

ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Г. Б. БЕЛОЦЕРКОВСКИЙ



ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

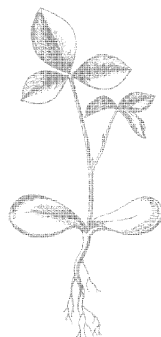
Г. Б. БЕЛОЦЕРКОВСКИЙ

ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования СССР в качестве учебника
для радиотехнических специальностей техникумов



МОСКВА «СОВЕТСКОЕ РАДИО» 1975



Scan AAW

6Ф2.4

Б43

УДК 621.396

Белоцерковский Г. Б.

**Б43 Основы радиолокации и радиолокационные
устройства. М., «Сов. радио», 1975.**

336 с. с ил.

Книга является учебником для техникумов по курсу «Основы радиолокации и радиолокационные устройства». В ней изложены принципы радиолокации. Большое внимание уделяется обработке радиолокационных сигналов, в частности применению сложных сигналов. Рассматриваются структура РЛС, выходные устройства, изучаются особенности наземных, судовых и авиационных РЛС.

Книга полезна не только учащимся техникумов, но и студентам вузов и инженерам, работающим в области радиолокации.

Б $\frac{30402-072}{046(01)-75}$ 95-75

6Ф2.4.

Р е ц е н з е н т ы

Д-р техн. наук, проф. *А. А. Коростелев*, преподаватель Московского радиомеханического техникума *А. А. Немец*.

**Редакция литературы по вопросам
космической радиоэлектроники**

Б $\frac{30402-072}{046(01)-75}$ 95-75

© Издательство «Советское радио», 1975 г.

Предисловие

Книга является учебником для техникумов по курсу «Основы радиолокации и радиолокационные устройства».

В имеющейся учебной литературе по радиолокации для техникумов излагается в основном классическая теория и техника радиолокации, которая значительно отстает от современной. В настоящем учебнике сделана попытка восполнить этот пробел и тем самым дать возможность будущему технику сознательно участвовать в производстве, эксплуатации и разработке современной радиолокационной аппаратуры. Трудности на этом пути связаны главным образом с тем, что в средних специальных учебных заведениях подробно не изучаются теория вероятностей, математическая статистика и статистическая радиотехника, которые служат теоретической базой для современной радиолокации.

В предлагаемом учебнике основное внимание уделяется физической сущности явлений, практическим схемам и устройствам, а математические соотношения рассматриваются в минимальном объеме, необходимом для усвоения физического содержания курса и получения представления о порядке величин. Той же цели подчинены приводимые в учебнике примеры и задачи, которые имеют чисто иллюстративный характер.

Курс излагается в четырех разделах.

Раздел I «Основы радиолокации» посвящен общим принципам радиолокации, методам определения местоположения целей, теории обнаружения радиолокационных сигналов, методам измерения координат и скоростей целей с помощью несledящих измерителей, противодействию работе радиолокационных станций (РЛС) и средствам защиты их от помех.

В разделе II «Выходные устройства РЛС» рассматриваются индикаторные устройства, системы автоматического сопровождения целей по дальности, скорости и направлению и устройства сопряжения РЛС с электронными цифровыми вычислительными машинами. Значительная часть этого раздела посвящена следящим измерителям и цифровым устройствам как наиболее перспективным.

В разделе III «Структура радиолокационных станций и систем» описаны принципы построения различных РЛС: некогерентных, когерентных, одноканальных, многоканальных, оптических локаторов, РЛС систем управления и ряда других.

В разделе IV «Радиолокационные устройства» изучаются функциональные особенности, тактические и технические характеристики наземных, судовых и авиационных радиолокаторов.

Книга разделена на большое число параграфов и пунктов, чтобы облегчить усвоение курса учащимися и дать возможность преподавателю исключить из рассмотрения те вопросы, которые не соответствуют специфике данного техникума.

Большую помощь при доработке рукописи оказали критические замечания и обстоятельные рекомендации докт. техн. наук, проф. А. А. Коростелева, принятые автором с глубокой признательностью. Автор благодарит также инженера А. А. Немеца за рецензирование рукописи.

Автор заранее благодарен читателям за все замечания и рекомендации, направленные на улучшение учебника.

Раздел I

ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ

Глава 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

§ 1. Основные определения и понятия

Радиолокацией называется обнаружение объектов (целей) и определение их пространственных координат и параметров движения с помощью радиотехнических средств и методов. Этот процесс называется *радиолокационным наблюдением*, а устройства такого назначения — *радиолокационными станциями (РЛС) или радиолокаторами*.

В настоящее время радиолокация широко применяется для управления объектами и, в частности, для навигации, т. е. для ориентирования самолетов, морских и космических кораблей. Устройства радиолокации, радиоуправления и радионавигации в совокупности образуют радиотехнические системы.

К радиолокационным целям (или просто целям) относятся: пилотируемые и беспилотные летательные аппараты, морские и речные корабли, различные наземные и надводные объекты, естественные и искусственные космические тела, атмосферные образования и др.

Если цель точечная, то ее положение в пространстве полностью определяется тремя координатами (рис. 1.1). В сферической системе координат это наклонная дальность D , азимут α и угол места β . Начало координат O совпадает с точкой стояния (расположения) РЛС.

Наклонной дальностью D называется расстояние по прямой от РЛС до цели M .

Азимут цели α — это угол между вертикальной плоскостью, проходящей через цель M , и исходным направлением отсчета. Азимут называют *истинным пеленгом цели*, если отсчет производится от северного меридиана ON , или *курсовым углом* $KУ$, если направлением отсчета служит продольная ось самолета или диаметральной плоскость корабля.

Угол места β — угол между направлением на цель OM и его проекцией OM' на горизонтальную плоскость.

Наряду со сферической системой координат в радиолокации применяют цилиндрическую систему с координатами: горизонтальная дальность D_r , азимут α и высота H .

Горизонтальная дальность $D_r = OM'$ является проекцией линии наклонной дальности OM на горизонтальную плоскость. *Высота цели* H равна длине перпендикуляра, опущенного из M на горизонтальную плоскость, т. е. $H = MM'$. Очевидно, что

$$D_r = D \cos \beta; \quad H = D \sin \beta; \quad D = \sqrt{D_r^2 + H^2}. \quad (1.1)$$

Радиотехнические измерения дальности называются *радиодальнометрией*, а угловых координат — *радиопеленгацией*.

Измерению координат и скорости целей предшествует их обнаружение, разрешение и опознавание. Под *разрешением целей* понимают определение количества целей в группе, их протяженности, класса и т. д. *Опознавание цели* означает установление ее существенных признаков, в частности, государственной принадлежности.

Совокупность сведений, получаемых радиолокационными средствами, называется *радиолокационной информацией*. Последняя передается на командные пункты, счетно-решающие приборы и исполнительные устройства.

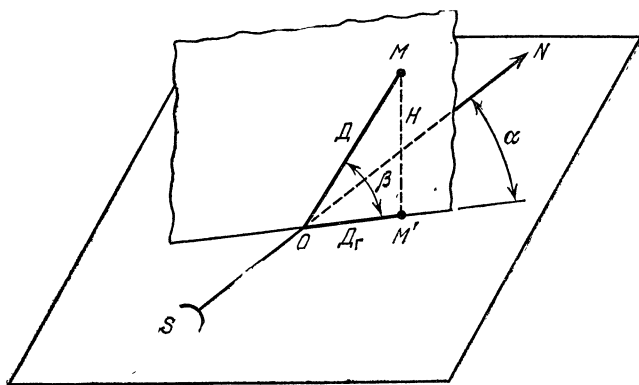


Рис. 1.1. Сферические координаты точечной цели.

Из всех перечисленных функций радиолокации основной является радиолокационное наблюдение (обнаружение целей, измерение координат и параметров движения), а различение объектов, опознавание их и передача полученной радиолокационной информации по назначению относятся к дополнительным функциям РЛС.

§ 2. Физические основы радиолокации

Как известно, электромагнитные волны распространяются в однородной среде прямолинейно с постоянной скоростью

$$v = 1/\sqrt{\epsilon_a \mu_a}, \quad (1.2)$$

где ϵ_a , μ_a — абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды. Для свободного пространства $\epsilon_a = \epsilon_0 = 1/36\pi \cdot 10^9$ Ф/м; $\mu_a = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м и соответственно $v = c = 3 \cdot 10^8$ м/с.

Постоянство вектора скорости распространения электромагнитных волн в однородной среде, т. е. его модуля и направления, служит физической основой радиолокационных измерений.

Действительно, благодаря этому дальность и время распространения волны связаны прямой пропорциональностью, и если измерено время прохождения волны t_d между целью и РЛС, то становится известным и расстояние между ними:

$$D = ct_d. \quad (1.3)$$

Цель вносит неоднородность в свободное пространство, так как параметры ее ϵ_a и μ_a отличаются соответственно от ϵ_0 и μ_0 , чем нарушается постоянство вектора скорости распространения радиоволн. В результате цель становится источником вторичного излучения. По времени запаздывания отраженного сигнала относительно излученного

$$t_d = 2D/c \quad (1.4)$$

определяем наклонную дальность цели

$$D = ct_d/2. \quad (1.5)$$

Возможно и такое решение: на цели, если она «своя», а не противника, устанавливается приемеопередатчик, называемый *ответчиком*, или *ретранслятором*, который принимает зондирующий сигнал от РЛС и усиливает его для запуска передатчика. Ответный сигнал принимается на РЛС, и дальность цели определяется по формуле

$$D = c(t_d - t_{отв})/2, \quad (1.6)$$

где t_d — запаздывание ответного сигнала относительно зондирующего; $t_{отв}$ — заранее известное время задержки сигнала в цепях ответчика.

Величина t_d должна измеряться безынерционными электронными часами, так как время запаздывания радиолокационных сигналов очень мало (от микро- до миллисекунд).

Например, отраженные волны запаздывают в секундах на $t_d(c) = 2D(m)/c(m/c) = 2D(m)/3 \cdot 10^8$, а в микросекундах на

$$t_d[\text{мкс}] = 2D[m] \cdot 10^9/3 \cdot 10^8 = D[m]/150, \quad (1.7)$$

т. е. радиоволны, отраженные от цели с дальностью $D = 150$ м, запаздывают на одну микросекунду, и каждому километру дальности цели соответствует задержка радиоволны на время $1000/150 = 6,7$ мкс.

Пусть теперь радиолокационная антенна имеет вид прямолинейной решетки из p вибраторов, отстоящих один от другого на расстоянии d (рис. 1.2, а). Значительная удаленность цели от РЛС позволяет считать, что лучи, идущие от цели к вибраторам, направлены параллельно под углом φ к решетке, а амплитуды э. д. с., наводимых в отдельных вибраторах, равны между собой: $\mathcal{E}_{1m} = \mathcal{E}_{2m} = \mathcal{E}_{3m} = \dots = \mathcal{E}_{pm}$.

В этих условиях э. д. с. соседних вибраторов отличаются только сдвигом по фазе ψ , вызванным разностью хода волн $d \cos \varphi$. Так как на каждую единицу длины данная бегущая волна отстает по фазе на угол $2\pi/\lambda$, то

$$\psi = 2\pi d \cos \varphi / \lambda. \quad (1.8)$$

Сложение векторов э. д. с. вибраторов $\mathcal{E}_{1m}, \mathcal{E}_{2m}, \dots, \mathcal{E}_{pm}$ при различных углах $\psi = \psi'$ (рис. 1.2, б) и $\psi = \psi''$ (рис. 1.2, в) дает различную результирующую э. д. с. \mathcal{E}_m . Как видно из этих рисунков и из формулы (1.8), с изменением φ изменяется фаза ψ , а следовательно, и амплитуда результирующей э. д. с. в антенне. Отсюда вытекает возможность пеленгации цели по амплитудным и фазовым характеристикам направленности антенны.

Как уже говорилось, первопричиной образования таких характеристик явилось различие в запаздывании волн, принимаемых отдель-

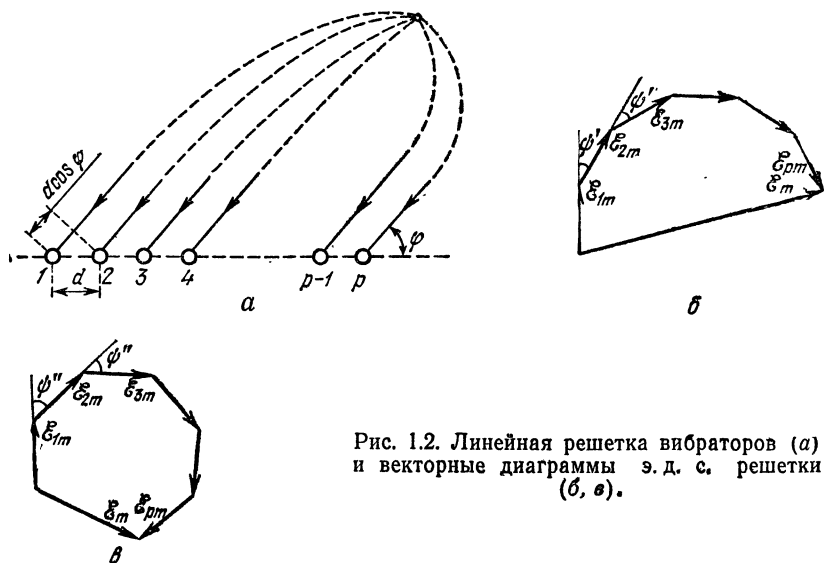


Рис. 1.2. Линейная решетка вибраторов (а) и векторные диаграммы э. д. с. решетки (б, в).

ными элементами решетки, следовательно, не только радиодальнометрии, но и радиопеленгация основана на постоянстве скорости и направления распространения волн.

Радиальную и угловую скорости цели можно найти вычислением скорости приращения дальности и углов во времени. Обычно предпочитают более простую и точную операцию — непосредственное измерение так называемого *доплеровского сдвига частоты*, вызванного движением цели. Если цель приближается к РЛС или удаляется от нее, то отраженный сигнал появляется в РЛС соответственно раньше или позже, чем при неподвижной цели. За счет этого фаза принимаемой волны имеет другие значения, а это равнозначно приращению частоты радиосигнала. Измерив полученное (доплеровское) приращение частоты, можно (опять же благодаря постоянству скорости распространения радиоволн) определить радиальную скорость цели.

Подобно тому, как разность времени запаздывания сигнала в элементах антенны определяется угловыми координатами цели, разность доплеровских сдвигов частот в тех же (обычно крайних) элементах антенны определяется скоростью изменения углового положения цели.

Вывод: *физической основой радиолокационных измерений дальности, угловых координат, радиальной и угловой скоростей цели является постоянство направления и скорости распространения электромагнитных волн в однородной среде.* Добавим, что для радиолокационных измерений *требуются еще опорные сигналы, задаваемые прямой излучаемой волной.* Опорные сигналы несут информацию о зондирующем излучении — его несущей частоте, фазе, времени появления, об исходном направлении луча антенны и др.

§ 3. Методы радиолокации

Рассмотрим вначале две группы методов радиолокации.

3.1. Методы образования радиолокационных сигналов. Зондирующее излучение не является сигналом, так как электромагнитные волны становятся носителем информации о цели, т. е. *радиолокационным сигналом*, лишь после соприкосновения с целью. При этом цель играет активную или пассивную роль. Отсюда происходит следующая классификация методов радиолокации по способу образования радиолокационных сигналов.

Активная радиолокация (рис. 1.3, а). Радиоволны, излучаемые антенной передающего устройства РЛС, направляются на цель; приемное устройство той же РЛС принимает отраженные волны и преобразует их так, что выходное устройство с помощью опорных сигналов (см. пунктирную стрелку) извлекает содержащуюся в отраженном сигнале информацию: наличие цели, ее дальность, направление, скорость и др. Этот метод радиолокации называется *активным* потому, что предусматривает облучение цели антенной РЛС.

Активная радиолокация с активным ответом (рис. 1.3, б) предполагает наличие на объекте ответчика (ретранслятора), который состоит из приемного устройства, предназначенного для приема и усиления прямого сигнала, поступающего от РЛС-запросчика, и передающего устройства — для создания ответного сигнала (переизлучения).

Пассивная радиолокация означает, что сама цель является источником электромагнитного излучения, а РЛС выполняет функции приемного устройства, предназначенного для определения направления на этот источник (рис. 1.3, в). Собственное излучение создается нагретыми частями объекта, ионизированной атмосферой, окружающей объект, и, наконец, радиопередающим устройством, которое может оказаться на данном объекте.

Разнесенная система — разновидность радиолокации по пассивным целям. Ее характерная черта: передающее и приемное устройства разнесены на значительное расстояние. На рис. 1.3, г показана функциональная схема *разнесенной системы активной радиолокации*, в которой передающее устройство принадлежит наземной станции, а приемные устройства — управляемому снаряду. Одно из них (I) предназначено для приема отраженных от цели сигналов, а другое (II) — для приема от передатчика опорных сигналов. Выходное уст-

ройство, используя эти сигналы, вырабатывает команды наведения снаряда на цель.

Возможна *разнесенная система пассивной радиолокации*, где цель не облучается со стороны РЛС, а наоборот, сама излучает волны с помощью имеющегося на ней специального передатчика — маяка; РЛС

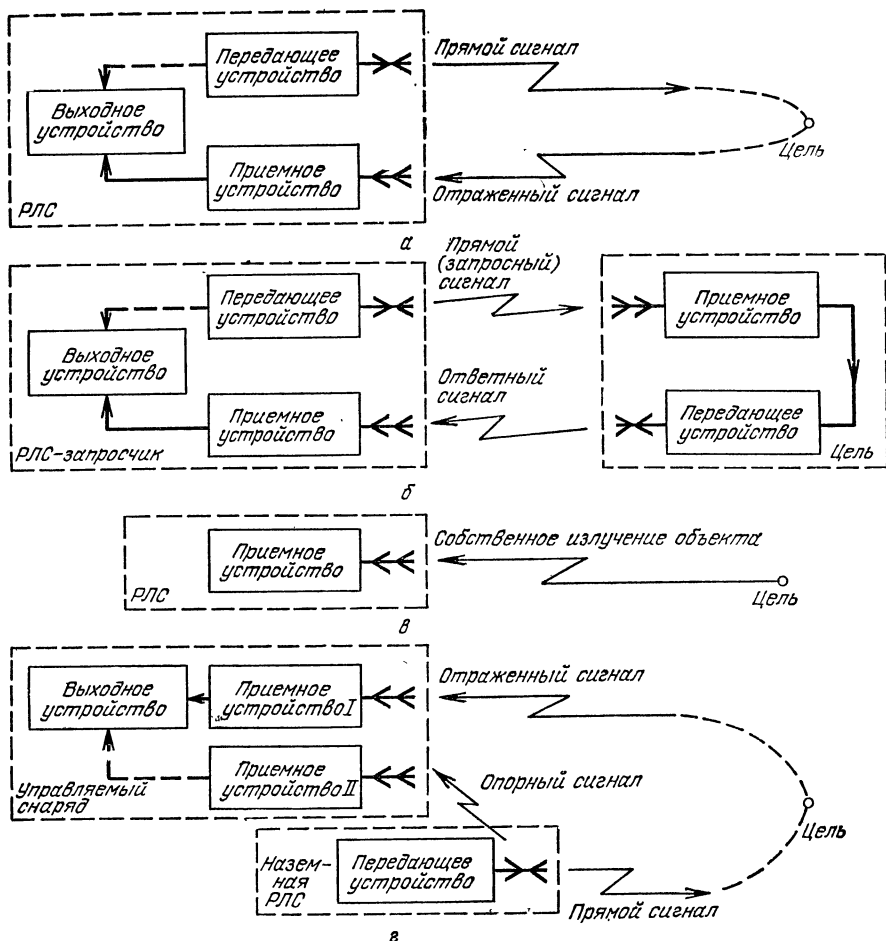


Рис. 1.3. Упрощенные функциональные схемы радиолокации: активной с пассивным ответом (а), активной с активным ответом (б), пассивной (в) и полуактивной (г).

только принимает и обрабатывает эти сигналы. Как видно, в обоих вариантах системы та ее часть, где производятся радиолокационные измерения, в облучении цели не участвует. Поэтому разнесенную систему относят к *полуактивной радиолокации*.

Активная радиолокация в отличие от пассивной позволяет определять все координаты цели (не только направление на нее); преиму-

шество пассивной системы — скрытый характер локации (со стороны РЛС нет излучения).

Полуактивную радиолокацию целесообразно применять в РЛС управления летательными аппаратами, где возможность уменьшить вес и габариты бортовой аппаратуры за счет исключения из нее передающей части РЛС особенно важна. Передатчик вместо этого устанавливают на пункте управления.

При активной радиолокации с активным ответом запросный и ответный сигналы кодируются, чтобы по коду можно было определить государственную принадлежность цели («свой — чужой») и получить дополнительную информацию. Такой метод радиолокации весьма эффективен и как средство навигации. Например, если запросный сигнал посылается с самолета или морского корабля, а ответчиком служит наземный передатчик — маяк, то последний служит хорошим навигационным ориентиром для штурмана корабля или самолета. Третье важное преимущество систем с активным ответом — выигрыш в дальности действия, обусловленный значительно большей мощностью ответного сигнала по сравнению с отраженным от цели.

Однако ответную аппаратуру можно установить только на «своем» объекте. Поэтому *наибольшее применение получила активная радиолокация по пассивным целям (рис. 1.3, а), которую для краткости будем называть активной.*

3.2. Методы определения местоположения целей. Общность физических основ радиодальнометрии и радиопеленгации находит выражение еще в том, что местоположение цели можно установить не только по ее дальности и углам, измеренным из одной точки O (рис. 1.1), но и путем измерения или дальности, или углов из разнесенных опорных точек O_1, O_2, O_3 (рис. 1.4). Наибольшее применение получили дальномерный, разностно-дальномерный, угломерный (пеленгационный) и дальномерно-угломерный (комбинированный) методы определения местоположения целей.

Геометрическое место точек с одинаковой измеряемой координатой относительно опорного пункта называется *поверхностью положения*. Две поверхности положения, пересекаясь, образуют *линию положения*, а чтобы определить точку в пространстве, требуется пересечение трех поверхностей положения или линии и поверхности положения. В случае нахождения цели и опорных пунктов в одной плоскости достаточно определения двух координат цели, за счет чего число опорных станций можно уменьшить. Рис. 1.4 иллюстрирует именно плоскую задачу.

Дальномерный метод заключается в определении местоположения цели M (рис. 1.4, а) измерением расстояний между целью и опорными пунктами O_1, O_2 . Каждая поверхность положения представляет собой сферу с центром в опорном пункте и радиусом, равным дальности. Так как точки M, O_1, O_2 находятся в одной плоскости, то поверхности положения переходят в окружности радиусами $O_1M = D_1$ и $O_2M = D_2$ с точкой пересечения на цели M . Имеется еще одна точка пересечения окружностей, но неоднозначность измерений можно исключить.

Разностно-дальномерный метод (рис. 1.4, б) требует наличия на плоскости двух пар опорных пунктов: O_1, O_2 и O_2, O_3 ; один из них

обычно общий (O_2). Каждая пара станций используется для получения линий положения в виде гипербол с фокусами в опорных пунктах. Эти линии строятся как геометрические места точек с постоянной разностью расстояний: $D_1 - D_2 = \text{const}$ от O_1 и O_2 ; $D_3 - D_2 = \text{const}$ от O_2 и O_3 . Точка пересечения гипербол совпадает с целью M .

Угломерный (пеленгационный) метод основан на использовании направленных свойств антенн. Этот метод реализуется посредством радиопеленгатора, установленного на объекте M , и двух радиомаяков, расположенных в опорных пунктах O_1 и O_2 (рис. 1.4, в) с базой b .

