$\Delta l_c = \theta_c R = \frac{\lambda}{2L_c} R. \quad (2.73)$$

При максимально возможной величине синтезированного раскрыва $L_c = \theta_\phi R$ и с учетом (2.67) и (2.73)

$$\Delta l_c = \frac{\lambda R}{2\theta_\phi R} = 0,7 L_\phi. \quad (2.74)$$

Как и в случае использования ФАР, в ДН СА могут появиться дифракционные лепестки высокого уровня. При $\beta = \beta_1 = \arcsin \frac{\lambda}{2l_1}$ числитель и знаменатель в (2.70) обращаются в нуль. Раскрытие неопределенности дает

$$E_{нСА}(\beta_1) = U_\phi(\beta_1).$$

Для того чтобы $E_{нСА}(\beta_1) \ll E_{нСА}(0)$, необходимо и достаточно выполнение нестрогого неравенства

$$\frac{\pi L_\phi}{\lambda} \sin \beta_1 \geq \pi \quad \text{или} \quad \frac{L_\phi}{\lambda} \frac{\lambda}{2l_1} \geq 1.$$

Отсюда следует требование

$$l_1 = V T_{сл} \leq 0,5 L_\phi \quad \text{или} \quad T_{сл} \leq \frac{0,5 L_\phi}{V}. \quad (2.75)$$

2.8.2. Обработка сигналов в РСА

Одним из условий получения неискаженного радиолокационного изображения местности является требование отсутствия наложения разноудаленных участков обзереваемой местности. Это условие выражается формулой

$$T_{\text{сл}} \geq \frac{2}{c}(R_{\text{max}} - H), \quad (2.76)$$

где H - высота траектории носителя РСА над земной поверхностью. Период следования, полученный из формулы (2.75), обозначим $T_{\text{сл.1}}$, период следования, удовлетворяющий условию (2.76), - $T_{\text{сл.2}}$.

Требования к $T_{\text{сл.1}}$ и $T_{\text{сл.2}}$ могут оказаться противоречивыми. Например, при $L_{\phi} = 16$ м, $V = 8$ км/с, $R_{\text{max}} = 10^3$, $H = 600$ км имеем $T_{\text{сл.1}} \leq 1$ мс, $T_{\text{сл.2}} \geq 2,67$ мс. Для разрешения противоречия можно поступить следующим образом. Выберем $T_{\text{сл.1}}$ из условия (2.75). Если окажется, что $T_{\text{сл.1}} < T_{\text{сл.2}}$, зондирующие импульсы "раскрасим",

т.е. сделаем так, чтобы следующие один за другим M_n импульсов (M_n - целое, $M_n \geq \frac{T_{\text{сл.2}}}{T_{\text{сл.1}}}$) чем-либо

различались. Можно, в частности, применить в соседних M_n импульсах фазовую манипуляцию разными кодами, например, M -последовательностями одной и той же длины, но разной структуры. В нашем примере $\frac{T_{\text{сл.2}}}{T_{\text{сл.1}}} = 2,67$, т.е. $M_n = 3$. Таким образом, в каждой тройке зондирующих импульсов

будут присутствовать сигналы, манипулированные разными кодами (рис.2.58,а). Полный период такой последовательности $T = 3T_{\text{сл.1}} > T_{\text{сл.2}}$.

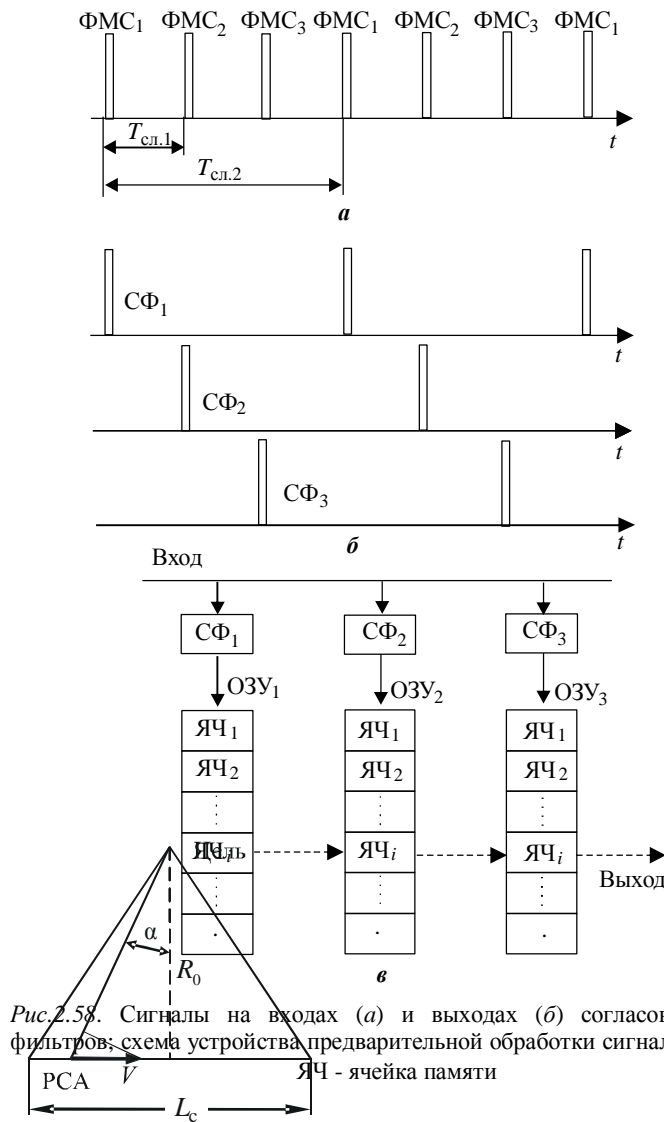


Рис.2.58. Сигналы на входах (а) и выходах (б) согласованных фильтров; схема устройства предварительной обработки сигналов (в):

Рис.2.59. Модель РСА в виде устройства согласованной фильтрации ЛЧМ-сигнала

Отраженные сигналы обрабатываются в трех согласованных фильтрах: СФ₁, СФ₂, СФ₃. Сигналы на выходах этих фильтров имеют период $3T_{сл.1}$, т.е. требование (2.76) удовлетворяется (рис.2.58,б). Далее три сигнала запоминаются в трех оперативных запоминающих устройствах (ОЗУ). В i -й ячейке каждого из ОЗУ запоминается сигнал с i -го участка дальности. В устройство обработки азимутального сигнала подаются числа в таком порядке: вначале с i -й ячейки первого ОЗУ, затем через отрезок времени $T_{сл.1}$ с i -й ячейки второго ОЗУ, затем с i -й ячейки третьего ОЗУ; далее через $T_{сл.1}$ с $(i+1)$ -й ячейки первого ОЗУ, затем с $(i+1)$ -й ячейки 2-го ОЗУ и т.д. При этом период следования импульсов на выходе устройства предварительной обработки сигналов равен $T_{сл.1}$, т.е. выполняется условие (2.75).

2.8.3. Модель РСА в виде устройства согласованной фильтрации ЛЧМ-сигнала

Рассмотрим движение носителя РСА в пределах синтезированного раскрыва L_c (рис.2.59). Для упрощения выкладок зондирующий сигнал будем считать гармоническим. Доплеровское смещение частоты сигнала, отраженного точечным объектом на земной поверхности, равно

$$f_d = \frac{2 \cdot V \cdot \sin \alpha}{\lambda} = \frac{2V}{\lambda} \cdot \frac{\frac{L_c}{2} - Vt}{\sqrt{R_0^2 + \left(\frac{L_c}{2} - Vt\right)^2}} \approx \frac{2V}{\lambda \cdot R_0} \cdot \left(\frac{L_c}{2} - Vt\right),$$

поскольку $\frac{L_c}{2} - Vt \ll R_0$.

За нуль отсчета времени принят момент, соответствующий нахождению РСА в крайней левой точке синтезированного раскрыва.

Далее

$$f_d = \frac{V \cdot L_c}{\lambda \cdot R_0} - \frac{2V^2 \cdot t}{\lambda \cdot R_0}. \quad (2.77)$$

Из формулы (2.77) следует, что f_d есть линейная функция времени, т.е. отраженный сигнал является частотно-модулированным с линейным законом изменения частоты.

При $t = 0$

$$f_{d,0} = \frac{V \cdot L_c}{\lambda \cdot R_0}.$$

При $t = \frac{L_c}{V}$ $f_{d,1} = -\frac{V \cdot L_c}{\lambda \cdot R_0}.$

Следовательно, девиация частоты сигнала равна

$$\Delta f_d = f_{d,0} - f_{d,1} = \frac{2V \cdot L_c}{\lambda \cdot R_0}.$$

Если пропустить сигнал с девиацией частоты Δf_d через согласованный фильтр, длительность выходного сигнала окажется равной

$$t_c = \frac{1}{\Delta f_d} = \frac{\lambda \cdot R_0}{2V \cdot L_c}.$$

Воспользовавшись формулами (2.67) и (2.69), получим

$$t_c = \frac{0,7 \cdot L_\Phi}{V}. \quad (2.78)$$

Длительность сигнала, отраженного точечным объектом, равна времени пребывания объекта в пределах ДН РСА или, что то же самое, времени пребывания в пределах разрешаемого участка по азимуту. Последний перемещается со скоростью V . Значит, $t_c \cdot V$ - это длина разрешаемого участка. Но в соответствии с формулой (2.78)

$$\Delta L_c = t_c \cdot V = 0,7 L_\Phi.$$

Это выражение совпадает с формулой (2.74), полученной при рассмотрении РСА по аналогии с ФАР.

Для обработки (сжатия) азимутального сигнала можно использовать цифровое вычислительное устройство, осуществляющее согласованную фильтрацию в соответствии с выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = \int U_{\text{вх}}(x - \tau) h(t - x + \tau) dx. \quad (2.79)$$

В (2.79) величина τ зависит от азимута наблюдаемого объекта. Для выполнения операции (2.79) значения $U_{\text{вх}}(x - \tau)$ умножают на значения импульсной характеристики $h(t - x + \tau)$, формируемые в вычислителе, и произведения интегрируют. Как следует из (2.79), устройство обработки должно быть многоканальным в связи с наличием разных значений τ . Число азимутальных каналов должно быть равно

$$N_{\text{аз}} = \frac{L_c}{l_1}.$$

Например, при $L_c = 2$ км и $l_1 = \frac{L_\Phi}{2} = 10$ м $N_{\text{аз}} = 200$.

Определим вид импульсной характеристики фильтра, согласованного с комплексной огибающей азимутального сигнала при некотором значении τ :

$$U_{\text{аз}}(t) = U \cos(\omega_0 t + \varphi(t - \tau)), \quad (2.80)$$

где ω_0 - несущая частота, рад/с; $\varphi(t - \tau)$ - временная зависимость фазы, выражающая частотную модуляцию сигнала в соответствии с (2.77). Следовательно,

$$\varphi(t - \tau) = 2\pi \int f_d(t - \tau) dt = 2\pi \left[\frac{VL_c}{\lambda R_0} (t - \tau) - \frac{V^2 (t - \tau)^2}{\lambda R_0} \right]. \quad (2.81)$$

Графики зависимостей (2.81) для $\tau = 0$ и $\tau \neq 0$ даны на рис.2.60.

В импульсном радиолокаторе временная задержка τ принимает дискретные значения, разделенные интервалами $T_{сл.1}$. Поэтому значения фазовых сдвигов $\varphi(i \cdot T_{сл.1})$ тоже дискретны. Наибольшая разность двух соседних значений φ , равная $\Delta\varphi_{max}$, имеет место при нулевом аргументе, так как в этой точке максимальна производная

$$\frac{d\varphi}{dt} \max = \frac{V L_c}{\lambda R_0}.$$

Например, при $V = 8$ км/с, $L_c = 2$ км, $\lambda = 10$ см, $R_0 = 800$ км

$$\frac{d\varphi}{dt} \max = 200 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

При $T_{сл.1} = 1$ мс

$$\Delta\varphi_{max} = 0,2 \text{ рад} \approx 11 \text{ град}.$$

Подобная величина $\Delta\varphi_{max}$ обычно приемлема.

Дополнительное ограничение на размер синтезированного раскрыва. На размер синтезированной антенны L_c может быть наложено ограничение, отличающееся от

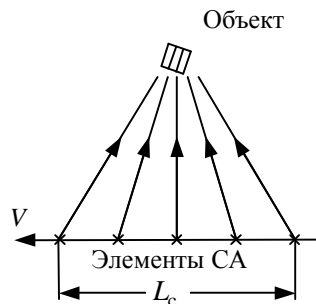
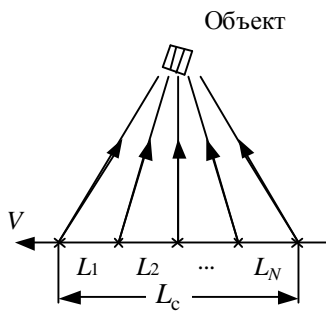


Рис.2.61. Иллюстрация различия расстояний от объекта до элементов СА

2.62. Прожекторный режим. Кривые когерентного накопления сигналов

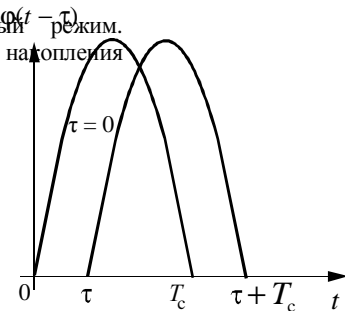


Рис.2.60. Графики зависимостей $\varphi(t - \tau)$

(2.69) и связанное с необходимостью временного совмещения отраженных импульсов, принятых разными элементами СА. Как следует из рис.2.61, расстояния от объекта на земной поверхности до элементов СА различны.

Наибольшая величина разности расстояний δR_1 равна

$$\delta R_1 = R_m - R_0 = \sqrt{R^2 + \left(\frac{L_c}{2}\right)^2} \approx \frac{L_c^2}{8R_0}.$$

Следовательно, временной сдвиг сигналов, принятых в крайнем и среднем элементах СА, равен

$$\delta t = \frac{L_c^2}{4R_0 c}. \quad (2.82)$$

Величина δt должна быть значительно меньше длительности импульса сигнала на выходе согласованного фильтра $\tau_{вых}$. Предположим, что допустимый сдвиг

$$\delta t = K \tau_{вых}. \quad (2.83)$$

Комбинируя (2.82) и (2.83), получим ограничение синтезированного раскрыва

$$L_c \leq 2\sqrt{R_0 K c \tau_{вых}} = 2\sqrt{2} \sqrt{K R_0 \Delta R}, \quad (2.84)$$

где $\Delta R = \frac{c \tau_{вых}}{2}$ - разрешающая способность РСА по дальности.

Прожекторный режим. При использовании прожекторного режима ДН СА отслеживает положение заданного объекта в течение определенного времени. На рис.2.62 показаны положения луча СА в последовательные моменты времени.

Благодаря угловому сопровождению объекта снимается ограничение на размер СА, выражаемое формулой (2.69). При этом азимутальная разрешающая способность не ограничивается выражением (2.74), полученным с использованием формулы (2.69). Значение ΔI_c определяется только исходной формулой (2.73).

Прожекторный режим можно использовать двояко:

- для увеличения апертуры СА и соответствующего повышения азимутального разрешения согласно (2.73);

- для некогерентного интересующего участка земной поверхности нескольких интервалах траектории

На каждом из интервалов, выполняется когерентная обработка разрешающая способность формулы (2.73), в которой вместо L_c Некогерентная обработка нескольких отношение сигнал/шум по размер синтезированного раскрыва равен $L_{c.1}$. Кроме того, некогерентное суммирование сигналов заметно уменьшает пятнистость изображения (speckle effect).

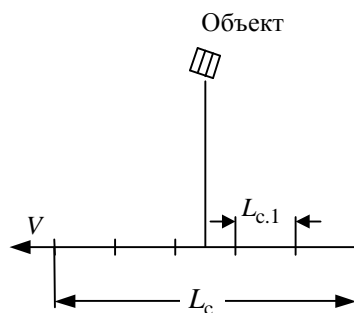


Рис.2.63. Проекторный режим. Некогерентное накопление сигналов

накопления сигналов от поверхности, полученных на РСА (рис.2.63).

показанных на рисунке, отраженных сигналов. Угловая определяется с помощью нужно использовать $L_{c.1}$ сигналов позволяет увеличить сравнению со случаем, когда

Ограничение синтезированного раскрыва, выражаемое формулой (2.84), остается в силе.

Изменение направления луча СА, необходимое для реализации проекторного режима, можно осуществлять путем механического поворота зеркальной антенны или путем управления фазовым распределением в ФАР.

2.9. Помехозащищенность РЛС

Большое значение при проектировании радиолокационных систем имеют мероприятия по повышению их помехозащищенности. При этом рассматривают помехи естественного происхождения и специально организованные, пассивные и активные, маскирующие и имитационные. В состав средств радиопротиводействия, помимо устройств формирования помех, входят станции радиоразведки, целью которых является определение назначения радиолокатора и его основных параметров (длины волны, ширины спектра сигнала, метода измерения угловых координат). Поэтому меры помехозащиты включают и способы, затрудняющие радиоразведку.

Отметим, что один из возможных способов радиопротиводействия заключается в уничтожении радиолокаторов с помощью снарядов, наводящихся на передатчик по зондирующему сигналу. Этот способ в настоящем пособии не рассматривается.

Данный раздел содержит краткий обзор основных разновидностей помех. Кроме того, рассматриваются устройства подавления помех.

Основные виды помех радиолокаторам можно разделить на две группы:

- пассивные помехи;
- активные помехи.

Пассивные помехи в свою очередь могут быть:

- естественного происхождения (отражения от земной поверхности и различных сооружений, отражения от атмосферных образований);
- специально организованные (дипольные помехи, ложные цели).

Активные помехи, генерируемые специальными передатчиками, представлены двумя большими группами:

- маскирующие помехи (чаще всего шумовые);
- имитационные помехи.

В группе маскирующих помех можно выделить заградительные и прицельные (непрерывные и прерывистые) помехи. Заградительная шумовая помеха имеет спектр порядка сотен мегагерц и рассчитана на подавление ряда радиолокаторов одного класса, работающих в одном диапазоне волн на разных частотах.

Ширина спектра прицельной помехи соизмерима с шириной спектра сигнала подавляемого радиолокатора. Достоинство прицельной помехи заключается в большей спектральной плотности (при одной и той же мощности). Но от прицельной помехи легче защитить радиолокатор, работающий с быстрой перестройкой несущей частоты.

Передатчики непрерывных шумовых помех могут стать объектами нападения со стороны самонаводящихся снарядов. В этом отношении более эффективны прерывистые помехи, которые значительно ухудшают точность наведения упомянутых снарядов.

Еще одна группа активных помех - ответные уводящие помехи - рассчитана на подавление устройств сопровождения цели по дальности, скорости или угловым координатам. В последнем случае помеха может привести к срыву углового сопровождения в радиолокаторе с коническим сканированием.

Источники пассивных помех закрывают большое число элементов разрешения радиолокатора (в разрешаемом объеме или на разрешаемой площадке), в том числе элемент, где находится цель. Поэтому, как правило, не удается в достаточной степени подавить помеху методами угловой селекции и селекции по дальности. Основное средство выделения сигнала цели из смеси с помехой заключается в использовании

различия в скоростях движения цели и мешающего объекта. Это различие порождает разницу доплеровских смещений частоты полезного и мешающего сигналов. Соответствующие устройства частотной селекции кратко описаны в следующем разделе.

Тем не менее, разрешение по дальности и по угловым координатам позволяет в определенной степени ослабить мощность пассивных помех на входе приемника и облегчить их подавление до требуемого уровня путем частотной селекции.

Помеховые отражения от земной поверхности относятся к поверхностно-распределенным объектам. Дипольные и атмосферные помехи относятся к объемно-распределенным объектам. ЭПР участка земной поверхности (т.е. ЭПР источника помехи) равна $\sigma_{0s}\Delta S$, где σ_{0s} - удельная ЭПР (коэффициент отражения), а ΔS - разрешаемая площадка РЛС (формула (2.11)). ЭПР объемно-распределенного объекта равна $\sigma_w\Delta W$, где σ_w - удельная ЭПР, т.е. ЭПР помехи в пределах кубического метра, а ΔW - разрешаемый объем РЛС (формула (2.10)).

Как следует из приведенных формул, мощность пассивных помех на входе радиолокационного приемника зависит не только от их параметров σ_{0s} и σ_{0v} , но и от разрешающей способности радиолокатора по дальности и угловым координатам.

Доплеровское смещение частоты отраженного сигнала определяется формулой

$$f_d = \frac{2V_p}{\lambda},$$

где V_p - скорость сближения объекта с РЛС (радиальная скорость объекта); λ - длина волны зондирующего сигнала.

Если, например, РЛС неподвижна, то $V_p = V \cos \alpha$, где V - скорость объекта; α - угол между вектором скорости объекта и линией визирования его со стороны РЛС.

Обычно радиальная скорость цели больше (по абсолютной величине), чем скорость источника пассивной помехи. Это приводит к различию доплеровских частот полезного сигнала и помехи, которое позволяет путем фильтрации ослабить пассивную помеху.

2.9.1. Индикатор движущихся целей и обнаружитель движущихся целей

Рассмотрим обнаружение движущегося объекта, отраженный сигнал которого имеет доплеровское смещение частоты f_d . Вначале примем упрощающие предположения:

- продолжительность сигнала и помехи бесконечно большие;
- доплеровское смещение частоты помехи равно нулю;
- частота следования импульсов передатчика больше максимального доплеровского смещения частоты сигнала.

В дальнейшем эти предположения будут сняты. На рис.2.64 представлена упрощенная структурная схема импульсной РЛС с индикатором движущихся целей (ИДЦ).

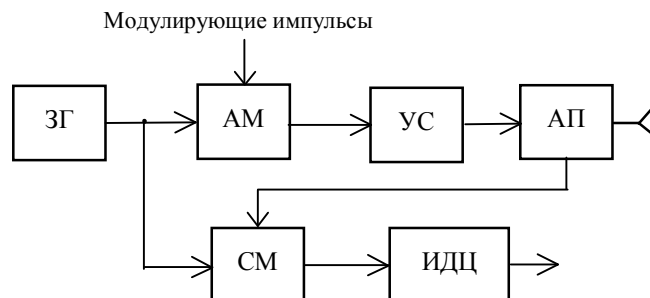


Рис.2.64. Упрощенная схема радиолокатора с ИДЦ: ЗГ - задающий генератор; АМ - амплитудный модулятор; УС - усилитель; АП - антенный переключатель; СМ - смеситель; ИДЦ - индикатор движущихся целей

На рис.2.65 приведены временные диаграммы напряжений в ключевых точках передатчика. Как видно из рисунка, выходное напряжение передатчика $U_n(t)$ представляет собой последовательность радиоимпульсов с несущей частотой f_0 и периодом следования $T_{сл}$. Частота следования импульсов

$$f_{\text{сл}} = \frac{1}{T_{\text{сл}}}.$$

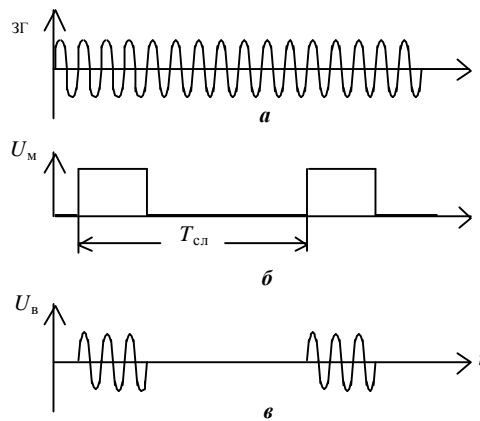


Рис.2.65. Временные диаграммы напряжений в передатчике импульсной РЛС: а - выход ЗГ; б - модулирующие импульсы; в - выход модулятора

Напряжение передатчика РЛС выражается формулой

$$U_{\text{п}}(t) = u_m(t) \cos 2\pi f_0 t, \quad (2.85)$$

где $u_m(t)$ - огибающая импульсов передатчика, т.е. последовательность прямоугольных импульсов.

Напряжение пассивной помехи на входе приемника

$$u_{\text{пп}}(t) = k_1 \cdot u_m(t) \cos(2\pi f_0 t + \psi),$$

где k_1 - коэффициент, учитывающий уменьшение пассивной помехи по сравнению с излучением передатчика; ψ - начальная фаза, медленно изменяющаяся с течением времени.

Напряжение полезного сигнала на входе приемника равно

$$u_c(t) = k_2 \cdot u_m(t) \cos[2\pi(f_0 + f_d) \cdot t],$$

где $k_2 \ll k_1$. Временные задержки $u_{\text{пп}}(t)$, $u_c(t)$ не учтены.

Фаза напряжения на выходе смесителя равна разности фаз входного и гетеродинного напряжений. Следовательно, фаза выходного напряжения помехи составляет

$$2\pi f_0 t + \psi - 2\pi f_0 t = \psi,$$

а выходное напряжение равно

$$u_{\text{пп вых}} = k_1 \cdot u_m(t) \cos \psi. \quad (2.86)$$

Фаза выходного напряжения сигнала равна

$$2\pi(f_0 + f_d) \cdot t - 2\pi f_0 t = 2\pi f_d t,$$

и выходное напряжение составляет

$$k_2 \cdot U_m(t) \cos 2\pi f_d t. \quad (2.87)$$

В соответствии с формулой (2.86) напряжение пассивной помехи представляет собой периодическую последовательность прямоугольных импульсов (рис.2.66,а). Напряжение сигнала цели в соответствии с (2.87) представляет аналогичную последовательность, умноженную на косинусоиду с частотой f_d (рис.2.66,б).

Рис.2.67. Блок-схема устройства ЧПВ

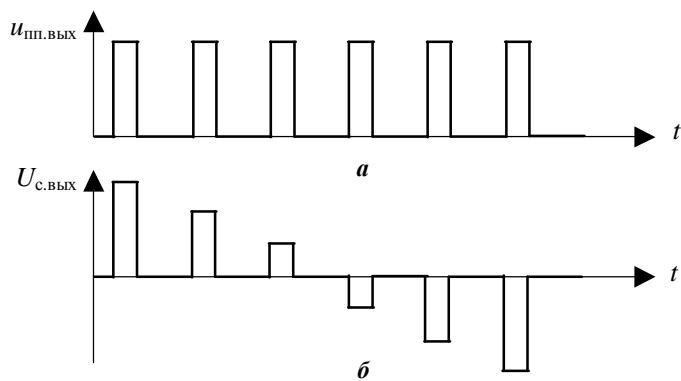


Рис.2.66. Напряжения на выходе смесителя: *a* - пассивная помеха; *б* - сигнал движущейся цели

Это различие позволяет выделять сигнал цели во временной области с помощью устройства череспериодного вычитания (ЧПВ), представленного на рис.2.67. Данное устройство устраняет последовательность импульсов с постоянной амплитудой и частично пропускает на выход последовательность импульсов с изменяющейся амплитудой. Величина задержки на рис.2.67 равна периоду следования импульсов.

Устройство ЧПВ имеет два недостатка: 1) при неравномерности импульсов помехи ее остаток появляется на выходе устройства; 2) сигнал цели на выходе несколько ослабляется. Проанализируем следствия этих эффектов в спектральной области. Для этого определим комплексную частотную характеристику рассматриваемого устройства

$$K(\omega) = [1 - \exp(-j\omega T_{\text{сл}})].$$

Перейдя к нормированной АЧХ, получим

$$K(f) = \sin \pi f T_{\text{сл}}.$$

Форма $K(f)$ представлена на рис.2.68.

Как следует из рисунка, устройство ЧПВ практически не содержит зон режекции, необходимых для устранения спектральных составляющих пассивной помехи. Кроме того, потери в сигнале цели отсутствуют только при $f_d = (i + 0,5) f_{сл}$, где i - целое число.

Периодическое напряжение помехи, выраженное формулой (2.86), можно представить суммой ряда Фурье:

$$u_{пп\text{ вых}} = \text{const} \cdot \left[1 + 2 \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos i 2\pi f_{сл} t \right]. \quad (2.88)$$

Следовательно, в спектре помехи присутствуют только гармоники частоты следования импульсов $i \cdot f_{сл}$ (сплошные линии на рис.2.69), в том числе и постоянная составляющая ($i = 0$).

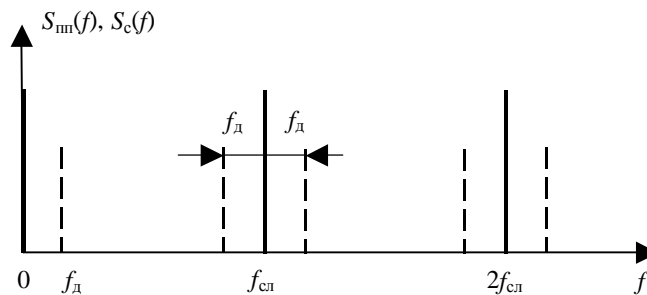
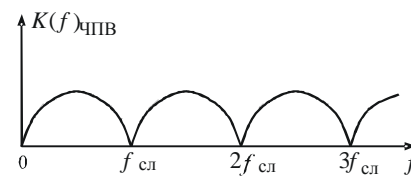


Рис.2.69. Спектры помехи (—) и

сигнала (----) на выходе смесителя

с формулами (2.86) и (2.87)



выходе смесителя в соответствии можно представить в виде

Рис.2.68. АЧХ устройства ЧПВ

$$\begin{aligned} u_{с\text{ вых}} &= \text{const} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos 2\pi i f_{сл} t \right] \cos 2\pi f_d t = \\ &= \text{const} \left[\cos 2\pi f_d t + 2 \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos 2\pi i f_{сл} t \cdot \cos 2\pi f_d t \right] = \quad (2.89) \\ &= \text{const} \left[\cos 2\pi f_d t + \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos 2\pi (i f_{сл} - f_d) t + \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos 2\pi (i f_{сл} + f_d) t \right]. \end{aligned}$$

Как следует из формулы (2.89), в спектре сигнала движущейся цели на выходе смесителя присутствуют только составляющие, сдвинутые относительно гармоник частоты следования на $\pm f_d$ (штриховые линии на рис.2.69).

Согласно рис.2.69 для подавления пассивной помехи АЧХ ИДЦ должна иметь зоны режекции на частотах, кратных частоте $f_{сл}$. Такой АЧХ обладает, в частности, цифровой ФВЧ, тактируемый импульсами с частотой следования $f_{сл}$. АЧХ подобного фильтра показана на рис.2.70.

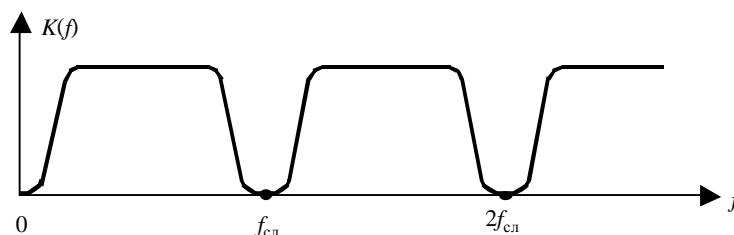


Рис.2.70. АЧХ ИДЦ

На практике напряжение пассивной помехи не вполне периодическое, оно конечно во времени. Это, а также хаотические движения отдельных частей помехи приводят к расширению ее спектральных составляющих. Кроме того, часто источник пассивной помехи движется с небольшой скоростью $V_{\text{п}}$, что приводит к сдвигу спектральных составляющих помехи на $\pm f_{\text{д}} = \pm \frac{2V_{\text{п}}}{\lambda}$. Поэтому ширину зон режекции цифрового ФВЧ выбирают с учетом отмеченных факторов так, чтобы спектральные составляющие помехи не выходили за ее пределы.

Улучшить качество ИДЦ можно путем использования гребенчатого фильтра. При этом появляется возможность отличить цель от дождя, птиц; оценить скорость цели, использовать когерентное накопление сигнала [2]. Для уменьшения боковых лепестков частотной характеристики каждого фильтра гребенки рекомендуется взвешивание в частотной области.

Слепые скорости цели. Сделанное выше предположение о том, что $f_{\text{сл}} > f_{\text{д max}}$, выполняется далеко не всегда. В тех случаях, когда $f_{\text{д max}} > f_{\text{сл}}$, возможны значения

$$f_{\text{д}} = kf_{\text{сл}}, \quad (2.90)$$

где k - целое число.

При выполнении равенства (2.90) все спектральные составляющие полезного сигнала попадают в зоны режекции цифрового ФВЧ, и сигнал цели подавляется. Скорости цели, соответствующие доплеровским частотам, определяемым формулой (2.90), называются слепыми, так как при таких скоростях РЛС не обнаруживает цель (РЛС "слепнет").

Для того, чтобы исключить эффект слепой скорости, используют два или более значений $f_{\text{сл}}$. Для примера ограничимся двумя значениями частоты следования: $f_{\text{сл.1}}$ и $f_{\text{сл.2}}$. При этом попеременно по несколько импульсов излучаются с частотами следования $f_{\text{сл.1}}$ и $f_{\text{сл.2}}$ (рис.2.71). Если $f_{\text{д}} = kf_{\text{сл.1}}$, то импульсы с частотой следования $f_{\text{сл.1}}$ пропадают, но импульсы с частотой следования $f_{\text{сл.2}}$ проходят без потерь через устройство обработки. При $f_{\text{д}} = kf_{\text{сл.2}}$ без потерь проходят импульсы с частотой следования $f_{\text{сл.1}}$. Потери не превышают 3 дБ, но слепые скорости отсутствуют в диапазоне частот от $f_{\text{д min}}$ до $f_{\text{д}} = \text{НОК}^*(f_{\text{сл.1}}, f_{\text{сл.2}})$. Например, при $f_{\text{сл.1}} = 7$ кГц и $f_{\text{сл.2}} = 5$ кГц слепые скорости отсутствуют от $f_{\text{д min}}$ до $f_{\text{д}} = 35$ кГц (рис.2.72). В данном примере НОК (5 кГц, 7 кГц) = 35 кГц.

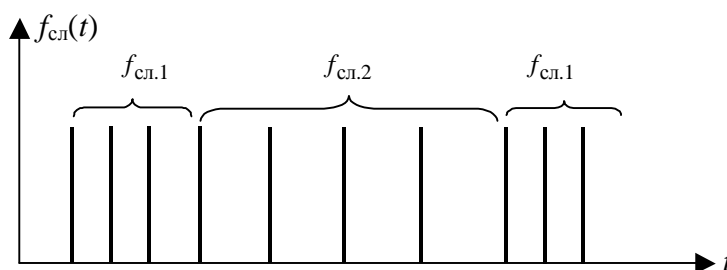


Рис.2.71. Работа с изменяемой $f_{\text{сл}}$

* НОК - наименьшее общее кратное.

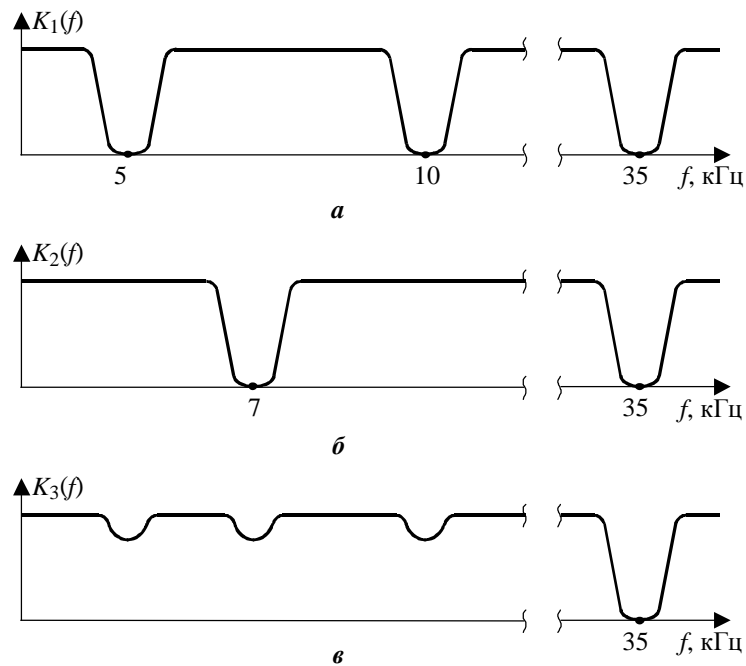


Рис.2.72. Частотные характеристики ИДЦ: а - $f_{сл.1} = 5$ кГц;
 б - $f_{сл.2} = 7$ кГц; в - $f_{сл} = 5$ кГц/7 кГц

Обнаружитель движущихся целей (ОДЦ) отличается от ИДЦ наличием в гребенке фильтра нулевой частоты и карты помех. Это позволяет обнаруживать цели (главным образом самолеты) с нулевой радиальной скоростью. Обнаружению подобных целей способствует большое значение ЭПР, имеющее место при попадании в ДН антенны радиолокатора боковой поверхности самолета.

Упрощенная схема ОДЦ представлена на рис.2.73 [2].

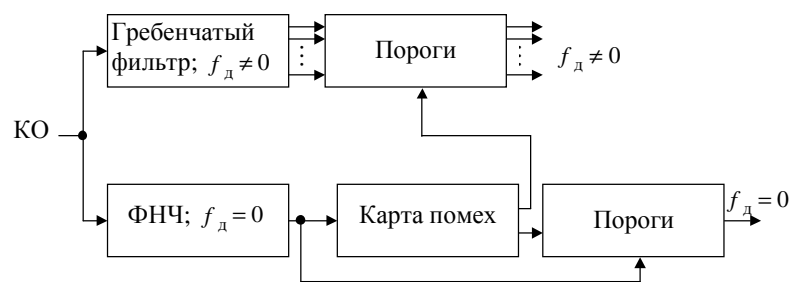


Рис.2.73. Упрощенная схема обнаружителя движущихся целей:
 КО - комплексная огибающая сигналов

Карта помех (неподвижных объектов) формируется в ОЗУ с использованием напряжения из канала нулевой скорости для каждого элемента дальность - азимут. При этом каждое число на карте получается усреднением за несколько десятков секунд. Поэтому сигналы от быстро движущихся объектов не влияют на рельеф карты [2], который используется для формирования порогов. Сигналы, превышающие пороги (в каждом элементе разрешения дальность - азимут), проходят на выход ОДЦ.

2.9.2. Адаптивные антенные решетки

Для борьбы с активными помехами целесообразно уменьшать боковые лепестки приемной и передающей антенн радиолокатора и использовать сложные сигналы. Уменьшение боковых лепестков передающей антенны усложняет работу аппаратуры радиоразведки. Этой же цели служит расширение

спектра зондирующего сигнала с соответствующим уменьшением его спектральной плотности. Уменьшение боковых лепестков приемной антенны приводит к снижению мощности помехи на входе радиолокационного приемника.

Очень важным средством помехозащиты является формирование глубоких провалов в ДН приемной антенны радиолокатора в направлениях источников помех. Наиболее полно эта задача решается при использовании цифровых ФАР.

Создание провалов в нужных местах ДН ФАР достигается путем формирования амплитудных множителей и фазовых сдвигов (весовых коэффициентов) в каждом канале антенной решетки. При этом весовые коэффициенты нужно подбирать так, чтобы наряду с реализацией провалов в ДН антенны обеспечивался необходимый уровень полезного сигнала. Такую процедуру называют адаптацией ДН антенны к помеховой обстановке.

ДН ФАР представляет собой фильтр, характеризующийся пространственно-амплитудной характеристикой, т.е. зависимостью коэффициента передачи от направления прихода сигнала. Эту характеристику можно изменять, подбирая весовые коэффициенты отдельных антенных элементов. Значения ДН в направлениях, не представляющих интереса, могут быть произвольными и поэтому не контролируются. Если направления на все источники сигналов и помех заранее известны, то данную задачу можно решить путем синтеза желаемой ДН не в реальном масштабе времени, т.е. заранее.

На практике известным бывает один из параметров сигнала, например, направление на источник полезного сигнала. Число помех и направления на их источники обычно неизвестны. Однако и в этом случае можно сформировать ДН ФАР с требуемыми характеристиками путем адаптации. Основы теории адаптивных ФАР можно найти в [15].

Адаптивная ФАР представляет собой разновидность адаптивного фильтра, поиск оптимальных весовых коэффициентов которого осуществляется в реальном масштабе времени с помощью некоторого алгоритма, называемого адаптивным. Большинство адаптивных фильтров, включая и адаптивные ФАР, являются линейными. Это означает, что требуемые характеристики таких фильтров достигаются путем линейного взвешивания обрабатываемых сигналов, т.е. путем их линейной комбинации.

Известно, что антенная решетка, состоящая из M антенных элементов и принимающая один полезный сигнал, может ослаблять $M - 1$ помеху. Адаптивные алгоритмы в соответствии с нижеприведенной системой уравнений минимизируют амплитуды помех A^j при $j = 2 \div M$:

Здесь верхний индекс j - номер источника принимаемого сигнала или помехи; $J = M$ - число

$$\begin{bmatrix} h_1 A^{(1)} e^{i\omega_0 \tau_1^{(1)}} & \mathbf{L} & h_m A^{(1)} e^{i\omega_0 \tau_m^{(1)}} & \mathbf{L} & h_M A^{(1)} e^{i\omega_0 \tau_M^{(1)}} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ h_1 A^{(j)} e^{i\omega_0 \tau_1^{(j)}} & \mathbf{M} & h_m A^{(j)} e^{i\omega_0 \tau_m^{(j)}} & \mathbf{M} & h_M A^{(j)} e^{i\omega_0 \tau_M^{(j)}} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ h_1 A^{(J)} e^{i\omega_0 \tau_1^{(J)}} & \mathbf{L} & h_m A^{(J)} e^{i\omega_0 \tau_m^{(J)}} & \mathbf{L} & h_M A^{(J)} e^{i\omega_0 \tau_M^{(J)}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(\theta^{(1)}) \\ \mathbf{M} \\ F(\theta^{(j)}) \\ \mathbf{M} \\ F(\theta^{(J)}) \end{bmatrix}. \quad (2.91)$$

принимаемых сигналов и помех; $A^{(j)}$ - амплитуда принимаемого сигнала (помехи); ω_0 - несущая частота; $\tau_m^{(j)}$ - временная задержка j -го сигнала (помехи) в m -м элементе ФАР относительно любого другого элемента решетки, выбранного в качестве опорного. В правой части системы уравнений заданы уровни ее ДН, например, единица для полезного сигнала ($j = 1$) и нуль для помех ($j = 2, \mathbf{K}, J$); h_m - весовые коэффициенты, с помощью которых взвешиваются сигналы и помехи, принимаемые элементами антенны.

Поскольку принимаемые сигналы описываются комплексными числами, весовые коэффициенты h_m также оказываются комплексными. В этом случае большинство методов адаптивной обработки сигналов применимы к решению поставленной задачи - подавлению сигналов неизвестных источников помех. Подавляя помехи, нужно позаботиться о сохранении полезного сигнала. Для этого необходимо знать что-то об этом сигнале. В случае адаптивной ФАР такой информацией может служить, например, угловое положение источника полезного сигнала. При этом для подавления помех можно воспользоваться алгоритмом Фроста [16]. Он представляет собой алгоритм линейно-ограниченной минимизации выходного напряжения ФАР при условии постоянства уровня сигнала с известного направления на источник полезного сигнала. При этом, минимизируя выходное напряжение ФАР, мы минимизируем помехи.

На рис.2.74 приведен пример компьютерного моделирования подавления двух помех в 8-элементной линейной решетке ($M = 8$) с межэлементным расстоянием, равным половине длины волны несущего колебания, и изотропными излучателями. Источник полезного сигнала находился в максимуме основного лепестка ДН решетки. Источники двух помех располагались в направлениях максимумов боковых лепестков и имели одинаковые амплитуды, в 10 раз превышающие амплитуду полезного сигнала. Помехи располагались по разные стороны от

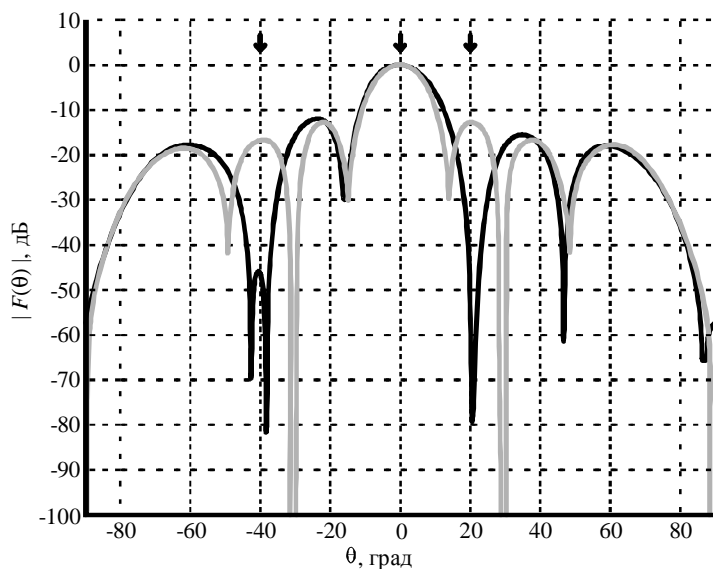


Рис.2.74. Подавление помех в адаптивной ФАР. (Условные обозначения: вертикальные стрелки - направления источников полезного сигнала и помех; светлые линии - исходная ДН ФАР ($h_m = 1/M$); темные линии - ДН ФАР после выполнения адаптации (в течение 5000 итераций)

основного лепестка в направлениях $(+21^\circ)$ и (-38°) . Требуемый уровень полезного сигнала на выходе ФАР равнялся единице. Аддитивный шум на входе антенных элементов отсутствовал. Использовалась цифровая адаптивная ФАР. Обработке подвергалась комплексная огибающая смеси сигнала и помех. Моделирование проводилось в течение 5000 итераций с помощью линейно-ограниченного алгоритма, базирующегося на методе наименьших квадратов [17].

Из приведенного рисунка следует, что в данном эксперименте помехи подавляются примерно на 60 - 65 дБ относительно исходного уровня.

3. Радионавигационные устройства и системы

3.1. Назначение радионавигационных систем

Навигационные устройства и системы предназначены главным образом для обеспечения движения различных объектов* по заданным маршрутам. Для решения этой задачи необходимо определять текущее местоположение объекта (самолета, корабля и т.д.), а в ряде случаев направление, в котором должен двигаться объект, и его скорость. В радионавигационных устройствах (РНУ) и системах (РНС) указанные задачи решаются радиотехническими методами. В отличие от радиолокационных устройств, с помощью которых измеряются координаты объектов, внешних по отношению к системе, радионавигационная система предназначена для нахождения местоположения объекта, на котором установлено радионавигационное оборудование или его часть.

Рис.3.2. Определение направления полета с помощью угломерной РНС

Отметим, что для вождения судов и летательных аппаратов используются близкие, а часто одни и те же навигационные методы и аппаратные решения.

Радионавигационные устройства и системы появились в первой четверти XX века. До середины 1990-х годов применялись разнообразные РНС, которые классифицировались по дальности действия, принципу работы, диапазону радиоволн и структуре использовавшихся сигналов. Кроме того, все РНС разделяют на две большие группы: автономные и неавтономные. В системах первой группы все навигационное оборудование находится на объекте. Примерами радионавигационных систем первой группы являются самолетные радиовысотомеры (см. раздел 3.3), доплеровские счетчики пути (см. раздел 3.4) и самолетные панорамные РЛС обзора земной поверхности (см. раздел 3.2).

Достоинством подобных систем является независимость их функционирования от работоспособности внешних радиосредств. Их недостатками при использовании на небольших объектах (самолеты, вертолеты) являются увеличение веса объекта, возрастание потребления электроэнергии, некоторое ухудшение аэродинамики объекта.

В середине 1990-х годов появились обеспечивающие навигационной любые объекты на земной поверхности, в Первой системой подобного рода стала США, 1993). В настоящее время отечественной системы ГЛОНАСС спутниковая система, Россия) и система Galileo. В связи с этим роль уменьшается.

В настоящей главе рассмотрены три (радиовысотомеры, доплеровские РЛС). Для полноты изложения в описаны известные с середины прошлого (угломерные, дальномерные, угломерно-дальномерные и разностно-дальномерные). Кстати, в общей классификации радионавигационных систем спутниковые РНС можно назвать неавтономными псевдодальномерными.

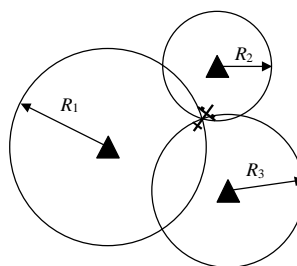


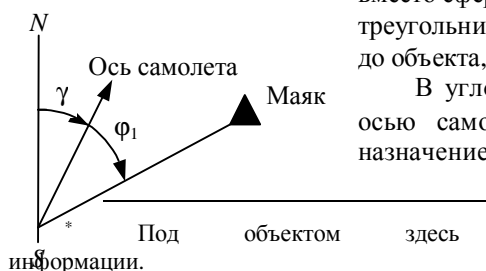
Рис.3.1. Линии положения в дальномерной РНС

глобальные спутниковые РНС, информацией высокого качества атмосфере и ближнем космосе. GPS (Global Positioning System, завершается развертывание (Глобальная навигационная разрабатывается европейская прежних РНС существенно

автономные системы счетчики пути и панорамные следующем разделе кратко века неавтономные РНС

3.2. Неавтономные радионавигационные системы

Введем и поясним некоторые термины, используемые при описании радионавигационных систем. Радионавигационная точка (РНТ) - это место, где расположен навигационный маяк. Навигационным параметром данной РНС называется тип линий или поверхностей, с помощью которых определяется местоположение объекта. Линия постоянного значения навигационного параметра называется линией положения. Так, в дальномерной РНС поверхности положения представляют собой сферы с центрами в местах расположения маяков-ретрансляторов. Радиусы сфер равны расстояниям между объектом и маяками. Если объекты располагаются на земной поверхности или на сравнительно небольшой высоте над ней, то вместо сфер можно оперировать окружностями на Земле (рис.3.1). На рисунке треугольниками обозначены маяки-ретрансляторы; $R_1 - R_3$ - дальности маяков до объекта, который находится в точке пересечения трех окружностей.



В угломерной РНС навигационным параметром является угол между осью самолета и направлением на радиомаяк ϕ_1 (рис.3.2). Основное назначение систем - вывод самолета в место расположения маяка. Вместе с

информации. Под объектом здесь и далее понимается потребитель навигационной

тем угломерная РНС позволяет определять положение самолета по пеленгам двух маяков при использовании компаса для установления курса самолета γ .

Угломерно-дальномерные РНС являются комбинированными системами; одна из линий положения - прямая (линия равных пеленгов), другая - окружность (линия равных дальностей). Линии положения иллюстрируются на рис.3.3.