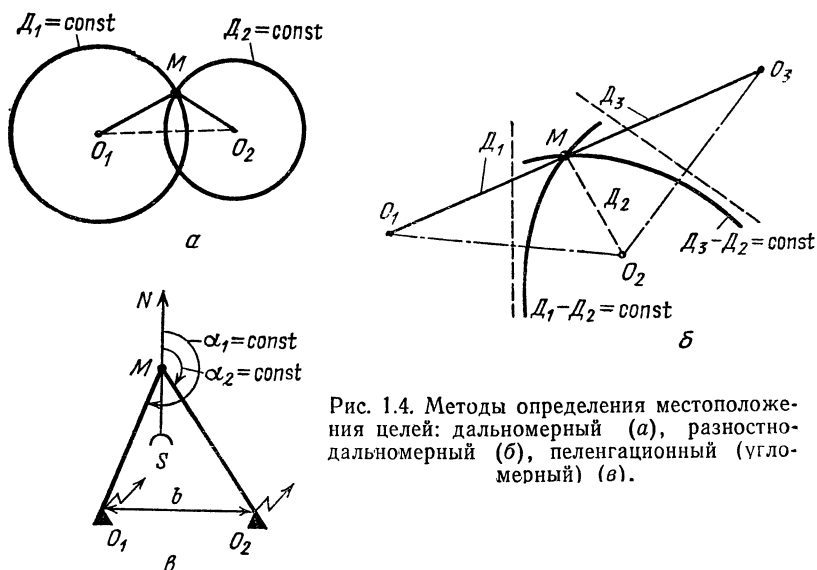


Рис. 1.4. Методы определения местоположения целей: дальномерный (а), разностно-дальномерный (б), пеленгационный (угломерный) (в).

Радиопеленгатор представляет собой радиоприемное устройство с направленной антенной, а радиомаяк — передающее устройство с ненаправленной антенной. Пеленгатор измеряет азимуты α_1 маяка O_1 и α_2 маяка O_2 , и так как линии положения с постоянными пеленгами ($\alpha_1 = \text{const}$, $\alpha_2 = \text{const}$) представляют собой прямые, проходящие под углами α_1 , α_2 к направлению юг—север, то они имеют одну точку пересечения, которая является искомой, т. е. совпадает с целью M .

Дальномерно-угломерный метод (см. рис. 1.1) требует применения только одной станции, содержащей радиодальномер и радиопеленгатор. Из точки стояния станции O дальномер определяет наклонную дальность цели $OM = D$, а пеленгатор устанавливает направление на цель, т. е. ее азимут α и угол места β . Цель M находится на пересечении поверхности положения дальномера в виде шара радиуса $OM = D$ и линии положения пеленгатора — в виде прямой с угловыми координатами α и β , проходящей через точку O .

Этот метод наиболее характерен для радиолокации, а остальные методы — для радионавигации. Однако и в радиолокации местоположение цели определяют иногда из двух и более точек. Например, если

обычная РЛС производит пеленгацию с большими ошибками, то прибегают к дальномерному методу, а если дальномерную часть РЛС нельзя использовать из-за сильных помех или вследствие применения пассивной радиолокации, то прибегают к пеленгационному методу.

§ 4. Тактические показатели радиолокационных станций

Тактические показатели определяют возможности использования РЛС по назначению.

К тактическим данным РЛС относятся.

4.1. Зона обзора — область пространства, в которой производится обнаружение целей. Эта зона (рис. 1.5, а) ограничивается по даль-

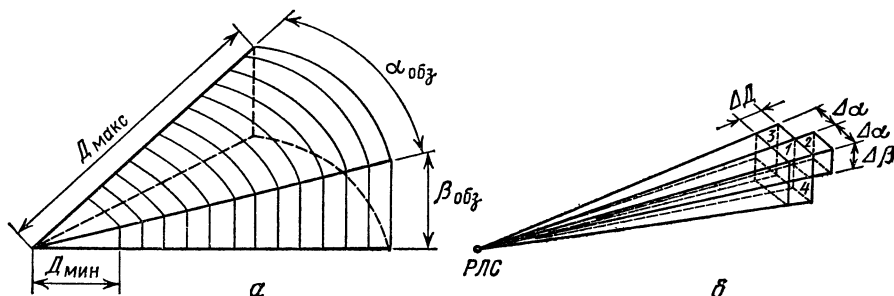


Рис. 1.5. Зона обзора РЛС (а) и элементарные объемы этой зоны (б).

ности пределами D_{\min} — D_{\max} , по азимуту — величиной $\alpha_{\text{обз}}$ и по углу места — величиной $\beta_{\text{обз}}$.

Под *минимальной дальностью* D_{\min} понимают радиус мертвой зоны, т. е. наименьшее расстояние от РЛС, на котором можно обнаружить цель и измерить ее координаты с заданной точностью.

Максимальной дальностью обнаружения D_{\max} называется наибольшее расстояние между РЛС и целью, при котором соблюдаются заданные вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги.

Раскроем смысл этих вероятностных оценок. Прием радиолокационных сигналов происходит в условиях помех естественного и искусственного происхождения (шумовые помехи в приемнике и антенне, умышленные помехи, создаваемые противником, и т. д.). Помехи имеют случайный характер, их величина и знак заранее неизвестны, причем помехи то уменьшают, то увеличивают входное напряжение приемника. В связи с этим прием радиолокационных сигналов относится к случайным явлениям, закономерности которых изучаются теорией вероятностей.

Когда цель находится в зоне обзора РЛС и сигнал цели различается на фоне помех, то происходит *правильное обнаружение*. Если же сигнал, находящийся в зоне обзора, не различается на фоне помех, имеет место *пропуск сигнала*. Вероятность первого события обозначается $P_{\text{по}}$, вероятность второго — $P_{\text{пс}}$, и так как *правильное обнару-*

ожение и пропуск сигнала — несовместимые события, т. е. исключают друг друга, то сумма их вероятностей равна единице: $P_{\text{по}} + P_{\text{пс}} = 1$.

Когда цели нет в зоне обзора, то образуется другая группа несовместимых событий: помеха достаточно сильная, чтобы быть принятой за сигнал цели, вследствие чего возникает *ложная тревога с вероятностью* $P_{\text{лт}}$; *правильное необнаружение* с вероятностью $P_{\text{пн}}$, происходящее благодаря сравнительно слабому уровню помехи в данный отрезок времени. Сумма $P_{\text{лт}} + P_{\text{пн}} = 1$.

В дальнейшем первую группу событий будем оценивать вероятностью правильного обнаружения, а вторую — вероятностью ложной тревоги; ими будут задаваться две другие вероятности: $P_{\text{пс}} = 1 - P_{\text{по}}$ и $P_{\text{пн}} = 1 - P_{\text{лт}}$. Крайние значения вероятностей 0 и 1.

Идеальными условиями приема сигналов были бы $P_{\text{по}} = 1$ и $P_{\text{лт}} = 0$, т. е. правильное обнаружение — достоверное событие, а ложная тревога — невозможное событие. В реальных условиях $P_{\text{по}} < 1$ и $P_{\text{лт}} > 0$. Например, если максимальная дальность РЛС $D_{\text{макс}} = 300$ км при $P_{\text{по}} = 0,95$ и $P_{\text{лт}} = 10^{-3}$, то по теории вероятностей на границе зоны обзора, где $D = 300$ км, цель обнаруживается в 950 случаях из тысячи, а если цели нет, то в одном случае из тысячи возникает ложная тревога.

4.2. Разрешающая способность РЛС — возможность отдельно наблюдать и измерять координаты и параметры движения близко расположенных целей. Выделим в зоне обзора четыре соседних элементарных объема 1, 2, 3, 4 (рис. 1.5, б), в каждом из которых находится одна точечная цель. Элементы 1 и 2 имеют одинаковые угловые координаты, но отличаются по дальности на величину ΔD , элементы 1, 3 отличаются только по азимуту на $\Delta \alpha$ и 1, 4 — только по углу места на $\Delta \beta$, причем все цели наблюдаются отдельно. Будем сокращать каждую из величин ΔD , $\Delta \alpha$, $\Delta \beta$ до тех пор, пока раздельное наблюдение целей станет невозможным. Тогда объем 1 и будет *разрешаемым объемом* и его элементами $\Delta D_{\text{мин}}$, $\Delta \alpha_{\text{мин}}$, $\Delta \beta_{\text{мин}}$ оценивается разрешающая способность станции по дальности, азимуту и по углу места.

Разрешающая способность по дальности оценивается минимальным расстоянием $\Delta D_{\text{мин}}$ между двумя находящимися на одном направлении целями, при котором эти цели наблюдаются раздельно.

Разрешающая способность по азимуту оценивается минимальной разностью азимутов $\Delta \alpha_{\text{мин}}$ двух целей с одинаковыми дальностью и углом места, при которой эти цели еще наблюдаются раздельно.

Разрешающая способность по углу места оценивается минимальной разностью углов места $\Delta \beta_{\text{мин}}$ двух целей с одинаковыми дальностью и азимутом, при которой эти цели еще наблюдаются раздельно.

Разрешающая способность по скорости оценивается минимальной разностью радиальных скоростей $\Delta v_{\text{д мин}}$ двух целей с одинаковыми координатами D , α , β , при которой эти цели еще наблюдаются раздельно. В принципе достаточно разрешения целей по одной координате или по скорости.

4.3. Точность измерения координат и параметров движения. Ошибки измерения разделяются на грубые, систематические и случайные.

Грубые ошибки — результат грубого просчета оператора или следствие возникшей в аппаратуре неисправности. Такие погрешности значительно больше остальных ошибок в данном ряду измерений, и поэтому они легко выявляются.

Систематические ошибки вызываются длительно действующими факторами, например задержкой сигнала в цепях РЛС или несовершенством метода измерений; такие ошибки в той или иной мере компенсируются калибровкой аппаратуры.

Случайные ошибки зависят от случайных обстоятельств, которые не поддаются предварительному учету.

Обратимся к конкретному примеру.

Пример 1.1. Допустим, произведено 100 измерений дальности цели с помощью некоторого гипотетического радиодальномера. При этом случайные ошибки распределились по группам согласно табл. 1.1. Например, ошибки $\Delta x = -(20 - 15)$ м наблюдались в 4 опытах ($n_x = 4$), что соответствует частоте ошибок $n_x/n = 4/100 = 0,04$, ошибки $\Delta x = -(15 - 10)$ м наблюдались в 6 опытах ($n_x = 6$), т. е. их частота $n_x/n = 6/100 = 0,06$, и т. д.

ТАБЛИЦА 1.1

Группы ошибок Δx [м]	$-(20-15)$	$-(15-10)$	$-(10-5)$	$-5-0$	$0-5$	$5-10$	$10-15$	$15-20$
Среднее значение интервала ошибок Δx_i [м]	-17,5	-12,5	-7,5	-2,5	2,5	7,5	12,5	17,5
Число измерений n_x	4	6	13	24	26	17	8	2
Частота ошибок n_x/n	0,04	0,06	0,13	0,24	0,26	0,17	0,08	0,02

Среднее значение случайных ошибок $\overline{\Delta x}$ (черточка — знак усреднения) равно сумме произведений ошибок, точнее, средних значений интервалов Δx_i , на их частоту n_x/n :

$$\begin{aligned} \overline{\Delta x} = & (-17,5 \cdot 0,04) + (-12,5 \cdot 0,06) + (-7,5 \cdot 0,13) + \\ & + (-2,5 \cdot 0,24) + (2,5 \cdot 0,26) + (7,5 \cdot 0,17) + (12,5 \cdot 0,08) + \\ & + (17,5 \cdot 0,02) = 0,25. \end{aligned}$$

Полученный результат неточный, так как отличается от *математического ожидания*. Так называют среднюю ошибку, которую следует ожидать по результатам многократных измерений ($n \rightarrow \infty$) и которая вычисляется при делении диапазона ошибок x на бесконечно малые интервалы ($\Delta x \rightarrow 0$). Только тогда выявится строгая закономерность случайных ошибок и частота их будет называться *вероятностью ошибок P_x* .

Данные таблицы иллюстрируются посредством прямоугольников с основанием, равным интервалу ошибок Δx_i , и площадью, равной соответствующей частоте ошибок n_x/n (рис. 1.6). Когда $n \rightarrow \infty$ и $\Delta x \rightarrow 0$, площади прямоугольников выражают вероятности появления слу-

чайной ошибки P_x в данном бесконечно малом интервале ошибок Δx и вершины прямоугольников попадают на кривую, называемую *кривой распределения ошибок*. Ординаты этой кривой (поскольку высота прямоугольника равна частоте ошибок n_x/n , деленной на $|\Delta x|$) являются производной от вероятности ошибки P_x по ее текущему значению x . Полученная производная может быть названа *плотностью вероятности* случайных ошибок

$$p(x) = \lim_{\substack{\Delta x \rightarrow 0 \\ n \rightarrow \infty}} \frac{n_x/n}{\Delta x} = \frac{dP_x}{dx}. \quad (1.9)$$

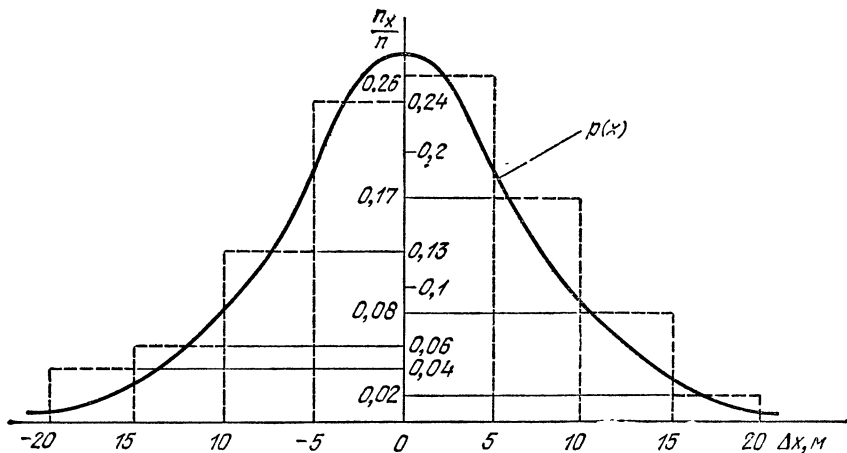


Рис. 1.6. К примеру 1.1.

Площадь под кривой распределения, выражающая суммарную вероятность ошибок, равна единице. Эта сумма распределяется непрерывно по всем значениям случайных ошибок. Следовательно, вероятность появления данной ошибки бесконечно мала, но плотность вероятности, как предел отношения двух бесконечно малых величин, величина конечная. Вот почему по оси ординат кривой распределения откладывают плотность вероятности, а не саму вероятность ошибок.

4.4. Нормальный закон распределения случайных ошибок. Случайные ошибки измерений, как и большинство других случайных явлений в радиолокации, возникают под действием многих независимых и незначительных по своему действию факторов, вероятность появления каждого из которых подчиняется нормальному закону распределения:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(x-\bar{x})^2/2\sigma^2}, \quad (1.10)$$

где $p(x)$ — плотность вероятности появления случайной величины x ; \bar{x} — среднее значение (математическое ожидание) величины x ; σ^2 — дисперсия случайной величины x ; σ — среднеквадратическое

отклонение, равное корню квадратному из дисперсии; e — основание натурального логарифма.

Если измерения производятся в неизменных условиях, то каждое значение случайной ошибки x появляется с равной вероятностью как со знаком $+$, так и со знаком $-$. Поэтому кривая распределения $p(x)$ симметрична относительно оси ординат и среднее значение $\bar{x} = 0$, т. е. центр распределения случайных ошибок равен нулю. Тогда

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-x^2/2\sigma^2}. \quad (1.11)$$

Исследуем это выражение нормального закона распределения (рис. 1.7).

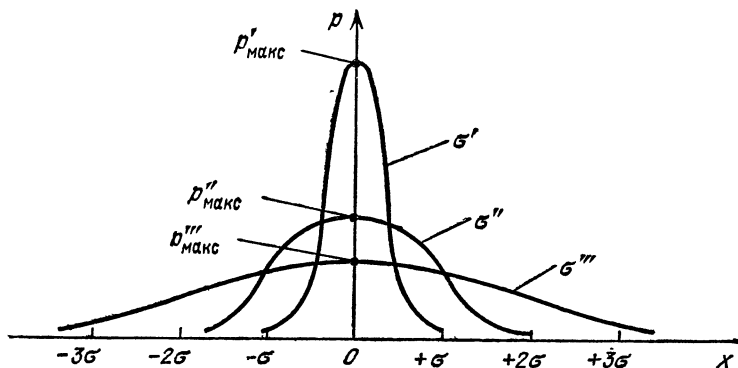


Рис. 1.7. Графики нормального закона распределения случайных величин при различных значениях σ .

а) Наивероятнейшее значение случайной ошибки, как было сказано, равно нулю ($\bar{x} = 0$); чем больше значение ошибки x , тем меньше вероятность ее появления (меньше $p(x)$), и когда $x \rightarrow \pm \infty$, плотность вероятности $p \rightarrow 0$.

б) Максимальная плотность вероятности $p_{\text{макс}}$, наблюдаемая при $x = 0$, обратно пропорциональна среднеквадратической ошибке σ , а именно $p_{\text{макс}} = 1/\sqrt{2\pi}\sigma$. Вместе с тем площадь под кривой распределения, независимо от величины $p_{\text{макс}}$, равна единице. Это возможно только в том случае, если большим значениям среднеквадратической ошибки соответствуют более пологие кривые распределения (на рис. 1.7 $\sigma''' > \sigma'' > \sigma'$). Такой же вывод следует из формулы (1.11): при большей величине дисперсии σ^2 , входящей в показатель степени, увеличение $|x|$ сопровождается более медленным уменьшением плотности вероятностей $p(x)$.

в) Качество измерений тем выше, чем меньше дисперсия (разброс) ошибок, так как тогда понижается вероятность появления больших случайных ошибок.

г) Дисперсия суммы случайных величин равна сумме дисперсий слагаемых (это справедливо не только для нормального закона рас-

пределения). Например, пусть в неизменных условиях произведено n независимых измерений какого-либо параметра. Тогда случайные ошибки каждого измерения имеют одинаковую дисперсию, которую обозначим q^2 , а дисперсия суммы ошибок в n раз больше $\sigma^2 = nq^2$. Среднеквадратическое значение этой суммы $\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{n}q$. Но результат n измерений определяется как среднеарифметическое результатов отдельных измерений, поэтому среднеквадратическая ошибка

$$\sigma/n = \sqrt{n}q/n = q/\sqrt{n}. \quad (1.12)$$

Таким образом, с увеличением числа n опытов (измерений) некоторой величины, произведенных в неизменных условиях, среднеквадратическая ошибка уменьшается в \sqrt{n} раз, так как рассеяние случайных ошибок сказывается все меньше и меньше.

д) Площади под кривой распределения, ограниченные значениями $x = \pm\sigma; \pm 2\sigma; \pm 3\sigma$, выражают вероятности того, что случайные ошибки не выходят за пределы $\pm\sigma; \pm 2\sigma; \pm 3\sigma$; эти вероятности соответственно равны 0,68, 0,95 и 0,997, и, поскольку 0,997 близко к единице, *предельной* ошибкой считают

$$x_{\text{макс}} \simeq 3\sigma. \quad (1.13)$$

Для оценки точности измерений, кроме среднеквадратической и предельной, пользуются *срединной ошибкой* $x_{\text{ср}}$. Это такая величина, которую случайная ошибка может с равной вероятностью превзойти или не достичь. Срединная (вероятная) ошибка составляет $2/3$ от среднеквадратической:

$$x_{\text{ср}} = \frac{2}{3} \sigma = \frac{1}{4,5} x_{\text{макс}}. \quad (1.14)$$

4.5. Помехозащищенность РЛС складывается из помехоустойчивости и скрытности. *Помехоустойчивость* — способность станции противостоять внешним помехам, создаваемым противником. Помехоустойчивость тем выше, чем меньше внешние помехи снижают максимальную дальность действия РЛС. *Скрытность работы РЛС* — способность станции противостоять радиолокационной разведке, которую предпринимает противник для выявления параметров излучения подавляемой РЛС. Эти данные необходимы противнику для постановки эффективных помех.

4.6. Надежность — способность РЛС работать в течение требуемого времени с сохранением всех заданных эксплуатационных показателей.

4.7. Степень автоматизации съема и обработки информации. Радиолокационные сигналы подвергаются обработке в приемном и выходном устройствах РЛС. Назначение обработки — отделить сигналы от помех и извлечь из сигналов максимум полезной информации о целях.

Если получателем информации является оператор РЛС, то выходным устройством станции служит индикатор, обычно электронно-лу-

чевого типа. В этом случае обработка информации полуавтоматическая, поскольку в ней участвует человек. Если же получатель информации — вычислительное устройство, то съем и обработка информации полностью автоматизируются.

§ 5. Технические показатели РЛС

Из большого числа технических показателей рассмотрим пока только три.

5.1. Форма и мощность зондирующего излучения. Излучение может быть непрерывным (рис. 1.8, а), импульсным большой скважности

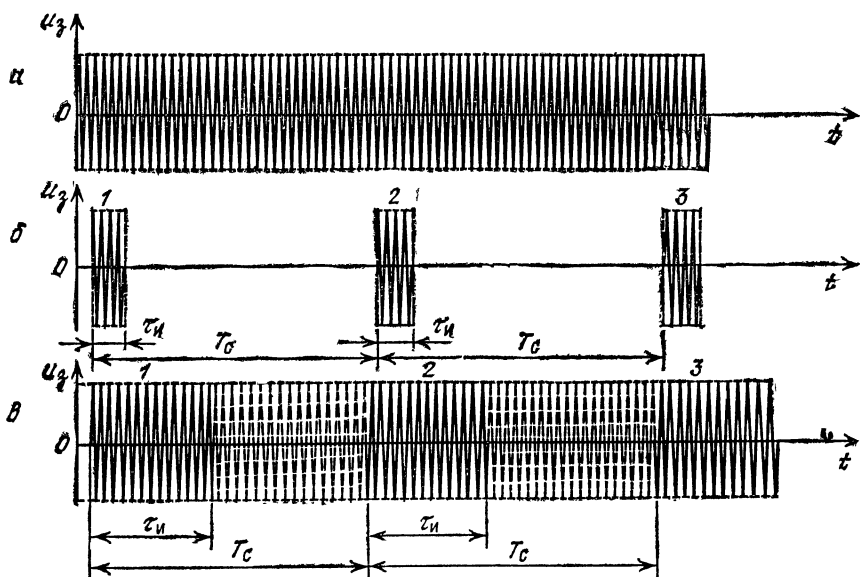


Рис. 1.8. Временные диаграммы зондирующего излучения.

ности — порядка сотен—тысяч (рис. 1.8, б) и импульсным малой скважности — порядка единиц — десятков (рис. 1.8, в). Под *скважностью импульсов* q_n понимают отношение периода следования T_c к длительности импульса τ_n : $q_n = T_c/\tau_n$.

Периодическую последовательность импульсов малой скважности называют также *квазинепрерывным сигналом*, так как имеющийся в нем интервал между импульсами относительно невелик. Излучение считается *когерентным*, если начальные фазы всех импульсов одинаковые или закономерно изменяются от импульса к импульсу. Если это условие не соблюдается, то излучение *некогерентное*. Представленная на рис. 1.8, в последовательность импульсов когерентная: закономерность изменения фаз выражается в ней тем, что показанное пунктиром продолжение импульса 1 совпадает с началом импульса 2, а продолжение импульса 2 — с началом импульса 3 и т. д.

5.2. Диапазоны волн, применяемых в радиолокации. Радиолокация осуществляется преимущественно с помощью сигналов очень высокой частоты по следующим причинам: 1) острая направленность волн, необходимая для точной пеленгации и большой дальности действия РЛС, может быть получена только при условии, что длина волны λ значительно меньше линейных размеров антенны, а это, как правило, выполняется при $\lambda < 10$ м; 2) такой выбор длины волны вызывается условиями вторичного излучения. Различают три вида вторичного излучения: зеркальное отражение, диффузное рассеяние и резонансное переизлучение.

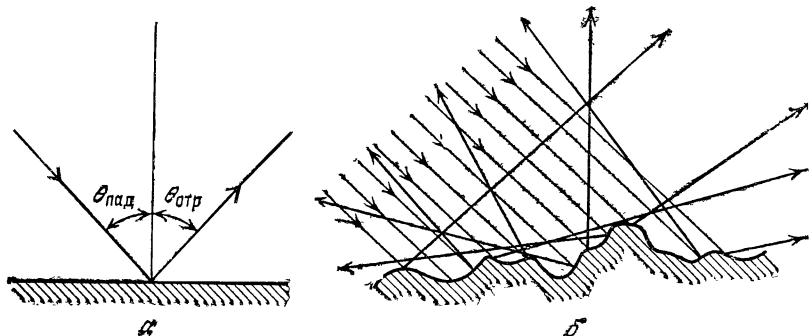


Рис. 1.9. Зеркальное (а) и диффузное (б) отражение радиоволн.

Зеркальное отражение (рис. 1.9, а) происходит при облучении целей, имеющих зеркальную поверхность или шероховатости, размером менее $\lambda/16$. Так как углы падения $\theta_{пад}$ и отражения $\theta_{отр}$ равны, то зеркально отраженные волны не улавливаются антенной РЛС и сигнала не образуют (исключение составляют волны, падающие под прямым углом к плоскости цели).