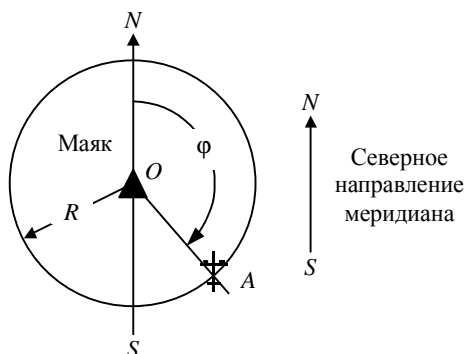


Рис.3.3. Навигационные параметры и линии положения в угломерно-дальномерной РНС

В разностно-дальномерных системах измеряются разности расстояний до радиомаяков. Следовательно, линии положения - гиперболы с фокусами в местах расположения маяков (рис.3.4).

Помимо перечисленных систем, используются радионавигационные устройства измерения высоты и путевой скорости самолета, а также системы обеспечения посадки самолета. Последний тип радионавигационного оборудования в данном пособии не рассматривается.

3.2.1. Угломерные

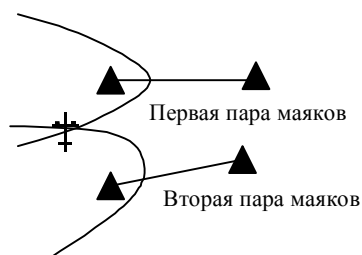


Рис.3.4. Линии положения разностно-дальномерной РНС

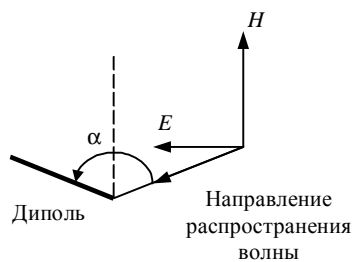


Рис.3.5. Электрический диполь в качестве направленной антенны: E, H - напряженности электрического и магнитного полей

радионавигационные системы

Направление на радиомаяк можно определить, применив направленную антенну на самолете или направленное излучение радиомаяка.

Рассмотрим РНС, в которых реализуется первый способ. Вторым способом применяется в угломерно-дальномерных РНС.

Угломерная РНС образуется ненаправленным наземным радиомаяком и бортовым радиопеленгатором (радиокомпасом), который представляет собой приемное устройство с направленной антенной. В качестве маяков могут использоваться также устройства, не предназначенные для целей навигации, например, радиовещательные станции. Угломерные системы применяют в широком диапазоне дальностей "самолет-маяк". При достаточно большой мощности наземного передатчика дальность действия систем доходит до 1500 км. Реализация таких дальностей при не очень больших высотах полета (5 - 15 км) возможна при использовании загоризонтного распространения радиоволн. В связи с этим в РНС рассматриваемого типа обычно применяют средние и длинные волны. Линейный размер L бортовой направленной антенны определяется долями метра, следовательно, в самолетном радиопеленгаторе

$$L/\lambda \ll 1, \quad (3.1)$$

где λ - длина волны.

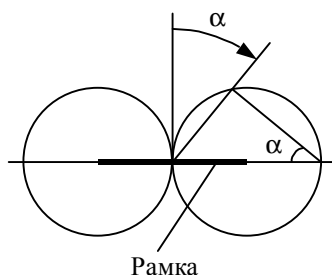
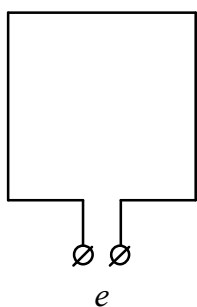
В силу (3.1) антенна пеленгатора обладает свойствами диполя и имеет ДН характерной формы в виде "восьмерки". При использовании горизонтальной поляризации радиоволн в качестве направленной антенны можно применить короткий вибратор (электрический диполь). Если вибратор поворачивать вокруг вертикальной оси (рис.3.5), то амплитуда ЭДС в вибраторе

$$e_m = h_d E_m \sin \alpha,$$

где h_d - действующая длина диполя; E_m - амплитуда напряженности электрического поля.

Нормированная ДН диполя имеет вид синусоиды. В случае вертикальной поляризации радиоволн такая же ДН в горизонтальной плоскости реализуется с помощью рамочной антенны (магнитного диполя). В упрощенном виде рамочная антенна (рамка) представляет собой виток прямоугольной формы (рис.3.6), расположенный в вертикальной плоскости.

Нормированная ДН рамки имеет вид $E(\alpha) = \sin\alpha$. В полярных координатах ДН приобретает форму "восьмерки", т.е. образуется двумя соприкасающимися окружностями (рис.3.7).



Анализируя данный рисунок, заключаем, что при угловых измерениях с помощью антенн, линейные размеры которых малы по сравнению с длиной волны, целесообразно использовать область ДН в окрестности нуля, т.е. в данном случае следует применить одну из разновидностей пеленгования по минимуму принимаемого сигнала.

Угломерные РНС чаще всего используются для привода самолета в район расположения маяка. При этом, несмотря на невысокую точность угловых измерений в РНС данного типа (ошибки могут составлять 2 - 3° [18]), результирующая погрешность вывода оказывается небольшой, так как текущее значение погрешности пропорционально дальности до маяка и уменьшается мере приближения объекта к маяку.

Рис.3.6. Рамочная антенна

Рис.3.7. Диаграмма направленности по рамочной антенны

погрешности пропорционально дальности до маяка и уменьшается мере приближения объекта к маяку.

3.2.2. Дальномерные радионавигационные системы

Дальномерные РНС получили развитие во время второй мировой войны на базе радиолокационных методов измерения дальности.

Дальномерная РНС состоит из импульсного передатчика и приемника на объекте и трех наземных ретрансляторов (рис.3.8). Каждый наземный ретранслятор после приема импульса бортового передатчика излучает ответный импульс, который поступает на вход бортового приемника. Измерение на борту временного запаздывания ретранслированного сигнала относительно зондирующего t_3 позволяет определить дальность до ретранслятора

$$R_1 = \frac{ct_3}{2},$$

где c - скорость распространения радиоволн. При этом определяется линия положения - окружность радиуса R_1 с центром в месте расположения ретранслятора. Измерение дальностей до трех ретрансляторов позволяет однозначно определить местоположение объекта (см. рис.3.1). Если местоположение самолета в первом приближении известно, то для его уточнения с помощью дальномерной системы достаточно измерить дальности до двух маяков-ретрансляторов.

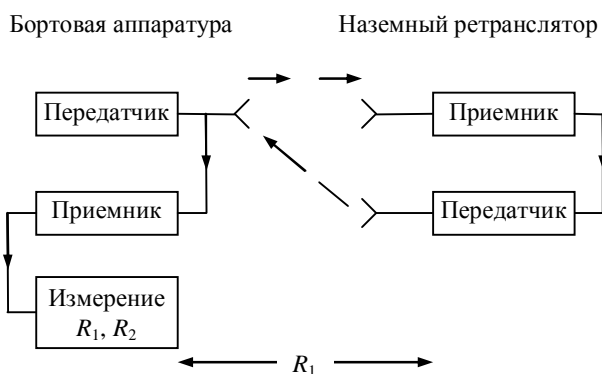


Рис.3.8. Дальномерная РНС

Дальномерные РНС - это системы ближней навигации ($R_{\max} = 300 \div 400$ км). Указанная специфика применения дальномерных систем определяется их особенностями. Во-первых, дальность действия ограничивается приемлемой мощностью бортового передатчика. Во-вторых, пропускная способность каждого ретранслятора ограничена, т.е. ретранслятор может одновременно отвечать нескольким десяткам объектов. В силу этого два (или три) ретранслятора не могут обслуживать обширную территорию, над которой одновременно может находиться большое число самолетов. Кроме того, поскольку дальномерные РНС работают в диапазоне дециметровых волн, дальность действия может ограничиваться пределами прямой видимости. В связи с тем, что запросный импульс адресуется определенному маяку, запрос должен быть кодированным.

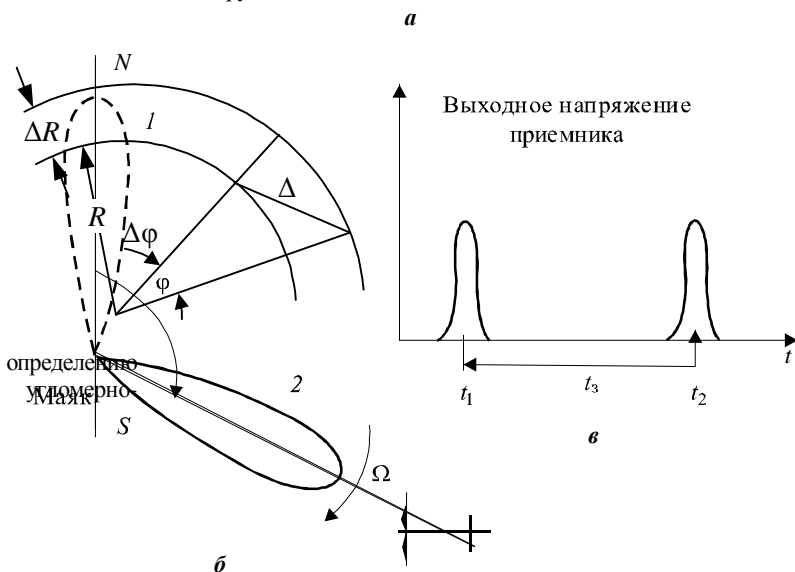
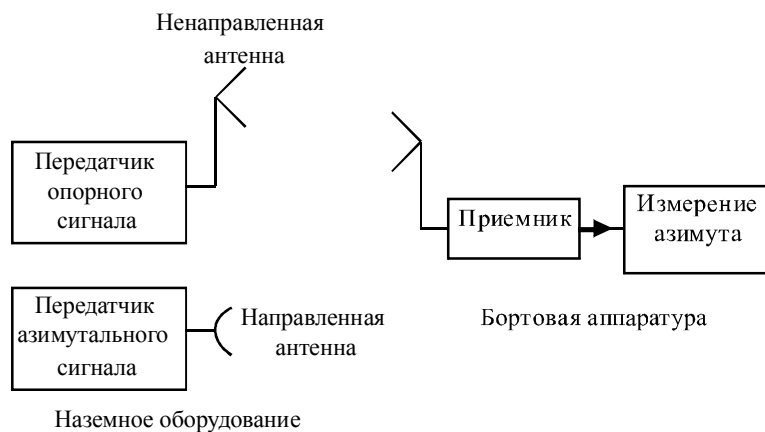
3.2.3. Угломерно-дальномерные радионавигационные системы

Угломерно-дальномерные РНС являются комбинированными системами: одна линия положения - прямая (линия равных пеленгов), другая - окружность (линия равных дальностей). Дальность подвижного объекта до маяка измеряется, как и в дальномерных системах, посредством излучения бортовым передатчиком запросного импульса и приема сигнала наземного ретранслятора.

Принцип определения пеленга самолета заключается в следующем [19]. В РНТ устанавливается радиомаяк, в состав которого входят два передатчика с антеннами (рис.3.9,а). Одна антенна формирует узкий луч в горизонтальной плоскости, вращающийся с угловой скоростью Ω (рис.3.9,б). С помощью этой антенны излучается непрерывный сигнал. Другая антенна - ненаправленная - излучает импульс опорного напряжения в момент времени, когда вращающийся луч первой антенны направлен на север (положение 1 на рис.3.9,б). Бортовой приемник с ненаправленной антенной принимает опорный сигнал в момент времени t_1 и сигнал направленной антенны маяка (так называемый азимутальный сигнал) в момент времени t_2 (рис.3.9,в), когда самолет оказывается в пределах луча 2. Измерение временного запаздывания

$$t_3 = t_2 - t_1 = \frac{\varphi}{\Omega}$$

позволяет определить пеленг самолета φ . Зная величину φ , дальность R до маяка и местоположение маяка, можно найти текущее положение самолета (см. рис.3.3).



3.10. К
погрешности в
угломерной РНС

Рис.3.9. Принцип работы угломерного канала угломерно-дальномерной РНС:
а - блок-схема угломерного канала; б - вращающийся луч направленной антенны;
в - сигналы на выходе бортового приемника

Таким образом, в состав бортового оборудования системы входят передатчик запросного сигнала, двухканальный приемник ретранслированного сигнала дальномерного канала и сигналов угломерного канала. Наземное оборудование состоит из ретранслятора дальномерного канала и маяка с направленной и ненаправленной антеннами.

Угломерно-дальномерные РНС - это системы ближней навигации (РСБН), дальность действия до 400 км. Факторы, ограничивающие дальность действия дальномерного канала, перечислены в разделе 3.2.2. Дальность действия угломерного канала ограничивается пределами прямой видимости, так как для формирования остронаправленного излучения в системе нужно использовать достаточно короткие волны.

Системы данного типа имеют следующие преимущества перед другими средствами ближней навигации:

1) универсальность; с помощью угломерно-дальномерной системы можно определять местоположение самолета с хорошей точностью, а также осуществлять вывод самолета в район маяка вдоль требуемого направления, характеризуемого заданным значением угла φ (см. рис.3.3);

2) удобство размещения и обслуживания наземного оборудования, находящегося в одном месте.

Оценим погрешность местоопределения объекта при использовании данной системы (рис.3.10). Компоненты погрешности равны ΔR и $R \cdot \Delta\varphi$. Полная погрешность равна

$$\Delta = \sqrt{\Delta R^2 + R^2 \cdot \Delta\varphi^2}.$$

Максимальная погрешность в отечественной системе РСБН-2 составляет 1,65 км.

3.2.4. Разностно-дальномерные радионавигационные системы

В разностно-дальномерных РНС навигационным параметром является разность времени прихода сигналов от двух наземных передатчиков на вход бортового приемника. Предположим, что передатчики, расположенные в известных точках A_1 и B_1 земной поверхности (рис.3.11), одновременно излучают одинаковые по форме сигналы. Считаем, что объект (например, самолет) находится в точке M земной поверхности (высотой полета H пренебрегаем, полагая $H \ll A_1M, B_1M$). Тогда разность времени прихода сигналов равна

$$\Delta t_1 = \frac{B_1M}{c} - \frac{A_1M}{c} = \frac{\Delta R_1}{c}.$$

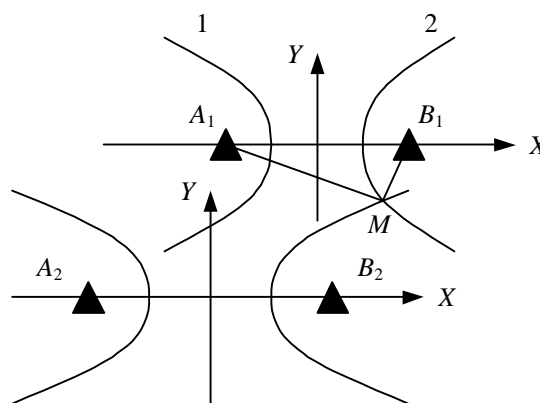


Рис.3.11. К принципу работы разностно-дальномерной РНС

Измерив величину Δt_1 , можно найти разность расстояний от самолета до точек A_1 и B_1 : $\Delta R_1 = c\Delta t_1$. Геометрическое место точек, для которых $\Delta R_1 = \text{const}$, есть гипербола, определяемая уравнением

$$\frac{x^2}{\Delta R_1^2} - \frac{y^2}{A_1B_1^2 - \Delta R_1^2} = \frac{1}{4}. \quad (3.2)$$

Если учитывать, что точка M находится над земной поверхностью, геометрическим местом точек с $\Delta R_1 = \text{const}$ является гиперboloид. Уравнение (3.2) описывает гиперболу семейства кривых с фокусами, находящимися в точках A_1 и B_1 . Знак ΔR_1 соответствует ветви гиперболы, на которой находится точка M . В

примере на рис.3.11 $\Delta R_1 < 0$ и точка M принадлежит ветви 2 гиперболы. Если в точках A_2 и B_2 расположить еще два передатчика, то измерение разности расстояний

$$\Delta R_2 = B_2M - A_2M = c\Delta t_2$$

даст гиперболу в системе координат X, Y , связанной с фокусами A_2, B_2 . Пересечение двух гипербол определяет местоположение самолета. По виду используемых линий положения разностно-дальномерные РНС называют гиперболическими.

Разностно-дальномерные системы в основном применяются в качестве систем дальней навигации. Использование систем этого типа для навигации на больших расстояниях обусловлено:

- отсутствием передатчика на борту самолета;
- неограниченной пропускной способностью наземного оборудования;
- достаточно высокой точностью местоопределения.

Для устойчивой связи самолета с наземными маяками системы на расстояниях до нескольких тысяч километров и реализации высокой точности измерения ΔR в гиперболических системах используются длинные ($\lambda = 1 \div 10$ км) и сверхдлинные ($\lambda > 10$ км) волны. Длинные волны распространяются как поверхностной, так и пространственной волной. Пространственная волна проходит более длинный путь по сравнению с поверхностной, причем длина пути пространственной волны зависит от состояния ионосферы. Поэтому для получения высокой точности измерений целесообразно использовать поверхностную волну. Разделение поверхностной и пространственной волн возможно благодаря их временному сдвигу t_3 . Запаздывание пространственной волны зависит от дальности между передатчиком и приемником R (рис.3.12). Как следует из рисунка, минимальная задержка пространственной волны составляет 40 мкс.

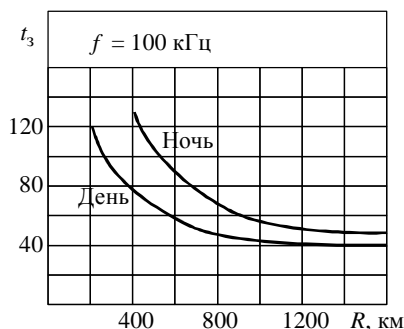


Рис.3.12. Запаздывание пространственной волны по отношению к поверхностной волне (в микросекундах); f - несущая частота сигналов

Применительно к сверхдлинным волнам разделение на поверхностную и пространственную волны теряет смысл. Сверхдлинные волны (несущая частота $3 \div 30$ кГц) можно использовать только для работы с очень длинными импульсами или в режиме непрерывного излучения.

Пара маяков разностно-дальномерной системы называется базой, как, впрочем, и расстояние между маяками. Различают РНС с независимыми и синхронизированными базами. В первом случае система образуется отдельными базами. Экипаж самолета для целей навигации может выбирать любую подходящую пару баз. Во втором случае к элементарной ячейке РНС относятся две базы, в которых одна передающая станция A является общей для обеих баз (рис.3.13). Эта станция синхронизирует работу станций B_1 и B_2 и поэтому называется ведущей; станции B_1 и B_2 - ведомые. Ограничимся рассмотрением РНС указанного типа. Разность времени запаздывания сигналов определяют либо по сдвигу огибающих импульсов, либо по сдвигу фаз сигналов, либо одновременно по обоим указанным параметрам. В соответствии с этим различают импульсные, фазовые и импульсно-фазовые гиперболические РНС.

В импульсной синхронизированной базе последовательность следования T_1 . Четные отличаются от нечетных, могут быть двойными импульсы ведущей станции с принимаются на станции B_1 .

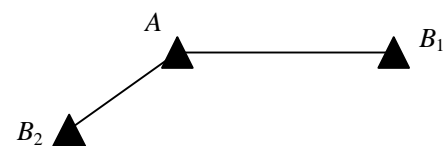


Рис.3.13. Расположение наземных станций в гиперболической РНС с синхронизацией

гиперболической РНС с ведущая станция A излучает радиоимпульсы с периодом импульсы последовательности например, четные импульсы (рис.3.14). Нечетные одинарные

$$t_{AB_1} = \frac{AB_1}{c}$$

После дополнительной кодовой задержки $t_{зк}$ станция B_1 излучает импульс на той же частоте, что и ведущая станция A . Точно так же четные двойные импульсы станции A , принятые на станции B_2 , с задержкой $t_{зк}$ вызывают излучение передатчика B_2 . Таким образом, во время нечетных периодов работают маяки первой базы A и B_1 , и на самолете определяется временной сдвиг $\Delta t'_1$ между принятыми импульсами этих станций. Во время четных периодов

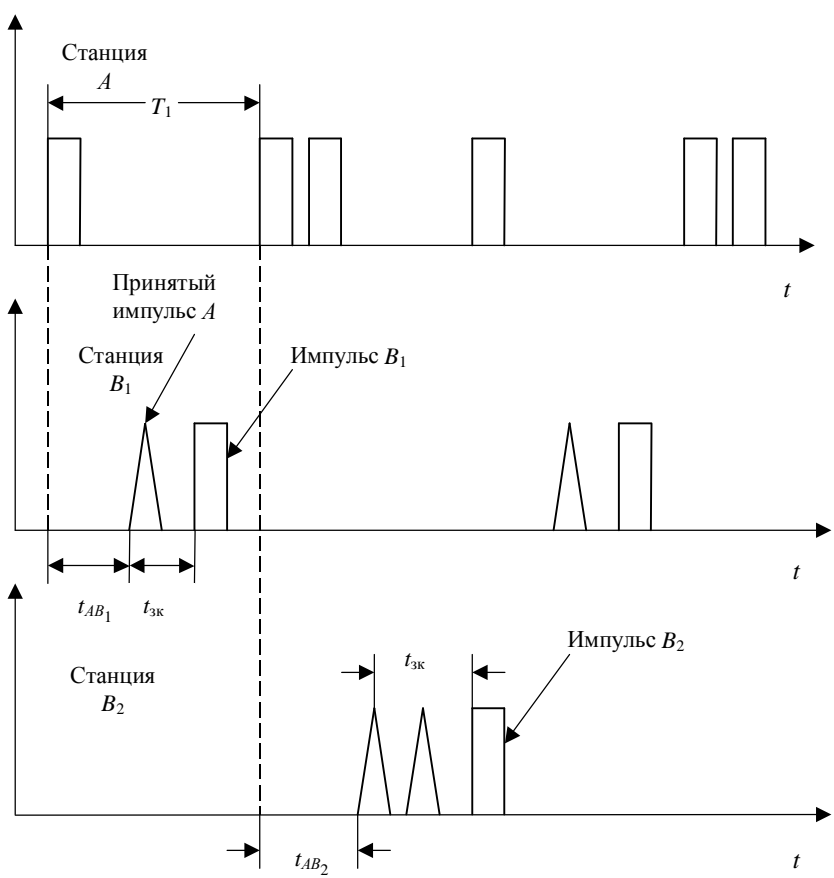


Рис.3.14. Сигналы, излучаемые

наземными станциями импульсной гиперболической РНС

измеряется временной сдвиг $\Delta t'_2$ между принятыми импульсами станций второй базы A и B_2 . Ввиду запаздывания моментов излучения импульсов ведомых станций соответственно на $t_{AB_1} + t_{зк}$ и $t_{AB_2} + t_{зк}$ их сигналы поступают на вход бортового приемника всегда позже, чем сигналы ведущей станции:

$$\Delta t'_1 = \frac{\Delta R_1}{c} + t_{AB_1} + t_{зк};$$

$$\Delta t'_2 = \frac{\Delta R_2}{c} + t_{AB_2} + t_{зк},$$

поскольку

$$\left| \frac{\Delta R_1}{c} \right| \leq t_{AB_1}; \quad \left| \frac{\Delta R_2}{c} \right| \leq t_{AB_2};$$

$$\Delta t'_1 > 0; \quad \Delta t'_2 > 0.$$

По измеренным значениям $\Delta t'_1$ и $\Delta t'_2$ определяется величины Δt_1 и Δt_2 , по которым находятся линии положения

$$\Delta t_1 = \frac{\Delta R_1}{c} = \Delta t'_1 - t_{AB_1} - t_{зк};$$

$$\Delta t_2 = \frac{\Delta R_2}{c} = \Delta t'_2 - t_{AB_2} - t_{зк}.$$
(3.3)

Задержка излучения сигналов ведомыми станциями $t_{зк}$ вводится по двум причинам. Во-первых, при этом облегчается измерение интервалов $\Delta t'$ при $\frac{\Delta R}{c} \approx -t_{AB}$. Во-вторых, исключает использование данной системы вероятным противником.

В фазовых гиперболических РНС разность расстояний до двух маяков (разность времени прихода сигналов) определяется по разности фаз принятых сигналов. Наземные станции фазовых РНС обычно работают в режиме непрерывного излучения. Несущие частоты сигналов передатчиков выбирают несколько различными для обеспечения их раздельного приема в бортовом устройстве.

Пусть ведущая станция A излучает колебания на частоте f_A

$$u_A = U_m \cos 2\pi f_A t.$$

Сигнал станции A принимается на ведомой станции B . Частота принятого сигнала делится в n раз, затем умножается в m раз, причем m и n -взаимно-простые числа (рис.3.15). Следовательно, станция B излучает сигнал

$$u_B = U_m \cos \left[2\pi \frac{m}{n} f_A (t - t_{AB}) \right],$$

где $t_{AB} = \frac{AB}{c}$.

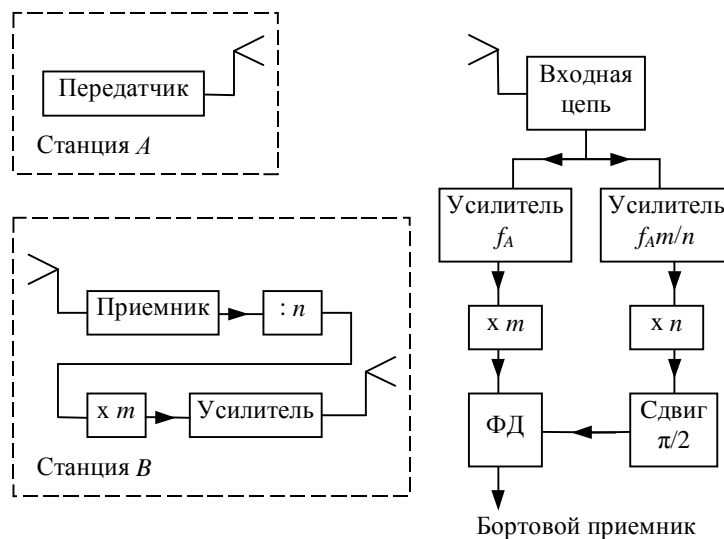


Рис.3.15. Упрощенная блок-схема фазовой гиперболической РНС (одна база)

Пусть дальности объекта до станций A и B равны соответственно R_1 и R_2 . Тогда сигналы станций A и B на входе бортового приемника имеют вид:

$$u_{A_{\text{пр}}} = U \cos(2\pi f_A t - 2\pi f_A \frac{R_1}{c});$$

$$u_{B_{\text{пр}}} = U \cos(2\pi \frac{m}{n} f_A t - 2\pi \frac{m}{n} f_A t_{AB} - 2\pi \frac{m}{n} f_A \frac{R_2}{c}).$$

Каждый из сигналов усиливается в соответствующем канале приемного устройства (см. рис.3.15). Затем частоты выходных напряжений каналов умножаются соответственно в m и n раз. Напряжения сигналов на входах фазового детектора имеют вид:

$$U \cos(2\pi m f_A t - 2\pi m f_A \frac{R_1}{c} - \frac{\pi}{2});$$

$$U \cos(2\pi m f_A t - 2\pi m f_A t_{AB} - 2\pi m f_A \frac{R_2}{c}).$$

Фазовый сдвиг сигналов равен

$$\phi = \frac{\pi}{2} - 2\pi m f_A (t_{AB} + \frac{R_2 - R_1}{c}) = \frac{\pi}{2} - 2\pi m f_A (t_{AB} + \frac{\Delta R}{c}).$$

Следовательно, выходное напряжение фазового детектора

$$u_{\text{ФД}} = kU \sin 2\pi m f_A (t_{AB} + \frac{\Delta R}{c}).$$

Таким образом, напряжение $u_{\text{ФД}}$ содержит информацию о навигационном параметре ΔR (или $\Delta t = \frac{\Delta R}{c}$). Частота сигналов на входе детектора $m f_A$ называется частотой сравнения.

Фазовые гиперболические системы обеспечивают очень высокую точность измерения величины ΔR . Рассмотрим пример. Пусть $f_A = 50$ кГц, $m = 2$. Фазовый сдвиг, содержащий полезную информацию, равен

$$\phi_1 = \frac{2\pi m f_A}{c} \Delta R = \frac{2\pi}{\lambda_c} \Delta R,$$

где λ_c - длина волны, соответствующая частоте сравнения сигналов; $\lambda_c = \frac{c}{m f_A}$.

Ошибка измерения фазового сдвига $\delta\phi_1$ приводит к ошибке измерения разности дальностей, равной

$$\delta(\Delta R) = \frac{\lambda_c}{2\pi} \delta\phi_1. \quad (3.4)$$

Погрешность измерения фазового сдвига в современных устройствах не превышает $2 \div 3^\circ$ [19]. Полагая $\delta\phi_1 = 3^\circ \approx 0,05$ рад и $\lambda_c = 3$ км, из (3.4) получаем $\delta(\Delta R) \approx 25$ м.

При использовании фазовых систем могут возникнуть две проблемы: неоднозначность измерений и интерференция пространственной и поверхностной волн. Действительно, разностям дальностей

$$\Delta R_i = \Delta R + i\lambda_c, \quad i = 0, 1, 2, \dots$$

соответствует один и тот же фазовый сдвиг

$$\phi_i = \frac{2\pi}{\lambda_c} \Delta R + i2\pi = \frac{2\pi}{\lambda_c} \Delta R.$$

Неоднозначность измерений можно исключить путем использования двух частот сравнения: достаточно высокой λ_{c1} для реализации высокой точности измерений и низкой λ_{c2} для раскрытия неоднозначности. Возможный путь реализации этого способа иллюстрируется рис.3.16. Наземные станции A и B , помимо непрерывно излучаемых сигналов на частотах f_A и $\frac{m}{n} f_A$, периодически излучают

дополнительно сигналы на частотах $f_A + \Delta f$ (станция А) и $\frac{m}{n} f_A + \Delta f$ (станция В). Сигналы на частотах f_A и $f_A + \Delta f$

$$U \cos 2\pi f_A \left(t - \frac{R_1}{c}\right), \quad U \cos 2\pi \left[(f_A + \Delta f) \left(t - \frac{R_1}{c}\right) \right]$$

усиливаются в одном канале бортового приемника, после чего поступают на амплитудный детектор, выделяющий напряжение на частоте биений Δf

$$u_{\text{вых Д1}} = kU \cos 2\pi \Delta f \left(t - \frac{R_1}{c}\right).$$

Аналогично, на выходе амплитудного детектора 2 напряжение равно (если пренебречь постоянным фазовым сдвигом $\frac{2\pi \Delta f A B}{c}$)

$$u_{\text{вых Д2}} = kU \cos 2\pi \Delta f \left(t - \frac{R_2}{c}\right).$$

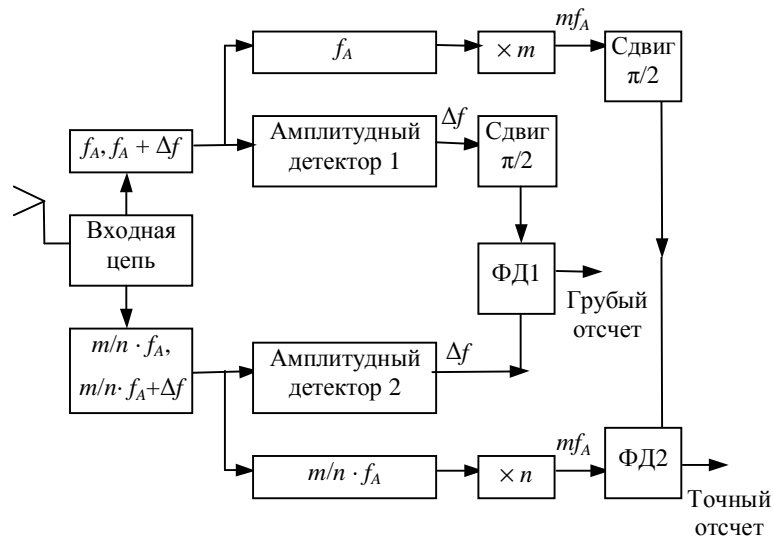


Рис.3.16. Блок-схема приемника фазовой гиперболической РНС с исключением неоднозначности измерений

Напряжение на выходе фазового детектора ФД1 (канал грубого отсчета) равно

$$u_{\text{ФД1}} = lU \sin 2\pi \Delta f \frac{\Delta R}{c},$$

т.е. ширина зоны однозначного измерения ΔR в канале грубого отсчета

$$\Delta R_{\text{одн}} = \lambda_{c2} = \frac{c}{\Delta f}$$

может быть получена достаточно большой соответствующим выбором величины Δf .

Описанный способ раскрытия неоднозначности измерений применен, например, в английской фазовой РНС "Декка", разработанной в годы второй мировой войны и работающей в диапазоне частот от 85 до 127 кГц [7]. Способ исключения интерференции пространственной и поверхностной волн заключается в использовании сверхдлинных волн. При этом одновременно благодаря незначительному затуханию волн этого диапазона при распространении вдоль земной поверхности могут быть обеспечены очень большие дальности работы. Так, в РНС "Омега" (США), работающей на частотах около 10 кГц, можно с помощью восьми наземных станций создать навигационное поле над всей поверхностью Земли [20].

Импульсно-фазовые гиперболические системы сочетают преимущества импульсных и фазовых РНС. В этих системах грубое однозначное измерение навигационного параметра ΔR (Δt) осуществляется по временному сдвигу огибающих принятых импульсов ведущей и ведомых станций, а точное измерение - по фазовому сдвигу высокочастотного заполнения импульсов. Импульсное излучение наземных станций позволяет исключить при измерении Δt сигналы, распространяющиеся пространственными волнами, а также дает возможность использовать одну и ту же несущую частоту на ведущей и ведомых станциях. Сигналы ведомых станций синхронизируются (по времени излучения и фазе несущей частоты) сигналом ведущей станции. Определение временных интервалов в импульсно-фазовых РНС выполняется автоматически, при этом возможно применение как аналоговых, так и цифровых измерительных устройств.

3.3. Автономные радионавигационные системы

В этом разделе рассматриваются радиовысотомеры, доплеровские устройства счисления пути объекта и панорамные самолетные радиолокаторы.

3.3.1. Радиовысотомеры

Высота летательного аппарата над земной поверхностью определяется бортовыми радиосредствами с помощью посылки зондирующего сигнала и измерения временного запаздывания сигнала, отраженного земной поверхностью, или другого параметра, связанного с запаздыванием. По величине временного запаздывания t_3 находится высота полета $H = \frac{ct_3}{2}$. В настоящее время нет прибора, который использовался бы для измерения высоты во всем диапазоне ее изменения (единицы метров - десятки километров). Для измерения малых высот (до $1 \div 2$ км) используют устройства с непрерывным частотно-модулированным (ЧМ) излучением, для измерения больших высот применяют устройства с импульсным зондирующим сигналом.¹ Причины подобного разграничения состоят в следующем. Импульсный высотомер обеспечивает достаточно высокую точность измерения при значениях высоты $H > \frac{ct_{и}}{2}$,

где $t_{и}$ - длительность зондирующего импульса. Если задана минимальная высота H_{\min} , то длительность импульса должна быть

$$t_{и} < \frac{2H_{\min}}{c}.$$

Если, например, $H_{\min} = 2$ м, то $t_{и} < 13$ нс.

Импульсное устройство с такими короткими импульсами оказывается значительно более сложным, чем прибор с непрерывным ЧМ-сигналом. В то же время относительная погрешность измерения высоты $\frac{\Delta H}{H}$ в используемых на практике высотомерах с непрерывным излучением сравнительно велика (несколько процентов). Это обстоятельство не играет роли при измерении малых высот, но при больших высотах абсолютная погрешность ΔH часто превышает допустимую величину.

Радиовысотомер больших высот - это импульсный радиолокационный дальномер, предназначенный для измерения дальности H от носителя аппаратуры (самолета, вертолета) до земной поверхности (рис.3.17).



Рис.3.17. Блок-схема радиовысотомера больших высот

¹ Измерение высоты объекта над Землей можно выполнить и с помощью дифференциальной GPS (см. раздел 3.4).

В *радиовысотомере малых высот с непрерывным ЧМ-излучением* используется частотный метод измерения дальности. В передатчике высотомера, состоящем из СВЧ-генератора и частотного модулятора (рис.3.18), формируется напряжение с гармонической частотной модуляцией

$$u_{\text{п}} = U_{\text{п}} \sin(\omega_0 t + \Phi \sin \omega_M t),$$

где Φ - индекс модуляции, $\Phi = \frac{\Delta\omega}{\omega_M}$; $\Delta\omega = 2\pi\Delta F$; ΔF - девиация частоты; $\omega_M = 2\pi F_M$; F_M - частота модуляции.

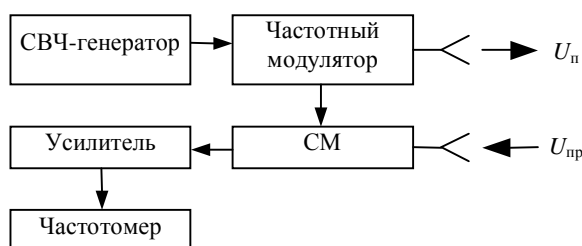


Рис.3.18. Блок-схема радиовысотомера малых высот с непрерывным ЧМ-излучением

Отраженный от Земли сигнал имеет вид:

$$u_{\text{отр}} = U_0 \sin[\omega_0(t - t_3) + \Phi \sin \omega_M(t - t_3)],$$

где t_3 - задержка отраженного от земной поверхности сигнала, пропорциональная высоте полета, $t_3 = \frac{2H}{c}$.

Принятый сигнал преобразуется в смесителе, причем в качестве гетеродинирующего напряжения используется напряжение зондирующего сигнала. Сигнал на выходе смесителя (преобразованный сигнал) записывается в виде

$$\begin{aligned} u_{\text{пр}} &= U_{\text{пр}} \sin\{\omega_0 t_3 + \Phi[\sin \omega_M t - \sin \omega_M(t - t_3)]\} = \\ &= U_{\text{пр}} \sin\left[\omega_0 t_3 + 2\Phi \sin \frac{\omega_M t_3}{2} \cos\left(\omega_M t - \frac{\omega_M t_3}{2}\right)\right]. \end{aligned}$$

Частота модуляции выбирается такой, что

$$\frac{\omega_M t_3 \max}{2} \ll 1. \quad (3.5)$$

Условие (3.5) позволяет заменить $\sin \frac{\omega_M t_3}{2}$ аргументом. Пренебрегая несущественным в данном случае фазовым сдвигом $\frac{\omega_M t_3}{2}$ в выражении $\cos(\omega_M t - \frac{\omega_M t_3}{2})$, получаем

$$u_{\text{пр}} \approx U_{\text{пр}} \sin(\omega_0 t_3 + \Delta\omega t_3 \cos \omega_M t). \quad (3.6)$$

Преобразованный сигнал представляет собой колебание с периодически изменяющейся частотой. Действительно, мгновенная частота колебания

$$f = \frac{1}{2\pi} \left| \frac{d}{dt} (\omega_0 t_3 + \Delta\omega t_3 \cos \omega_M t) \right| = \Delta F t_3 \omega_M |\sin \omega_M t|. \quad (3.7)$$

Период изменения мгновенной частоты колебания (3.7) равен

$$T_f = \frac{\pi}{\omega_M} = \frac{T_M}{2},$$

где T_M - период модуляции зондирующего сигнала.

Среднее значение мгновенной частоты колебания

$$f_{cp} = \frac{2}{T_M} \int_0^{\frac{T_M}{2}} \Delta F t_3 \omega_M \sin \omega_M t = 4\Delta F F_M t_3 = \frac{8\Delta F F_M H}{c}.$$

Из полученной формулы следует, что для определения высоты полета достаточно измерить среднюю частоту преобразованного сигнала. Заметим, что линейная зависимость f_{cp} от высоты является следствием принятия условия (3.5). В частотомерах, используемых для измерения f_{cp} , определяется число периодов (или полупериодов) колебания (3.6) за время $t_{изм} \gg T_f$.

Найдем число полупериодов колебания (3.6) за время T_f . Обозначив эту величину через n , получим

$$n = [2f_{cp}T_f] = [4\Delta F t_3] = \left[\frac{8\Delta F H}{c} \right]. \quad (3.8)$$

Здесь квадратные скобки обозначают операцию взятия целой части заключенной в них величины. Равенство (3.8) указывает на дискретность отсчета высоты: при плавном изменении высоты величина n изменяется скачками, равными единице. Вследствие этого возникает ошибка измерения высоты ΔH , называемая систематической, или шаговой.

Оценим величину ΔH . Для этого возьмем некоторое значение высоты H_1 , при котором

$$n_1 = \frac{8\Delta F H_1}{c}, \quad n_1 - \text{целое число.} \quad (3.9)$$

Непрерывно увеличивая высоту, найдем такое значение $H_2 = H_1 + \Delta H$, при котором

$$\frac{8\Delta F H_2}{c} = n_1 + 1. \quad (3.10)$$

Вычтя из обеих частей равенства (3.10) соответствующие части (3.9), получим выражение для ошибки

$$\Delta H = \frac{c}{8\Delta F}. \quad (3.11)$$

Ошибка измерения высоты может составлять $\pm\Delta H$, поскольку показание прибора не изменяется как при увеличении, так и при уменьшении высоты в пределах ΔH . Значение $t_{изм} \gg T_f$ не влияет непосредственно на величину систематической ошибки, так как при $H = \text{const}$ преобразованный сигнал имеет одинаковую форму в течение каждого интервала длительностью T_f . Поэтому число полупериодов напряжения (3.6) за время $t_{изм}$ равно

$$n = \frac{t_{изм}}{T_f} [4\Delta F t_3], \quad \text{а не} \left[\frac{t_{изм}}{T_f} 4\Delta F t_3 \right].$$

Если, например, $\frac{t_{изм}}{T_f} = 20$, то n изменяется ступенями по 20 единиц и каждая ступень соответствует изменению высоты в пределах $\pm\Delta H$.

Формула (3.11) позволяет рассчитать требуемое значение девиации частоты по допустимой величине погрешности $\Delta H_{доп}$. Если, например, $\Delta H_{доп} = 1$ м, то $\Delta F = 37,4$ МГц.

Отметим, что при некоторых условиях систематическая ошибка может быть существенно меньше величины, оцениваемой формулой (3.11). В связи с этим определим роль начальной фазы напряжения (3.6). До сих пор мы полагали, что при горизонтальном полете $t_3 = \text{const}$ и начальная фаза $\omega_0 t_3$ в (3.6) постоянна. Предположим, что число полупериодов определяется в счетчике числом пересечений нулевого уровня напряжением (3.6). Примем далее, что данной высоте полета соответствует $4\Delta F t_3 = 3,25$. При этом в зависимости от величины начальной фазы $\omega_0 t_3$ число пересечений нулевого уровня n может равняться 3 или 4 (рис.3.19), т.е. $n = 3$ или $n = 4$. Если можно было бы осуществить плавное изменение начальной фазы $0 \div \pi$ от одного отрезка длительностью T_f к другому, то оказалось бы, что в 25% случаев $n = 4$, а в 75% - $n = 3$. Если усреднить показания прибора, то получим

$$n_{cp} = 3,25 = 4\Delta F t_3.$$

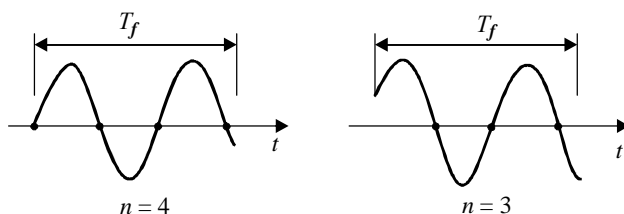


Рис.3.19. Зависимость показаний высотомера от начальной фазы преобразованного сигнала

Таким образом, принципиально можно исключить дискретность показаний высотомера. Однако плавное изменение фазы требует очень большого времени. Если в течение времени t_{ϕ} начальная фаза изменяется на π , то, как следует из результатов расчета [21], систематическая ошибка уменьшается в q раз, причем

$$q = \frac{F_M t_{\phi}}{2}.$$

Начальная фаза преобразованного сигнала изменяется посредством небольшого сдвига частоты гетеродинирующего напряжения на величину F_c [21]. Соответствующая схема устройства представлена на рис.3.20. В этой схеме преобразованный сигнал имеет вид:

$$u'_{\text{пр}} = U_{\text{пр}} \sin(\omega_0 t_3 + \omega_c t + \Delta\omega t_3 \cos \omega_M t),$$

где $\omega_c = 2\pi F_c$. Из этого выражения следует, что начальная фаза преобразованного сигнала изменяется со скоростью ω_c . Поскольку в данном случае $t_{\phi} = \frac{1}{2F_c}$, систематическая ошибка равна $\Delta H' = \Delta H \frac{4F_c}{F_M}$.

Отметим, что частота F_c не может быть выбрана сколь угодно малой, так как время измерения высоты в данном случае равно $t_{\text{изм}} = t_{\phi}$.

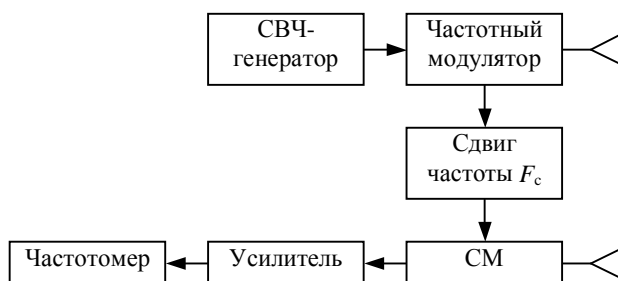


Рис.3.20. Схема высотомера с уменьшенной дискретностью измерений

В [21] рассмотрен и другой способ уменьшения систематической ошибки, состоящий в применении зондирующего сигнала с двойной частотной модуляцией.

В заключение отметим особенности энергетического расчета радиовысотомера. Различные участки земной поверхности характеризуются зеркальным или диффузным отражением радиоволн. Ограничимся диффузным отражением, так как этот случай характеризуется меньшей величиной мощности отраженного сигнала $P_{\text{отр}}$, которая рассчитывается по уравнению дальности действия радиолокатора. Поскольку участок земной поверхности под самолетом является поверхностно-распределенным объектом, то его эффективная площадь рассеяния (ЭПР) определяется по формуле

$$\sigma = \sigma_0 S = \sigma_0 \pi \left(H \text{tg} \frac{\theta}{2} \right)^2,$$

где σ_0 - удельная ЭПР земной поверхности; S - размер площадки, высвечиваемой на поверхности Земли лучом антенны; θ - ширина ДН антенны высотомера.

Мощность отраженного сигнала на максимальной высоте определяется выражением

$$P_{\text{отр}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} \sigma A}{16\pi^2 H_{\text{max}}^4} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} \sigma_0 A \text{tg}^2 \frac{\theta}{2}}{16\pi^2 H_{\text{max}}^4},$$

где $P_{\text{п}}$, $G_{\text{п}}$ и A - мощность передатчика, коэффициент усиления передающей антенны и эффективный раскрыт приемной антенны соответственно. С помощью этого выражения по известным величинам H_{max} , σ_0 и требуемой величине $P_{\text{отр}}$ можно рассчитать мощность передатчика или параметры антенной системы.

3.3.2. Доплеровские измерители вектора путевой скорости

Скорость перемещения летательного аппарата относительно земной поверхности

$$\overline{W}_0 = \overline{V}_0 + \overline{U}_0,$$

где \overline{V}_0 - вектор воздушной скорости, т.е. скорости аппарата относительно воздушной массы; \overline{U}_0 - вектор скорости ветра, т.е. скорости воздушной массы относительно земной поверхности.

Горизонтальные составляющие этих векторов \overline{W} , \overline{V} , \overline{U} , наиболее важные для самолетовождения, образуют так называемый навигационный треугольник скоростей (рис.3.21). Горизонтальная составляющая

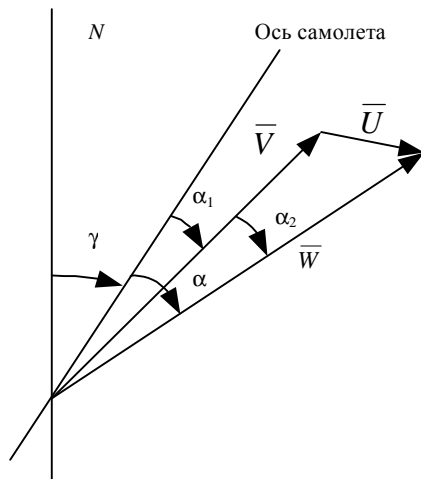


Рис.3.21. Навигационный треугольник скоростей

скорости летательного аппарата относительно Земли \overline{W} называется вектором путевой скорости. Угол между вектором \overline{W} и продольной осью аппарата α называется углом сноса, который равен сумме углов аэродинамического скольжения α_1 и сноса ветром α_2 .

Измерение вектора путевой скорости представляет собой важную навигационную задачу, так как интегрируя \overline{W} можно получить текущие координаты летательного аппарата. Вектор \overline{W} в земной системе координат определяется модулем W , который будем называть путевой скоростью, углом сноса и курсом самолета γ . Параметры W , α измеряются бортовым доплеровским устройством, основанном на облучении участка земной поверхности и приеме отраженного сигнала, частота которого имеет доплеровский сдвиг, пропорциональный путевой скорости. Курс самолета измеряется компасом (магнитным, гироскопическим и т.д.). Вектор путевой скорости можно разложить на две составляющие в земной системе координат (рис.3.22), интегрируя которые, можно осуществить числение пройденного пути

$$R_x = \int_0^t W_x(t) dt = \int_0^t W(t) \cos(\alpha + \gamma) dt ;$$

$$R_y = \int_0^t W_y(t) dt = \int_0^t W(t) \sin(\alpha + \gamma) dt .$$

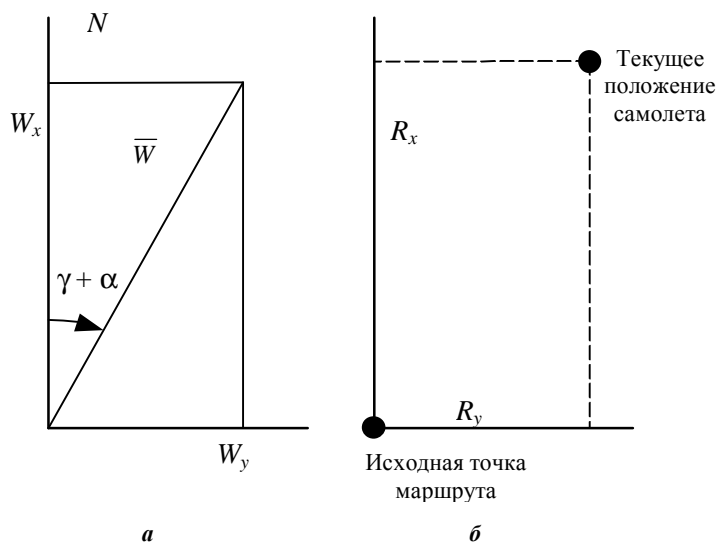


Рис.3.22. К принципу счисления пути летательного аппарата

Таким образом, доплеровский измеритель скорости и сноса (ДИСС), компас и вычислитель образуют автономную навигационную систему, позволяющую находить текущее местоположение летательного аппарата. Доплеровские измерители, определяющие вектор путевой скорости, называют самолетными ДИСС. Иногда (чаще всего для пилотирования вертолетов) требуется учитывать и вертикальную составляющую скорости. Соответствующие устройства называют вертолетными ДИСС. В данном пособии рассматриваются самолетные ДИСС.