Диффузное рассеяние (рис. 1.9, б) имеет место при более шероховатой или многогранной отражающей поверхности, причем интенсивность диффузно рассеянных волн возрастает с уменьшением λ .

Вторичные волны становятся еще более интенсивными в случае *резонансного переизлучения*, когда линейные размеры цели равны или кратны полуволне. Если же длина волны значительно больше размеров отражающей поверхности, то волны огибают эту поверхность (дифракция) и почти не улавливаются приемной антенной РЛС.

Требования радиолокации способствовали развитию техники сверхвысоких частот. В радиолокации последовательно внедрялись все более короткие радиоволны: метровые, дециметровые, сантиметровые, миллиметровые, а в последние годы успешно развивается лазерная локация (оптический диапазон волн). Вместе с тем возникла необходимость в радиолокации на низких радиочастотах, которая, по-видимому, возможна только при достаточно больших размерах антенн и целей.

5.3. Технические данные системы радиолокационного обзора пространства. Эта система поэлементно облучает зону обзора РЛС

для выявления имеющихся в зоне целей и измерения их координат и параметров движения. Распространение радиоволн по дальности происходит естественным путем и практически мгновенно — со скоростью света. Основная трудность заключается в обзоре по угловым координатам: антенна формирует диаграмму направленности в виде одного или нескольких лучей; каждый из лучей охватывает телесный угол одного элемента зоны обзора; определенным способом сообщают диаграмме направленности перемещение по такому закону, чтобы за один цикл облучить всю зону. Длительность этого цикла называется *периодом обзора* $T_{обз}$.

Методы обзора разделяют на однолучевые и многолучевые, мгновенные (параллельные) и последовательные.

Мгновенный обзор одним неподвижным лучом применяют в РЛС, измеряющих только дальность и, следовательно, не нуждающихся в сканировании луча, например в самолетных радиовысотомерах и дальномерах. Мгновенный обзор возможен и при измерении угловых координат, но для этого диаграмма направленности антенны РЛС должна быть многолучевой и сразу охватывать всю зону обзора станции. Такой *мгновенный многолучевой обзор* иначе называется *параллельным*.

Однолучевой обзор со сканированием называют *последовательным*, так как требует последовательного облучения всех элементов зоны. Имеются разновидности последовательного обзора.

Если из двух угловых координат измеряют одну, как, например, в так называемых *панорамных РЛС*, то лучу антенны придают большую ширину в плоскости неизмеряемой угловой координаты для того, чтобы за один оборот (одно качание) антенны перекрывалась вся зона обзора. Такой обзор называется *круговым, или секторным*.

На рис. 1.10, а показана диаграмма направленности (ДН), сжатая в горизонтальной плоскости, а на рис. 1.10, б — в вертикальной. Первая предназначена для РЛС, измеряющей дальность и азимут, а вторая — для РЛС, измеряющей угол места или высоту цели. Обзор начинается с кругового вращения первой антенны вокруг вертикальной оси, следующий этап — дистанционный разворот второй антенны на выявленный азимут интересующей цели и последний этап — качание этой антенны вокруг горизонтальной оси с одновременным измерением угла места или высоты цели.

Если для точного измерения обеих угловых координат применяется однолучевой обзор, то сканирование совершается игольчатым лучом по винтовой линии, спирали, зигзагообразно или по другой сложной траектории. При этом период обзора, естественно, больше, чем при круговом или секторном вращении плоского луча.

Винтовой обзор (рис. 1.10, в) складывается из кругового вращения в азимутальной плоскости и медленного изменения положения луча по углу места. *Спиральный обзор* (рис. 1.10, г) означает, что проекция луча на плоскость, перпендикулярную оси вращения, имеет вид спирали. *Конический обзор* (рис. 1.10, д) можно рассматривать как частный случай спирального, когда угол γ между осью вращения и осью луча не изменяется. Этот угол при спиральном обзоре меньше

45°, а при винтовом может быть значительно больше. Винтовой и спиральный обзоры применяются в режиме поиска цели, а коническое сканирование совершается в режиме автоматического слежения за целью. К коническому сканированию проще перейти от спирального обзора, чем от винтового.

Зигзагообразный обзор (рис. 1.10, е) означает колебательное движение луча по азимуту или углу места с постепенным изменением его

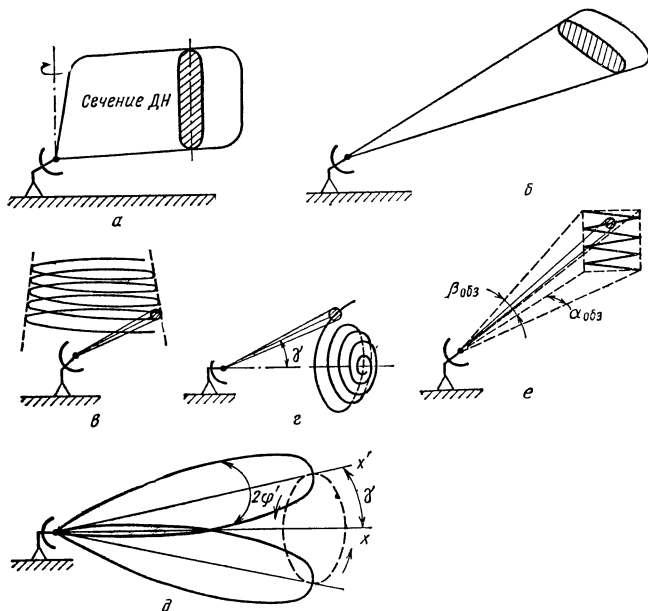


Рис. 1.10. Виды радиолокационного обзора плоским и игольчатым лучами.

положения по другой угловой координате. Такая траектория луча выгодна тем, что позволяет устанавливать секторы обзора независимо по азимуту и углу места.

Кроме последовательного и параллельного, существует *смешанный обзор*, при котором несколько лучей сразу охватывают зону обзора по одной угловой координате, а по другой совершается последовательное круговое сканирование, как в панорамных РЛС. Параллельный и смешанный виды обзора будут рассмотрены при изучении многолучевых РЛС.

5.4. Требования, предъявляемые к системе радиолокационного обзора.

а) Период обзора $T_{обз}$ должен быть минимальным. Это требование имеет существенное значение при последовательном обзоре, когда облучение любого элемента зоны повторяется лишь через интервалы $T_{обз}$; важно, чтобы за период обзора цель не успела значительно изменить свои координаты, так как тогда отметка цели «прыгает»

по экрану индикатора или, что еще хуже, цель вовсе проходит незамеченной через зону обзора РЛС.

б) Облучение цели за один цикл обзора должно быть достаточно длительным, чтобы энергия отраженного сигнала превысила энергию помех, и тем самым обеспечивалось уверенное обнаружение цели; это требование противоречит первому и потому удовлетворяется компромиссно.

в) Устройство сканирования должно быть механически простым и надежным в эксплуатации, что вынуждает в ущерб направленным свойствам антенны уменьшать размеры и вес ее вращающихся частей.

г) Метод обзора должен быть согласован с требуемой точностью измерения угловых координат.

Ясно, что перечисленные требования удовлетворяются по-разному в РЛС различного назначения.

Допустим, что зона обзора ограничена углами $\alpha_{обз}$ по азимуту и $\beta_{обз}$ по углу места при ширине луча антенны, равной соответственно $2\varphi_{0,5}$ и $2\theta_{0,5}$. Отсюда находим число элементов зоны обзора как частное от деления $\alpha_{обз} \beta_{обз}$ на $2\varphi_{0,5} \cdot 2\theta_{0,5}$. Так как в каждом элементе можно зафиксировать не более одной точечной цели, то минимальный период обзора равен

$$T_{обз\ мин} = T_{обл} \alpha_{обз} \beta_{обз} / 2\varphi_{0,5} \cdot 2\theta_{0,5},$$

где $T_{обл}$ — длительность облучения точечной цели.

В реальных условиях период обзора больше, чем $T_{обз\ мин}$, в связи с необходимостью замедлять движение антенны при резком изменении траектории луча и затрачивать дополнительное время на переход его из конечной точки траектории в исходную. Это учитывается *коэффициентом реверсирования* k_p , который показывает, во сколько раз фактический период обзора $T_{обз}$ больше идеализированного $T_{обз\ мин}$:

$$T_{обз} = k_p T_{обз\ мин} = k_p T_{обл} \alpha_{обз} \beta_{обз} / 2\varphi_{0,5} \cdot 2\theta_{0,5}. \quad (1.15)$$

Эта формула, которая будет исследована при выборе тактико-технических данных РЛС различного назначения, определяет период обзора пространства антенной, но не время обнаружения $T_{обн}$ всех целей, имеющих в зоне обзора РЛС. Обычно $T_{обн} > T_{обз}$. Например, обзор по дальности совершается практически мгновенно, а последовательная обработка сигналов по диапазону дальности длится конечное и подчас значительное время.

§ 6. Из истории развития радиолокации

Идея радиолокации возникла задолго до ее реализации. Достаточно сказать, что уже в 1897 г. во время опытов радиосвязи на Балтийском море изобретатель радио А. С. Попов обратил внимание на то, что когда между кораблями «Европа» и «Африка» оказался третий корабль «Лейтенант Ильин», связь первых двух была нарушена. А в отчете об этих опытах упоминалось характерное для радиолокации явление вторичного излучения радиоволн.

Радиолокация — высшее достижение радиотехники. Изобретению РЛС предшествовали десятки лет упорных исследований в различных областях физики и радиотехники.

Главным стимулом к исследованиям явилась необходимость создания эффективного средства раннего обнаружения самолетов противника, так как применявшаяся для этого звуколокация уже к 30-м годам стала непригодной из-за возросшей скорости самолетов.

Ученые Ю. Б. Кобзарев, П. А. Погорелко и Н. Я. Чернецов первыми (1935 г.) разработали импульсную РЛС с электронно-лучевым индикатором и «за изобретение прибора для обнаружения самолетов» были удостоены Государственной премии.

Трудно переоценить значение радиолокации во второй мировой войне. РЛС дальнего обнаружения позволяли подготовить боевые средства противовоздушной обороны к отражению нападения самолетов противника. Станции орудийной наводки обеспечивали прицельную стрельбу по воздушным целям и автоматическое сопровождение их зенитными орудиями. Специальные наземные РЛС независимо от погоды и времени суток помогали наведению истребителей на самолеты противника. Дальнейший поиск и прицеливание осуществлялись с помощью бортовых РЛС истребителей. Бомбардировщики оснащались радиолокационными бомбоприцелами, благодаря чему резко повысилась точность бомбометания. Радиолокация нашла широкое применение и в других родах войск.

После войны развитие радиолокации не только не приостановилось, а продолжалось в широких масштабах. Это объясняется, во-первых, тем, что радиолокация оказалась очень грозным оружием и возникла необходимость в противорадиолокационных средствах. Потребовалось дальнейшее совершенствование РЛС, а это, в свою очередь, способствовало развитию противорадиолокационной техники т. д.

Во-вторых, появление реактивных самолетов поставило перед радиолокацией новые задачи. Так, в результате огромных скоростей реактивных истребителей затруднилось ведение воздушного боя пилотом без помощи бортовой радиолокационной станции. Антенна РЛС перехвата и прицеливания размещается в носовой части самолета и, качаясь в определенном секторе, облучает свою переднюю полусферу. По показаниям индикатора летчик обнаруживает цель, направляет на нее истребитель и станция переключается в режим автоматического сопровождения. Координаты и относительная скорость цели наряду с другими данными автоматически вводятся в счетно-решающее устройство, которое производит все расчеты, необходимые для точного прицеливания. Результаты расчетов отображаются на экране индикатора РЛС и оптическом прицеле, сопряженных между собой. По этим данным пилот истребителя в нужный момент открывает огонь.

В-третьих, интенсивное развитие радиолокации сопровождалось широким применением ее в гражданских целях. На воздушных и морских кораблях, а также в соответствующих портах радиолокация — незаменимое средство навигации. На базе радиолокационной техники возникла новая наука — радиоастрономия, которая исследует небесные тела не только по их собственному радиоизлучению, но и специфи-

ческими методами радиолокации. Огромные достижения в исследовании космического пространства немислимы без применения радиолокации.

В-четвертых, изобретение электронных вычислительных машин позволило автоматизировать обработку радиолокационных сигналов и значительно расширить возможности радиолокации.

Последние годы ознаменовались принципиально новым подходом к теории и технике радиолокации: аппарат математической статистики и теории информации положен в основу исследований оптимальных методов приема и обработки радиолокационных сигналов. Найдены новые перспективные направления радиолокации.

Разработаны эффективные средства повышения надежности и помехозащищенности радиолокационных станций, уменьшения веса и габаритов радиолокационной аппаратуры, использования в радиолокации когерентных электромагнитных колебаний. На смену независимо работающим РЛС приходят комплексы из разнесенных групп радиолокационных станций, автоматизированных устройств обработки поступающей от них информации и средств связи для передачи выходных данных от устройств обработки к системам радиоуправления и радионавигации.

Глава 2. ОБНАРУЖЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

§ 7. Общие принципы обнаружения сигналов

Прежде чем расшифровать (декодировать) параметры радиолокационных сигналов, нужно сигналы обнаружить, но этому препятствуют помехи.

7.1. Функциональная схема обнаружителя импульсных сигналов. Эта схема показана на рис. 2.1, а соответствующие диаграммы изображены на рис. 2.2 — применительно к идеализированному случаю отсутствия помех и на рис. 2.3 — с учетом помех.

Обратимся к рис. 2.1 и 2.2. Синхронизатор вырабатывает остроконечные импульсы u_1 с периодом следования T_0 . Эти импульсы используются для запуска передатчика и в качестве опорных сигналов дальности, т. е. для запуска электронных часов, измеряющих время запаздывания отраженного или ответного сигнала. Зондирующие радиоимпульсы передатчика u_2 имеют несущую частоту f_0 , длительность τ_n и ту же частоту следования $F_0 = 1/T_0$, что и синхронизирующие импульсы u_1 .

В импульсной РЛС излучение и прием радиоволн происходят в разное время. Это позволяет с помощью сравнительно простого автоматического антенного переключателя использовать одну антенну для передачи и приема.

Работа переключателя подробно освещается в курсе «Антенно-фидерные устройства». Здесь же ограничимся замечанием, что антен-

ный переключатель образован искровыми разрядниками, которые помещены в резонаторы, настроенные на несущую частоту f_0 . При появлении мощных зондирующих импульсов разрядники пробиваются; в связи с этим закрывается вход приемника и импульсы передатчика беспрепятственно поступают в антенну. В остальное время антенна принимает отраженные или ответные сигналы, мощности которых недостаточно, чтобы пробить разрядники. Поэтому они направляются переключателем к приемнику, а в передатчик не проходят.

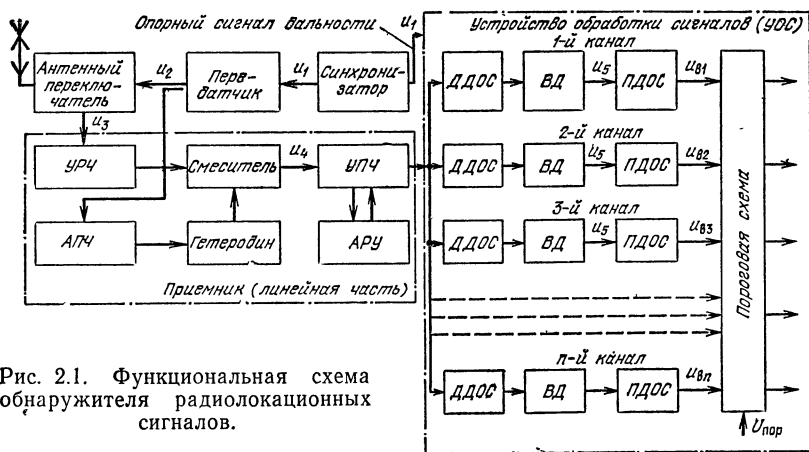


Рис. 2.1. Функциональная схема обнаружителя радиолокационных сигналов.

В реальных условиях антенный переключатель не обеспечивает абсолютного запирания приемного канала и, как показано на временной диаграмме входного напряжения u_3 приемника, на вход его проникает малая доля энергии зондирующего импульса. Время запаздывания отраженных сигналов $t_{д1}$, $t_{д2}$ соответствует дальности целей $D_1 = ct_{д1}/2$ и $D_2 = ct_{д2}/2$.

Приемник выполнен по супергетеродинной схеме. За усилителем радиочастоты (УРЧ) следует смеситель с отдельным гетеродином, на выходе смесителя получаются преобразованные из сигналов u_3 импульсы u_4 промежуточной частоты $f_{пр}$. Схема автоматической подстройки частоты (АПЧ) воздействует на гетеродин, чтобы разность между частотой гетеродина и несущей частотой радиосигнала поддерживалась равной номинальной промежуточной частоте. Линейная часть приемника заканчивается усилителем промежуточной частоты (УПЧ) со схемой автоматической регулировки усиления (АРУ).

Напомним, что детектор смесителя — линейный каскад с переменными параметрами, в нем соблюдается прямая пропорциональность между амплитудами выходного напряжения промежуточной частоты и входного напряжения несущей частоты. Поэтому детектор отнесен к линейной части приемника. Видеодетектор (ВД) выделяет огибающую импульсов промежуточной частоты — видеопulses u_6 , по которым измеритель дальности определяет время запаздывания $t_{д1}$, $t_{д2}$.

а измеритель направления — другие параметры обнаруженных сигналов, характеризующие угловые координаты целей.

Если бы не было помех, то, как видно из рис. 2.2, ничто не препятствовало бы выявлению слабых сигналов и измерению их параметров. В связи с наличием помех введено устройство обработки сигналов (УОС), включенное по одну или по обе стороны от видеодетектора.

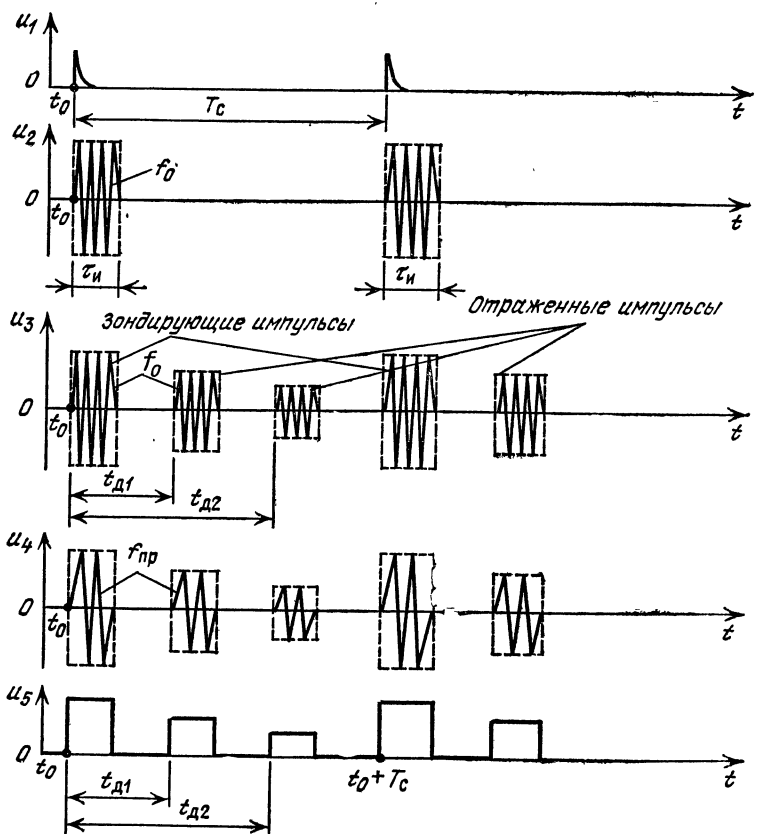


Рис. 2.2. Временные диаграммы напряжений в импульсной РЛС в отсутствие шумов и помех.

Обычно додетекторную часть УОС (на рис. 2.1 она обозначена через ДДОС) и видеодетектор относят к приемнику, а последдетекторную часть (ПДОС) — к выходному устройству РЛС. Видеоусилитель можно считать нешумящим линейным каскадом, он не изменяет отношения сигнал/шум. Поэтому подразумевается, что видеоусилитель входит в понятие «видеодетектор».

7.2. Последовательное, параллельное и последовательно-параллельное обнаружение сигналов. Если разделить объем зоны обзора $V_{обз} = (D_{\max} - D_{\min}) \alpha_{обз} \beta_{обз}$ на разрешаемый объем $\Delta V_{\min} =$

$= \Delta D_{\min} \Delta \alpha_{\min} \Delta \beta_{\min}$ (см. рис. 1.5), то получим число n элементов этой зоны.

При наличии разрешения по скорости нужно ввести еще один множитель $(v_{\max} - v_{\min}) / \Delta v_{\min}$, где $v_{\max} - v_{\min}$ — диапазон измеряемых скоростей цели, а Δv_{\min} — разрешающая способность по скорости. Значит, в общем случае

$$n = (\Delta D_{\max} - \Delta D_{\min}) \alpha_{\text{обз}} \beta_{\text{обз}} (v_{\max} - v_{\min}) / \Delta D_{\min} \Delta \alpha_{\min} \Delta \beta_{\min} \Delta v_{\min}. \quad (2.1)$$

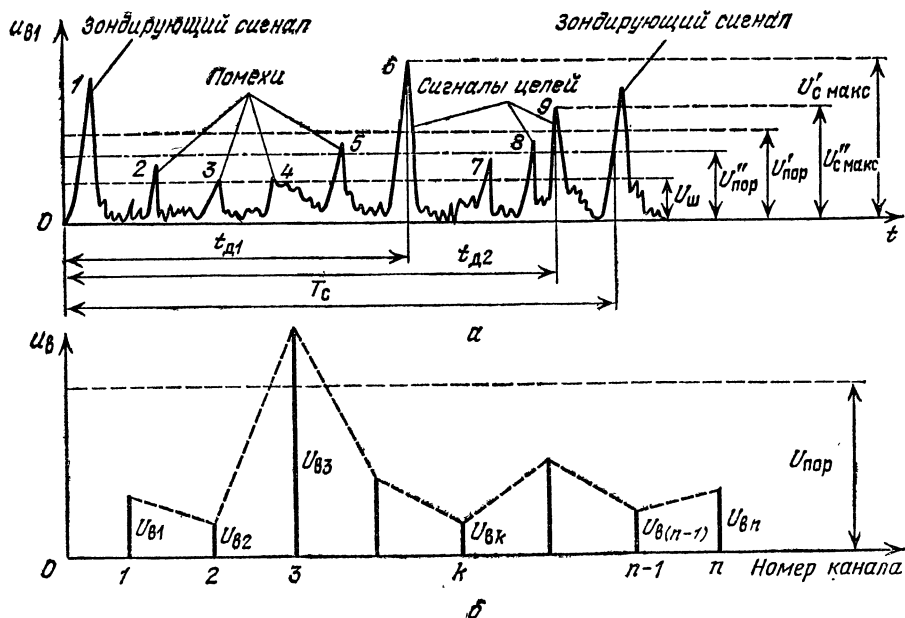


Рис. 2.3. Временная диаграмма напряжения на выходе канала дальности (а) и диаграмма напряжений n каналов дальности, снятая в фиксированный момент времени (б).

Подсчет по полученной формуле показывает, что число n может достигать тысяч и даже десятков миллионов единиц.

При параллельном обнаружении по всем координатам и скорости обработка сигналов охватывает сразу всю зону и время обзора оказывается минимальным. Для этого, однако, РЛС должна содержать очень много (n) каналов.

Последовательное обнаружение, как и последовательный обзор по угловым координатам (см. § 5), не требует многоканального обнаружителя, но тогда длительность цикла возрастает пропорционально уменьшению числа каналов.

Широко распространено последовательно-параллельное обнаружение, при котором луч антенны совершает последовательный обзор по угловым координатам, а обработка сигналов во всем диапазоне дальностей (скоростей) цели производится параллельно (см. рис. 2.1).