Требования к точности измерения W и α в ДИСС можно получить, исходя из того, что погрешности ДИСС не должны сильно влиять на точность навигационной системы в целом. Иными словами, желательно, чтобы погрешность счисления пути, вызванная ошибками ДИСС, была меньше составляющей погрешности, определяемой ошибкой курсовой системы (компаса). Погрешность $\Delta\gamma$ курсовой системы связана с погрешностью местоопределения Δ и пройденным расстоянием R :

$$\Delta = \Delta\gamma R.$$

Для компасов середины XX века можно полагать $\Delta\gamma = 0,5^\circ$ [22]. В этом случае $\frac{\Delta}{R} = \frac{0,5}{57,3} \approx 0,87\%$.

Погрешность измерения угла сноса $\Delta\alpha$ влияет на ошибку определения места самолета так же, как погрешность курсовой системы, поэтому желательно $\Delta\alpha \leq 0,5^\circ$.

Относительная ошибка измерения путевой скорости $\frac{\Delta W}{W}$ приводит к равной ей относительной ошибке счисления пути, поэтому требуется $\frac{\Delta W}{W} \leq 0,8\%$.

Принцип работы ДИСС иллюстрируется рис.3.23. Предположим, что устройство представляет собой РЛС непрерывного излучения с бесконечно узкой ДН антенны (рис.3.23,а). Луч антенны направлен под углом ϵ к земной поверхности. Проекция оси луча на горизонтальную плоскость образует с вектором путевой скорости угол β (рис.3.23,б). Доплеровское смещение частоты сигнала, отраженного от облучаемого участка местности и измеряемое частотомером, равно

$$f_d = \frac{2W}{\lambda} \cos \delta = \frac{2W}{\lambda} \cos \beta \cos \epsilon. \quad (3.12)$$

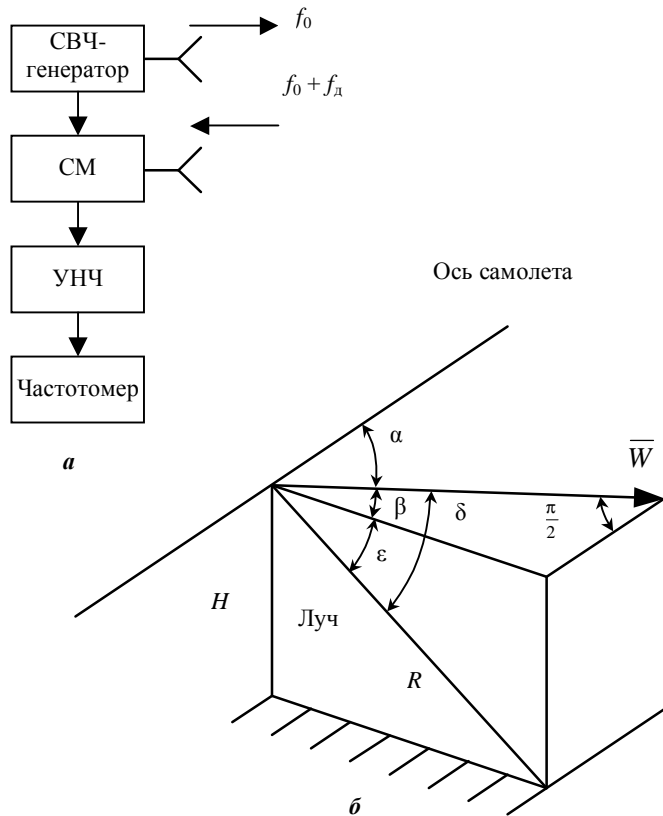


Рис.3.23. К принципу работы ДИСС: а - блок-схема устройства; б - геометрические соотношения

Возможный способ определения W и α по результатам измерения f_d заключается в следующем. Поворотом антенны в горизонтальной плоскости изменим угол β , стремясь получить максимальное показание частотомера $f_{d \max}$, которое имеет место при $\beta = 0$. При этом вектор \vec{W} и луч антенны окажутся в одной вертикальной плоскости и угол сноса определится положением антенны. Кроме того, подставив в (3.12) $f_d = f_{d \max}$ и $\beta = 0$, получим

$$W = \frac{\lambda f_{d \max}}{2 \cos \epsilon}. \quad (3.13)$$

Вследствие конечной ширины луча реальной антенны θ_ϵ отраженный сигнал представляет собой совокупность элементарных сигналов с доплеровскими сдвигами от $f_{d \min}$ до $f_{d \max}$, причем

$$f_{d \min} = \frac{2W}{\lambda} \cos \left(\epsilon + \frac{\theta_\epsilon}{2} \right);$$

$$f_{d \max} = \frac{2W}{\lambda} \cos \left(\epsilon - \frac{\theta_\epsilon}{2} \right).$$

Такой сигнал можно представить как напряжение, частота которого изменяется от $f_{d \min}$ до $f_{d \max}$. Значение W в этом случае можно получить подстановкой в (3.13) усредненного значения $f_{d \text{cp}} = \frac{1}{2}(f_{d \max} + f_{d \min})$. При конечном времени усреднения погрешность определения $f_{d \text{cp}}$ растет с расширением спектра сигнала $F_{\text{сп}} = f_{d \max} - f_{d \min}$. Относительная ширина спектра равна

$$\delta F_{\text{сп}} = \frac{F_{\text{сп}}}{f_{d \text{cp}}} = 2 \frac{f_{d \max} - f_{d \min}}{f_{d \max} + f_{d \min}} = 2 \text{tg} \frac{\theta_\epsilon}{2} \text{tg} \epsilon \approx \theta_\epsilon \text{tg} \epsilon. \quad (3.14)$$

Из (3.14) следует, что для уменьшения $\delta F_{\text{сп}}$ желательно применять узкий луч в вертикальной плоскости, установленный под малым углом ϵ к горизонту. Для сужения ДН θ_ϵ в ДИСС используют

коротковолновую часть
 При выборе величины угла ϵ ,
 приходится учитывать
 обеспечением необходимого
 ДИСС. Мощность сигнала,
 поверхности, равна

$$P_{\text{отр}} = \frac{P_n G_n \sigma A}{16\pi^2 R^4} = \frac{P_n G_n \sigma A \sin^4 \epsilon}{16\pi^2 R^4} \quad (3.15)$$

Величина σ
 которая зависит от степени
 угла ϵ . На рис.3.24 представлены
 для трех видов земной
 максимальна при $\epsilon = \frac{\pi}{2}$ и

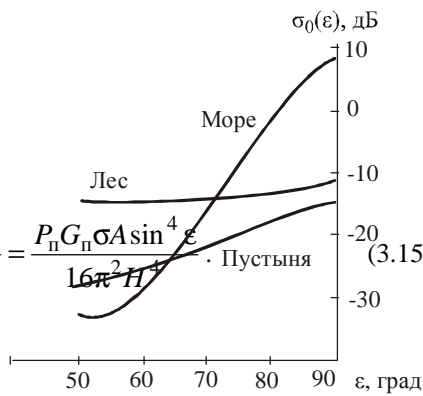


Рис.3.24. Зависимость $\sigma_0(\epsilon)$ для
 различных видов земной поверхности,
 $\lambda = 3$ см

сантиметрового диапазона волн.
 помимо рассмотренного фактора,
 соображения, связанные с
 энергетического потенциала
 отраженного от участка земной

пропорциональна удельной ЭПР σ_0 ,
 неровности земной поверхности и
 усредненные зависимости $\sigma_0 = \sigma_0(\epsilon)$
 поверхности. Величина σ_0
 убывает при уменьшении ϵ .

Крутизна кривой $\sigma_0(\epsilon)$ растет с уменьшением неровностей земной поверхности. Поскольку в числитель выражения (3.15) входит еще и $\sin^4 \epsilon$, можно сделать вывод о целесообразности увеличения угла ϵ для улучшения энергетики ДИСС. В качестве компромисса между противоречивыми требованиями к величине ϵ выбирают значение угла визирования в пределах $\epsilon = 60 \div 75^\circ$.

Рассмотренный при описании принципа действия ДИСС однолучевой измеритель не применяется на практике из-за недопустимо больших погрешностей определения W , возникающих при отклонении продольной оси самолета от горизонтального положения. Указанное отклонение оси самолета может иметь место при наборе высоты или снижении, при колебаниях самолета, а также при горизонтальном полете с ненулевым углом атаки $\Delta\epsilon$. Последний случай, взятый в качестве примера, иллюстрируется на рис.3.25. Дифференцируя по ϵ обе части равенства

$$f_d = \frac{2W}{\lambda} \cos \epsilon$$

и переходя от дифференциалов к конечным приращениям, находим относительную ошибку измерения f_d

$$\frac{\Delta f_d}{f_d} = \Delta \epsilon \operatorname{tg} \epsilon;$$

$$\frac{\Delta f_d}{f_d} = 2,75 \Delta \epsilon \quad \text{при } \epsilon = 70^\circ.$$

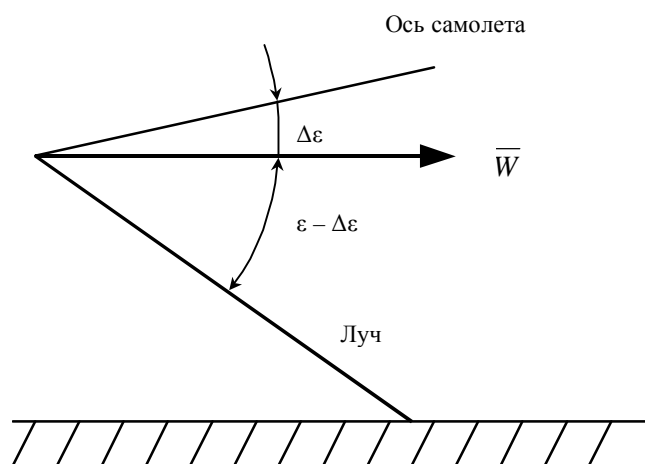


Рис.3.25. Угловые соотношения при полете с ненулевым углом атаки

Следовательно, относительная погрешность измерения путевой скорости составляет 4,8% на каждый градус отклонения продольной оси самолета от горизонтали.

При использовании однолучевого измерителя ошибка измерения угла сноса также оказывается недопустимо большой вследствие того, что направление вектора \bar{W} определяется посредством максимизации $\cos \beta$. Значение косинуса в окрестности максимума изменяется очень медленно с изменением аргумента. Поэтому даже незначительной ошибке оценки $(\cos \beta)_{\text{max}}$, равной $\Delta(\cos \beta)_{\text{max}}$, соответствует большая погрешность $\Delta \beta$. Так, при $\Delta(\cos \beta)_{\text{max}} = 0,01$, $\Delta \beta = 8^\circ$.

Более высокую точность измерения скорости можно реализовать с помощью трех- или четырехлучевого измерителя путевой скорости.

Рассмотрим четырехлучевой ДИСС. Антенная система устройства формирует четыре луча, расположение которых показано на рис.3.26. Предположим, что аппаратура ДИСС имеет четыре канала, в каждом из которых измеряется соответствующая составляющая вектора скорости. Предположим сразу, что продольная ось самолета отклонена от горизонтали так, что лучи антенны 1 и 2 образуют с земной поверхностью угол $\varepsilon - \Delta\varepsilon$, а лучи 3 и 4 - угол $\varepsilon + \Delta\varepsilon$. Тогда абсолютные значения доплеровских частот, измеренных в каналах устройства, равны

$$f_{д1} = \frac{2W}{\lambda} \cos(\varphi_0 + \alpha) \cos(\varepsilon - \Delta\varepsilon) \text{ - 1-й канал;}$$

$$f_{д2} = \frac{2W}{\lambda} \cos(\varphi_0 - \alpha) \cos(\varepsilon - \Delta\varepsilon) \text{ - 2-й канал;}$$

$$f_{д3} = \frac{2W}{\lambda} \cos(\varphi_0 + \alpha) \cos(\varepsilon + \Delta\varepsilon) \text{ - 3-й канал;}$$

$$f_{д4} = \frac{2W}{\lambda} \cos(\varphi_0 - \alpha) \cos(\varepsilon + \Delta\varepsilon) \text{ - 4-й канал.}$$

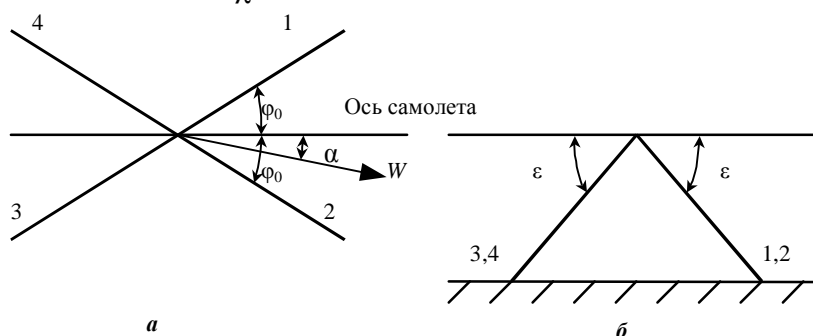


Рис.3.26. Расположение лучей антенной системы в четырехлучевом ДИСС:
а - в горизонтальной плоскости; б - в вертикальной плоскости

В вычислителе на выходе четырехканального приемного устройства выполняются операции суммирования, вычитания и деления. Последовательно вычисляются

$$\left. \begin{aligned} f_{дА} &= f_{д1} + f_{д3} = \frac{4W}{\lambda} \cos(\varphi_0 + \alpha) \cos \varepsilon \cos \Delta\varepsilon; \\ f_{дВ} &= f_{д2} + f_{д4} = \frac{4W}{\lambda} \cos(\varphi_0 - \alpha) \cos \varepsilon \cos \Delta\varepsilon; \\ f_{дВ} - f_{дА} &= \frac{8W}{\lambda} \cos \varepsilon \cos \Delta\varepsilon \sin \varphi_0 \sin \alpha; \\ f_{дВ} + f_{дА} &= \frac{8W}{\lambda} \cos \varepsilon \cos \Delta\varepsilon \cos \varphi_0 \cos \alpha. \end{aligned} \right\} (3.16)$$

Отсюда

$$\frac{f_{дВ} - f_{дА}}{f_{дВ} + f_{дА}} = \operatorname{tg} \varphi_0 \operatorname{tg} \alpha.$$

Из этого выражения можно найти угол сноса

$$\alpha = \operatorname{arctg} \left\{ \operatorname{ctg} \varphi_0 \frac{f_{дВ} - f_{дА}}{f_{дВ} + f_{дА}} \right\}.$$

Подставив найденное значение α в одно из выражений (3.16), получим истинное значение путевой скорости

$$W = \frac{\lambda f_{дА}}{4 \cos(\varphi_0 + \alpha) \cos \varepsilon \cos \Delta\varepsilon}.$$

Примем, что величина $\Delta\epsilon$ неизвестна. Тогда измеренное значение путевой скорости определяется в числителе по формуле, получаемой из первого равенства (3.16) при $\Delta\epsilon = 0$

$$W_{\text{изм}} = \frac{\lambda f_{\text{дА}}}{4 \cos(\varphi_0 + \alpha) \cos \epsilon}.$$

Относительная ошибка измерения путевой скорости равна

$$\delta W = \frac{W - W_{\text{изм}}}{W_{\text{изм}}} = 2 \sin^2 \frac{\Delta\epsilon}{2} \approx \frac{(\Delta\epsilon)^2}{2}.$$

Например, при $\Delta\epsilon = 5^\circ$ $\delta W = 0,4\%$.

Таким образом, четырехлучевой ДИСС характеризуется высокой точностью измерения W даже при наличии значительного тангажа (отклонения продольной оси самолета от горизонтального положения). Высокая точность четырехлучевого ДИСС объясняется компенсацией ошибок $\Delta f_{\text{д}}$ при суммировании напряжений на выходах каналов, связанных с противоположно направленными лучами (1 и 3 или 2 и 4). Уменьшение ошибки измерения угла сноса объясняется тем, что максимальное значение $\cos\beta$ не определяется.

ДИСС делят по типу зондирующего сигнала на две группы: устройства с непрерывным и импульсным излучением.

ДИСС с непрерывным излучением являются наиболее распространенными [23]. Схема устройства с непрерывным излучением приведена на рис.3.27. Для устранения воздействия шума передатчика на приемное устройство применяют отдельные антенны для излучения и приема сигналов.

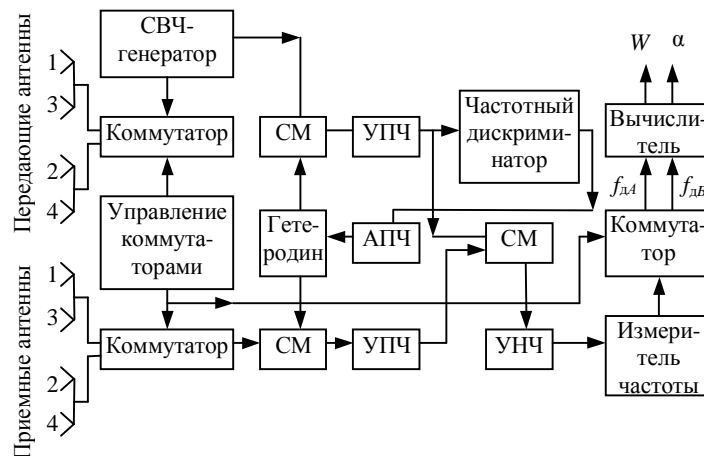


Рис.3.27. Упрощенная схема ДИСС с непрерывным излучением: СМ - смеситель; АПЧ - автоподстройка частоты; УПЧ - усилитель промежуточной частоты; УНЧ - усилитель низких частот

Излучение и прием сигналов проводятся одновременно по двум лучам 1 и 3 или 2 и 4. Для соответствующей коммутации в передающей и приемной антеннах имеются синхронно работающие коммутаторы. Для упрощения аппаратуры приемный тракт часто делают одноканальным. В этот тракт поочередно поступают пары сигналов лучей 1 и 3 или 2 и 4. Сигналы лучей 1 и 3 (а затем 2 и 4) присутствуют в тракте одновременно. При этом на измеритель частоты одновременно поступают напряжения с доплеровскими частотами $f_{\text{д1}}$ и $f_{\text{д3}}$ (или $f_{\text{д2}}$ и $f_{\text{д4}}$). Показания измерителя $\frac{f_{\text{д1}} + f_{\text{д3}}}{2}$ или

$\frac{f_{\text{д2}} + f_{\text{д4}}}{2}$ пропорциональны величинам $f_{\text{дА}}$ и $f_{\text{дВ}}$ из (3.16).

Для обеспечения высокой чувствительности используется приемник с ненулевой промежуточной частотой [23]. С этой же целью $f_{\text{д}}$ определяется с помощью следящего измерителя доплеровской частоты, позволяющего сузить полосу пропускания приемно-усилительного тракта. Следящий измеритель (рис.3.28) представляет собой схему автоподстройки частоты управляемого генератора. Поэтому частота генератора устанавливается равной $f_{\text{Г}} = F_0 + f_{\text{д}}$. Среднее значение частоты отраженного сигнала равно частоте настройки узкополосного фильтра F_0 . Общая полоса пропускания приемно-усилительного тракта ДИСС равна полосе пропускания узкополосного фильтра Δf .

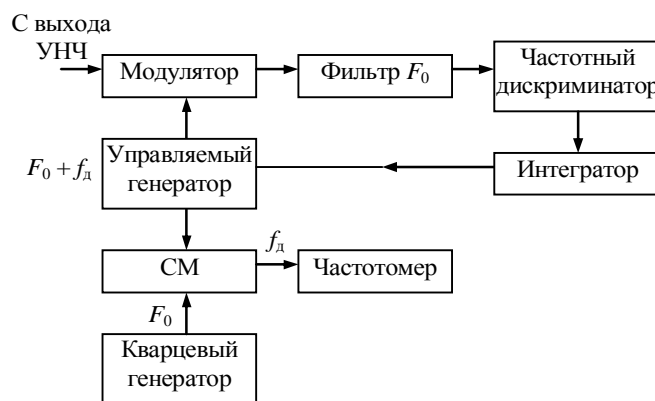


Рис.3.28. Блок-схема следящего измерителя доплеровского смещения частоты

Отметим, что если измерять величины задержки отраженных сигналов, принятых по отдельным лучам ДИСС, можно определить высоту полета и положение вертикали к земной поверхности.

В заключение приведем основные характеристики отечественного доплеровского измерителя путевой скорости ДИСС-3 [23]:

диапазон измеряемых скоростей	200 ÷ 1300 км/ч;
диапазон углов сноса	±25°;
диапазон высот	20 ÷ 20000 м;
среднеквадратические значения погрешностей	$\frac{\Delta W}{W} = 0,35\%$;
ошибка измерения угла сноса	$\Delta\alpha = 0,25^\circ$;
вид излучения	непрерывное;
мощность передатчика	≥ 5 Вт;
число лучей	4;
частота коммутации лучей антенны	5 Гц;
вес аппаратуры	68 кг.

3.3.3. Бортовые радиолокационные станции обзора земной поверхности

Одним из способов навигации является ориентировка по опознаваемым особенностям местности, над которой пролетает самолет. Этой цели в отдельных случаях (при небольшой высоте полета и хорошей видимости) может служить визуальное наблюдение земной поверхности. Значительную помощь в ориентировке оказывает радиолокационное изображение земной поверхности, получаемое в бортовой радиолокационной станции. Принципиальная возможность подобного изображения связана с различием отражающих свойств разных по характеру участков земной поверхности, таких как водная поверхность, поле, лес, участки пересеченной местности, населенные пункты. Дополнительным средством ориентировки с помощью РЛС являются маяки-ретрансляторы радиолокационных сигналов.

Для получения радиолокационного изображения местности обычно используется импульсная РЛС, антенна которой вращается вокруг вертикальной оси. Антенна РЛС имеет "косекансную" ДН в вертикальной плоскости, позволяющую получать в пределах дальности действия РЛС равномерное изображение одинаковых участков местности независимо от их удаления от самолета. В горизонтальной плоскости ДН представляет собой узкий луч. Для отображения радиолокационной информации используется индикатор кругового обзора (ИКО). В ИКО применяется радиально-круговая развертка луча электронно-лучевой трубки. При этом каждому положению следа ДН на земной поверхности соответствует радиальная линия развертки на экране трубки. Радиальная развертка вращается синхронно с антенной. Сигналы с выхода приемника подаются на модулирующий электрод трубки, вызывая повышение яркости свечения экрана в соответствующих местах. Благодаря связи устройства формирования развертки с магнитным компасом изображение на экране ИКО ориентировано относительно сторон света. Для облегчения ориентировки в определенных точках земной поверхности устанавливают маяки-ответчики, которые ретранслируют зондирующие сигналы РЛС. Кодированный ответный сигнал маяка подсвечивает экран ИКО в точке, которая соответствует местоположению маяка на земной поверхности.

Для определения текущего положения самолета можно использовать угломерно-дальномерный способ, соответствующий естественной для РЛС данного типа полярной системе координат. Место самолета в этом случае определяется точкой пересечения окружности радиуса R с центром в РНТ и прямой, выходящей из РНТ под углом φ к положительному направлению меридиана.

3.4. Спутниковые радионавигационные системы

3.4.1. Построение и работа спутниковых РНС

В последнем десятилетии прошлого века введена в эксплуатацию спутниковая система глобальной радионавигации GPS (США). В настоящее время вводится в эксплуатацию аналогичная система ГЛОНАСС (Россия). Каждая из них состоит из трех подсистем:

- подсистемы космических аппаратов (КА);
- подсистемы потребителей;
- контрольно-измерительного комплекса.

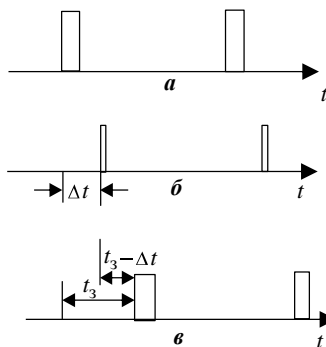
В данном разделе приведено краткое описание системы GPS. По орбитам, близким к круговым, движутся 24 космических аппарата. Высота орбит $20 \cdot 10^3$ км. Каждый КА излучает навигационные сигналы сложной структуры. Принимая сигналы четырех КА, аппаратура потребителей определяет свое местоположение с погрешностью, не превышающей 100 м, при использовании открытого сигнала, с ошибкой

не более 10 м, при использовании закрытого сигнала. Кроме того, определяются вектор скорости движения потребителя и текущее время.

Контрольно-измерительный комплекс осуществляет ежесуточную проверку параметров сигналов, излучаемых КА, и в случае выхода параметров за границы допусков подстраивает аппаратуру КА с помощью радиоконанд.

Для определения местоположения потребителя используется разновидность дальномерного метода, так называемый беззапросный метод. Сущность метода состоит в том, что все КА излучают сигналы, а в аппаратуре потребителя измеряется время прихода сигнала i -го КА t_{zi} относительно начала отсчета, определяемого опорным нап-
Поскольку начало отсчета смещено относительно начала излучения сигнала спутникового передатчика дальность до i -го КА измеряется с

Сказанное иллюстрируется рис.3.29. Излучение сигналов всех КА корректирующим командам комплекса. Поэтому дальности до аппаратуре потребителей с одной и истинная дальность до i -го КА



ряжением в этой аппаратуре. относительно начала излучения на неизвестную величину Δt , ошибкой $\Delta D = c \cdot \Delta t$.
временными диаграммами на строго синхронизировано благодаря контрольно-измерительного различных КА измеряются в той же ошибкой ΔD , т.е.

$$D_i = D'_i + \Delta D.$$

Величина измеренной дальности D'_i

Если бы дальности до КА определения своего местоположения измерить дальности до трех КА.

Высказывая это утверждение, мы исходим из того, что текущие координаты всех КА известны с высокой точностью (ошибка составляет 1 м). Измерение дальности D_i до одного КА

позволяет заключить, что потребитель находится на поверхности сферы радиуса D_i с центром в местоположении передатчика КА. После измерения дальностей до двух КА местоположение потребителя определяется пересечением двух сфер, т.е. окружностью. В результате измерения дальностей до трех КА возможное местоположение потребителя определяется двумя точками пересечения третьей сферы с окружностью. Расстояние между этими точками достаточно велико, чтобы можно было безошибочно выбрать одну из них, используя априорную информацию о местоположении потребителя.

Навигационные сигналы, излучаемые КА, - это периодические фазоманипулированные сигналы (ФМС) со следующими значениями параметров:

- открытый сигнал: длительность дискрета $\tau_{01} = 0,98$ мкс, период равен 1 мс (база равна 1023);
- закрытый сигнал: длительность дискрета $\tau_{02} = 0,098$ мкс, период составляет неделю (база $\approx 6 \cdot 10^{12}$).

Формирование кодовой последовательности закрытого сигнала осуществляется в три этапа. Вначале формируются две укороченные M -последовательности $x_1(t)$ и $x_2(t + n_i \cdot \tau_{02})$, которые затем суммируются по модулю 2. Здесь n_i - целое число от 0 до 36, i - номер КА. Результирующая последовательность $x(t)$ засекречивается; на выходе получается некоторая последовательность $Fx(t)$.

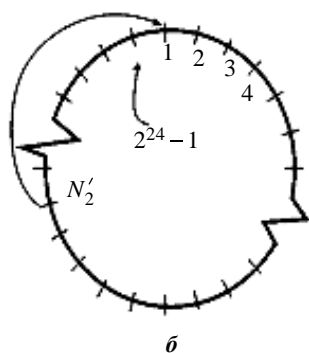
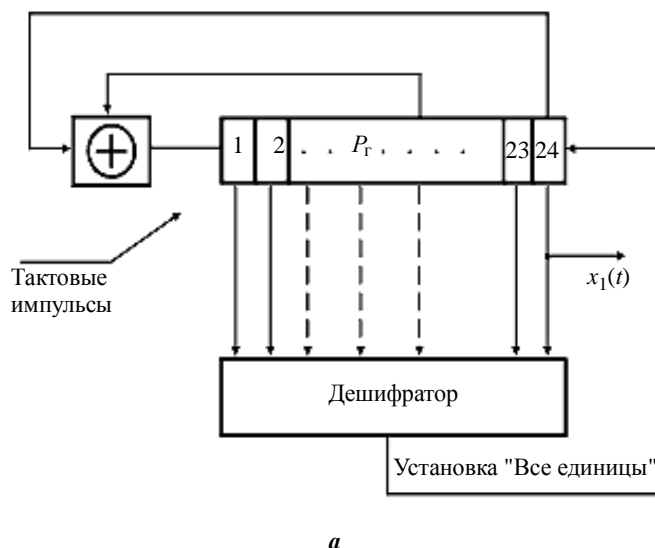


Рис.3.30. Схема генератора последовательности $x_1(t)$ (а) и диаграмма состояний регистра сдвига $P_1(t)$ (б)

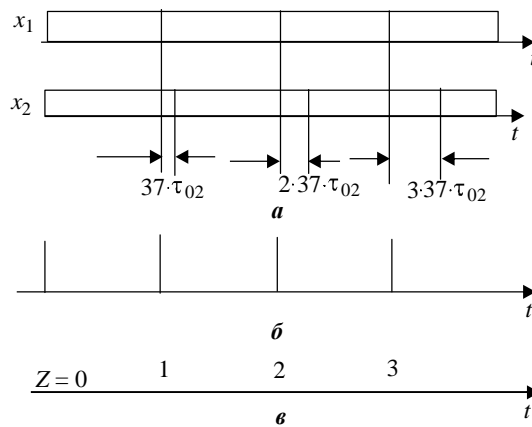
Коды $x_1(t)$ и $x_2(t)$ генерируют с помощью 24-разрядных сдвиговых регистров (рис.3.30). Полная длина M -последовательности, генерируемой подобным регистром, равна $N_{02} = 2^{24} - 1 \approx 16,7 \cdot 10^6$, а период $T_{02} = N_{02} \cdot \tau_{02} \approx 1,64$ с.

В устройствах формирования $x_1(t)$ и $x_2(t)$ используется укорачивающий цикл, в результате чего периоды последовательностей сокращаются примерно на 10% относительно T_{02} и составляют приблизительно 1,5 с. Эта операция применена для того, чтобы реализовать коды со слегка различающимися периодами T_2' и T_2'' .

Начальное состояние регистра в устройстве на рис.3.30,а - "Все единицы". На рис.3.30,б в упрощенном виде представлена диаграмма, характеризующая последовательные состояния регистра. Если бы устройство на рис.3.30,а не содержало дешифратор и цепь принудительной установки всех ячеек регистра в состояние "Единица", то период кода был бы равен N_{02} . Однако в приведенной конфигурации устройства на некотором такте работы (N'_2) состояние регистра таково, что на выходе дешифратора появляется единица. При этом все ячейки регистра устанавливаются в положение "Единица", что означает начало нового периода кода.

Таким образом, длина кода оказывается равной N_2' , и величину N_2' можно изменять степенями, кратными одному дискрету. В рассматриваемой РНС длина кода $x_1(t)$ устанавливается равной $N_2' = 15,096 \cdot 10^6$, а длина кода $x_2(t)$ - $N_2'' = N_2' + 37$.

Длина N_2 результирующей кодовой последовательности



$$x(t) = x_1(t) \oplus x_2(t + n_i \cdot \tau_{02}) \quad (3.17)$$

равна наименьшему общему кратному чисел N_2' и N_2'' . Эти числа имеют один общий делитель, равный 37. Поэтому

$$N_2 = \frac{N_2' \cdot N_2''}{37},$$

а период кода $x(t)$ составляет одну неделю.

Фаза кода $x_2(t)$ в формуле (3.17) зависит от номера КА. Вследствие этого сигнал, формируемый на каждом КА, имеет индивидуальную структуру. Это позволяет потребителю, желающему работать с определенными КА, формировать нужные опорные напряжения (ОН) для корреляционной обработки ФМ-сигналов.

В аппаратуре потребителей подвергаются обработке фрагменты принятого сигнала длительностью 1 с. Для быстрого формирования в аппаратуре потребителей ОН коррелятора с нужной начальной фазой на КА каждые 1,5 с (в начале периода кода $x_1(t)$) формируется импульс, называемый эпохой. Эти импульсы поступают на счетчик, который выдает так называемые Z-отсчеты. Каждый Z-отсчет представляет собой номер текущего периода кода $x_1(t)$, отсчитываемый от начала недели - от нуля часов по Гринвичу в понедельник.

На рис.3.31 показаны взаимное расположение последовательностей $x_1(t)$ и $x_2(t)$, а также импульсы-эпохи и Z-отсчеты. Из рисунка следует, что задержка начала i -го периода $x_2(t)$ относительно начала i -го периода $x_1(t)$ равна

$$t_{zi} = 37 \cdot Z_i \cdot \tau_{02}. \quad (3.18)$$

Рис.3.31. К формированию кодовой последовательности закрытого сигнала: *a* - последовательности $x_1(t)$ и $x_2(t)$; *б* - импульсы-эпохи; *в* - Z-отсчеты

Кодовая последовательность открытого сигнала - это код Голда, представляющий собой сумму по модулю 2 двух различных по структуре M-последовательностей длиной $N_1 = 1023$.

Помимо навигационных сигналов, КА передают для потребителей разнообразную информацию со скоростью 50 бит/с. Сообщения передаются с помощью фазовой манипуляции навигационных сигналов. Для этого слова сообщений, состоящие из нулей и единиц, суммируются по модулю 2 с кодами навигационных сигналов.

Основные данные, передаваемые с КА для использования потребителями:

- эфемериды космических аппаратов;
 - сообщение об исправности КА;
 - ключевое слово HOW (HANDOVER WORD), содержащее данные о структуре закрытого сигнала.
- Расшифровать это слово могут только потребители, допущенные к пользованию закрытым сигналом;
- Z-отсчеты.

К потребителям, находящимся на земной поверхности или в атмосфере, сигналы КА приходят через ионосферу, испытывая дополнительную задержку $t_{и}$ из-за меньшей скорости распространения радиоволн в ионосфере. Величина $t_{и}$ зависит от несущей частоты сигнала и состояния ионосферы. Для высокоточных

измерений местоположения потребителя, пользующегося закрытым сигналом, ошибка определения дальности $\Delta D = ct_{\text{и}} = 6 \text{ м} + 15 \text{ м}$ недопустима. Для уменьшения ошибки применяется двухчастотный метод. Закрытый сигнал излучается на двух частотах $f_1 = 1575 \text{ МГц}$ и $f_2 = 1228 \text{ МГц}$.

Измеренные значения дальностей на частотах f_1 и f_2 выражаются формулами

$$\begin{aligned} D_1 &= D + \frac{\gamma}{f_1^2}; \\ D_2 &= D + \frac{\gamma}{f_2^2}, \end{aligned} \quad (3.19)$$

где D - истинная дальность; γ - неизвестная величина, зависящая от состояния ионосферы и траектории сигнала. Решение системы уравнений (3.19) позволяет определить D и γ .

Поскольку на частоте f_1 излучаются оба сигнала - открытый и закрытый, приняты меры, обеспечивающие разделение сигналов в аппаратуре потребителей. Коды сигналов осуществляют квадратурную фазовую манипуляцию несущего колебания. С учетом дополнительной модуляции для передачи сообщений $E_i(t)$ полный сигнал на частоте f_1 можно выразить формулой

$$\begin{aligned} U_{f_1}(t) &= U_{\text{закр}} \cdot [F x_i(t) \oplus E_i(t)] \cdot \cos(2\pi f_1 t + \Psi_i) + \\ &+ U_{\text{откр}} \cdot [G_i(t) \oplus E_i(t)] \cdot \sin(2\pi f_1 t + \Psi_i), \end{aligned} \quad (3.20)$$

где $U_{\text{закр}}$ и $U_{\text{откр}}$ - амплитуды закрытого и открытого сигналов; Ψ_i - начальная фаза.

Электропитание аппаратуры КА осуществляется от солнечных батарей и от никель-кадмиевых аккумуляторов (когда КА находится в тени Земли). Мощность источников питания составляет приблизительно 450 Вт.

3.4.2. Принципы построения аппаратуры потребителей

В аппаратуре потребителей обрабатываются навигационные сигналы, переданные с космических аппаратов, с целью определения дальностей до КА и относительных скоростей, а также для выделения дополнительной информации, содержащейся в навигационных сигналах.

В зависимости от нужд потребителя его аппаратура может иметь разную степень сложности. Наиболее сложной является аппаратура высокодинамичных пользователей, предъявляющих высокие требования к точности определения местоположения. Потребители этого класса, как правило, допущены к использованию P -сигнала. Их аппаратура включает пять каналов для непрерывного слежения за несущими частотами четырех космических аппаратов и последовательного слежения за временными положениями четырех P -кодов.

Аппаратура потребителей, движущихся с небольшими скоростями, состоит из одного-двух каналов, в которых слежение за несущими частотами и кодами сигналов выполняется последовательно. Потребители, которым не требуется очень высокая точность определения местоположения, могут ограничиться извлечением информации из C/A -сигнала, что приводит к упрощению аппаратуры.

Рассмотрим прежде всего работу аппаратуры потребителей C/A -сигнала. Извлечение информации из C/A -сигнала необходимо не только потребителям этого сигнала, но и потребителям P -сигнала. Дело в том, что пользоваться P -сигналом можно только после того, как расшифрованы сообщения о ключевом слове HOW и Z -отсчетах.

С точки зрения передачи информации радиолиния КА - потребитель относится к системам с широкополосными сигналами, в которых расширение спектра осуществляется с помощью фазовой манипуляции несущего колебания. В РНС GPS манипуляция осуществляется с помощью дальномерных сигналов. Как следует из (3.20), передатчик i -го КА излучает сумму двух колебаний, находящихся в квадратуре. Помимо модуляции информационным кодом $E_i(t)$, одно из этих колебаний манипулировано P -сигналом, а другое - C/A -сигналом.

Для извлечения информационного кода $E_i(t)$ из C/A -сигнала необходимо выделить комплексную огибающую C/A -сигнала, содержащую сумму двух кодов - информационного и кода дальномерной фазовой манипуляции i -го космического аппарата $G_i(t)$. Эту операцию можно выполнить, например, с помощью схемы Костаса. При этом нужно подавить P -сигнал. Последнее сделать нетрудно, используя десятикратную разницу в ширине спектра P -сигнала и C/A -сигнала, а также учитывая то обстоятельство, что упомянутые сигналы находятся в квадратуре.

Для того, чтобы входной сигнал в схеме Костаса был захвачен следящей петлей, частота управляемого генератора не должна отличаться от несущей частоты входного сигнала более чем на значение полосы захвата f_3 . Поскольку $f_3 \approx 500 \text{ Гц}$, а неопределенность несущей частоты оценивается

величиной 10 кГц, слежению за частотой и фазой предшествует поиск по частоте. Число элементов поиска равно $104 \text{ Гц} / 500 \text{ Гц} = 20$. Продолжительность поиска не превышает 1 с.

После этого нужно сформировать код $G'_i(t)$, отличающийся от $G_i(t)$ только начальной фазой. Такой код можно сформировать, поскольку структура этого короткого кода (1023 элемента) известна.

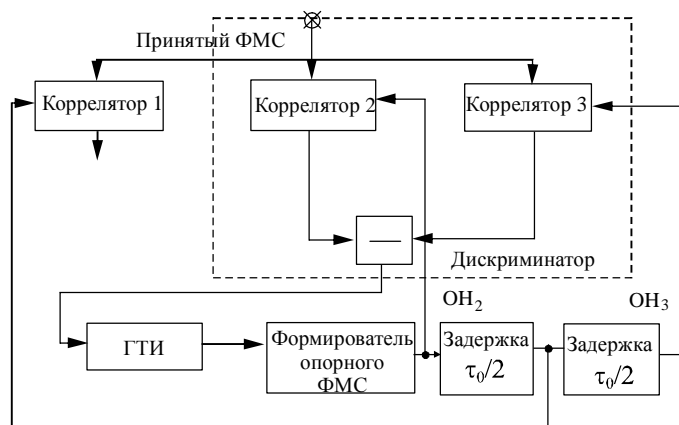
Далее нужно совместить код $G'_i(t)$ по времени с кодом $G_i(t)$ путем соответствующего поиска по времени (по задержке). Продолжительность поиска примерно равна длине кода, умноженной на длительность его периода:

$$t_{\text{поиска}} \approx 1023 \cdot 10^{-3} \text{ с} \approx 1 \text{ с}.$$

С учетом 20 элементов поиска по частоте общее время поиска составит 2 с.

По окончании поиска начинается автосопровождение принятого сигнала по частоте и задержке. Структуры устройств сопровождения по задержке в аппаратуре потребителей С/А-сигнала и Р-сигнала одинаковы, поэтому ограничимся представлением функциональной схемы в аппаратуре потребителей Р-сигнала (см. рис.3.32). На выходе первого коррелятора в этом устройстве присутствует информационный код $E_i(t)$, содержащий, в частности, информацию о слове *HOW* и Z-отсчете.

Теперь можно переходить к обработке закрытого сигнала.



Для измерения дальности до КА в аппаратуре потребителей производится корреляционная обработка принятого закрытого сигнала. Опорное напряжение для коррелятора формируется по той же схеме, что и на КА, т.е. генерируются две укороченные M -последовательности $x_1(t)$ и $x_2(t)$, которые затем суммируются по модулю 2 и результат проходит операцию засекречивания. Процедуры формирования различаются тем, что на КА генерируется периодический фазоманипулированный сигнал с началом периода в полночь (с воскресенья на понедельник), а в аппаратуре потребителей - фрагмент этого сигнала.

Последовательность $x_1(t)$ начинает формироваться с приходом очередного Z-отсчета. Последовательность $x_2(t)$ формируется, как и на КА, с задержкой, равной (см. формулу (3.18))

$$t_{3i} = 37 \cdot Z_i \cdot \tau_{02}.$$

В результате последовательность $x(t) = x_1(t) \oplus x_2(t)$ не отличается по структуре от аналогичной последовательности на борту КА. То же можно сказать о засекреченных последовательностях. Возможен небольшой временной сдвиг этих последовательностей, устраняемый применением поиска согласованного положения ОН. Признаком этого положения ОН является появление большого напряжения на выходе коррелятора, которое превосходит установленный порог.

После того как согласованное положение ОН найдено, включается устройство слежения ОН за комплексной амплитудой фазоманипулированного сигнала космического аппарата. Функциональная схема этого устройства представлена на рис.3.32.

Рис.3.32. Функциональная схема устройства слежения за временем прихода фазоманипулированного сигнала

Кодовая последовательность ФМС формируется в регистрах сдвига, синхронизируемых тактовыми импульсами. Следовательно, для перемещения ее вдоль оси времени нужно управлять фазой генератора тактовых импульсов (ГТИ). С этой целью целесообразно использовать устройство фазовой автоподстройки частоты ГТИ. Устройство на рис.3.32 обладает астатизмом первого порядка. Функции интегратора выполняет ГТИ.

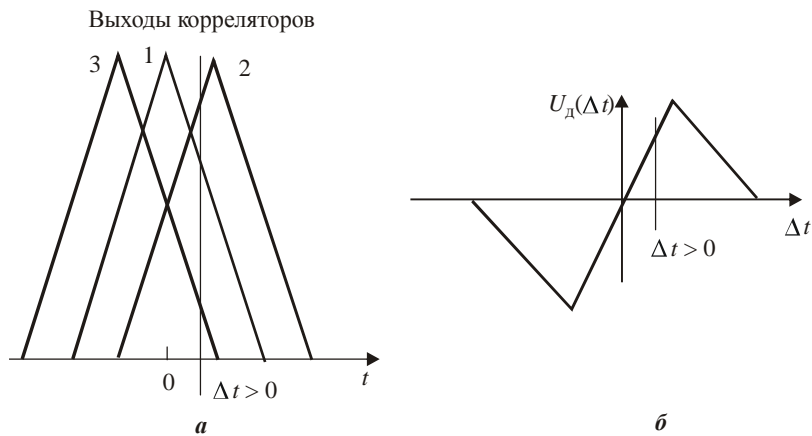


Рис.3.34. Выходные напряжения корреляторов (а) и дискриминационная характеристика (б)

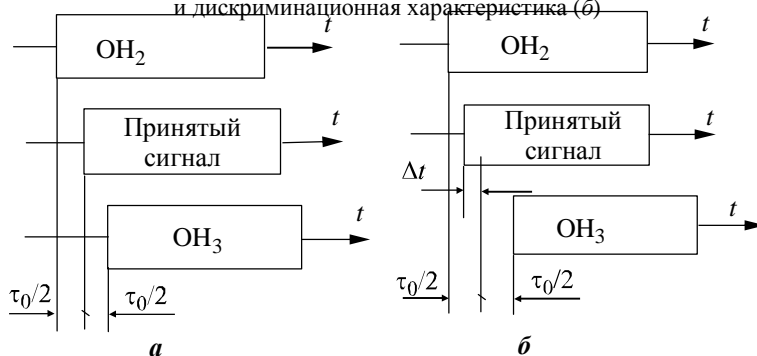


Рис.3.33. Взаимное расположение опорных напряжений:
а - $\Delta t = 0$; б - $\Delta t > 0$

В состав устройства слежения (см. рис.3.32) входят корреляторы 2 и 3. Коррелятор 1 предназначен для обеспечения работы иных узлов аппаратуры потребителей (устройства обнаружения, устройства измерения доплеровского смещения частоты). опорное напряжение для коррелятора 3 (OH_3) запаздывает на τ_{02} относительно OH_2 . Следовательно, если OH_3 запаздывает на $\frac{\tau_0}{2}$ относительно принятого сигнала КА, а OH_2 на столько же опережает принятый сигнал, то выходные напряжения корреляторов 2 и 3 одинаковы (рис.3.33,а). При этом напряжение на выходе дискриминатора следящего измерителя дальности (выход узла вычитания) равно нулю. При иных расположениях пары опорных напряжений OH_2 и OH_3 (рис.3.33,б) на выходе дискриминатора присутствует напряжение рассогласования $U_d(\Delta t)$, приводящее к изменению фазы ГТИ в нужную сторону.

Сказанное дополнительно поясняется на рис.3.34, на котором приведены приближенные зависимости выходных напряжений корреляторов и напряжения на выходе дискриминатора от временного рассогласования Δt . Определение Δt показано на рис.3.33,б.

Предположим, что в момент включения следящей системы $\Delta t > 0$. Тогда частота тактовых импульсов возрастает. Это вызовет уменьшение рассогласования. Величина рассогласования и изменение частоты ГТИ будут одновременно стремиться к нулю.

3.4.3. Дифференциальный режим спутниковой РНС

Дифференциальный режим спутниковой навигационной системы предназначен для уменьшения ошибок местоопределения РНС, работающей в стандартном режиме. В качестве примера приведем обеспечение посадки самолета на аэродром, не оборудованный средствами слепой посадки [24]. Отметим две составляющие ошибки определения высоты самолета: первая - это ошибка GPS в стандартном режиме, достигающая 10 м при использовании P-сигнала; вторая - ошибка, связанная с тем, что координаты любого объекта измеряются в системе с началом в центре Земли. Незнание рельефа земной поверхности в месте, где находится аэродром, может привести к еще большей погрешности.

Для радикального уменьшения ошибок местоопределения на аэродроме можно установить контрольно-корректирующую станцию (ККС), снабженную аппаратурой потребителя GPS (включая радиоприемник) и радиопередатчиком (рис.3.35). Координаты ККС точно известны (измерены геодезическими методами).

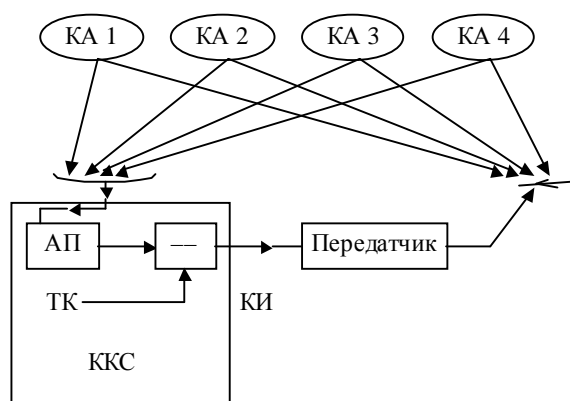


Рис.3.35. Структура дифференциальной GPS: АП - аппаратура потребителя; ТК - точные координаты ККС; КИ - корректирующая информация

В ККС принимаются сигналы космических аппаратов и по ним определяются "навигационные" координаты станции. Если ККС располагается вблизи трассы самолета, то погрешности "навигационных" координат совпадают с погрешностями местоопределения самолета по сигналам спутниковой РНС [24]. Эти погрешности определяются на ККС путем вычитания точных координат станции из "навигационных". Найденные таким путем погрешности передаются по радиолинии на самолет, где они вычитаются из координат самолета, измеренных с помощью GPS.

Для измерения навигационных координат в ККС нужно использовать те же КА, что и в аппаратуре пользователя.

В заключение отметим, что несколько лет назад распоряжением президента США снято ограничение на использование *P*-сигнала только специально допущенными потребителями [24]. При этом сделана оговорка, что подобное ограничение может быть введено повторно в случае обострения международной обстановки.

4. Основы радиуправления

4.1. Назначение, классификация, краткая характеристика систем радиуправления

Система управления подвижными объектами предназначена для вывода объекта в заданную точку пространства, на заданную траекторию или обеспечения встречи управляемого объекта с другим объектом. Для решения этих задач нужно располагать информацией о траекториях движущихся объектов и средствами воздействия на траекторию управляемого объекта. В системах радиуправления определение координат объектов и передача на управляемый объект корректирующих воздействий (команд) осуществляются с помощью радиосредств.

Системы и объекты радиуправления весьма разнообразны, например, управление посадкой самолета в условиях плохой видимости земной поверхности ("слепая" посадка), вывод на орбиту искусственного спутника Земли, автоматическая стыковка космических аппаратов, управление реактивными снарядами. Рассмотрим характеристики систем радиуправления на примере систем управления снарядами.

Основные задачи радиосредств в системах указанного типа:

- обнаружение цели и измерение ее текущих координат;
- измерение текущих координат снаряда;
- расчет траекторий цели и снаряда;
- выработка команд управления снарядом;
- выработка команды подрыва боевой части снаряда.