В таком обнаружителе каждый канал имеет свой вход и выход относительно пороговой схемы. Постоянное пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$ устанавливают исходя из заданной вероятности ложной тревоги. С этим напряжением, одинаковым для всех каналов, сопоставляются видеосигналы каналов $u_{в1}, u_{в2}, u_{в3}, \dots$

Согласно рис. 2.3, а, пороговая схема при $U_{\text{пор}} = U'_{\text{пор}}$ пропустила в 1-м канале опорный зондирующий импульс 1 и сигналы целей 6, 9; вместе с тем импульсы шумов $U_{\text{ш}}$ и помех 2, 3, 4, 5, 7 так же, как сигнал цели 8, не прошли через пороговое устройство. В случае более низкого порога $U_{\text{пор}} = U''_{\text{пор}}$ через пороговое устройство прошли также выброс помехи 5 и сигнал 8; значит, вероятность правильного обнаружения $P_{\text{по}}$ возросла, но ценой увеличения вероятности ложной тревоги $P_{\text{лт}}$. Чтобы одновременно увеличить $P_{\text{по}}$ и уменьшить $P_{\text{лт}}$, нужно добиться большего отношения сигнал/шум. Важно и то, что если имеются предварительные (априорные) данные о вероятностях появления целей на тех или иных участках зоны обзора РЛС, то можно точнее установить пороговое напряжение и в той или иной мере сократить сектор обзора на ближайший промежуток времени.

При многоканальном УОС, где испытание на порог производится параллельно по всем каналам, представляет интерес одновременное соотношение между видеосигналами каналов $u_{в}$ и порогом $U_{\text{пор}}$. Именно такая диаграмма показана на рис. 2.3, б, согласно которой цель обнаружена в 3-м канале дальности ($U_{в3} > U_{\text{пор}}$).

§ 8. Взаимодействие радиолокационных сигналов и шума

8.1. Шумовые помехи. Радиолокационные помехи имеют искусственное и естественное происхождение. Первые создаются противником, а вторые — естественным путем как внутри, так и вне радиоприемного устройства. Естественные помехи, особенно внутриприемные, неизбежны. Это флуктуационные шумы, которые существуют независимо от сигналов. Теория обнаружения и радиолокационных измерений разработана в основном применительно к таким шумовым помехам. Влияние умышленных помех рассматривается особо, при исследовании помехоустойчивости РЛС.

Отличительное свойство флуктуационных шумов — их случайный характер и равномерный энергетический спектр. Внутренние шумы возникают вследствие хаотического теплового движения свободных электронов в проводниках (тепловые шумы) и беспорядочного изменения плотности электронных потоков в лампах и транзисторах (дробовой эффект).

Каждый шумовой выброс — это импульс ничтожно малой длительности (около 10^{-13} с), полярность которого с равной вероятностью может быть положительной и отрицательной. Благодаря большой скорости процесса его энергетический спектр очень широкий и равномерный, вплоть до частот 10^{12} Гц. Сумма элементарных шумовых флуктуаций, поскольку в ней очень много взаимно независимых слагаемых, подчиняется нормальному закону распределения вероятностей с ну-

левым средним значением. Мелкие шумовые выбросы, согласно этому закону, более вероятны, чем крупные, а энергетический спектр результирующего шума, как и его слагаемых, равномерный.

Из равномерности спектра вытекает, что на каждый герц шумовой полосы пропускания приемника Δf_0 приходится одинаковая средняя мощность шумов N_0 . Эта удельная мощность называется *спектральной плотностью мощности шума* N_0 . Ее размерность такая же, как энергии:

$$N_0 = P_{\text{ш}}/\Delta f_0 [\text{Вт} \cdot \text{с}] = P_{\text{ш}}/\Delta f_0 [\text{Дж}]. \quad (2.2)$$

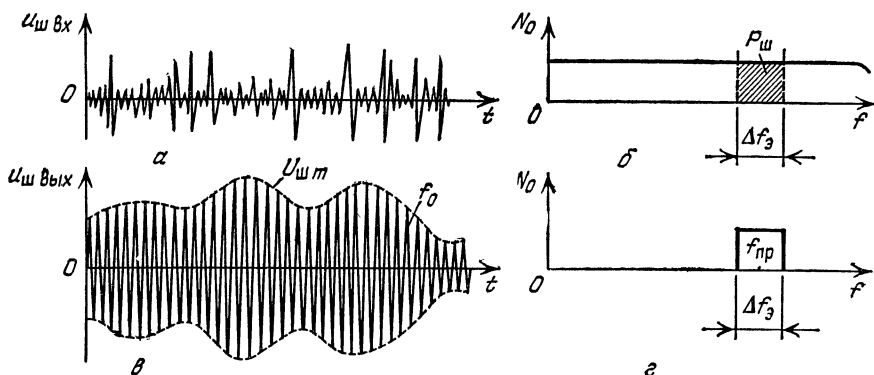


Рис. 2.4. Временные диаграммы и энергетический спектр шумов на входе приемника (а, б) и выходе (в, г) его линейной части.

На рис. 2.4, а показана временная диаграмма напряжения шумов $u_{\text{ш вх}}$ на входе приемника, а на рис. 2.4, б — энергетический спектр шума, т. е. зависимость спектральной плотности N_0 от частоты f . Заштрихованная площадь $N_0 \Delta f_0 = P_{\text{ш}}$ соответствует мощности шумов, пропускаемых приемником.

Обычно уровень шумов выражается через эффективное напряжение на сопротивлении $R = 1 \text{ Ом}$. При этом условии среднеквадратическое значение шума $\sigma_{\text{ш}}$ имеет такой же смысл, как и эффективное значение напряжения $U_{\text{ш}}$, которое к тому же численно равно эффективному значению шумового тока $I_{\text{ш}}$: $\sigma = U_{\text{ш}} = I_{\text{ш}} R = I_{\text{ш}}$. Отсюда следует также, что *мощность шума равна его дисперсии*:

$$P_{\text{ш}} = U_{\text{ш}}^2/R = U_{\text{ш}}^2 = \sigma^2. \quad (2.3)$$

Понятие «*эффективная шумовая полоса пропускания приемника Δf_0* » предполагает, что во всей полосе Δf_0 коэффициент усиления по мощности линейной части приемника $K_{\text{р макс}}$ одинаковый, т. е. ее амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) 1 прямоугольная (рис. 2.5). Форма реальной характеристики 2 иная и соответствующая ей полоса пропускания $\Delta f_{\text{проп}}$ обычно определяется на уровне 0,5 от резонансного коэффициента усиления по мощности $K_{\text{р макс}}$. Обе характеристики считаются эквивалентными, если им соответствует одинаковая мощность шумов на выходе. Так как эта мощность пропорциональна площади соответствующей характеристики, то пря-

моугольная АЧХ имеет такую же площадь, какую имеет реальная АЧХ, и высоту, равную $K_{p \text{ макс}}$; тогда основание прямоугольника будет эффективной шумовой полосой пропускания $\Delta f_{\text{эф}}$. В большинстве случаев полосы пропускания $\Delta f_{\text{эф}}$ и $\Delta f_{\text{проп}}$ различаются незначительно, и их считают равными.

8.2. Отношение сигнал/шум. Полоса пропускания каскадов, предшествующих УПЧ, достаточно широкая, поэтому именно УПЧ определяет полосу пропускания приемника. Спектр шумов в УПЧ сужается настолько (см. рис. 2.4, з), что шумы $u_{\text{ш вых}}$ приобретают почти синусоидальную форму (рис. 2.4, в). Частота их в среднем равна промежуточной $f_{\text{пр}}$, а амплитуда и фаза изменяются случайно, но не так быстро, как на входе приемника. Сглаживание огибающей можно объяснить тем, что длительность шумовых выбросов $\tau_{\text{ш}}$ ограничивается полосой пропускания $\Delta f_{\text{эф}}$ и не может быть меньше чем $1/\Delta f_{\text{эф}}$.

Так как теперь частоты заполнения импульсов полезного сигнала и шума одинаковые ($f_{\text{пр}}$) и длительности их $\tau_{\text{с}}$ и $\tau_{\text{ш}}$ одного порядка, то результирующее напряжение смеси сигнала с шумом очень сильно зависит от случайных изменений фазы шумовых выбросов. Когда сигнал и шум противофазны, уровень результирующего напряжения минимальный, а когда синфазны — максимальный. Первое препятствует, а второе способствует обнаружению цели. Другое следствие: когда фазовый сдвиг между сигналом и шумом значительно изменяется от начала к концу импульса, последний деформируется и смещается по оси времени. Это вносит ошибку в измерения дальности цели.

На временной диаграмме (рис. 2.3, а) показано напряжение огибающей, которое получается после видеодетектора. Эту диаграмму в пределах периода следования $T_{\text{с}}$ можно воспроизвести на экране индикатора. Оператор РЛС, наблюдая за экраном, фиксирует свое внимание на тех всплесках (пиках), которые превышают шумовые выбросы, и именно такие пики воспринимает как отметки целей. Аналогично фиксируется цель в автоматическом пороговом устройстве: пики напряжений $U'_{\text{с макс}}$, $U'_{\text{с макс}}$ превышают определенный уровень — порог $U_{\text{пор}}$, что является признаком наличия цели. Таким образом, *обнаружение целей тем достовернее, чем больше отношение сигнал/шум перед пороговым устройством.*

Отношение сигнал/шум по мощности q и по напряжению \sqrt{q} выражается формулами

$$q = P_{\text{с макс}}/P_{\text{ш}}, \quad (2.4)$$

$$\sqrt{q} = \sqrt{P_{\text{с макс}}/P_{\text{ш}}} = U_{\text{с макс}}/U_{\text{ш}}, \quad (2.5)$$

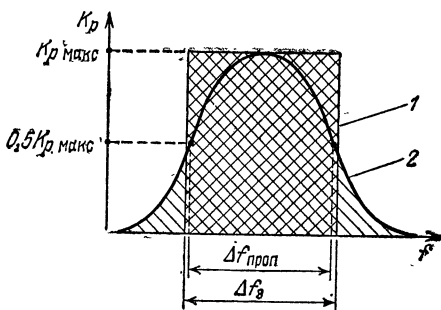


Рис. 2.5. К определению эффективной шумовой полосы пропускания приемника.

где $P_{с\text{ макс}}$ — пиковая мощность сигнала; $P_{ш}$ — средняя мощность шумов; $U_{с\text{ макс}}$ — пиковое напряжение сигнала; $U_{ш}$ — среднеквадратическое (эффективное) значение напряжения шумов.

Обработка сигналов в УОС направлена на то, чтобы обеспечить максимальное отношение сигнал/шум перед пороговым устройством за счет полного накопления энергии полезного сигнала и минимального накопления энергии шумов. Тогда на входе порогового устройства по окончании сигнала на входе УОС получается максимально возможное пиковое напряжение сигнала $U_{с\text{ макс}}$.

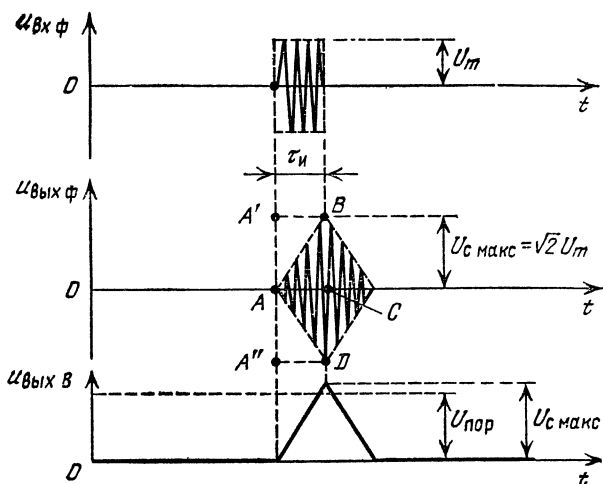


Рис. 2.6. Временные диаграммы для схемы оптимальной обработки прямоугольного импульса с синусоидальным заполнением.

Пусть на вход УОС подаются прямоугольные радиоимпульсы $U_{вх ф}$ длительностью $\tau_{и}$ и амплитудой U_m (рис. 2.6). Они обладают импульсной мощностью, т. е. мощностью, усредненной за время $\tau_{и}$:

$$P_{и} = U_m^2 / 2R. \quad (2.6)$$

Отсюда энергия каждого импульса

$$\mathcal{E} = P_{и} \tau_{и} = U_m^2 \tau_{и} / 2R. \quad (2.7)$$

Если обработка сигналов оптимальная, то за счет накопления энергии сигнала в УОС амплитуда напряжения на выходе УОС $U_{вых ф}$ нарастает по прямой AB и достигает такого пикового значения $U_{с макс}$, при котором в выходном радиоимпульсе, ограниченном огибающей $ABCD$, полностью сохраняется энергия входного радиоимпульса \mathcal{E} . Если к тому же учесть, что контур $ABCD$ составляет половину огибающей $A'BDA''$ прямоугольного радиоимпульса длительностью $\tau_{и}$ и амплитудой $U_{с макс}$, то

$$\mathcal{E} = \frac{1}{2} \frac{U_{с макс}^2}{2R} \tau_{и}, \quad (2.8)$$

Приравнивая правые части формул (2.7) и (2.8), находим

$$U_{с макс} = \sqrt{2} U_m. \quad (2.9)$$

Отсюда определяем пиковую мгновенную активную мощность радиоимпульсов на выходе УОС, которую затем выражаем через энергию \mathcal{E} согласно (2.7):

$$P_{с макс} = U_{с макс}^2 / 2R = 2U_m^2 / 2R = U_m^2 / R = 2\mathcal{E} / \tau_{ш}. \quad (2.10)$$

Из формулы (2.2) следует, что мощность шумов, пропускаемых линейной частью приемника, $P_{ш} = N_0 \Delta f_{\theta}$. Подставляем полученные выражения для $P_{с макс}$ и $P_{ш}$ в (2.4) и находим отношение

$$q = P_{с макс} / P_{ш} = 2\mathcal{E} / N_0 \Delta f_{\theta} \tau_{ш}. \quad (2.11)$$

Для линейной части приемника произведение эффективной шумовой полосы пропускания Δf_{θ} на длительность импульса $\tau_{ш}$ — величина постоянная. В приемнике, рассчитанном на оптимальное обнаружение сигналов, произведение $\Delta f_{\theta} \tau_{ш} \simeq 1$ и тогда отношение сигнал/шум по мощности

$$q = q_0 = 2\mathcal{E} / N_0, \quad (2.12)$$

а отношение сигнал/шум по напряжению

$$U_{с макс} / U_{ш} = \sqrt{q_0} = \sqrt{2\mathcal{E} / N_0}. \quad (2.13)$$

Это предельные отношения сигнал/шум.

Отсутствие в формулах (2.12) и (2.13) какого-либо параметра, связанного с формой сигнала, не случайно. Формулы показывают, что *максимально возможное отношение сигнал/шум, получаемое в результате оптимальной обработки сигналов, зависит только от отношения энергии сигнала \mathcal{E} к спектральной плотности шума N_0 , которая также имеет размерность энергии.*

Накопление энергии одиночного импульса производится в пределах периода следования T_c и потому называется *внутрипериодным интегрированием*. В реальных условиях каждый цикл обзора сопровождается отражением от цели целой группы (пачки) импульсов, и это позволяет значительно улучшить отношение сигнал/шум суммированием в УОС энергии всей пачки. Этот процесс называется *межпериодным интегрированием*.

§ 9. Чувствительность радиолокационного приемника

Входное сопротивление приемника согласовывается с сопротивлением излучения приемной антенны, чтобы получить от антенны максимальную мощность сигнала. Тогда, как доказывается в курсе «Радиоприемные устройства», мощность шумов, на которую реагирует приемник,

$$P_{шA} = k T_A \Delta f_{\theta}, \quad (2.14)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T_A — эффективная шумовая температура антенны, в которой учтены и внешние шумы, улавливаемые антенной, и ее собственные шумы; Δf_a — эффективная шумовая полоса пропускания приемника.

Умножив $P_{шA}$ на резонансный коэффициент усиления по мощности линейной части приемника $K_{p \text{ макс}}$ и прибавив мощность собственных шумов этой части приемника $P_{шс}$, получим полную мощность шумов перед видеодетектором $P_{ш \text{ вых}}$. В идеальном «нес шумящем» приемнике $P_{шс} = 0$ и $P_{ш \text{ вых}} = K_{p \text{ макс}} P_{шA}$. Отсюда коэффициент шума приемника Ш, показывающий во сколько раз увеличилась мощность шумов на выходе приемника за счет его собственных шумов, равен

$$\text{Ш} = \frac{K_{p \text{ макс}} P_{шA} + P_{шс}}{K_{p \text{ макс}} P_{шA}} = 1 + \frac{P_{шс}}{K_{p \text{ макс}} P_{шA}}. \quad (2.15)$$

Этот коэффициент обычно выражают в децибелах:

$$\text{Ш [дБ]} = 10 \lg \text{Ш}. \quad (2.16)$$

На основании формул (2.14) и (2.15) представляем мощность собственных шумов приемника в виде

$$\begin{aligned} P_{шс} &= (\text{Ш} - 1) K_{p \text{ макс}} P_{шA} = (\text{Ш} - 1) K_{p \text{ макс}} k T_A \Delta f_a \simeq \\ &\simeq (\text{Ш} - 1) K_{p \text{ макс}} k T_0 \Delta f_a. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Здесь произведена замена температуры антенны T_A на комнатную температуру $T_0 = 290$ К, так как собственные шумы приемника принято измерять именно при этой температуре.

Теперь выразим через коэффициент Ш мощность шумов на выходе приемника:

$$\begin{aligned} P_{ш \text{ вых}} &= P_{шс} + K_{p \text{ макс}} P_{шA} = (\text{Ш} - 1) K_{p \text{ макс}} k T_0 \Delta f_a + \\ &+ K_{p \text{ макс}} k T_A \Delta f_a = K_{p \text{ макс}} k T_0 \Delta f_a (\text{Ш} - 1 + T_A/T_0). \end{aligned} \quad (2.18)$$

Как и следовало ожидать, эта мощность тем больше, чем больше коэффициент шума приемника и эффективная температура антенны.

Коэффициент шума практически зависит только от первых каскадов приемника. Действительно, первый каскад усиливает сигналы и шумы, подводимые от антенны, и прибавляет к ним собственные шумы. Второй каскад совершает аналогичную операцию с уже усиленным сигналом и шумом, и на их фоне его собственные шумы играют значительно меньшую роль. Тем более можно пренебречь собственными шумами третьего каскада по сравнению с сигналом и шумом, усиленными первыми двумя каскадами, и т. д.

Трудности усиления колебаний УКВ возрастают с уменьшением длины волны: на метровых волнах коэффициент шума $\text{Ш} = 3 - 10$ (5 — 10 дБ), на дециметровых $\text{Ш} = 5 - 25$ (7 — 14 дБ) и на сантиметровых $\text{Ш} = 10 - 100$ (10 — 20 дБ). К настоящему времени развитие техники СВЧ позволило уменьшить значение Ш до 2 — 4 дБ (сильно охлаждаемые параметрические и квантовые усилители).

Шумовая температура приемной антенны T_A тем меньше, чем острее ее диаграмма направленности (внешние шумы принимаются в меньшем телесном угле) и чем ближе направление максимума диаграммы к зениту (тогда полностью исключается прием излучения от Земли и ослабляется прием излучения из космоса). При этом $T_A < 10$ К.

В большинстве случаев шумы приемника намного превышают шумы антенны, и для упрощения формулы (2.18) полагают $T_A = T_0$, как это было сделано при выводе формулы собственных шумов приемника (2.17). Тогда

$$P_{\text{ш вых}} = kT_0 \text{Ш} \Delta f_{\text{э}} K_{p \text{ макс}}. \quad (2.19)$$

Разделив эту мощность на коэффициент усиления $K_{p \text{ макс}}$, получим суммарную мощность шумов приемника и антенны при $T_A = T_0$, приведенную к входу приемника:

$$P_{\text{ш вх}} = P_{\text{ш вых}} / K_{p \text{ макс}} = kT_0 \text{Ш} \Delta f_{\text{э}}. \quad (2.20)$$

Чувствительностью радиолокационного приемника называется минимальная мощность сигнала на входе приемника, согласованного с антенной, $P_{\text{с мин}}$, которая обеспечивает нормальную работу выходного устройства РЛС. Для этого на выходе линейной части приемника мощность сигнала $K_{p \text{ макс}} P_{\text{с мин}}$ должна превышать мощность шумов $P_{\text{ш вых}}$ по крайней мере в m_p раз (m_p называется *коэффициентом различимости*). Этот коэффициент выражается в соответствии с (2.19), (2.20) формулой

$$\begin{aligned} m_p &= K_{p \text{ макс}} P_{\text{с мин}} / P_{\text{ш вых}} = K_{p \text{ макс}} P_{\text{с мин}} / K_{p \text{ макс}} kT_0 \text{Ш} \Delta f_{\text{э}} = \\ &= P_{\text{с мин}} / kT_0 \text{Ш} \Delta f_{\text{э}} = P_{\text{с мин}} / P_{\text{ш вх}}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Как видно, коэффициент различимости есть отношение сигнал/шум как на входе, так и на выходе приемника. Это объясняется тем, что величина $P_{\text{ш вх}}$, входящая в формулу (2.21), включает не только мощность шумов, воспринимаемых антенной, но и собственные шумы приемника, приведенные к его входу (такое приведение равнозначно превращению линейной части приемника в нешумящий четырехполюсник).

Умножим числитель и знаменатель дроби (2.21) на длительность сигнала $\tau_{\text{и}}$. Тогда коэффициент m_p представим в виде

$$m_p = P_{\text{с мин}} \tau_{\text{и}} / P_{\text{ш вх}} \tau_{\text{и}} = (\mathcal{E}_{\text{с}} / N_0)_{\text{мин}}, \quad (2.22)$$

т. е. *коэффициент различимости равен минимальному превышению энергии единичного входного сигнала $\mathcal{E}_{\text{с}}$ над спектральной плотностью шума N_0 , при котором выходное устройство РЛС функционирует нормально.* Для РЛС обнаружения такое нормальное функционирование означает, что цели обнаруживаются в заданном диапазоне дальностей с заданными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги.

Желательно, чтобы коэффициент различимости имел минимальное значение, а это зависит от качества обработки сигналов в УОС.

Мощность входного сигнала $P_{\text{с мин}}$, соответствующая порогу чувствительности приемника, называется *мощностью порогового сиг-*

нала. Из формулы (2.21) видно, что для понижения мощности порогового сигнала, т. е. повышения чувствительности радиолокационного приемника, нужно всеми средствами: а) снижать внутриприемные шумы и препятствовать прохождению в приемник внешних шумов; б) согласовывать приемник с антенной; в) приближать коэффициент различимости m_p к его минимально возможному значению путем совершенствования УОС.

§ 10. Додетекторная оптимальная фильтрация сигналов

Оптимальным приемником обнаружения называется приемник, обеспечивающий максимальное отношение сигнал/шум перед пороговым устройством при данном отношении средних мощностей сигнала

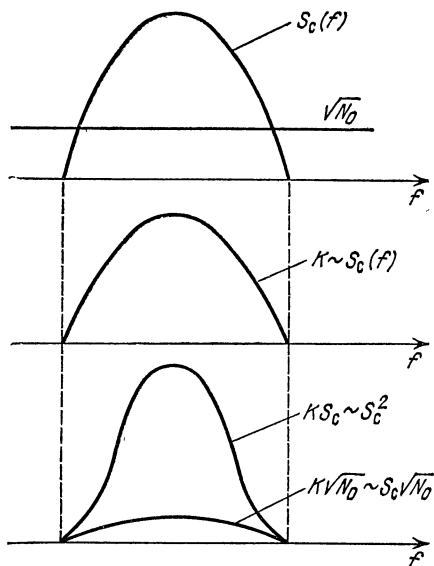


Рис. 2.7. Преобразование амплитудно-частотного спектра смеси колокольного радиопульса и шума оптимальным фильтром.

амплитудно-частотным спектром сигнала. На рис. 2.7 показаны: амплитудно-частотные спектры одиночного колокольного радиопульса $S_c(f)$ и шума $\sqrt{N_0}$ на входе оптимального фильтра; АЧХ этого фильтра, построенная с учетом того, что модуль коэффициента передачи напряжения K при любой частоте f спектра должен быть прямо пропорционален величине $S_c(f)$; спектры сигнала и шума на выходе фильтра, полученные умножением $S_c(f)$ и $\sqrt{N_0}$ на коэффициент передачи K . В результате выходное напряжение сигнала пропорционально квадрату, а выходное напряжение шума — первой степени входного напряжения сигнала. Тем самым улучшается отношение сигнал/шум, так как

и шума, приведенных к входу приемника, $P_c/P_{швх}$. Оптимальность приемника выражается в том, что при обработке сигналов полностью используются предварительные (априорные) сведения о форме и структуре зондирующего излучения и этим достигается минимальное значение коэффициента различимости.

Имеются оптимальные приемники с оптимальной фильтрацией и корреляционные. Они выполняются по разным схемам, но дают одинаковый результат.

10.1. Оптимальная фильтрация одиночного сигнала.

Этот процесс происходит в линейном фильтре с амплитудно- и фазочастотными характеристиками (АЧХ, ФЧХ), полностью согласованными со спектром одиночного сигнала.

АЧХ оптимального фильтра должна совпадать по форме с

фильтр совсем не пропускает шумы на частотах, где нет составляющих спектра сигнала, остальные же составляющие этого спектра воспроизводятся с тем большим коэффициентом передачи, чем больше их интенсивность по сравнению с шумами.

ФЧХ оптимального фильтра вносит свой вклад в улучшение отношения сигнал/шум тем, что в некоторый момент времени после прихода сигнала обеспечивает синфазность всех составляющих его спектра. Пусть начальные фазы ψ_c гармоник сигнала изменяются с частотой f (рис. 2.8). Если аргумент коэффициента передачи напряжения фильтра ψ_ϕ , т. е. сдвиг фаз между его выходным и входным напряжениями будет для каждой гармоники численно равен и противоположен по знаку углу ψ_c , то все составляющие совпадут по фазе в начале импульса. Но задача оптимального фильтра состоит в том, чтобы такое синфазное сложение гармоник произвести в конце импульса τ_n : тогда можно сконцентрировать всю энергию сигнала в виде пика на выходе фильтра и этим добиться максимального отношения сигнал/шум. Это требует компенсации набега фазы каждой гармоники за время τ_n . Набег равен $2\pi f\tau_n$. Таким образом, фазочастотная характеристика оптимального фильтра выражается функцией

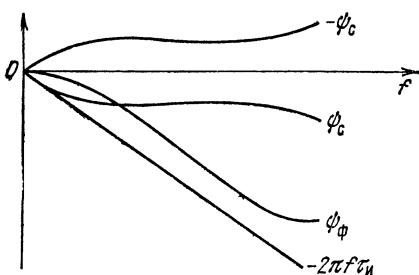


Рис. 2.8. Фазочастотные характеристики сигналов и оптимального фильтра.

$$\psi_\phi = -\psi_c - \omega\tau_n = -\psi_c - 2\pi f\tau_n. \quad (2.23)$$

Эта функция, как и ее составляющие ψ_ϕ , $-\psi_c$, $-2\pi f\tau_n$, показана на рис. 2.8.

Из сказанного следуют два важных вывода: 1) оптимальный фильтр позволяет к концу сигнала получить максимально возможное отношение сигнал/шум, поскольку ФЧХ фильтра обеспечивает синфазность всех гармонических составляющих сигнала в момент отсчета, а АХЧ создает максимальное превышение их действующего напряжения над действующим напряжением шумов; 2) отношение сигнал/шум на выходе оптимального фильтра определяется энергией сигнала и спектральной плотностью шума на входе приемника ($q = q_0 = 2\mathcal{E}/N_0$) безотносительно к форме сигнала.

Ясно, что значительное увеличение пикового напряжения сигнала $U_{с макс}$, вызванное оптимальной фильтрацией, увеличивает вероятность превышения этим сигналом порогового напряжения $U_{пор}$, т. е. способствует обнаружению импульсов целей u_v на фоне шумов (см. рис. 2.6).

10.2. Квазиоптимальные фильтры одиночных сигналов. Фильтр, в полной мере оптимальный, осуществить нельзя. Для одиночного импульса с плавно изменяющейся амплитудой (например, имеющего колокольную форму) вместо оптимального применяют квазиоптимальные

ный, т. е. близкий к оптимальному, фильтр УПЧ приемника. Это простая резонансная цепь LCR , согласованная с импульсом только по полосе пропускания. Эта полоса на определенном уровне амплитудно-частотной характеристики $K(f)$ равна $1/\tau_{\text{и}}$ (рис. 2.9). Благодаря тому, что АЧХ квазиоптимального фильтра $K(f)$ и спектр сигнала $S_c'(f)$ имеют практически одинаковую форму — колокольную, цепь LCR и сигнал оказываются согласованными почти по всему спектру $S_c'(f)$.

Иное положение при фильтрации импульса с крутыми фронтами и срезом. Например, показанные на рис. 2.9 функции $K(f)$ цепи LCR и амплитудно-частотный спектр $S_c''(f)$ прямоугольного импульса

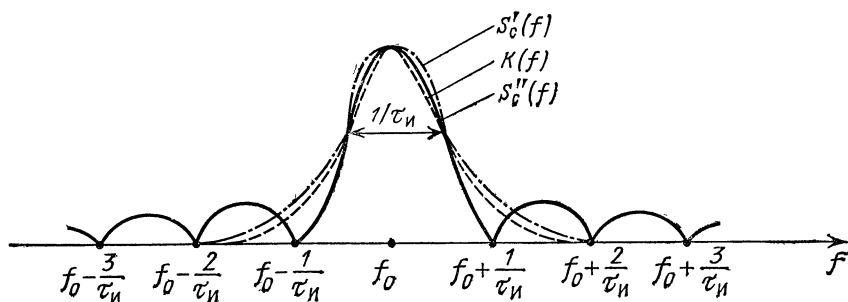


Рис. 2.9. Амплитудно-частотные спектры колокольного и прямоугольного радиоимпульсов и АЧХ квазиоптимального фильтра LCR .

промежуточной частоты, с которыми эта цепь согласована только по полосе пропускания, различаются значительно. Из курса «Основы радиотехники» известно, что спектр $S_c''(f)$ выражается так называемой функцией отсчета $\sin x/x$, где $x = \pi\tau_{\text{и}}f$. Функция пересекает ось частот f в точках, удаленных от частоты заполнения f_0 на $\pm 1/\tau_{\text{и}}$, $\pm 2/\tau_{\text{и}}$, $\pm 3/\tau_{\text{и}}$, ... В этих точках спектр $S_c''(f) = 0$, но коэффициент передачи $K(f)$ не равен нулю, т. е. такой квазиоптимальный фильтр, в отличие от оптимального, воспроизводит на некоторых частотах шумы без сигнала. Однако если фильтрацию прямоугольных радиоимпульсов осуществлять полосовым усилителем с оптимальной полосой пропускания $\Delta f_{\text{опт}} = 1,37/\tau_{\text{и}}$, то отношение сигнал/шум q понизится по сравнению с q_0 лишь на 17%.

Относительная простота при небольших энергетических потерях (по сравнению с оптимальным фильтром) сделала квазиоптимальный фильтр с оптимальной полосой пропускания наиболее пригодным для фильтрации одиночного сигнала.

10.3. Оптимальная фильтрация пачки когерентных радиоимпульсов. Длительность облучения точечной цели $T_{\text{обл}}$ равна ширине диаграммы направленности антенны $2\varphi_{0,5}$, деленной на среднюю угловую скорость вращения диаграммы $\Omega_{\text{ср}}$, а так как частота следования импульсов $F_c = 1/T_c$, то число их в пачке

$$N_i = T_{\text{обл}}/T_c = 2\varphi_{0,5} F_c/\Omega_{\text{ср}}. \quad (2.24)$$

Например, при $2\varphi_{0,5} = 2^\circ$; $F_c = 500$ Гц и скорости обзора 8 об/мин ($\Omega_{ср} = 8 \cdot 360^\circ/60 = 48^\circ/\text{с}$) имеем $N_i = 2 \cdot 500/48 \approx 20$.

Энергия пачки импульсов суммируется с помощью накопителей, предусматриваемых в приемном и выходном устройствах РЛС. Накопители, включенные до видеодетектора, называются *когерентными интеграторами* — они требуют согласования фаз всех N_i импульсов, а последетекторные накопители, называемые *видеоинтеграторами*, некогерентные. Первые входят в приемник, а вторые — в выходное устройство РЛС.

Оптимальная фильтрация пачки когерентных импульсов осуществляется в двух вариантах. В одном из них (рис. 2.10, а, б) сначала производится оптимальная фильтрация одиночных импульсов, а затем интегрирование. Интегратор состоит из линии задержки с отводами через период следования T_c , фазирующих цепочек и линейного сумматора, в котором складываются импульсы $u_{\phi 1}, u_{\phi 2}, u_{\phi 3}, \dots$, задержанные линией соответственно на время $t = 0, T_c, 2T_c, \dots$. Благодаря этой задержке импульсы запоминаются, и когда на вход интегратора приходит последний импульс пачки (на рис. 2.10, б $N_i = 3$), все N_i импульсов пачки синфазно складываются в сумматоре. Возможные расхождения фаз устраняются фазирующими цепочками.

Амплитуда выходного напряжения сумматора u_Σ оказывается в N_i раз больше, чем для одиночного импульса, пиковая мощность — в N_i^2 раз. Вместе с тем, по закону сложения дисперсий средняя мощность шумов возрастает только в N_i раз (шумы складываются со случайными фазами). Таким образом, *когерентное интегрирование увеличивает энергетическое отношение сигнал/шум q в N_i раз*, и так как после оптимального фильтра для одиночного сигнала $q = q_0 = 2\mathcal{E}/N_0$, то на выходе сумматора

$$q_{0\Sigma} = N_i q_0 = 2\mathcal{E} N_i / N_0 = 2\mathcal{E}_\Sigma / N_0, \quad (2.25)$$

где \mathcal{E}_Σ — суммарная энергия всей пачки импульсов.

Заметим, что совпадение максимума выходного напряжения $N_i U_m$ с окончанием последнего импульса пачки позволяет совместить обнаружение цели с измерением угловых координат. Напомним, что определение дальности целей также совмещается с их обнаружением, но это происходит при внутрипериодной обработке одиночных сигналов по запаздыванию отраженного или ответного импульса относительно зондирующего.

10.4. АЧХ оптимального фильтра когерентных сигналов. АЧХ такого фильтра, описанного в п. 10.3, выражается произведением двух функций. Первая из них $K_1(f)$ соответствует АЧХ оптимального фильтра для одиночного импульса; в случае прямоугольных радиоимпульсов

$$K_1(f) = \sin x/x = \sin \pi f \tau_n / \pi f \tau_n$$

(рис. 2.11, а). Вторая функция

$$K_2(f) = (\sin N_i \pi f \tau_n) / \pi f \tau_n$$

соответствует АЧХ синхронного интегратора (рис. 2.11, б). Каждое звено линии задержки имеет АЧХ в виде одиночного импульса; АЧХ синхронного интегратора $K_2(f)$ получается в виде последовательности этих импульсов с периодом следования, равным задержке T_c одного звена линии. За счет второй функции результирующая АЧХ (рис. 2.11, в) приобретает *гребенчатую форму*. Зубцы повторяются с частотой следования импульсов $F_c = 1/T_c$. Поэтому число зубцов, приходящихся на оптимальную полосу пропускания $1/\tau_n$ всего фильтра, равно скважности импульсов $(1/\tau_n):(1/T_c) = T_c/\tau_n = q_n$. Полоса прозрачности, охватываемая каждым из зубцов АЧХ, есть величина, обратная времени облучения цели пачкой импульсов, т. е. равна $1/T_{обл} = 1/N_i T_c$.

10.5. Гребенчатый фильтр. Это второй вариант оптимального фильтра пачки когерентных импульсов. Схема его составляется из T_c/τ_n (по числу зубцов в АЧХ) узкополосных фильтров с полосой прозрачности каждого $1/N_i T_c$ и общей полосой пропускания $q_n \times (1/N_i T_c) = 1/\tau_n N_i$. Его АЧХ должна быть такой же, как в первом варианте, и выигрыш от когерентного интегрирования тоже одинаковый — в N_i раз.

Этот результат можно объяснить гребенчатой структурой АЧХ: между зубцами спектра шумов полностью подавляются [$K(f) = 0$], а в пределах каждого зубца фильтр изменяет соотношение между сигналом и шумом в пользу сигнала. Ориентировочно подавление шумов интегрированием оценивается как отношение интервала частот $1/\tau_n$ к полосе прозрачности зубцов $1/\tau_n N_i$, приходящихся на этот интервал: $(1/\tau_n):(1/\tau_n N_i) = N_i$. Таким образом, подтверждается, что чем больше импульсов в пачке, тем больше возрастает отношение сигнал/шум от интегрирования этой пачки.

Пример 2.1. Определить число узкополосных фильтров, составляющих гребенчатый фильтр, и их полосу прозрачности при $\tau_n = 1$ мкс; $F_c = 500$ Гц; $N_i = 20$.

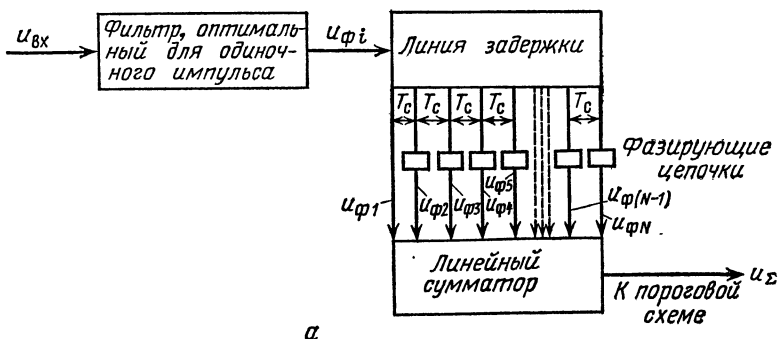
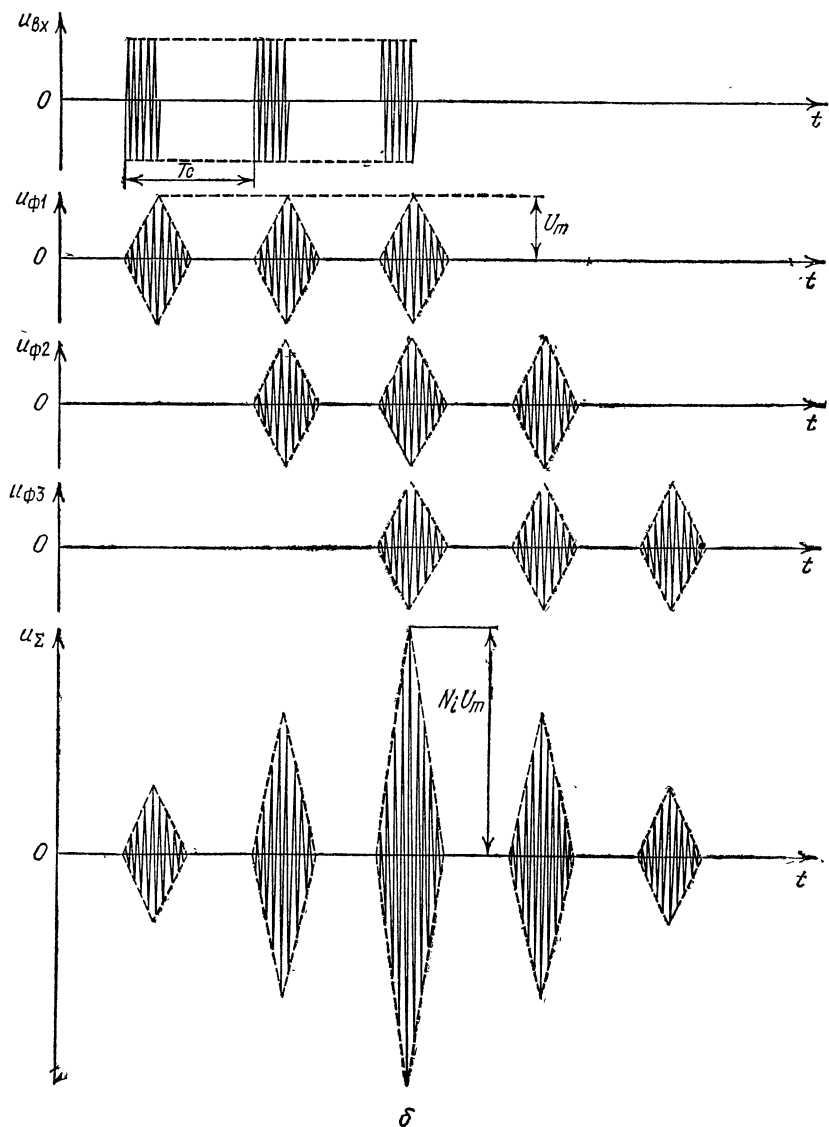


Рис. 2.10. Функциональная схема оптимальной обработки пачки когерентных импульсов (а); временные

Число узкополосных фильтров $T_c/\tau_n = 1/\tau_n F_c = 10^6/500 = 2000$.

Полоса прозрачности каждого узкополосного фильтра $1/N_i T_c = F_c/N_i = 500/20 = 25$ Гц. Общая полоса прозрачности гребенчатого фильтра $1/\tau_n N_i = 10^6/20 = 50$ кГц.

Как видно из этого примера, реализовать гребенчатый фильтр трудно — для этого требуется множество элементарных фильтров



радиоимпульсов, состоящая из оптимального фильтра для одиночного импульса и диаграммы к схеме (б).

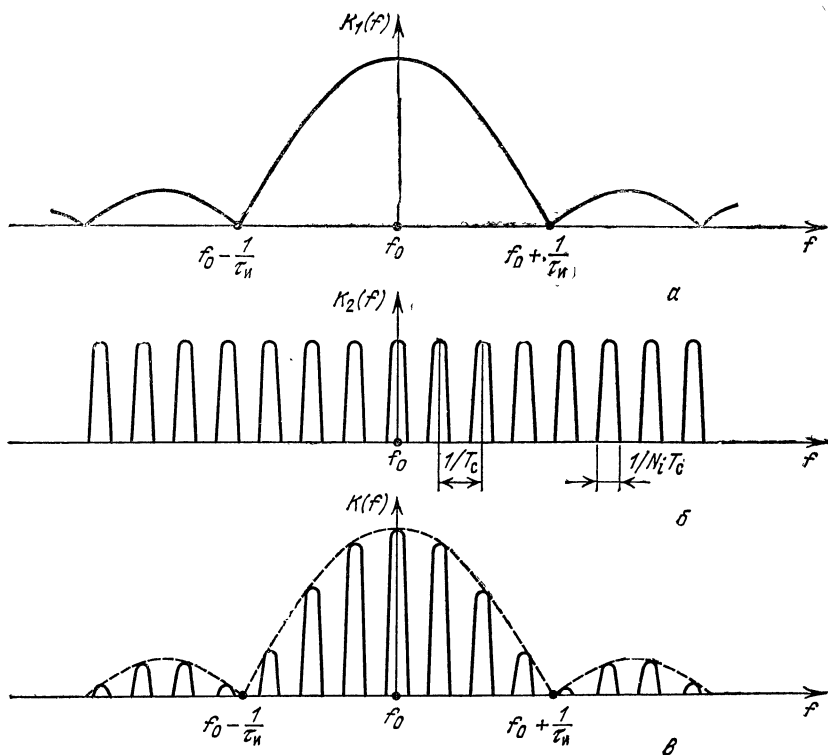


Рис. 2.11. АЧХ фильтра, оптимального для пачки когерентных прямоугольных радиопульсов с равными амплитудами.

с весьма узкой полосой прозрачности каждого. На практике первый вариант применяется чаще, так как оптимальный фильтр для одиночного импульса, предшествующий интегратору, имеет более приемлемую полосу пропускания (в нашем примере $1/\tau_H = 1/10^{-6} = 10^6$ Гц $= 1$ МГц).

§ 11. Видеодетектор при когерентном приеме сигналов

11.1. Особенности амплитудного и фазового детекторов. Амплитудный детектор, называемый иначе детектором огибающей (рис. 2.12, а), состоит из нелинейного выпрямительного элемента Д и фильтра нижних частот RC. Ток, вызываемый импульсным напряжением $u_{вх}$ промежуточной частоты, пульсирующий. Фильтр RC извлекает из этого тока постоянную и низкочастотную составляющие (видеоимпульсы) и подавляет составляющие более высоких частот. Если входной сигнал слабый, то детектирование квадратичное, т. е. выходное напряжение детектора $u_{вых}$ пропорционально квадрату амплитуды $U_{вх\text{т}}$ входного напряжения. При сильном сигнале

($U_{вхт} > U'_{вхт}$) детектирование линейное, т. е. между $u_{вых}$ и $U_{вхт}$ соблюдается прямая пропорциональность (рис. 2.12, б).

Это важно с точки зрения взаимодействия сигнала с шумом: в линейном детекторе они независимы и поэтому отношение сигнал/шум не изменяется детектором, а в квадратичном их взаимодействие приводит к частичному преобразованию энергии сигнала в дополнительные шумы и, как следствие, к уменьшению и без того низкого отноше-

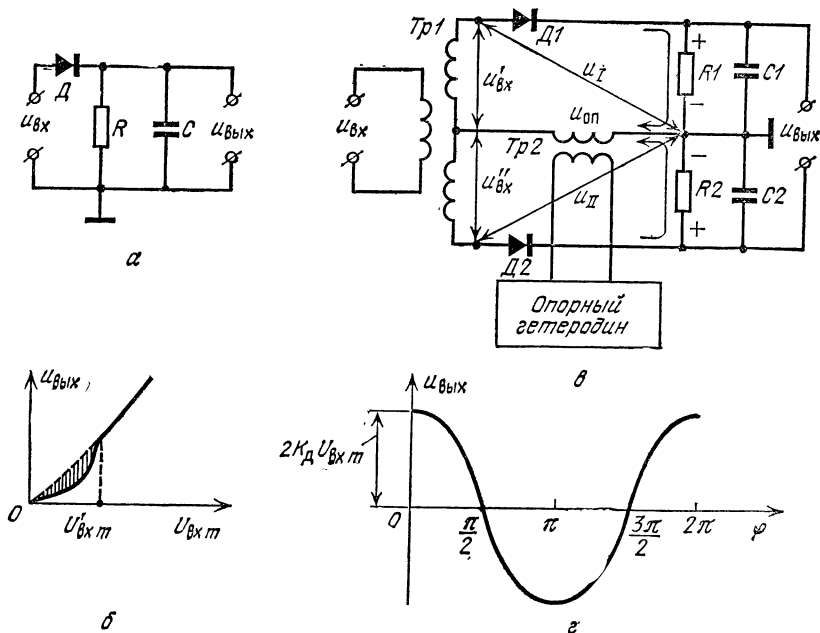


Рис. 2.12. Принципиальные схемы амплитудного (а) и синхронного фазового (в) детекторов и их детекторные характеристики (б, г).

ния сигнал/шум. Таким образом, линейный детектор не изменяет коэффициента различимости m_p , тогда как потери в квадратичном детекторе (соответствующие заштрихованной области на детекторной характеристике) вызывают увеличение m_p .

Синхронный фазовый детектор, называемый также *когерентным детектором* (рис. 2.12, в), содержит балансный смеситель (трансформаторы $Tr1, Tr2$, нелинейные элементы $D1, D2$), опорный гетеродин и фильтры нижних частот $R1C1; R2C2$. Кроме колебаний промежуточной частоты, искаженных шумами, к балансному смесителю подводится от гетеродина опорное напряжение $u_{оп}$, которое должно совпадать по частоте и фазе с полезным сигналом и иметь значительно большую амплитуду. С помощью трансформатора $Tr1$ входное напряжение $u_{вх}$ расщепляется на два численно равных и противофазных напряжения $u'_{вх}, u''_{вх}$, в связи с чем на одно плечо смесителя поступает сумма входного и опорного сигналов u_I , а на другое — их разность u_{II} .

Диоды и фильтры выполняют функции амплитудных детекторов напряжений u_I и u_{II} . Выпрямленные токи, пропорциональные амплитудам U_{Im} , $U_{II m}$ этих напряжений, проходят через резисторы $R1$, $R2$ встречно (см. стрелки). Следовательно, выходное напряжение $u_{вых}$ равно разности напряжений, снимаемых с фильтров $R1 C1$; $R2 C2$.

Когда сдвиг по фазе φ между входным и опорным сигналами действительно равен нулю (рис. 2.13, а), напряжения плеч $U_{Im} = U_{вх m} + U_{оп m}$; $U_{II m} = -U_{вх m} + U_{оп m}$. Тогда выходное напряжение детектора

$$u_{вых} = K_d (U_{Im} - U_{II m}) = 2K_d U_{вх m},$$

где K_d — коэффициент передачи детектора.