Различают три типа систем радиуправления:

- 1) командное радиуправление;
- 2) радиотеленаведение;
- 3) самонаведение.

Иногда системы двух первых типов объединяют в одну группу систем телеуправления (см., например, [18]) или рассматривают их как разновидности наведения с пункта управления. Системы, в которых используются два способа управления, называют комбинированными. В системах командного управления сбор информации о текущем положении цели и снаряда осуществляется в пункте управления (ПУ), где также вырабатываются команды управления, передаваемые по радиолинии на снаряд. В ПУ системы теленаведения определяются только текущие координаты цели. Требуемая траектория движения снаряда обозначается в пространстве с помощью радиолуча, формируемого в ПУ. Команды управления вырабатываются на снаряде в функции его отклонения от оси радиолуча. В системах самонаведения параметры движения цели относительно снаряда определяются с помощью РЛС на снаряде. Полученная информация используется для выработки команд управления.

Основные характеристики системы управления, определяющие ее эффективность:

- максимальная дальность поражения цели;
- точность наведения;
- вероятность поражения;
- темп стрельбы (скорострельность);
- помехоустойчивость;
- надежность;
- стоимость.

Максимальная дальность поражения определяется либо дальностью полета снаряда, либо дальностью действия радиолокационных средств системы. Точность наведения характеризуется среднеквадратическим значением минимального расстояния между снарядом и целью, называемого промахом. Вероятность поражения, часто определяемая при условии исправности системы, зависит как от промаха, так и от характеристик боевой части, взрывателя и свойств цели.

4.2. Методы наведения снарядов

Пусковую установку снаряда и точку встречи снаряда с целью можно соединить множеством кривых, каждая из которых может рассматриваться как возможная траектория снаряда. При выборе траектории и соответствующего ей метода наведения снаряда учитывают как тактические требования к системе (скорость и маневренные способности цели, требуемую дальность поражения и т.д.), так и ограничения, налагаемые на габаритно-весовые характеристики, стоимость системы управления. Лучшие тактические характеристики системы обеспечиваются в том случае, если траектории снаряда близки к прямолинейным.

С увеличением кривизны траектории снаряда (при одном и том же характере движения цели) возрастают требования к маневренным возможностям снаряда, удлиняется путь снаряда, растет время наведения. В то же время реализация траекторий, близких к прямолинейным, связана в некоторых случаях с усложнением аппаратуры системы. В данном пособии ограничимся рассмотрением двух методов наведения: метода накрытия цели и метода пропорционального сближения снаряда с целью [25]. Для характеристики движения цели и снаряда в пространстве достаточно рассмотреть проекции их траекторий на две взаимно перпендикулярные плоскости. Поскольку движения объектов в этих плоскостях описываются одинаковыми по структуре уравнениями, в дальнейшем рассмотрим управление в одной плоскости.

Метод наведения полностью определяет так называемую кинематическую траекторию снаряда, т.е. траекторию, которая получилась бы при идеальном выполнении принятого закона управления. Фактическая траектория снаряда отличается от кинематической вследствие инерционности системы управления, ограниченной маневренности снаряда и наличия случайных возмущений, действующих на снаряд и систему управления.

Метод накрытия цели. При идеальной реализации метода снаряд должен двигаться, оставаясь на линии ПУ - цель (рис.4.1). К достоинствам метода следует отнести невысокие требования к функциям радиосредств системы: для реализации метода достаточно измерения только угловых координат снаряда и цели. Разность угловых координат $\varphi = \varphi_{сн} - \varphi_{ц}$ представляет собой рассогласование в системе. Управляющая команда должна быть пропорциональна линейному смещению снаряда с линии ПУ - цель:

$$\Delta R = R_{сн} \cdot \varphi,$$

где $R_{сн}$ - расстояние снаряда от ПУ.

Для определения величины $R_{сн}$ здесь не используется дальномерный канал. Поскольку эта величина в данном случае может вводиться весьма грубо, то достаточно использовать временной механизм на снаряде, измеряющий время, прошедшее с момента пуска [26]. В результате $R_{сн} \approx V_{р.сн} \cdot t$, где $V_{р.сн}$ - расчетное значение скорости снаряда.

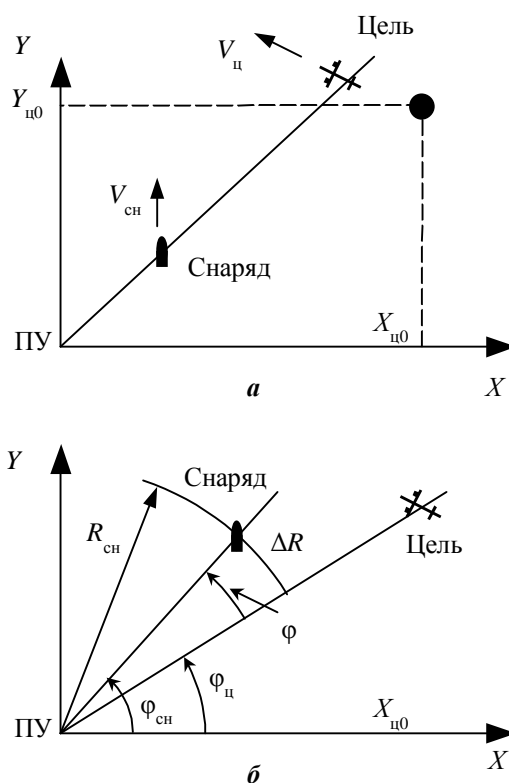


Рис.4.1. Иллюстрация наведения по методу накрытия цели:
 а - ошибка наведения отсутствует; б - ошибка наведения не равна нулю

Кинематическую траекторию снаряда можно построить графически. Построение траектории для частного случая $V_{сн} = \text{const}$, $V_{цx} = V_{ц} = \text{const}$, $V_{цy} = 0$ показано на рис.4.2.

Пусть ПУ расположен в начале координат. В момент пуска снаряда цель находится в точке M_0 . Траектория цели разбивается на ряд отрезков равной длины

$$M_0M_1 = M_1M_2 = \mathbf{K} = \Delta t V_{ц}.$$

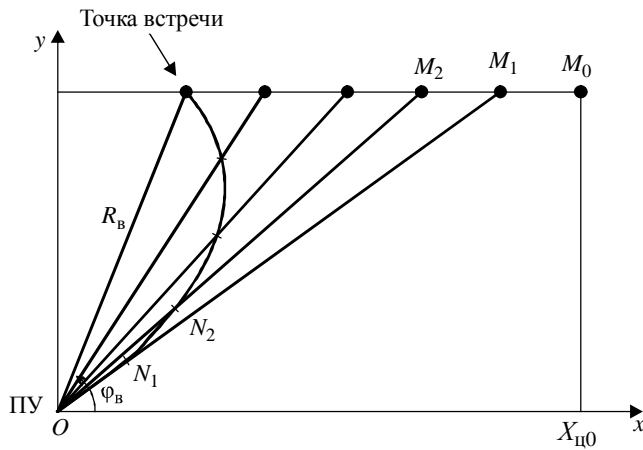


Рис.4.2. Графический способ построения кинематической траектории снаряда (метод накрытия цели)

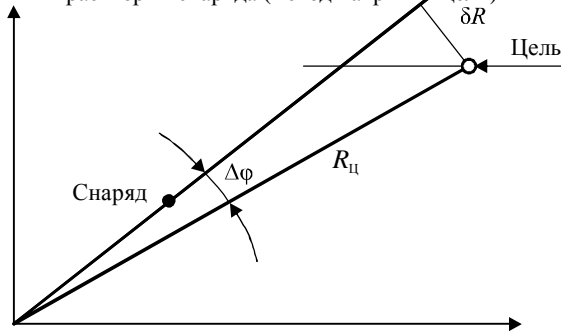


Рис.4.3. К расчету величины промаха

Концы отрезков соединяются с началом координат.

При $t = \Delta t$ снаряд находится на прямой OM_1 на расстоянии от начала координат

$$ON_1 = V_{\text{сн}} \Delta t .$$

При $t = 2\Delta t$ снаряд расположен в точке N_2 на прямой OM_2 , причем $N_1N_2 = V_{\text{сн}} \Delta t$.

Точка N_2 определяется как пересечение прямой OM_2 с дугой радиуса $V_{\text{сн}} \Delta t$ с центром в N_1 . Аналогично строятся другие точки траектории снаряда. На рис.4.2 иллюстрируется специфика рассматриваемого метода: даже при прямолинейном равномерном движении цели кривизна траектории снаряда оказывается весьма значительной. Иными словами, даже при стрельбе по маневрирующей цели снаряд должен развивать определенную поперечную перегрузку. Анализ кинематических траекторий в рассматриваемом случае [27] показал, что максимальная перегрузка снаряда выражается приближенными формулами

$$a_{\text{сн max}} \approx \frac{2V_{\text{ц}}V_{\text{сн}}}{R_{\text{в}}} \sin \varphi_{\text{в}} \quad \text{при} \quad \frac{V_{\text{ц}}}{V_{\text{сн}}} \leq 0,5 ;$$

$$a_{\text{сн max}} \approx \frac{4V_{\text{ц}}^2}{R_{\text{в}}} \sin \varphi_{\text{в}} \quad \text{при} \quad 0,5 \leq \frac{V_{\text{ц}}}{V_{\text{сн}}} \leq 1 ,$$

где $R_{\text{в}}$ и $\varphi_{\text{в}}$ - полярные координаты точки встречи. Например, при $V_{\text{ц}} = V_{\text{сн}} = 700$ м/с, $R_{\text{в}} = 30$ км, $\varphi_{\text{в}} = 30^\circ$ имеем $a_{\text{сн max}} \approx 33$ м/с². При стрельбе по маневрирующей цели требуемая перегрузка снаряда возрастает на величину перегрузки цели [27].

Промах при использовании данного метода наведения в значительной мере определяется ошибкой измерения угла между направлениями на цель и снаряд. Если эту ошибку обозначить $\Delta\varphi$, то нулевое рассогласование в системе управления будет иметь место, когда направления на цель и снаряд образуют угол $\Delta\varphi$ (рис.4.3). В этом случае снаряд наводится в точку, отстоящую от цели на расстояние $\delta R = R_{\text{ц}}\Delta\varphi$. В точке встречи $R_{\text{ц}} = R_{\text{в}}$. Следовательно, промах $h = R_{\text{в}}\Delta\varphi$.

Метод пропорционального сближения снаряда с целью.

На рис.4.4 представлены текущие положения цели и снаряда и векторы их скоростей. Линию снаряд - цель часто называют линией визирования. Введем неподвижную координатную ось OO' , относительно которой будем отсчитывать углы η и ξ . При использовании метода пропорционального сближения команда

управления должна приводить к вращению вектора скорости снаряда с угловой скоростью, выражаемой соотношением

$$\Omega_{V_{\text{сн}}} = \frac{d\xi}{dt} = K \frac{d\eta}{dt}, \quad (4.1)$$

т.е. угловая скорость поворота вектора скорости снаряда должна быть пропорциональна угловой скорости вращения линии визирования. Коэффициент пропорциональности (навигационная постоянная) $K > 1$. Оптимальное значение K находится в пределах от 4 до 6 [28]. Если цель не маневрирует, то при управлении

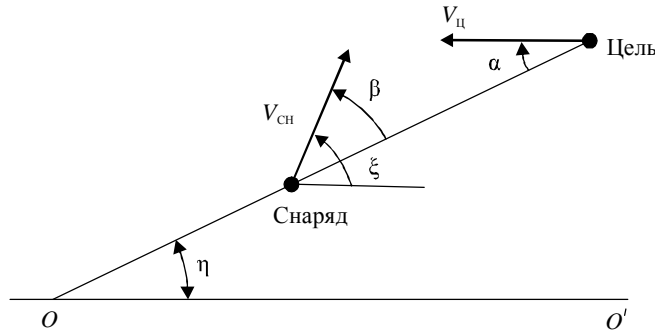


Рис.4.4. К описанию метода пропорционального сближения

снарядом в соответствии с (4.1) $\frac{d\eta}{dt} \rightarrow 0$.

Покажем справедливость данного утверждения. Для этого разложим скорости $V_{\text{ц}}$ и снаряда $V_{\text{сн}}$ на составляющие, параллельные линии визирования ($V_{\text{ц1}} = V_{\text{ц}} \cos \alpha$, $V_{\text{сн1}} = V_{\text{сн}} \cos \beta$) и перпендикулярные ей ($V_{\text{ц2}} = V_{\text{ц}} \sin \alpha$, $V_{\text{сн2}} = V_{\text{сн}} \sin \beta$). Сказанное иллюстрируется на рис.4.5, где r - текущее расстояние между снарядом и целью.

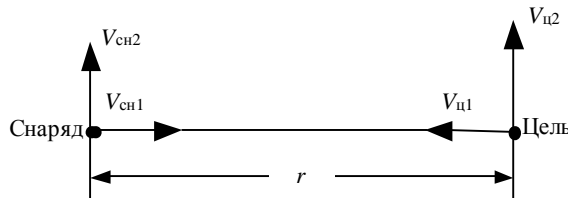


Рис.4.5. Компоненты скоростей цели и снаряда

Как следует из рисунка, угловая скорость линии визирования, обуславливаемая составляющим скоростей $V_{\text{ц2}}$ и $V_{\text{сн2}}$, равна

$$\frac{d\eta}{dt} = \frac{V_{\text{сн2}} \sin \beta - V_{\text{ц2}} \sin \alpha}{r}. \quad (4.2)$$

Если

$$V_{\text{ц2}} \sin \alpha > V_{\text{сн2}} \sin \beta, \quad (4.3)$$

величина $\frac{d\eta}{dt} > 0$ (линия визирования поворачивается против часовой стрелки). Следовательно, в соответствии с (4.1) вектор скорости снаряда поворачивается в ту же сторону со скоростью $\approx 5 \frac{d\eta}{dt}$. При этом угол β возрастает (см. рис.4.4), что приводит к уменьшению абсолютной величины разности $V_{\text{ц2}} \sin \alpha - V_{\text{сн2}} \sin \beta$ и, следовательно, к уменьшению угловой скорости $\frac{d\eta}{dt}$.

Этот процесс продолжается до тех пор, пока неравенство (4.3) не преобразуется в равенство

$$V_{\text{ц2}} \sin \alpha = V_{\text{сн2}} \sin \beta. \quad (4.4)$$

При этом

$$\frac{d\eta}{dt} = 0. \quad (4.5)$$

Отсутствие угловой скорости $\frac{d\eta}{dt}$ означает, что линия визирования движется поступательно, а снаряд и цель с составляющими скоростей $V_{сн1}$ и $V_{ц1}$ (при встречных курсах) движутся к точке встречи. Если $V_{сн} > V_{ц}$, что обычно имеет место, то и при стрельбе вдогон, когда снаряд и цель движутся в одну сторону (рис.4.6), встреча снаряда и цели обеспечена.

Возвращаясь к рис.4.5, предположим, что в отличие от (4.3)

$$V_{ц2} \sin \alpha < V_{сн2} \sin \beta. \quad (4.6)$$

Тогда $\frac{d\eta}{dt} < 0$ (линия визирования поворачивается по часовой стрелке). Значит, вектор скорости снаряда тоже поворачивается по часовой стрелке. При этом угол β уменьшается. Вследствие этого абсолютная величина разности $V_{сн} \sin \beta - V_{ц} \sin \alpha$ уменьшается до тех пор, пока неравенство (4.6) не превратится в равенство (4.4) и $\frac{d\eta}{dt} = 0$.

Таким образом, в любом случае независимо от знака разности $(V_{ц} \sin \alpha - V_{сн} \sin \beta)$

$$V_{ц} \sin \alpha - V_{сн} \sin \beta \rightarrow 0, \quad \text{т.е.} \quad \frac{d\eta}{dt} \rightarrow 0$$

при использовании правила (4.1).

Анализ процесса наведения снаряда на неманеврирующую цель позволяет сделать следующие выводы:

1) на начальном участке наведения снаряд совершает маневр для достижения соотношения (4.4);

2) в дальнейшем снаряд движется почти прямолинейно в точку встречи. Прямолинейное движение снаряда выгодно как с точки зрения достижения максимальной дальности полета, так и с точки зрения экономного расходования топлива. Сделанный вывод о почти прямолинейном движении снаряда связан с необходимостью парирования атмосферных возмущений, воздействующих на снаряд и цель, а также с погрешностями системы управления снарядом и маневром цели.

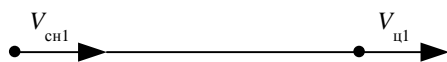


Рис.4.6. Положения скоростей $V_{сн1}$ и $V_{ц1}$ при стрельбе вдогон

Указанные факторы могут привести к промаху снаряда. Промахом называется наименьшее расстояние между снарядом и целью. Если промах не превышает допустимой величины $h_{доп}$, цель поражается полем осколков, образующихся при подрыве

боевой части (боевого заряда) снаряда.

Найдем связь промаха с ошибкой определения угловой скорости линии визирования Ω . Для этого введем понятие минимальной дальности системы управления снарядом (мертвой зоны). Мертвая зона r_{min} - это расстояние между снарядом и целью, начиная с которого движение снаряда можно считать неуправляемым. Появление мертвой зоны связано с инерционностью системы управления, которую можно характеризовать временем запаздывания τ_3 . Рассогласование, появившееся на входе системы за время τ_3 до встречи снаряда с целью, не будет отработано.

Мертвую зону можно выразить как

$$r_{min} = (V_{ц1} + V_{сн1}) \tau_3 = V_1 \tau_3. \quad (4.7)$$

Предположим, что в какой-либо точке траектории снаряда при дальности до цели, равной r , появляется ошибка измерения скорости линии визирования $\Delta\left(\frac{d\eta}{dt}\right) = \Omega$, т.е. $\frac{d\eta}{dt}_{изм} = \frac{d\eta}{dt} + \Omega$. Это приводит к тому, что нулевое рассогласование в системе имеет место, когда $\frac{d\eta}{dt} = -\Omega$. При этом в соответствии с (4.2) $V_{ц2} - V_{сн2} = \Omega r$. Если ошибка Ω появляется незадолго до подхода снаряда к мертвой зоне, то

$$V_{ц2} - V_{сн2} = \Omega r_{min}. \quad (4.8)$$

Считая с этого момента времени снаряд неуправляемым, примем, что вектор скорости его не изменяет своей величины. Время, затрачиваемое на сближение с целью, равно

$$\tau_3 = \frac{r_{\min}}{V_{\text{сн}} \cos \beta + V_{\text{ц}} \cos \alpha} = \frac{r_{\min}}{V_{\text{сн1}} + V_{\text{ц1}}}, \quad (4.9)$$

поскольку знаменатель (4.9) представляет собой скорость сближения снаряда и цели. В течение времени τ_3 снаряд и цель разойдутся на расстояние, равное промаху $h = \tau_3 (V_{\text{сн2}} - V_{\text{ц2}})$.

С учетом формул (4.8) и (4.9) получим выражение для промаха:

$$h = \frac{\Omega r_{\min}^2}{V_{\text{сн1}} + V_{\text{ц1}}}. \quad (4.10)$$

Из (4.10) можно определить промах при заданной величине Ω или допустимое значение Ω при заданных промахе и других величинах в этой формуле.

Рассчитаем в качестве примера допустимое значение $\Omega_{\text{доп}}$, если $h_{\text{доп}} = 10$ м, $r_{\min} = 1$ км и скорость сближения $V_{\text{сн1}} + V_{\text{ц1}} = 1$ км/с:

$$\Omega_{\text{доп}} = \frac{h_{\text{доп}} (V_{\text{сн1}} + V_{\text{ц1}})}{r_{\min}^2} = \frac{10 \text{ м} \cdot 10^3 \frac{\text{м}}{\text{с}}}{10^6 \text{ м}^2} \approx 0,6 \text{ град/с}.$$

Если цель маневрирует, то для поддержания приближенного равенства $\frac{d\eta}{dt} \approx 0$ снаряд тоже должен маневрировать. При этом возможно некоторое увеличение промаха.

4.3. Радиотеленаведение

Принцип радиотеленаведения рассмотрим на примере системы, в которой снаряды наводятся методом накрытия цели. Предположим, что с помощью РЛС с коническим сканированием в пункте управления осуществляется точное угловое сопровождение цели (рис.4.7). В хвостовой части снаряда имеется приемник сигналов РЛС. Если снаряд находится на равносигнальной линии луча РЛС, амплитудная модуляция принятого сигнала отсутствует. При отклонении снаряда от равносигнальной линии на угол φ принятый сигнал оказывается амплитудно-модулированным. Частота модуляции равна частоте сканирования $f_{\text{ск}}$, а глубина модуляции и фаза огибающей зависят от величины и направления смещения снаряда. Управляя снарядом так, чтобы устранить модуляцию принятого сигнала, можно осуществить наведение снаряда методом накрытия цели. При этом снаряд будет находиться на равносигнальной линии, соединяющей РЛС в пункте управления и цель.

Структура амплитудной модуляции сигнала $U_{\text{сн}}(t)$, принятого антенной на снаряде, весьма сходна с отраженным сигналом цели на входе приемника сканирующей РЛС. Временную зависимость этой части сигнала можно описать выражением

$$U_{\text{сн}}(t) = U_m [1 + 0,55\mu\varphi \cos(\Omega_{\text{ск}}t - \Psi)] \cos \omega_0 t, \quad (4.11)$$

где U_m - значение амплитуды, которое имело бы место при нахождении снаряда на РСЛ сканирующего луча; $\mu = \frac{1,5}{\theta}$; θ - ширина сканирующего луча; $\Omega_{\text{ск}} = 2\pi f_{\text{ск}}$; $\omega_0 = 2\pi f_0$; f_0 - несущая частота; $f_{\text{ск}}$ - частота сканирования, в Гц; Ψ - направление отклонения снаряда.

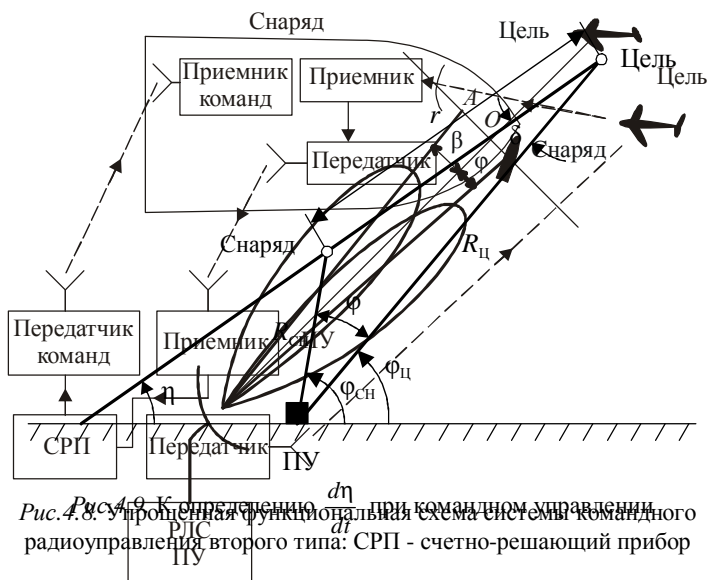


Рис.4.7. Радиотеленавждение снаряда

Рис.4.8. Упрошенная функциональная схема системы командного радиоуправления второго типа: СРП - счетно-решающий прибор

4.4. Командное радиоуправление

Характерным признаком систем командного управления является передача на снаряд сформированных в ПУ команд. Различают две разновидности командных систем: системы командного радиоуправления первого и второго типов [25, 28]. В системах первого типа визирование цели и снаряда осуществляется с помощью РЛС, находящихся в пункте управления. В системах второго типа (рис.4.8) цель визируется с помощью РЛС на снаряде. Измеренные координаты цели относительно снаряда поступают в ПУ, где вырабатываются команды управления и передаются на снаряд.

Рассмотрим системы командного управления *первого типа*. При командном управлении можно использовать различные методы наведения, в том числе метод накрытия цели и метод пропорционального сближения. Выясним, какие данные о цели и снаряде нужно иметь в ПУ при наведении по методу пропорционального сближения. Примем, что ПУ неподвижен, тогда согласно рис.4.9 запишем выражение угла η , определяющего текущее положение линии визирования: $\eta = \varphi_{ц} - \delta$. Угол δ найдем из треугольника ПУ - снаряд - цель.

$$\frac{R_{сн}}{R_{ц}} = \frac{\sin \delta}{\sin(\pi - \varphi - \delta)} = \frac{\sin \delta}{\sin \varphi \cos \delta + \sin \delta \cos \varphi},$$

где $\varphi = \varphi_{сн} - \varphi_{ц}$.
Отсюда

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R_{сн} \sin \varphi}{R_{ц} - R_{сн} \cos \varphi}$$

и

$$\eta = \varphi_{ц} - \operatorname{arctg} \delta \cdot \frac{R_{сн} \sin \varphi}{R_{ц} - R_{сн} \cos \varphi}. \quad (4.12)$$

Продифференцировав (4.12), можно получить значение угловой скорости линии визирования. Таким образом, для реализации метода пропорционального сближения необходимо измерять дальности и угловые координаты снаряда и цели.

Определим зависимость промаха от ошибки угловых измерений. Поскольку угловое положение цели относительно снаряда измеряется с погрешностью

$$\Delta \varphi = \Delta \varphi_{сн} - \Delta \varphi_{ц},$$

где $\Delta \varphi_{сн}$ и $\Delta \varphi_{ц}$ - ошибки измерения угловых координат снаряда и цели в радианах, взаимное положение цели и снаряда в районе точки встречи определяется с погрешностью

$$\Delta = \Delta\varphi \cdot R_B, \quad (4.13)$$

где R_B - удаление точки встречи от ПУ.