Если угол $\varphi = \pi/2$, то согласно векторной диаграмме рис. 2.13, б амплитуды напряжений U_{Im} , $U_{II m}$ численно равны и выходное напря-

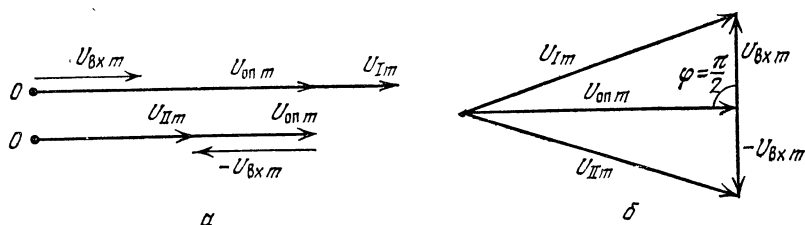


Рис. 2.13. Векторные диаграммы напряжений в синхронном фазовом детекторе.

жение $u_{вых} = 0$. При произвольном фазовом сдвиге φ зависимость между напряжением $u_{вых}$ и углом φ косинусоидальная (рис. 2.12, з):

$$u_{вых} = 2K_d U_{вх m} \cos \varphi. \quad (2.26)$$

Эта формула выведена с учетом того, что опорное напряжение, подводимое от гетеродина, по амплитуде значительно больше, чем напряжение сигнала ($U_{оп m} \gg U_{вх m}$). Подстановка в (2.26) углов $\varphi = 0$ и $\varphi = \pi/2$ подтверждает правильность ранее полученных результатов: $u_{вых} = 2K_d U_{вх m}$ и $u_{вых} = 0$.

Прямая пропорциональность между выходным напряжением и амплитудой входного напряжения означает, что фазовый детектор при $U_{вх m} \ll U_{оп m}$ может быть использован для детектирования амплитудно-модулированных колебаний, причем если фазовый детектор к тому же синхронный ($\varphi < 10^\circ$), то он является линейным не только для сильных, но и для слабых сигналов. Здесь нет подавления слабого сигнала сильной помехой, как в детекторе огибающей. Это достигается за счет большого по амплитуде опорного напряжения.

Шум, прошедший узкополосный фильтр УПЧ, становится, как известно, почти гармоническим колебанием, которое можно представить вектором напряжения со случайными относительно вектора сигнала амплитудой и фазой. Раскладываем вектор шума на две взаимно перпендикулярные составляющие, из которых одна синфазна с сигналом, а другая внефазная. Так как обе составляющие — случайные равно-

вероятные величины, то они имеют равную дисперсию σ^2 , т. е. одинаковую мощность.

Синхронный фазовый детектор включается после оптимального фильтра когерентных импульсов (рис. 2.14, а), причем по отношению к опорному сигналу синфазная составляющая шума оказывается в фазе, а внефазная составляющая — сдвинутой на угол $\varphi = \pi/2$. В таких условиях детектор реагирует только на сигнал и синфазную составляющую шума. Благодаря этому полученное в оптимальном фильтре максимально возможное отношение сигнал/шум $q_{0\Sigma} = 2\mathcal{E}_{\Sigma}/N_0$ сохраняется. Но это справедливо лишь тогда, когда начальная фаза первого импульса, а следовательно, и остальных импульсов пачки вполне определенная и синфазность опорного и полезных сигналов обеспечивается.

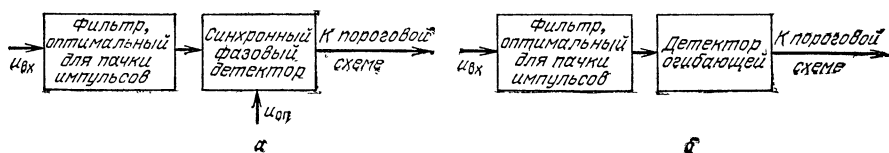


Рис. 2.14. Варианты включения детектора при оптимальной фильтрации пачки когерентных импульсов.

11.2. Когерентный прием сигналов с неизвестной начальной фазой. В реальных условиях начальная фаза первого импульса случайная и с равной вероятностью принимает значения от 0 до 2π . Поскольку пачка импульсов когерентная, всякие изменения начальной фазы первого импульса вызывают равные изменения фаз всех импульсов пачки. Тогда угол φ между опорным и полезным сигналами произвольно меняется и может, в частности, стать равным 90° . При $\varphi = 90^\circ$ фазовый детектор не чувствителен к сигналу и реагирует только на внефазную составляющую шума. В создавшемся положении приходится вместо синхронного фазового детектора применить детектор огибающей (рис. 2.14, б), но это влечет за собой двукратное (на 3 дБ) уменьшение отношения сигнал/шум, поскольку на амплитудный детектор действуют в равной мере и синфазная и внефазная составляющие шума.

Трудности осуществления додетекторного интегрирования ограничивают применение и этой схемы. Последетекторное интегрирование когерентных сигналов осуществляется согласно функциональной схеме, показанной на рис. 2.15. К двум фазовым детекторам подводится высокочастотный сигнал $U_{вхm} \cos \omega t$ от фильтра, оптимального для одиночного импульса. К этим же детекторам поступает от гетеродина опорное напряжение, причем к одному непосредственно, а к другому — через фазовращатель, изменяющий фазу сигнала на $\pi/2$, т. е. напряжения $U_{опm} \cos \omega_{оп} t$ и $U_{опm} \cos (\omega_{оп} t - \pi/2)$. Согласно формуле (2.26) на выходе первого детектора образуется напряжение $K_d U_{вхm} \cos (\omega_{оп} - \omega) t$, а на выходе второго — $K_d U_{вхm} \times \times \cos [(\omega_{оп} - \omega) t - \pi/2]$. Полученные напряжения видеоимпульсов

повторяются с частотой следования F_c . Они возводятся в квадрат и складываются:

$$K_d^2 U_{вх м}^2 [\cos^2(\omega_{оп} - \omega)t + \sin^2(\omega_{оп} - \omega)t] = K_d^2 U_{вх м}.$$

Как видно, такое решение исключает влияние возможного неравенства частот опорного гетеродина $\omega_{оп}$ и сигнала ω . Нелинейный усилитель, имеющий соответствующую амплитудную характеристику, извлекает квадратный корень из напряжения $K_d^2 U_{вх м}^2$, в результате чего амплитуда импульсов на входе видеоинтегратора $K_d U_{вх м}$ прямо пропорциональна амплитуде $U_{вх м}$ сигналов, снятых с фильтра.

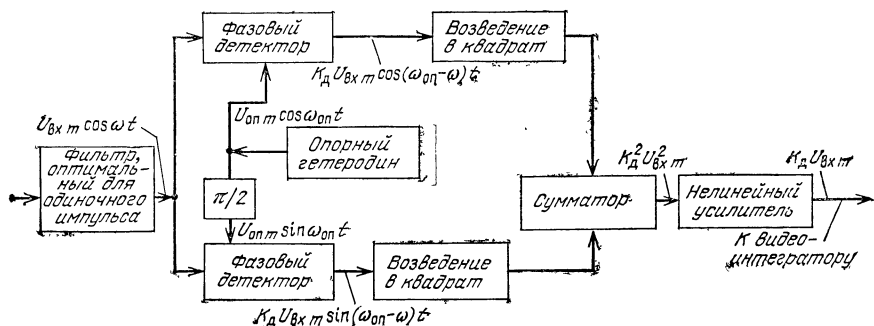


Рис. 2.15. Функциональная схема когерентного приема сигналов с использованием квадратурных каналов.

Здесь нелинейные операции, например возведение в квадрат, уменьшают отношение сигнал/шум так же, как в детекторе огибающей.

Пример 2.2. Определить \sqrt{q} , т. е. отношение сигнал/шум по напряжению, на выходе синхронного фазового детектора и детектора огибающей, если на входе их действуют сильный сигнал с отношением $\sqrt{q_0} = 10$ и слабый сигнал с $\sqrt{q_0} = 0,1$.

Синхронный фазовый детектор не вносит потерь и, следовательно, на выходе его имеем соответственно $\sqrt{q} = \sqrt{q_0} = 10$ и $\sqrt{q} = \sqrt{q_0} = 0,1$.

Амплитудный детектор, являясь линейным при $q_0 = 10$, уменьшает это отношение за счет внефазной составляющей шума в два раза: $\sqrt{q} = 0,5$ $\sqrt{q_0} = 5$. При $\sqrt{q_0} = 0,1$ детектор огибающей квадратичный и поэтому $\sqrt{q} = (\sqrt{q_0})^2 = 0,01$, т. е. энергетические потери в детекторе весьма значительны.

§ 12. Оптимальная фильтрация некогерентных импульсов

Строго закономерная связь между фазами сигналов, необходимая для когерентного приема, достигается, как правило, применением сложных устройств. Поэтому более широко используется менее эффективный, но легче осуществляемый некогерентный прием. Устройство обработки некогерентных сигналов (рис. 2.16, а) начинается

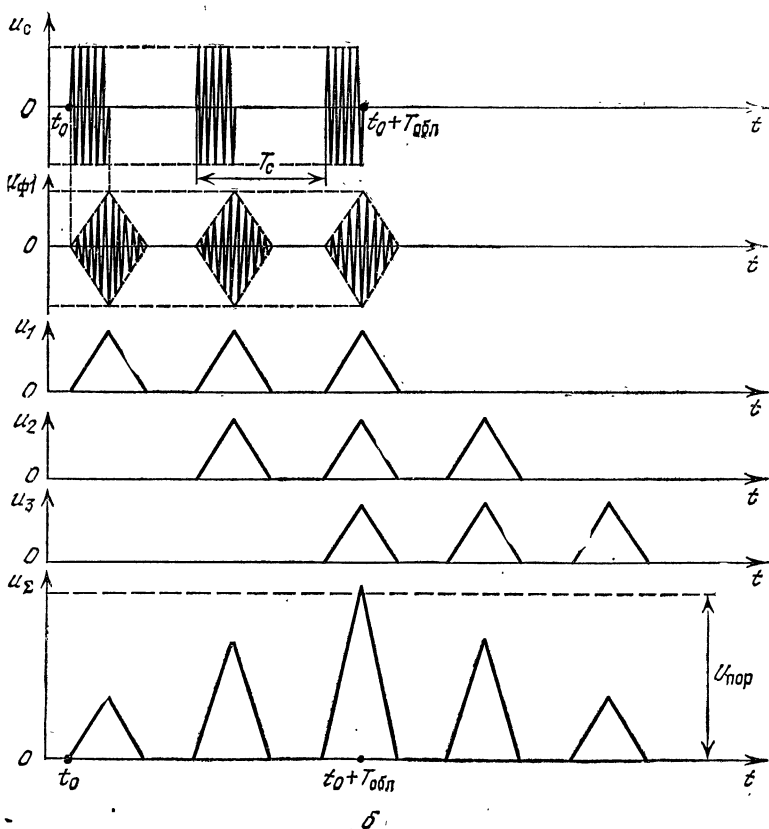
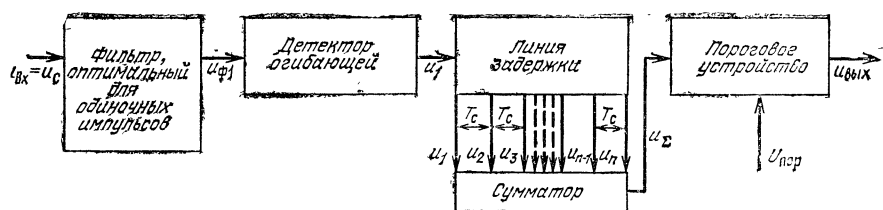


Рис. 2.16. Функциональная схема оптимального фильтра пачки некогерентных импульсов (а) и временные диаграммы к ней (б).

с оптимального фильтра для одиночных импульсов, затем следует детектор огибающей и завершается обработка видеоинтегратором, который состоит из линии задержки (с отводами через период T_c) и сумматора.

Такая последовательность обработки объясняется тем, что отсутствие закономерной связи между начальными фазами сигналов исключает возможность додетекторного интегрирования и применения синхронного фазового детектора. Каждый импульс промежуточной частоты $u_{вх}$ подвергается оптимальной фильтрации ($u_{\phi 1}$), затем в процессе детектирования огибающей фазы импульсов усредняются и полученные видеоимпульсы u_1 синхронно интегрируются до напряжения u_{Σ} (рис. 2.16, а, б). Синхронность достигается задержкой видеоимпульсов u_2, u_3, \dots относительно u_1 на время, кратное периоду следования T_c (на временных диаграммах число импульсов в пачке $N_i = 3$). Максимальный из импульсов u_{Σ} вблизи своего пикового значения, т. е. примерно в конце облучения цели ($t = t_0 + T_{обл.} \dots$), проходит испытание на порог.

Синхронное интегрирование видеоимпульсов происходит в аналоговых и цифровых запоминающих устройствах. Аналоговые запоминающие устройства, в свою очередь, подразделяются на *динамические* (ультразвуковые линии задержки, линии задержки с рециркуляцией) и *статические* (экран индикатора РЛС, магнитный барабан, потенциалоскоп). *Динамическое запоминание* связано с динамикой прохождения волны тока и напряжения, а *статическое запоминание* — с длительным накоплением заряда или намагничиванием. Интегрирование можно также осуществить запоминанием сигналов в одном из перечисленных устройств и последующим суммированием сигналов в интегрирующем фильтре. *Цифровые интеграторы* отличаются от аналоговых дискретным действием, в них используется цифровая техника.

Эффективность оптимальной обработки некогерентных сигналов снижается за счет потерь при детектировании и интегрировании. Потери детектирования могут оказаться значительными вследствие того, что оптимальной фильтрации одиночного импульса (а не всей пачки) может быть недостаточно для получения сильного сигнала на входе детектора. Эти потери сказываются и на результатах последетекторного интегрирования, так как каждый импульс пачки поступает в интегратор ослабленным. К тому же ряд интеграторов по мере накопления импульсов теряет линейные свойства и насыщается. Ориентировочно последетекторное интегрирование пачки из N_i импульсов увеличивает отношение сигнал/шум в $\sqrt{N_i}$ раз, а не в N_i , как при когерентном интегрировании.

§ 13. Корреляционная обработка сигналов

13.1. Коррелятор (рис. 2.17) предназначен для оптимальной обработки сигналов на основе электронного вычисления интеграла взаимной корреляции двух напряжений: входного $u_{вх}(t)$, которое является смесью сигнала $u_c(t)$ и шума $u_{ш}(t)$, и опорного $u_{оп}(t)$, которое

повторяет сигнал с запаздыванием на некоторое время τ :

$$u_{вх}(t) = u_c(t) + u_{ш}(t); \quad (2.27)$$

$$u_{оп}(t) = u_c(t - \tau). \quad (2.28)$$

Коррелятор состоит из перемножителя входного и опорного напряжений и интегратора, суммирующего результаты перемножения за время t от $-\infty$ до $+\infty$. Выходное напряжение интегратора u_{Σ} является результатом интегрирования, т. е. функцией корреляции $R(\tau)$.

Допустим, что напряжения шумов нет: $u_{ш}(t) = 0$. Тогда $u_{вх}(t) = u_c(t)$ и $u_{оп}(t) = u_c(t - \tau) = u_{вх}(t - \tau)$, т. е. опорный сигнал

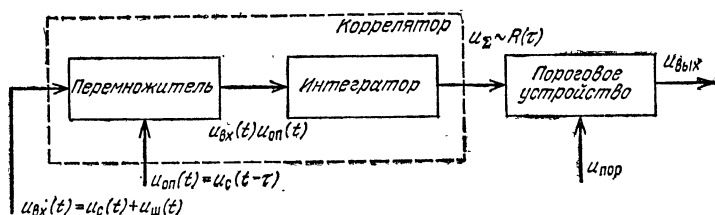


Рис. 2.17. Упрощенная функциональная схема корреляционной обработки сигналов.

является аналогом всего входного напряжения. Это частный случай взаимной корреляции, который называется *автокорреляцией*.

Раскроем содержание корреляционного интеграла $R(\tau)$ и тем самым самого коррелятора. Для этого обратимся к простому примеру автокорреляции прямоугольных видеоимпульсов амплитудой U_m и длительностью τ_n (рис. 2.18).

Если входной импульс $u_c(t)$ начинается в момент времени t_1 (рис. 2.18, а), а опорный $u_{оп}(t)$ запаздывает на τ_1 , то до момента $t = t_1 + \tau_1$ (когда $u_{оп} = 0$) и после $t = t_1 + \tau_n$ (когда $u_c = 0$) их произведение равно нулю. Только в течение времени $\tau_n - \tau_1$, когда каждое напряжение равно U_m , их произведение $u_c(t) u_{оп}(t) = U_m^2$. Площадь заштрихованного прямоугольника, которая выражает значение корреляционного интеграла для временного сдвига $\tau = \tau_1$, равна $R(\tau_1) = U_m^2(\tau_n - \tau_1)$. На графике корреляционной функции $R(\tau)$ этот результат представлен вертикальной линией высотой $R(\tau_1)$, проведенной из точки с координатой $\tau = \tau_1$ на оси абсцисс.

Если $\tau = 0$, т. е. входной и опорный импульсы по всей их длительности τ_n совпадают во времени (рис. 2.12, б), то произведение этих сигналов, представленное площадью заштрихованного прямоугольника, равно энергии импульса: $R(0) = U_m^2 \tau_n = \mathcal{E}$.

При временном сдвиге опорного сигнала в сторону опережения ($\tau < 0$) интеграл $R(\tau)$ уменьшается по сравнению с интегралом $R(0)$, соответствующим $\tau = 0$. Это иллюстрируется рис. 2.18, в, где $\tau = -\tau_2$ и пропорциональное заштрихованной площади выходное напряжение коррелятора $R(\tau_2) = U_m^2(\tau_n - \tau_2)$.

Совершив аналогичные операции для всевозможных временных сдвигов (от $-\infty$ до $+\infty$), получим автокорреляционную функцию $R(\tau)$ прямоугольных видеоимпульсов (рис. 2.19). В данном случае, очевидно, область интегрирования можно ограничить значениями

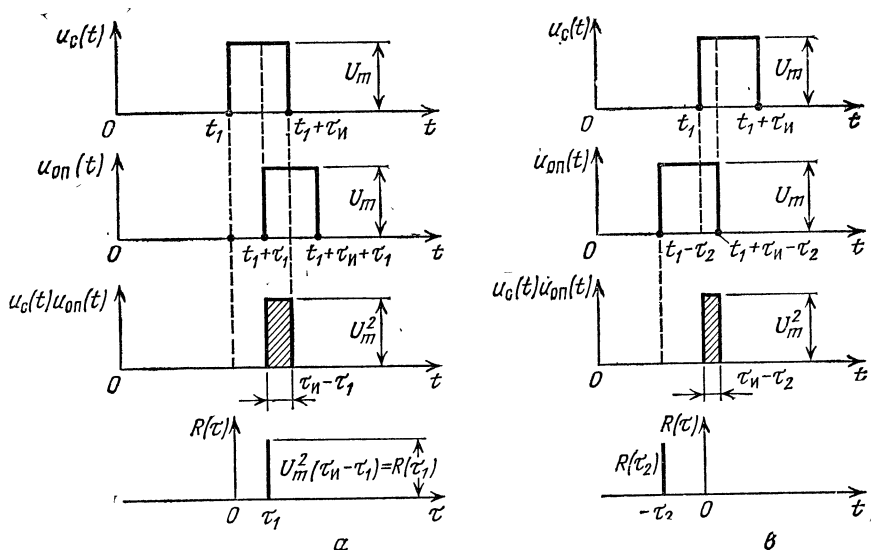
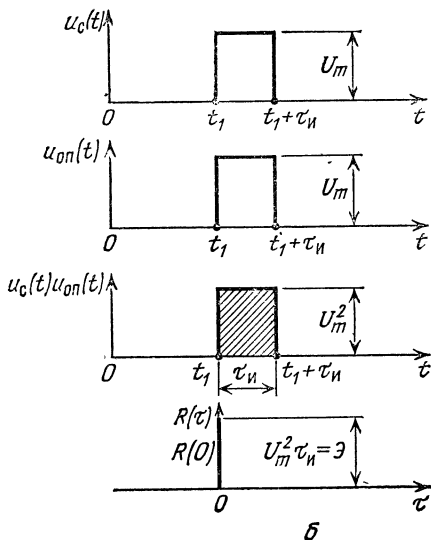


Рис. 2.18. К вычислению автокорреляционной функции прямоугольного видеоимпульса.



$\pm \tau_n$. Полученная функция $R(\tau)$ имеет форму треугольника с пиковым значением, равным энергии входного сигнала: $R(0) = \mathcal{E}$.

Обратимся теперь к пачке из трех прямоугольных видеоимпульсов длительностью τ_n и периодом следования T_c (рис. 2.20, а). При сдвиге

ге опорного сигнала $u_{оп}(t)$ относительно входного сигнала $u_{вх}(t)$ на время $\tau = -2T_c$ (рис. 2.20, б) один опорный импульс (заштрихованный) полностью совпадает с входным и поэтому $R(\tau) = \mathfrak{E}$. Если $\tau = -T_c$, то полностью совпадают два импульса и $R(\tau) = 2\mathfrak{E}$, а при $\tau = 0$ — три импульса, что соответствует $R(\tau) = 3\mathfrak{E}$ и т. д. Ясно, что вблизи этих значений τ корреляционная функция имеет вид равнобедренного треугольника с основанием $2\tau_n$.

Сопоставляя рис. 2.20, д и 2.16, б, убеждаемся в полном совпадении выходных напряжений оптимального фильтра и коррелятора. Это не случайно: оптимальная фильтрация и корреляционная обработка сводятся по существу к внутрипериодному интегрированию одиночного импульса и, кроме того, к межпериодному интегрированию в случае пачки импульсов.

13.2. Процессы, происходящие в корреляционном приемнике. Основой для построения корреляционного приемника обычно является функция взаимной корреляции, а не автокорреляции, так как в авто-

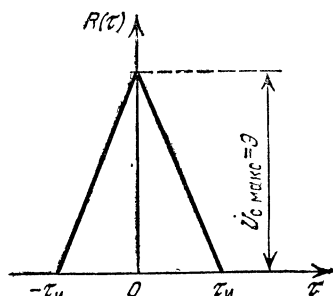


Рис. 2.19. Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.

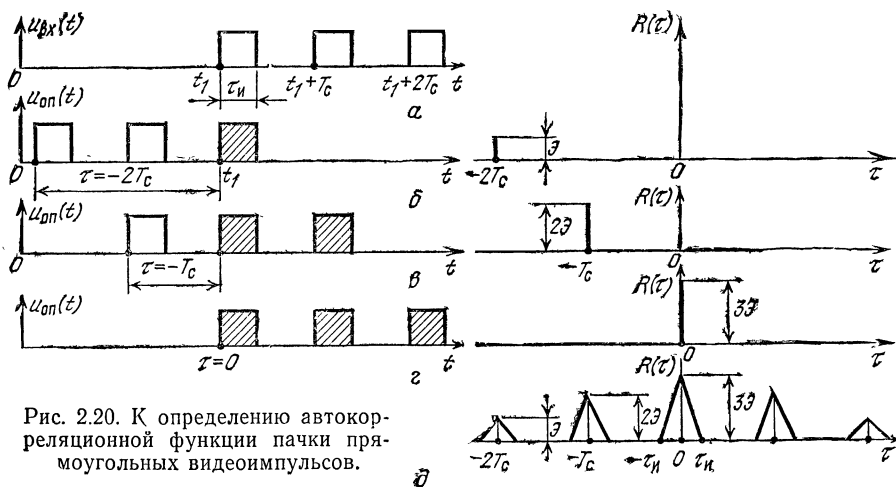


Рис. 2.20. К определению автокорреляционной функции пачки прямоугольных видеоимпульсов.

корреляционном приемнике опорное напряжение должно быть аналогом всего входного напряжения, включая его шумовую составляющую, и это затрудняет выявление слабых сигналов на фоне шумов.

Принципы взаимно-корреляционного приема нашли отражение в некоторых ранее рассмотренных устройствах. Например, синхронный фазовый детектор содержит все элементы взаимной корреляции: опорный гетеродин, воспроизводящий ожидаемый сигнал без помех; балансный перемножитель напряжений $u_{вх}(t)$ и $u_{оп}(t)$ — это нели-

нейная цепь с диодами Д1, Д2; интегратор в виде фильтров нижних частот $R1\ C1$ и $R2\ C2$ (рис. 2.12, в).

Другой пример: устройство обработки когерентных сигналов со случайной начальной фазой, где используются два канала с опорными напряжениями, находящимися в квадратуре, т. е. сдвинутыми на 90° (рис. 2.15). В этом устройстве смеситель предназначен для пе-

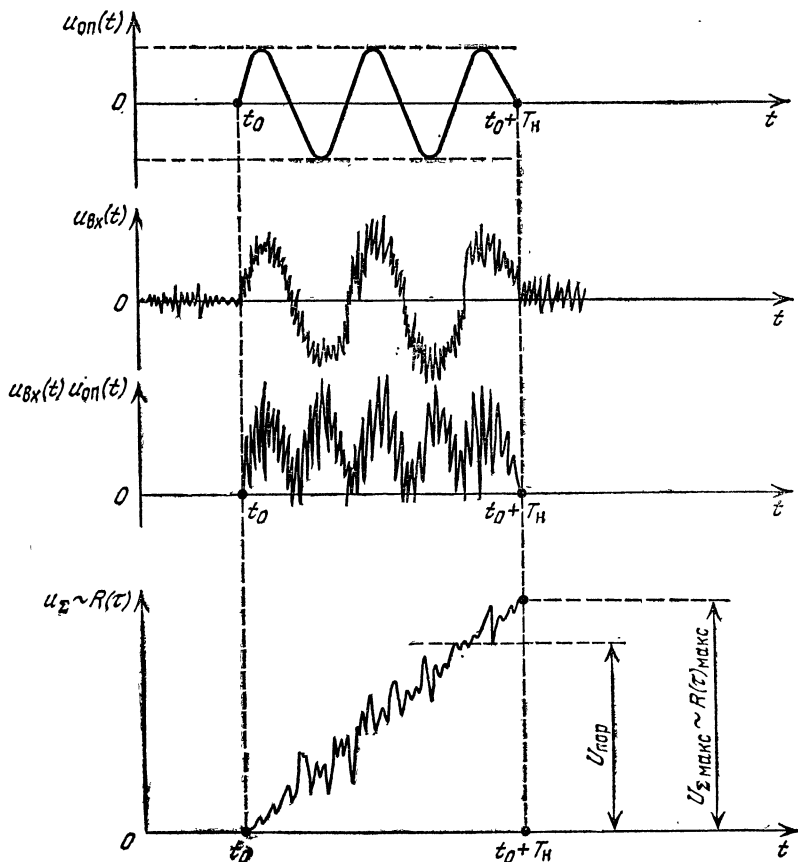


Рис. 2.21. Временные диаграммы процессов в корреляционном приемнике.

ремножения входного и опорного сигналов, а интегратором служат RC -фильтры нижних частот, которые вместе со смесителями образуют фазовые детекторы.

Процессы в корреляционном приемнике иллюстрируются временными диаграммами (рис. 2.21). Опорное напряжение $u_{оп}(t)$ является копией сигнала без шумов [$u_{оп}(t) = u_c(t)$], наблюдаемого от $t = t_0$ до $t = t_0 + T_H$. Входное напряжение $u_{вх}(t)$ отличается от напряжения $u_c(t)$ наличием шумовой составляющей $u_{ш}(t)$, которая беспорядочно пульсирует относительно оси времени в отсутствие сигнала и от-

носителем кривой $u_c(t)$ при наличии сигнала. На выходе перемножителя получается произведение

$$u_{вх}(t) u_{оп}(t) = [u_c(t) + u_{ш}(t)] u_c(t) = u_c^2(t) + u_{ш}(t) u_c(t),$$

которое равно нулю, когда нет опорного напряжения, а следовательно, и сигнала. Когда имеется сигнал, то за счет составляющей, равной квадрату напряжения сигнала $u_c^2(t)$, это произведение преимущественно однополярное и, кроме того, несколько пульсирует за счет шумовой составляющей.

Интегратор коррелятора суммирует для каждого момента времени t вплоть до $t_0 + T_{\text{н}}$ произведение $u_{вх}(t) u_{оп}(t)$ и выдает напряжение u_{Σ} , пропорциональное корреляционному интегралу:

$$R(\tau) = \int_{t_0}^{t_0+\tau} u_{вх}(t) u_{оп}(t) dt = \int_{t_0}^{t_0+\tau} u_c^2(t) dt + \int_{t_0}^{t_0+\tau} u_{ш}(t) u_c(t) dt. \quad (2.29)$$

Если бы не было шумовой составляющей, то выходное напряжение коррелятора u_{Σ} монотонно возрастало, но так как второе слагаемое интеграла $R(\tau)$ знакопеременное, то рост $R(\tau)$ сопровождается некоторыми пульсациями. Ясно, что чем больше длительность корреляционного приема сигналов, тем больше максимум выходного напряжения $U_{\Sigma \text{ макс}}$, пропорциональный максимуму корреляционного интеграла $R(\tau)_{\text{макс}}$, и тем больше вероятность того, что этот максимум превысит порог $U_{\text{пор}}$.

13.3. Реализация корреляционного метода обработки. Опорное напряжение для коррелятора получают ответвлением незначительной части излучения передатчика в линию задержки. Значение задержки должно быть равно времени запаздывания отраженного (ответного) сигнала. Если это равенство не соблюдается, то опорный и отраженный сигналы не совпадают во времени, они не коррелируются и напряжение на выходе фильтра (интегратора) не достигает порогового.

В связи с этим коррелятор должен быть многоканальным (рис. 2.22). В каждом канале имеется отдельный смеситель (перемножитель) $C1, C2, C3, \dots$ и интегратор в виде фильтра нижних частот. Задержка создается линией задержки, рассчитанной на перекрытие

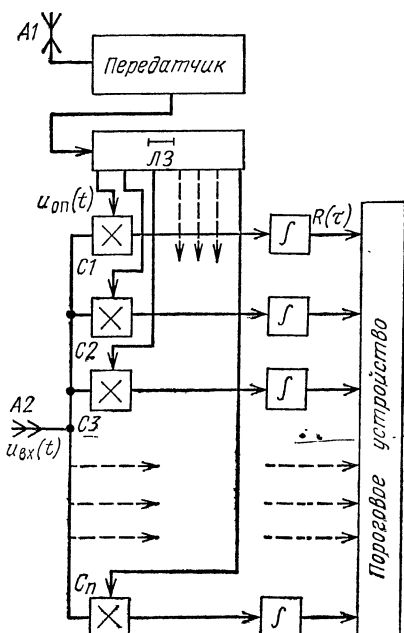


Рис. 2.22. Функциональная схема корреляционного приемника.

требуемого диапазона дальности. Число отводов (элементов) линии задержки определяется числом каналов, которое выбирают исходя из разрешающей способности РЛС по дальности. Так как через пороговую схему проходят сигналы из тех каналов, где запаздывание отраженного (ответного) сигнала совпадает с задержкой опорного напряжения, то имеется возможность использовать это устройство и как многоканальный измеритель дальности.

Сложная (многоканальная) структура коррелятора — недостаток метода. Имеется еще ограничение: постоянная времени фильтра нижних частот $\tau_d = RC$ должна быть как можно больше, чтобы фильтр не успевал быстро проинтегрировать кратковременные шумовые выбросы и этим вызвать ложную тревогу. Но при таком большом значении τ_d полезный сигнал должен иметь очень большую длительность. Отсюда следует вывод о том, что корреляционный метод обработки менее целесообразно применять в импульсных РЛС, а предпочтительнее его использовать в РЛС с непрерывным излучением. В целом, фильтровая обработка сигналов используется более широко, чем корреляционная.

§ 14. Рабочие характеристики приемника и коэффициент различимости

Рабочими характеристиками приемника называется семейство характеристик, которое позволяет определить отношение сигнал/шум по энергии одиночного сигнала \mathcal{E}/N_0 на входе идеального приемника, необходимого для того, чтобы обеспечить заданные вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ и ложной тревоги $P_{лт}$ (рис. 2.23). Заметим, что под *идеальным приемником обнаружения* понимается такой, в котором происходит оптимальная обработка одиночного импульса или пачки когерентных импульсов и отсутствуют какие-либо дополнительные энергетические потери в отношении сигнал/шум в приемной части РЛС.

Обычно параметром для каждой характеристики служит не \mathcal{E}/N_0 , а $q_0 = 2\mathcal{E}/N_0$, т. е. энергетическое отношение сигнал/шум на выходе оптимального фильтра для одиночного сигнала. В случае приема пачки из N_i импульсов идеальный накопитель увеличивает это отношение в N_i раз. Отсюда следует, что в общем случае ($N_i \geq 1$) под параметром характеристик следует понимать величину $q_{0\Sigma} = N_i q_0$.

Так как эффективность оптимальной обработки сигналов зависит от их свойств (например, сигналы с известной или случайной фазой, стабильной или флуктуирующей амплитудой), то рабочие характеристики различные для этих случаев. На рис. 2.23 показаны рабочие характеристики, относящиеся к оптимальному приему сигналов со случайными амплитудой и фазой. По оси абсцисс отложена вероятность $P_{лт}$, по оси ординат — вероятность $P_{по}$, а параметром служит отношение сигнал/шум $q_{0\Sigma} = N_i q_0 = N_i \cdot 2\mathcal{E}/N_0$.

Обратимся, например, к точкам *A*, *B*, *C* характеристик: если $P_{лт} = 10^{-3}$, то для увеличения $P_{по}$ от 0,3 (точка *A*) до 0,6 (точка *B*)

требуется увеличить $q_{0\Sigma}$ от 10 до 25. Если к тому же необходимо уменьшить $P_{\text{лт}}$ до 10^{-6} (точка C), то величина $q_{0\Sigma}$ должна быть еще более повышена — до 50.

Зная, что параметр характеристик $q_{0\Sigma} = 2\mathfrak{N}N_i/N_0$ и что коэффициент различимости m_p равен пороговому отношению сигнал/шум энергии одиночного сигнала на входе приемника, находим зависимость между $q_{0\Sigma}$ и m_p для случая идеального приема ($m_p = m_{pн}$)

$$m_{pн} = \mathfrak{N}/N_0 = q_{0\Sigma}/2N_i. \quad (2.30)$$

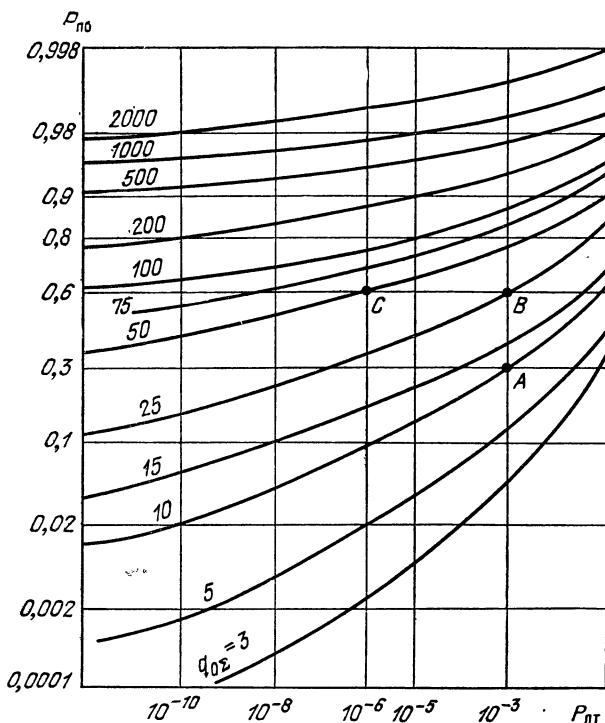


Рис. 2.23. Рабочие характеристики приемника.

Для реального приемника вводится общий коэффициент потерь α , равный произведению коэффициентов потерь отдельных частей приемного и выходного устройств РЛС:

$$\alpha = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \dots \quad (2.31)$$

или в децибелах

$$\alpha \text{ [дБ]} = \alpha_1 \text{ [дБ]} + \alpha_2 \text{ [дБ]} + \alpha_3 \text{ [дБ]} + \dots \quad (2.32)$$

Каждый из коэффициентов $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$ показывает, во сколько раз снижается энергетическое отношение сигнал/шум данной частью устройства обнаружения сигналов. Так как для сохранения прежних значений $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$ это требует равного увеличения энергетическо-

го отношения сигнал/шум на входе приемника, то коэффициент различимости реального приемника в α раз больше, чем идеального:

$$m_p = \alpha m_{pн} = \alpha q_{0\Sigma} / 2N_i. \quad (2.33)$$

Рассмотрим некоторые составляющие общего коэффициента потерь.

а) Линейная часть приемника после приведения мощности ее шумов к входу (через коэффициент шума Ш) рассматривается как идеальный четырехполюсник, для которого коэффициент потерь $\alpha_1 = 1$ (т. е. 0 дБ).

б) Замена оптимального фильтра для одиночного сигнала квази-оптимальным вызывает увеличение коэффициента потерь от $\alpha_2 = 1$

(0 дБ) до значения, зависящего от несогласованности частотных характеристик фильтра и спектра сигнала. Например, при прямоугольном импульсе несущей или промежуточной частоты и фильтре с прямоугольной АЧХ $\alpha_2 = 1,21$ (0,7 дБ).

в) Коэффициент потерь детектирования α_3 зависит от схемы и режима работы видеодетектора, которые выбираются исходя из принятого способа обработки сигналов. Если принимается пачка N_i когерентных импульсов и имеется возможность применить синхронный фазовый

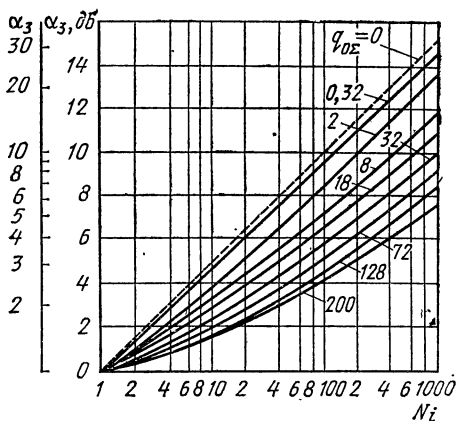


Рис. 2.24. Зависимость коэффициента потерь детектирования от числа импульсов в пачке.

детектор (согласно рис. 2.14, а), то обработка сигналов получается идеальной и детектор не вносит потерь, т. е. $\alpha_3 = 1$ (0 дБ). Если интегрирование некогерентное, то поскольку при этом используется амплитудный детектор, расположенный перед накопителем, возникают потери, связанные с режимом квадратичного детектирования слабых сигналов.

Соответствующий коэффициент потерь α_3 возрастает с числом интегрируемых импульсов N_i согласно рис. 2.24. Рост потерь объясняется тем, что отношение сигнал/шум на выходе видеointегратора распределяется между большим числом импульсов и на каждый из них приходится меньшее отношение $q_0 = q_{0\Sigma} / N_i$.

Аналогично влияет на α_3 уменьшение отношения сигнал/шум на входе идеального видеointегратора, так как это тоже означает, что на входе детектора сигнал слабее. Например, при $N_i = 40$ и $q_{\Sigma 0} = 200$ коэффициент потерь $\alpha_3 = 2$ (3 дБ), а при том же значении N_i , но при меньшем $q_{\Sigma 0} = 18$ коэффициент $\alpha_3 = 3,1$ (5 дБ).

г) Видеointеграторы насыщаются по мере накопления сигналов, т. е. каждый последующий импульс пачки вызывает все меньшее по-

вышение отношения сигнал/шум. Это количественно учитывается коэффициентом потерь α_4 , который в среднем равен 1,16 при $N_i = 10$, 1,2 при $N_i = 20$ и 1,3 при $N_i = 70$.

Электронно-лучевой индикатор РЛС, как и видеоинтегратор, повышает отношение сигнал/шум в $\sqrt{N_i}$, что по сравнению с когерентным интегратором дает проигрыш в $N_i/\sqrt{N_i} = \sqrt{N_i}$. Для ориентировочных расчетов этой формулой можно пользоваться и при других видеоинтеграторах.

д) До сих пор предполагалось, что во всем телесном угле приема и излучения антенны плотность потока мощности электромагнитной волны одинаковая ($\Pi = \Pi_m$); соответственно амплитуда напряжения

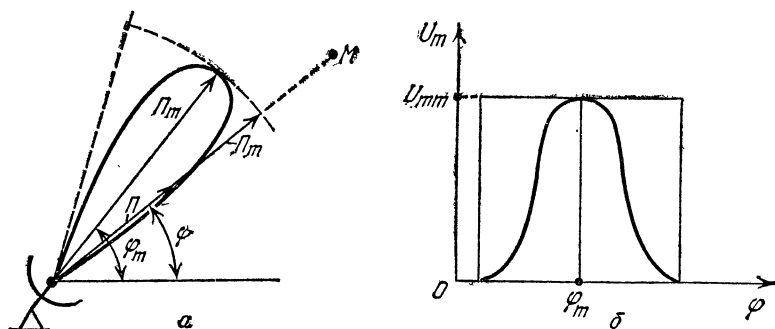


Рис. 2.25. К определению коэффициента потерь в антенне.

на входе приемника U_m равна U_{mm} . В действительности плотность потока мощности Π и амплитуда U_m изменяются с направлением и в данном положении диаграммы направленности антенны равенства $\Pi = \Pi_m$ и $U_m = U_{mm}$ соблюдаются только при $\varphi = \varphi_m$ (рис. 2.25). Это снижает результат интегрирования импульсов пачки соответственно коэффициенту потерь, который имеет среднее значение $\alpha_5 \simeq 1,5$.

Отсюда следует и то, что в интеграторы УОС целесообразно вводить «весовые» усилители, которые, будучи включенными между запоминающим элементом (например, линией задержки) и сумматором, усиливают задержанные через период T_c сигналы тем больше, чем больше их «вес» согласно диаграмме направленности антенны.

е) Коэффициент различимости влияет на чувствительность приемника и тем самым на максимальную дальность действия РЛС. Поэтому если в уравнении дальности РЛС не учтено затухание в фидерах, соединяющих передатчик с антенной и антенну с приемником, а также в антенном переключателе, то в коэффициент потерь α вводится множитель со средним значением $\alpha_6 = 1,6$.

В каждой конкретной РЛС возможны и другие источники потерь с соответствующими коэффициентами.

Пример 2.3. Определить чувствительность приемника импульсной некогерентной РЛС с автоматизированным выходным устройством. Исходные данные: вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}} = 0,9$ и ложной тревоги $P_{\text{лт}} = 10^{-5}$; число импульсов в пачке $N_i = 20$; импульсы прямоугольной формы длительностью $\tau_{\text{и}} = 1$ мкс; коэффициент шума приемника $\text{Ш} = 10$.

1. Определить, какое отношение сигнал/шум по энергии требуется на входе приемника, если при прочих равных условиях приемный канал РЛС не вносил бы потерь.

Так как наиболее реальный случай приема относится к сигналам, имеющим случайные амплитуду и фазу, то воспользуемся рабочими характеристиками приемника, показанными на рис. 2.23. Из этих характеристик находим, что для $P_{\text{по}} = 0,9$ и $P_{\text{лт}} = 10^{-5}$ искомое отношение $q_{0\Sigma} = 200$.

2. Выбрать схему УОС.

Учитывая, что принимаются пачки некогерентных импульсов, выбираем УОС, состоящее из квазиоптимального фильтра, согласованного по полосе пропускания с одиночным импульсом, амплитудного детектора и видеоинтегратора.

3. Определить общий коэффициент потерь.

а) Линейная часть приемника, как обычно, имеет коэффициент потерь $\alpha_1 = 1$. Для самого фильтра, согласно его исходным данным, $\alpha_2 = 1,2$.

б) Коэффициент потерь детектирования при $q_{0\Sigma} = 200$ и $N_i = 20$ равен $\alpha_3 = 1,6$ (см. рис. 2.24).

в) Потерям, обусловленным насыщением видеоинтегратора, соответствует $\alpha_4 = 1,2$, поскольку $N_i = 20$.

г) Коэффициент потерь, связанный с формой диаграммы направленности антенны, $\alpha_5 = 1,5$.

д) Потерям в фидерах соответствует $\alpha_6 = 1,6$.

Итак, общий коэффициент потерь

$$\alpha = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 \alpha_6 = 1 \cdot 1,2 \cdot 1,6 \cdot 1,2 \cdot 1,5 \cdot 1,6 = 5,53.$$

4. Определить коэффициент различимости при идеальном приемнике

$$m_{\text{ри}} = \frac{1}{2} \frac{q_{0\Sigma}}{N_i} = \frac{1 \cdot 200}{2 \cdot 20} = 5.$$

5. Определить реальный коэффициент различимости $m_p = m_{\text{ри}} \alpha = 5 \cdot 5,53 = 27,65$.

6. Определить мощность шумов, приведенную к входу приемника. Из формулы (2.20) имеем $P_{\text{ш вх}} = k T_0 \text{Ш} \Delta f_{\text{в}} = k T_0 \text{Ш} / \tau_{\text{и}} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 10 / 10^{-6} = 4 \cdot 10^{-14}$ Вт.

7. Чувствительность приемника согласно формуле (2.21) равна $P_{\text{с мин}} = m_p P_{\text{ш вх}} = 27,65 \cdot 4 \cdot 10^{-14} = 1,12 \cdot 10^{-12}$ Вт.

Глава 3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ И ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

§ 15. Общие сведения о радиолокационных измерителях

15.1. Назначение и классификация радиолокационных измерителей. Радиолокационная информация становится доступной для ее получателя лишь после того, как параметры обнаруженных сигналов, в которых содержится эта информация, преобразуются в соответствующие величины (аналоги). Например, оператор РЛС судит о координатах и скорости цели по отметкам на электронно-лучевых индикаторах или по показаниям стрелочных приборов; вычислительная машина непрерывного действия реагирует на постоянные напряжения, цифровая вычислительная машина — на цифровой код и т. д. *Радиолокационные измерители предназначены для того, чтобы преобразовывать параметры обнаруженных сигналов именно в такие аналоги, которые позволяют выявить нужную радиолокационную информацию, зашифрованную в параметрах принятых сигналов.*

Основные требования к радиолокационным измерителям:

высокая точность измерений; темп измерений должен соответствовать количеству одновременно наблюдаемых целей и их скоростям; принятый метод измерений должен удовлетворять требуемой разрешающей способности РЛС; метод измерений должен соответствовать применяемой системе обнаружения. Последнее требование облегчается тем, что оптимальная фильтрация и корреляционная обработка сигналов способствуют не только обнаружению слабых сигналов, но и повышению точности измерений. Все же некоторые различия имеются: чтобы совместить заданные вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги, выбирают промежуточный порог обнаружения, тогда как наибольшая точность получается при фиксации пика оптимально обработанного сигнала.

Радиолокационные измерители классифицируются по следующим признакам:

а) Непрерывное измерение текущих координат и скоростей целей, называемое *сопровождением (слежением)*, может быть *ручным (полуавтоматическим)* или *автоматическим*. Измерители, применяемые для этого, классифицируются соответственно как *неследящие* или *следящие*.

б) По числу каналов измерители разделяются на *одноканальные* и *многоканальные*.

в) По измеряемой координате или параметру движения цели различают измерители дальности, азимута, угла места (высоты), радиальной и угловой скорости.

г) По методу измерения — это амплитудный, частотный, фазовый, доплеровский и другие методы, в зависимости от того, какой параметр сигнала служит основой для измерений.

15.2. Потенциальная разрешающая способность РЛС. Среди ряда факторов, влияющих на характеристики РЛС, отношение сиг-

нал/шум и структура сигнала играют особую роль, так как они определяют потенциальные (предельные) возможности измерителя.

Остановимся на потенциальной разрешающей способности РЛС. Для разрешения двух целей их сигналы должны достаточно различаться хотя бы по одному из параметров: времени запаздывания (дальностям целей), направлению приема (угловым координатам) или доплеровскому сдвигу частоты (скоростям целей). Обозначим этот параметр через γ . Достаточным считается такой сдвиг по разрешающему параметру γ , когда сигналы целей 1, 2 перекрываются на уровне, не превышающем 0,5 от максимума U_m (рис. 3.1, а).

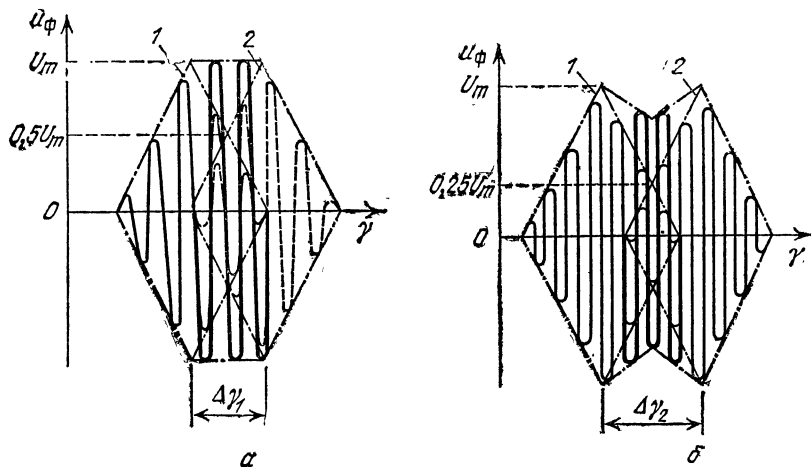


Рис. 3.1. Интерференция двух радиопульсов.