Следовательно, трудно ожидать, что промах будет меньше погрешности Δ . Такой же результат можно получить, непосредственно анализируя выражение (4.12).

Выражение (4.13) оказывается характерным для всех методов наведения снарядов при визировании цели с ПУ и позволяет сделать следующие выводы:

1) для получения малого значения промаха измерение угловых координат снаряда и цели (точнее, угла между направлениями на снаряд и цель) в системах командного управления первого типа должно выполняться с высокой точностью. Например, при допустимых значениях промаха 10 м и дальности точки встречи 30 км

$$\Delta\varphi_{\text{доп}} = \frac{h_{\text{доп}}}{R_B} = 0,02^\circ;$$

2) дальность действия систем командного управления первого типа может ограничиваться допустимым промахом.

Состав радиотехнических средств системы командного радиоуправления первого типа представлен на рис.4.10 [25]. Из РЛС обзора в РЛС цели поступают грубые значения координат объекта, подлежащего обстрелу. В РЛС цели осуществляется сопровождение цели, в результате чего на выходе имеются точные значения текущей дальности $R_{ц}$ и двух угловых координат $\varphi_{ц1}$ и $\varphi_{ц2}$. В РЛС снарядов измеряются их дальности и угловые координаты - $R_{сi}$, φ_{jci} . Индекс "i" определяет номер снаряда, если по цели проводится

стрельба двумя снарядами; индекс $j = 1, 2$ определяет одну из двух текущих угловых координат каждого снаряда. Снаряды визируются по сигналам установленных на них ответчиков, которые ретранслируют зондирующий сигнал РЛС. Установка ответчиков на снарядах преследует две цели:

1) экономию энергетического потенциала РЛС;

2) возможность опознавания снарядов по ответным сигналам. Для этого сигналы ответчиков различаются значением какого-либо параметра.

Координаты цели и снарядов поступают в СРП, где вырабатываются значения составляющих угловой скорости линии визирования в двух взаимно перпендикулярных плоскостях и соответствующие команды управления K_{mi} . Индекс $m = 1, 2$ определяет номер команды. Последние по многоканальной радиолинии передачи команд (РПК) передаются на снаряды. Для передачи команд на каждый снаряд используются определенные каналы общей радиолинии.

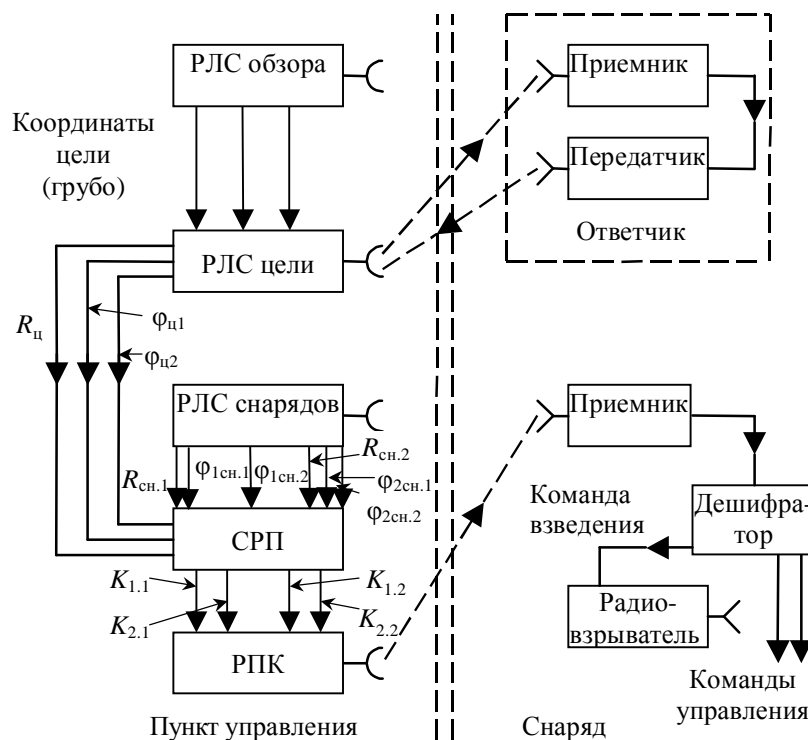


Рис.4.10. Состав радиотехнических средств системы командного радиоуправления первого типа

Отметим, что для визирования цели и снарядов в тех случаях, когда значения углов $\varphi_{сн} - \varphi_{ц}$ при наведении не очень велики, можно использовать одну РЛС [25, 26] и пачечный метод измерения угловых координат, позволяющий с помощью одной антенны определять угловые координаты (в одной плоскости) нескольких объектов [19].

4.5. Самонаведение

Рассмотрим системы самонаведения, в которых используется метод пропорционального сближения. Этот метод при самонаведении реализуется значительно более простыми средствами, чем в командных системах. В головной части снаряда находится РЛС углового сопровождения цели, называемая обычно радиолокационной головкой самонаведения (РГСН). Допустим, что антенна РГСН установлена на гиросtabilизированной платформе. В этом случае можно измерить угловые координаты цели в неподвижной системе координат. Для углового сопровождения цели применяют астатическую следящую систему. Напряжение на входе последнего интегратора (если не учитывать ошибку переходного процесса и ошибки, вызванные случайными возмущениями) пропорционально производной измеряемого угла.

В данном случае измеряется угловое положение линии визирования η (рис.4.11), поэтому входное

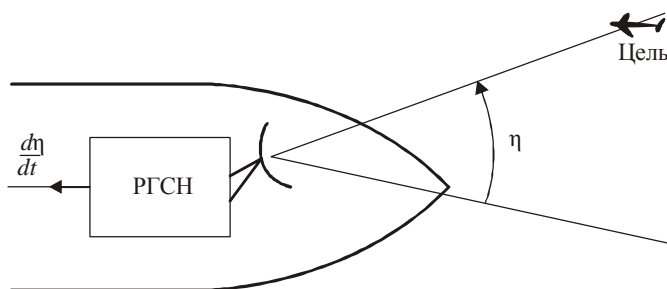


Рис.4.11. Определение угловой скорости линии визирования с помощью РГСН

напряжение интегратора системы углового сопровождения $U_{вх\text{ инт}} = m \frac{d\eta}{dt}$ можно использовать для формирования команды управления. Таким образом, основная функция РГСН - определение составляющих угловой скорости линии визирования цели - выполняется в процессе углового сопровождения цели.

В зависимости от местонахождения источника энергии, за счет которой образуется отраженный целью сигнал, различают активные, полуактивные и пассивные системы самонаведения [25]. В активных системах наведения РГСН представляет собой активную РЛС, т.е. передатчик находится на борту снаряда. В полуактивных системах передатчик, облучающий цель, находится в пункте управления, а РГСН представляет собой приемную часть РЛС. Пассивные системы самонаведения не содержат источник энергии, они наводятся на радиоизлучение цели. Наибольшей простотой отличаются пассивные системы, однако активные и полуактивные системы более универсальны, так как возможности их использования не ограничиваются наведением на цели, на которых имеется работающая радиоаппаратура.

Сравнивая активные и полуактивные системы самонаведения, следует отметить достоинство активной системы, которое заключается в ее большей автономности. После выстрела ПУ не участвует в наведении снаряда. В то же время передатчик в ПУ полуактивной системы (передатчик подсвета цели) используется вплоть до момента встречи снаряда с целью. Однако активные системы имеют по сравнению с полуактивными больший вес бортовой аппаратуры и значительно меньшую дальность действия, если самонаведение начинается сразу после старта снаряда. Последнее объясняется большим энергетическим потенциалом системы полуактивного самонаведения вследствие использования более мощного передатчика и антенны с большим коэффициентом усиления в пункте управления. Отношение дальностей действия при полуактивном и активном самонаведении со старта равно

$$\frac{R_{\max.\text{па}}}{R_{\max.\text{а}}} = 4 \sqrt{\frac{P_{\text{ПУ}} G_{\text{ПУ}}}{P_{\text{сн}} G_{\text{сн}}}}, \quad (4.14)$$

где $P_{\text{ПУ}}$, $G_{\text{ПУ}}$ - мощность передатчика подсвета цели и коэффициент усиления передающей антенны в ПУ; $P_{\text{сн}}$, $G_{\text{сн}}$ - аналогичные параметры активной РГСН на снаряде.

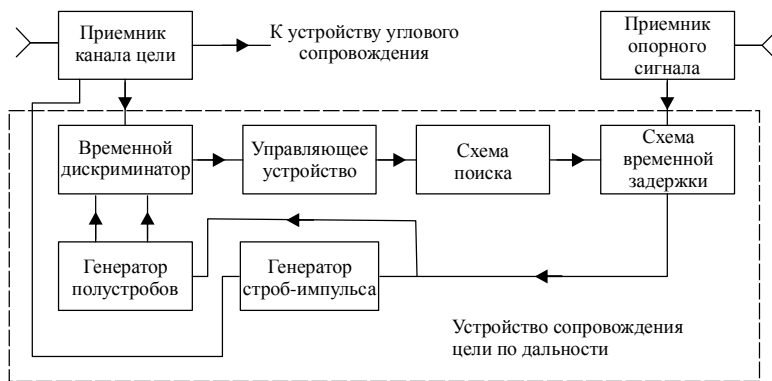


Рис.4.12. Блок-схема импульсной РГСН с устройством сопровождения цели по дальности

Параметры, отсутствующие в (4.14), приняты одинаковыми в обеих системах. Для оценки порядка отношения (4.14) воспользуемся примером, приведенным в [27], где принято $\frac{P_{\text{ПУ}}}{P_{\text{сн}}} = 30$, $\frac{G_{\text{ПУ}}}{G_{\text{сн}}} = 60$. В этом случае $\frac{R_{\text{max.па}}}{R_{\text{max.а}}} \approx 6,5$.

В работе систем самонаведения перечисленных типов (а также в устройстве бортовой аппаратуры, если не считать передатчик активной РГСН) нет существенных различий. Поэтому последующий материал данного параграфа в равной степени может служить для характеристики систем всех типов, хотя приводятся конкретные схемы, относящиеся к устройствам полуактивного самонаведения.

Одна из особенностей РГСН заключается в необходимости измерения угловых скоростей линии визирования цели в неподвижной системе координат, развязанной относительно осей снаряда. Для создания такой системы координат можно с помощью гироскопических устройств стабилизировать положение антенны РГСН в пространстве или при нестабилизированной антенне исключать составляющие угловой скорости вращения снаряда путем их измерения с помощью гиродатчиков и вычитания из выходных данных РГСН. Устройства стабилизации в свою очередь подразделяют на два вида: устройства силовой и косвенной стабилизации [29].

В устройствах первого вида антенна монтируется на гиropлатформе; в устройствах второго вида она устанавливается на корпусе снаряда, при этом зеркало антенны с помощью гироскопических датчиков и специальных приводов удерживается в фиксированном положении независимо от эволюций и колебаний снаряда.

Как отмечалось выше, главная функция РГСН - определение угловой скорости линии визирования - выполняется посредством углового сопровождения цели. Для точного измерения $\frac{d\eta}{dt}$ следует по возможности ограничивать попадание помех в канал углового сопровождения. К помехам относятся собственный шум приемника, сигналы от других объектов, организованные помехи. Одной из эффективных мер уменьшения помех является частотная и временная избирательность приемника РГСН. Конкретизируем это положение для двух разновидностей систем самонаведения: с импульсным и непрерывным зондирующими сигналами.

Для реализации максимально возможной временной избирательности в состав РГСН, работающей с импульсным сигналом, включается устройство сопровождения цели по дальности. Эта мера позволяет открывать приемник только на время прохождения импульса цели. Блок-схема устройства, представляющего собой автодальномер с расщепленным стробом, приведена на рис.4.12 [26]. Для запуска схемы временной задержки стробирующих импульсов используются импульсы передатчика подсвета, принятые специальным приемником, расположенным в хвостовой части снаряда. Эти импульсы практически всегда опережают сигналы от цели, так как их запаздывание относительно момента излучения t_{31} меньше запаздывания отраженных сигналов:

$$t_{31} = \frac{R_{(\text{ПУ} - \text{снаряд})}}{c} \leq t_{3\text{ц}} = \frac{R_{(\text{ПУ} - \text{цель})}}{c} + \frac{R_{(\text{цель} - \text{снаряд})}}{c}.$$

Строб-импульс, отпирающий приемник, совпадает с полустробами дальномера.

Высокая степень помехоустойчивости РГСН, работающих с непрерывным излучением, достигается посредством частотной селекции сигналов в приемном устройстве. Для согласования приемника с сигналом цели полоса пропускания тракта должна быть весьма узкой: на один-два порядка меньше диапазона возможных доплеровских сдвигов сигнала цели. Для обеспечения работы узкополосного тракта в этих условиях необходимо сопровождение сигнала цели по доплеровской частоте (по скорости). Устройство сопровождения цели по скорости в РГСН представлено на рис.4.13 [26]. Прием сигнала передатчика подсвета позволяет не предъявлять высоких требований к стабильности частоты гетеродина РГСН.

Частота сигнала цели в УПЧ1 равна

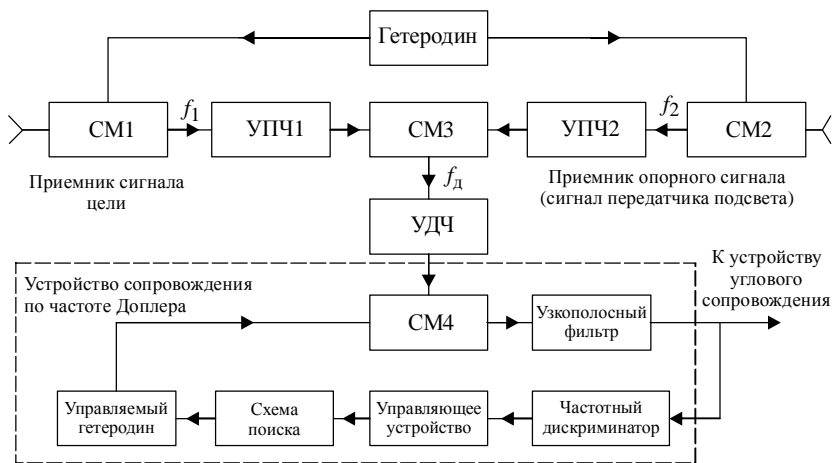


Рис.4.13. Блок-схема РГСН с сопровождением цели по частоте Доплера

$$f_1 = f_0 + f_{д.ц} + f_{д.ц.сн} - f_{г.}$$

Частота опорного сигнала в УПЧ2

$$f_2 = f_0 + f_{д.сн} - f_{г.}$$

где f_0 - частота зондирующего сигнала; $f_{г.}$ - частота гетеродинирующего напряжения; $f_{д.ц}$, $f_{д.ц.сн}$, $f_{д.сн}$ - доплеровские смещения частоты, вызванные соответственно движением цели относительно ПУ, сближением снаряда с целью и движением снаряда относительно ПУ.

Частота сигнала после смесителя (СМ3) равна

$$f_{д} = f_1 - f_2 = f_{д.ц} + f_{д.ц.сн} - f_{д.сн}.$$

После прохождения усилителя доплеровских частот сигнал преобразуется на постоянную частоту, равную частоте настройки узкополосного фильтра. Для этого частота управляемого генератора должна быть равна сумме доплеровского смещения частоты $f_{д}$ и частоты настройки фильтра. Системы автосопровождения цели по дальности и скорости в РГСН часто называют автоселекторами [13, 19], подчеркивая этим, что основным назначением устройств является не измерение параметров сигнала, а селекция сигнала на фоне помех.

4.6. Сравнение способов радиоуправления

Сравним вначале системы командного радиоуправления и радиотеленавещения. Первые, обладая большей гибкостью, позволяют выполнять наведение как методом накрытия цели, так и методом пропорционального сближения. При использовании теленавещения метод пропорционального сближения не реализуем. Системы теленавещения отличаются простотой аппаратуры в пункте управления (здесь отсутствуют каналы визирования снарядов и радиопередатчик команд).

Сравнив системы командного управления первого типа и самонавещения, отметим достоинства систем обоих типов. Основные преимущества систем командного управления заключаются в простоте оборудования снаряда (ответчик, приемник и дешифратор команд проще, чем головка самонавещения), больших возможностях обработки сигналов в наземной аппаратуре, увеличении дальности обнаружения цели. Немаловажную роль играет наличие в системе командного управления человека-оператора, который может участвовать в выборе цели в сложной обстановке и даже вмешиваться в процесс управления снарядом. Преимущество в дальности обнаружения цели определяется большими размерами приемной антенны радиолокатора командной системы, более высокой чувствительностью приемника, лучшими характеристиками устройств обработки сигнала цели в сравнении с аналогичными параметрами самонавещения. Однако чтобы полностью использовать дальность обнаружения цели в командных системах, необходимо иметь очень высокую точность угловых измерений. Часто дальность поражения цели определяется не энергетикой РЛС, а достигнутой точностью измерения угловых координат цели и снаряда. Основным преимуществом систем самонавещения является высокая точность наведения снаряда, не зависящая от дальности точки встречи. Кроме того, для использования метода пропорционального сближения в системах самонавещения нет необходимости в измерении дальности цели.

Системы командного управления второго типа имеют много общего с системами самонаведения [20], поскольку визирование цели в обоих случаях осуществляется с помощью бортовой аппаратуры. Поэтому погрешности наведения снарядов в командных системах этого типа не зависят от дальности точки встречи, и для реализации метода пропорционального сближения не нужно измерять дальность до цели. Вместе с тем системы данного типа обладают многими преимуществами командных систем. В частности, для обработки сигнала цели, ретранслированного со снаряда, в наземной аппаратуре применяются весьма эффективные устройства. Человек-оператор может контролировать процесс наведения снарядов.

Литература

1. **Астафьев Г.П., Грачев В.В., Кульчий А.С.** Радиотехнические средства воздушной навигации. - Л.: Академия гражданской авиации, 1971.
2. **Scolnik M.I.** Introduction to Radar Systems. - 3rd edn. - New York, McGraw-Hill, 2001.
3. **Тепляков И.М.** Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. - М.: МИЭТ, 2003.
4. **Галкин В.А.** Цифровая мобильная радиосвязь. - М.: Горячая линия-телеком, 2007.
5. **Nezlin D.V.** Bistatic Radar / **Ed. M.I. Cherniakov.** - Part 1: Radar Principles. - England, John Wiley and Sons, Ltd, 2007.
6. **Nathanson F.E.** Radar Design Principles - 2nd edn. - New York, McGraw-Hill, 1990.
7. **Blake L.V.** Prediction of radar range // In Radar Handbook / **Ed. M.I. Scolnik.** - 2nd edn. - New York, McGraw-Hill, 1990.
8. **Бакулев П.А., Вейцель В.А.** Задачник по курсу "Теоретические основы радиолокационных систем". - М.: Радио и связь, 1996.
9. **Бартон Д.К.** Простая методика расчета характеристик обнаружения целей и дальности действия РЛС // Зарубежная радиоэлектроника. - 1970. - № 5. - С. 3 - 16.
10. **O'Hara F.J., Moore G.M.** A high Performance CW Receiver using Feed-Thru nulling // Microwave Journal. - 1963. - Vol. 6.
11. **Бакулев П.А., Сосновский А.А.** Радиолокационные и радионавигационные системы. - М.: Радио и связь, 1994.
12. **Бартон Д.К., Вард Х.Р.** Справочник по радиолокационным измерениям. - М.: Сов. радио, 1969.
13. **Бартон Д.К.** Анализ радиолокационных систем. - М.: Воениздат, 1967.
14. **Howard D.D.** Tracking Radar // In Radar Handbook / **Ed. M.I. Scolnik.** - 2nd edn. - New York, McGraw-Hill, 1990.
15. **Монзинго Р.А., Миллер Т.В.** Адаптивные антенные решетки. - М.: Радио и связь, 1985.
16. **Frost O.L.** An algorithm for linearly constrained adaptive array processing // Proceeding of the IEEE. - 1972. - Vol. 60.
17. **Djigan V.I.** Adaptive antenna arrays // In Bistatic Radar: part 1 / **Ed. M.C. Cherniakov.** - England, John Wiley and Sons, 2007.
18. **Дудко Г.К., Новокшанов М.Н., Соломяный В.П.** Авиационные навигационные устройства и системы. - Киев: Киевское высшее инженерно-авиационное военное училище ВВС, 1969.
19. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / **Под ред. Ю.М. Казаринова.** - М.: Сов. радио, 1975.
20. **Астафьев Г.П., Грачев В.В., Кульчий А.С.** Радиотехнические средства воздушной навигации: Раздел 2. - Л.: Академия гражданской авиации, 1972.
21. **Астафьев Г.П., Грачев В.В., Кульчий А.С., Пирожников П.И.** Радиотехнические средства воздушной навигации: Раздел 3. - Л.: Академия гражданской авиации, 1974.
22. **Beck G.E.** Navigation systems. - New York, 1971.
23. **Колчинский В.Е., Мандуровский И.А., Константиновский М.И.** Доплеровские устройства и системы навигации. - М.: Сов. радио, 1975.
24. **Шебшаевич В.А.** Глобальные спутниковые системы навигации. - М.: Радио и связь, 2007.
25. Основы радиоуправления / **Под ред. В.А. Вейцеля и В.Н. Тупугина.** - М.: Сов. радио, 1973.
26. **Максимов М.В., Горгонов Г.И.** Радиоуправление ракетами. - М.: Сов. радио, 1964.
27. **Гуткин Л.С.** Принципы радиоуправления беспилотными объектами. - М.: Сов. радио, 1959.
28. **Гуткин Л.С., Борисов Ю.П., Валуев А.А.** Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами. - М.: Сов. радио, 1968.
29. **Дымова А.И., Альбац М.Е., Бонч-Бруевич А.М.** Радиотехнические системы. - М.: Сов. радио, 1975.

Оглавление

Введение	3
1. Дальность действия радиотехнических систем	5
1.1. Классификация радиосистем	5
1.2. Дальность действия радиосистем с односторонним распространением сигналов	6
1.3. Радиосистемы с двусторонним распространением сигналов	7
1.3.1. Дальность действия активных и полупассивных радиолокационных систем в свободном пространстве	8
1.3.2. Дальность действия активных радиолокационных систем с активным ответом	10
1.4. Затухание радиоволн в атмосфере	12
1.5. Максимальная дальность действия радиолокатора. Ограничение дальностью прямой видимости	15
1.6. Влияние отражений от земной поверхности на дальность действия радиосистем.	18
1.7. Эффективная площадь рассеяния радиолокационной цели. Примеры ЭПР различных объектов	22
2. Радиолокационные системы	27
2.1. Основные характеристики радиолокационных систем	27
2.2. Разрешающая способность радиолокатора	31
2.3. Обнаружение сигналов	35
2.3.1. Метод Бартона расчета требуемого отношения сигнал/шум	41
2.3.2. Параллельный и последовательный радиолокационный обзор	46
2.4. Импульсные радиолокационные системы	50
2.5. Радиолокационные системы с непрерывным излучением	53
2.5.1. Радиолокаторы с немодулированной несущей частотой	54
2.5.2. РЛС НИ с линейной частотной модуляцией	59
2.6. Следящие измерители координат цели	66
2.6.1. Структура следящих измерителей	66
2.6.2. Цифровые следящие устройства	69
2.6.3. Цифровые следящие системы с астатизмом первого порядка	70
2.6.4. Цифровые следящие системы с астатизмом второго порядка	75
2.6.5. Основные ошибки в радиолокаторах сопровождения цели	78
2.6.6. Устройства углового сопровождения цели	83
2.6.7. Суммарно-разностное моноимпульсное устройство с фазовым сравнением сигналов	84
2.6.8. Устройство с коническим сканированием ДН антенны	89
2.6.9. Угломер с квадрантным сканированием	92
2.7. Следящие измерители дальности и скорости целей.	96
2.8. Радиолокатор с синтезированной антенной	101
2.8.1. Модель РСА в виде ФАР	103
2.8.2. Обработка сигналов в РСА	106
2.8.3. Модель РСА в виде устройства согласованной фильтрации ЛЧМ-сигнала	108
2.9. Помехозащищенность РЛС	113
2.9.1. Индикатор движущихся целей и обнаружитель движущихся целей	116
2.9.2. Адаптивные антенные решетки	124
3. Радионавигационные устройства и системы	128
3.1. Назначение радионавигационных систем	128
3.2. Неавтономные радионавигационные системы	129
3.2.1. Угломерные радионавигационные системы	131
3.2.2. Дальномерные радионавигационные системы	133
3.2.3. Угломерно-дальномерные радионавигационные системы	134
3.2.4. Разностно-дальномерные радионавигационные системы	136
3.3. Автономные радионавигационные системы	146
3.3.1. Радиовысотомеры	146
3.3.2. Доплеровские измерители вектора путевой скорости	154
3.3.3. Бортовые радиолокационные станции обзора земной поверхности	165
3.4. Спутниковые радионавигационные системы	166
3.4.1. Построение и работа спутниковых РНС	166
3.4.2. Принципы построения аппаратуры потребителей	173
3.4.3. Дифференциальный режим спутниковой РНС	177
4. Основы радиоуправления	179

4.1. Назначение, классификация, краткая характеристика систем радиуправления.....	179
4.2. Методы наведения снарядов.....	180
4.3. Радиотеленаведение	189
4.4. Командное радиуправление.....	190
4.5. Самонаведение.....	194
4.6. Сравнение способов радиуправления	199

Литература