Действительно, если при этом сигналы совпадают по фазе, то они сливаются на интервале $\Delta\gamma_1$, но достаточно взаимному сдвигу сигналов несколько увеличиться ($\Delta\gamma_2 > \Delta\gamma_1$, рис. 3.1, б), чтобы огибающая результирующего напряжения, которая изображена штрихпунктирной линией, стала двугорбой, и тогда сигналы различаются.

Влияние ширины сигнала по параметру γ иллюстрируется рис. 3.2: при уменьшении ширины (рис. 3.2, а и б) разрешающая способность улучшается от $\Delta\gamma'$ до $\Delta\gamma'' < \Delta\gamma'$. Отсюда следует вывод: для хорошего разрешения по дальности ($\gamma = \tau_n$) длительность сигнала τ_n должна быть как можно меньше, а ширина спектра соответственно больше; для улучшения разрешения по скорости, которое производится по доплеровскому сдвигу частоты ($\gamma = F_{\text{доп}}$), спектр должен быть узким, а сигнал соответственно — большой длительности (лучше всего непрерывным); разрешение по угловой координате ($\gamma = 2\varphi_{0,5}$) тем лучше, чем меньше ширина $2\varphi_{0,5}$ соответствующей диаграммы направленности антенны.

Влияние шумов на разрешение целей иллюстрируется рис. 3.3: хорошо различимые сигналы 1 и 2, смешиваясь с шумовым выбросом 3, образуют выходное напряжение приемника 4, в котором полезные

сигналы уже не различаются. Значит, не только обнаружение, но и разрешение сигналов тем эффективнее, чем больше отношение сигнал/шум.

Если это отношение достаточно велико, то потенциальная разрешающая способность РЛС по дальности $\Delta D_{\text{мин п}}$, радиальной скорости $\Delta v_{\text{мин п}}$ и угловой координате $\Delta \varphi_{\text{мин п}}$ связана с длительностью сигнала $\tau_{\text{и}}$, эффективной шириной его спектра $\Delta f_{\text{э}}$ и шириной диаграммы направленности $2\varphi_{0,5}$ (на уровне 0,5) зависимостями:

$$\Delta D_{\text{мин п}} = c\tau_{\text{и}}/2 \simeq c/2\Delta f_{\text{э}}, \quad (3.1)$$

$$\Delta v_{\text{мин п}} = 3,8c/\omega\tau_{\text{и}} \simeq 3,8c\Delta f_{\text{э}}/\omega, \quad (3.2)$$

$$\Delta \varphi_{\text{мин п}} \simeq 2\varphi_{0,5}, \quad (3.3)$$

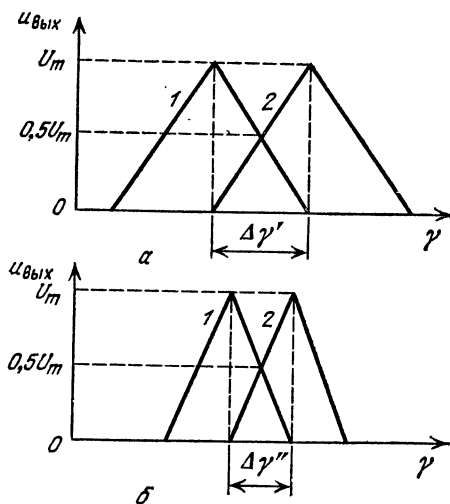


Рис. 3.2. Разрешение двух сигналов большой (а) и малой (б) протяженности по параметру γ .

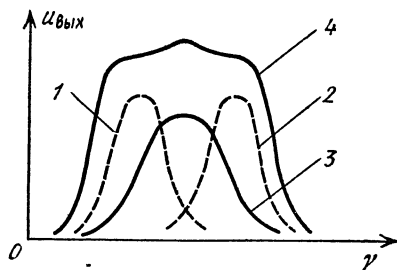


Рис. 3.3. Взаимодействие сигналов 1, 2 и шумового выброса 3 на выходе приемника.

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света; ω — круговая несущая частота радиосигнала.

Эти формулы, из которых (3.1) и (3.2) относятся к прямоугольным радиоимпульсам, полностью согласуются со сказанным о влиянии параметров $\tau_{\text{и}}$, $\Delta f_{\text{э}}$ и $2\varphi_{0,5}$ на разрешение сигналов.

Вопрос о потенциальной точности измерений будет рассматриваться при изучении методов радиолокационных измерений.

§ 16. Импульсный метод радиодальнометрии с излучением простых радиоимпульсов

Это один из амплитудных методов радиолокационных измерений: для его реализации незатухающие колебания несущей частоты подвергаются в передатчике амплитудно-импульсной модуляции.

16.1. Сущность метода. Рассмотрим импульсный метод на примере радиолокационного дальномера, в котором обработка сигналов неоптимальная и измеритель дальности несledящий в виде индикатора с электронно-лучевой трубкой (ЭЛТ). Фильтры УПЧ прием-

ника квазиоптимальные — они согласованы с одиночными импульсами только по полосе пропускания, а последетекторная обработка сигналов сводится к некогерентному накоплению в ЭЛТ.

Функциональная схема дальномера представлена на рис. 3.4, а временные диаграммы — на рис. 3.5. Синхронизатор РЛС создает импульсы u_1 со строго стабильным периодом следования T_c . Этими импульсами одновременно запускаются передатчик и генератор развертки, напряжение которого u_5 подается на горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ. Радиоимпульсы передатчика u_2 имеют длительность τ_d и ту же частоту следования $F_c = 1/T_c$, что и синхронизирующие импульсы u_1 . Антенный переключатель направляет зонди-

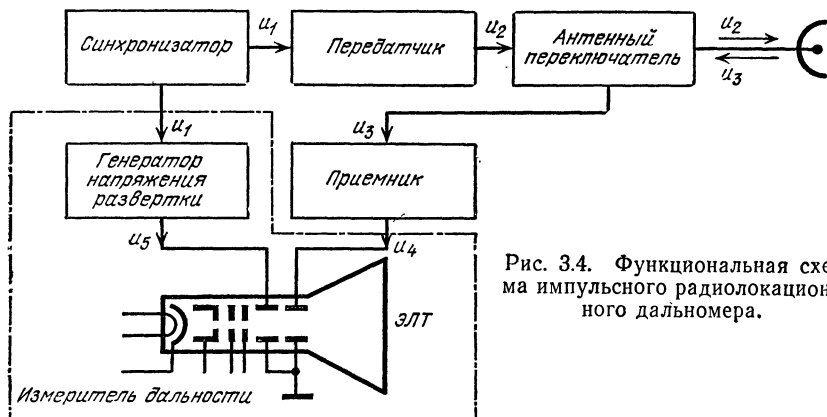


Рис. 3.4. Функциональная схема импульсного радиолокационного дальномера.

рующие импульсы в антенну и закрывает вход приемника на время передачи. После отражения от цели образуются радиолокационные импульсы u_3 , которые принимаются той же антенной. Вследствие несовершенства антенного переключателя на вход приемника проникает малая доля высокочастотной энергии передатчика, которая служит опорным сигналом для отсчета дальности. Все эти радиоимпульсы усиливаются и детектируются в приемнике, в результате чего получают видеоимпульсы u_4 . Приложенные к вертикально отклоняющим пластинам ЭЛТ, они вызывают вертикальное отклонение светового пятна на экране трубки. Место отклонения зависит от напряжения развертки u_5 в данный момент времени t .

Напряжение u_5 пилообразное, оно нарастает с постоянной скоростью v_p во время прямого хода развертки и быстро уменьшается до исходной величины во время обратного хода развертки $T_{ох}$; далее следует интервал покоя T_n вплоть до начала очередного цикла развертки. В связи с запаздыванием на время t_d отраженного сигнала отметка его смещена от начала развертки на расстояние

$$l = v_p t_d = v_p 2D/c, \quad (3.4)$$

что соответствует масштабу

$$m_d = l/D = 2v_p/c. \quad (3.5)$$

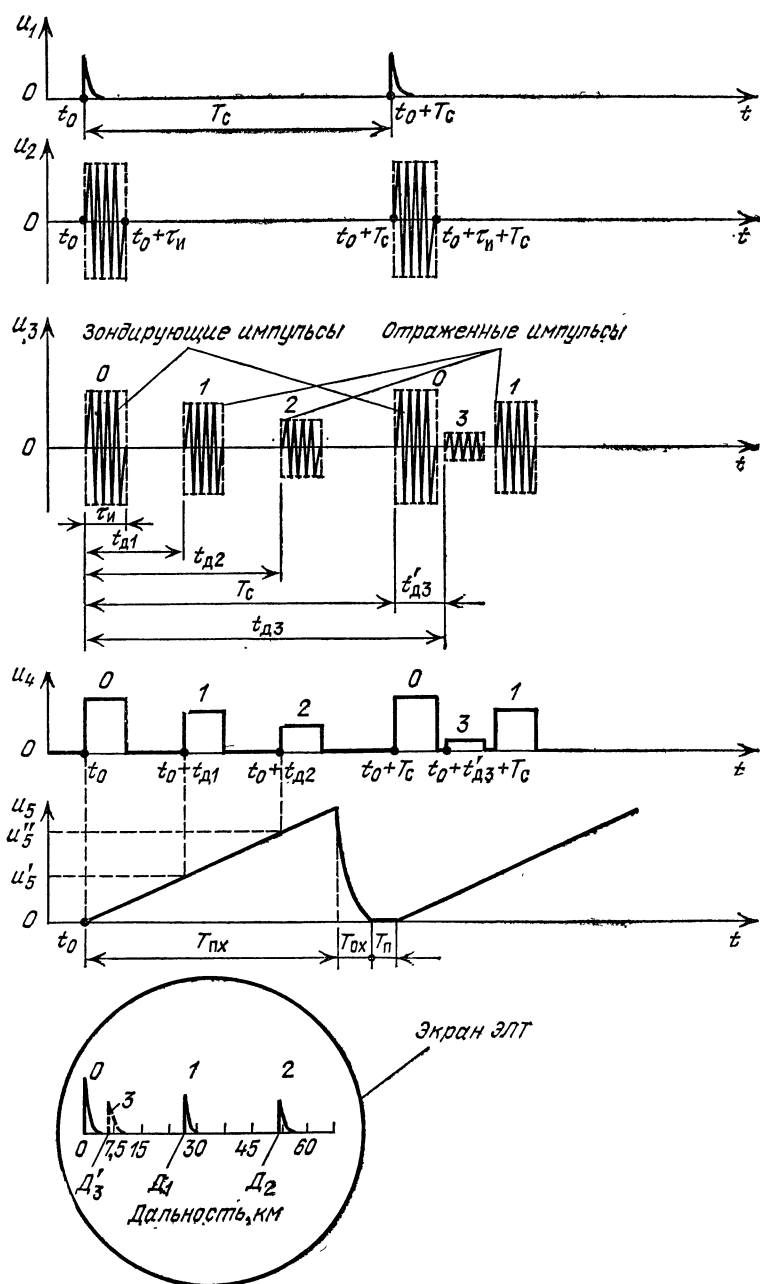


Рис. 3.5. Временные диаграммы напряжений в импульсном радиолокационном дальнометре.

Градуировка шкалы дальности индикатора производится согласно этому масштабу. Например, как показано на рис. 3.5, цели 1 соответствуют напряжению развертки $u_5 = u'_5$ и дальность $D_1 = 25,5$ км, а цели 2 соответствуют $u_5 = u''_5$ и $D_2 = 48,5$ км.

16.2. Основные показатели импульсного метода дальнометрии. Потенциальная разрешающая способность по дальности $\Delta D_{\text{мин п}}$ определяется из тех соображений, что при сближении целей, например 1 и 2, их импульсы различаются до тех пор, пока разность времени запаздывания $t_{\text{д}2} - t_{\text{д}1}$ не сократится до длительности одного импульса $\tau_{\text{и}}$. Этот предел соответствует расстоянию между целями $\Delta D_{\text{мин п}} = c\tau_{\text{и}}/2$.

Полученная формула потенциальной (предельной) разрешающей способности по дальности совпадает с (3.1).

Минимальная дальность действия (мертвая зона) импульсной РЛС $D_{\text{мин}}$ ограничивается возможностью раздельного приема зондирующего (0) и отраженного от ближайшей цели (1) импульсов. Дальность $D_{\text{мин}}$ больше расстояния $\Delta D_{\text{мин п}}$, характеризующего разрешающую способность дальномера, так как приемник и антенный переключатель настолько изменяют свое состояние под воздействием мощного зондирующего импульса длительностью $\tau_{\text{и}}$, что к ним возвращается способность принимать отраженные сигналы только через так называемое время восстановления $t_{\text{в}}$ после действия этого импульса. Отсюда минимальная дальность

$$D_{\text{мин}} = c(\tau_{\text{и}} + t_{\text{в}})/2. \quad (3.6)$$

Предел однозначного отсчета дальности $D_{\text{одн}}$. Каждая РЛС в соответствии со своим энергетическим потенциалом имеет максимальную дальность действия $D_{\text{макс}}$, которой соответствует запаздывание сигнала $t_{\text{д макс}} = 2D_{\text{макс}}/c$. Необходимо, чтобы период следования импульсов $T_{\text{с}}$ был больше, чем $t_{\text{д макс}}$. Если это условие не соблюдается, то сигнал, отраженный от достаточно удаленной цели (на рис. 3.5 — от цели 3), принимается после излучения очередного зондирующего импульса 0 и отсчет дальности становится неоднозначным [при истинной дальности $D_3 = ct_{\text{д}3}/2$ цели 3 индикатор показывает $D'_3 = ct'_{\text{д}3}/2 = c(t_{\text{д}3} - T_{\text{с}})/2$]. Таким образом, однозначный отсчет дальности ограничивается периодом $T_{\text{с}}$:

$$D_{\text{одн}} \leq cT_{\text{с}}/2 = c/2F_{\text{с}}. \quad (3.7)$$

Потенциальная точность измерения дальности выражается формулой, справедливой для всех методов дальнометрии:

$$\sigma_{\text{д п}} = \frac{c\tau_{\text{и}}}{2\sqrt{\pi q_0}} = \frac{c}{2\Delta f_{\text{э}}\sqrt{\pi q_0}}, \quad (3.8)$$

где $\sigma_{\text{д п}}$ — потенциальная среднеквадратическая ошибка дальности; $\tau_{\text{и}}$ — длительность сигнала; $\Delta f_{\text{э}}$ — эффективная ширина спектра сигнала.

Для иллюстрации этой формулы обратимся к рис. 3.6, на котором показаны видеосигналы треугольной формы, полученные после оп-

тимальной обработки прямоугольных импульсов длительностью $\tau'_н$ или $\tau''_н$ (штрихпунктирные линии), и напряжение $u_{вых}$ смеси сигнала с шумом $u'_ш$ или $u''_ш$ (сплошные линии). Если бы не было шумов, то сигналы фиксировались бы в точках A, B, C уровня отсчета $U_{отс}$. Под воздействием шумов те же сигналы пересекают этот уровень в точках A', B', C' , в результате чего время запаздывания сигнала измеряется соответственно с ошибкой $\Delta t'_д, \Delta t''_д, \Delta t'''_д$. Из рисунка видно, что увеличение ошибки от $\Delta t'_д$ до $\Delta t''_д$ произошло вследствие повышения напряжения шумов от $u'_ш$ до $u''_ш$, а уменьшение ошибки от $\Delta t'_д$ до $\Delta t'''_д$ вызвано укорочением сигнала во времени от $\tau'_н$ до $\tau''_н$.

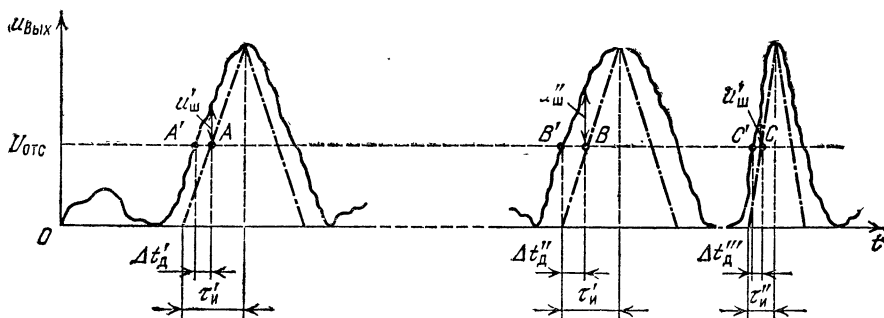


Рис. 3.6. Сигналы на выходе приемника, искаженные шумами.

Эта иллюстрация формулы (3.8) приближенная: мгновенные значения шумов изменяются даже при их неизменном среднеквадратическом значении. И все же общая закономерность именно такая: *потенциальная точность измерения дальности, как и разрешающая способность РЛС по дальности, тем выше, чем больше отношение сигнал/шум и меньше длительность сигнала (шире его спектр).*

Такое влияние ширины спектра сигнала можно объяснить еще тем, что с увеличением числа гармонических составляющих их синфазное суммирование дает на выходе УОС более высокий и острый пик.

Пример 3.1. Рассчитать потенциальные разрешающую способность по дальности и среднеквадратическую ошибку дальности, минимальную дальность и предел однозначного отсчета измеряемой дальности при следующих исходных данных импульсного дальномера: длительность импульса $\tau_н = 2$ мкс, время восстановления $t_в = 1,5$ мкс, частота следования $F_c = 500$ Гц и отношение сигнал/шум $q_0 = 10$.

По приведенным формулам находим

$$\Delta D_{мин \Pi} = c\tau_н/2 = 150\tau_н [\text{мкс}] = 150 \cdot 2 = 300 \text{ м};$$

$$\sigma_{д \Pi} = c\tau_н/2\sqrt{\pi q_0} = 150\tau_н [\text{мкс}]/\sqrt{\pi q_0} = 150 \cdot 2/\sqrt{3,14 \cdot 10} = 53,5 \text{ м};$$

$$D_{мин} = c(\tau_н + t_в)/2 = 150(\tau_н + t_в) = 150(2 + 1,5) = 525 \text{ м};$$

$$D_{одн} = cT_c/2 = c/2F_c = 3 \cdot 10^8/2 \cdot 500 = 3 \cdot 10^5 \text{ м} = 300 \text{ км}.$$

§ 17. Импульсный метод радиодальнометрии с применением сложных по форме радиоимпульсов

Простые радиоимпульсы не позволяют совместить большую дальность действия РЛС с высокой разрешающей способностью и точностью по дальности, так как первое требует больших, а второе требует малых по длительности импульсов. Противоречие разрешается использованием сложных радиоимпульсов — зондирующих импульсов большой длительности $\tau_{\text{и}}$ с внутренней частотной или фазовой модуляцией. Внутримпульсная модуляция расширяет спектр излучения от $\Delta f_{\text{сн}} = 1/\tau_{\text{и}}$ до $\Delta f'_{\text{сн}}$, а оптимальный фильтр приемника разрушает

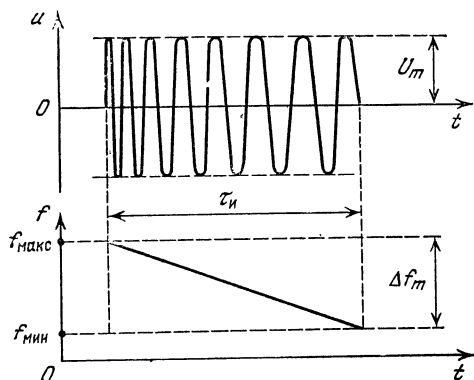


Рис. 3.7. Временные диаграммы напряжения и частоты ЛЧМ сигнала.

внутримпульсную модуляцию, сохраняя ширину спектра, и тем самым уменьшает длительность импульсов от $\tau_{\text{и}}$ до $\tau'_{\text{и}} = 1/\Delta f'_{\text{сн}}$. Отношение

$$k_{\text{сж}} = \Delta f'_{\text{сн}} / \Delta f_{\text{сн}} = \tau_{\text{и}} / \tau'_{\text{и}} \quad (3.9)$$

называется *коэффициентом сжатия*.

Длительность зондирующих импульсов $\tau_{\text{и}}$ выбирается достаточно большой, чтобы энергия излучения обеспечила заданную дальность действия РЛС, а внутримпульсная модуляция расши-

рила спектр настолько, чтобы сжатые импульсы удовлетворяли требованиям по разрешению и точности измерения дальности.

17.1. Формирование и оптимальная обработка (сжатие) линейно-частотно-модулированных сигналов (ЛЧМС), т. е. радиоимпульсов длительностью $\tau_{\text{и}}$, несущая частота которых f изменяется линейно в пределах $f_{\text{мин}} - f_{\text{макс}}$ (рис. 3.7). Такая ЛЧМ расширяет спектр импульсов от $\Delta f_{\text{сн}} = 1/\tau_{\text{и}}$ до величины $\Delta f'_{\text{сн}}$, равной девиации частоты $\Delta f_m = f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}$.

ЛЧМС формируются в передатчике активным или пассивным способом. Активное формирование означает, что амплитудно-импульсная модуляция (АИМ) и линейно-частотная модуляция (ЛЧМ) происходят параллельно (рис. 3.8). Первая осуществляется по каналу синхронизатор — импульсный модулятор — каскады СВЧ, а вторая по каналу синхронизатор — частотный модулятор — каскады СВЧ. Частотным модулятором может служить реактивная лампа, управляемая от генератора линейного пилообразного напряжения, подключенная к задающему генератору СВЧ; в результате частота зондирующего импульса на всем его протяжении изменяется по линейному закону. После отражения от цели ЛЧМС принимается антенной и проходит через антенный переключатель (АП) в приемник, состоящий из преобразователя частоты, УПЧ, фильтра сжатия и видеодетектора.

АЧХ фильтра сжатия совпадает по форме с огибающей сигнала, и поэтому ширина спектра $\Delta f'_{\Sigma} = \Delta f_m$ практически не изменяется фильтром. ФЧХ фильтра такова, что время задержки в нем гармонических составляющих сигнала обратно пропорционально их частоте. Следовательно, данный фильтр оптимален по отношению к ЛЧМС.

Фильтр сжатия может быть выполнен в виде диспергирующей линии задержки и сумматора. Линия называется диспергирующей потому, что она обладает дисперсией, т. е. групповая скорость распространения волны в линии зависит от частоты.

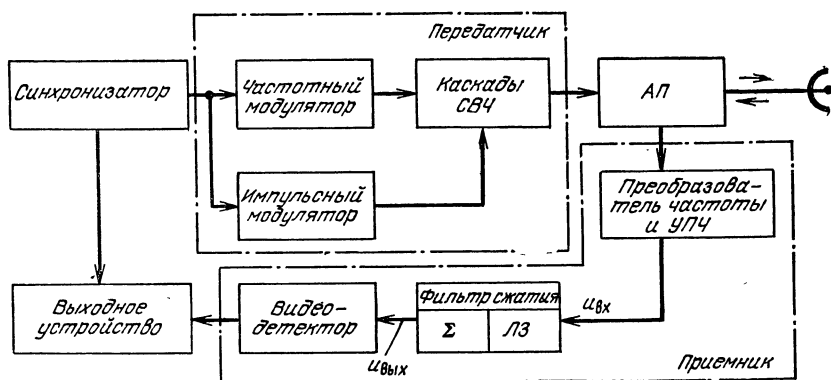


Рис. 3.8 Упрощенная функциональная схема РЛС, излучающей ЛЧМ импульсы.

Диспергирование достигается тем, что в сумматоре одновременно складываются сигналы, поступающие с различных отводов линии и имеющих поэтому различную задержку t_a (рис. 3.9). Пусть в момент времени $t = t_1$ импульс полностью вошел в линию. Тогда срез импульса, на котором частота сигнала $u_{вх}$ минимальная, окажется в начале линии ($t_a = 0$); в следующих отводах, где задержка больше ($t_a = t'_a, t''_a, \dots$), частота сигнала пропорционально больше; с наибольшей задержкой $t_a = \tau_n$ придет фронт импульса, где частота сигнала максимальная. Таким образом, колебания проходят по линии тем меньший путь (групповая скорость их тем больше), чем меньше частота колебаний. Это процесс, обратный ЛЧМ, и в момент времени, близкий к t_1 , сигналы, подводимые со всех отводов к нагрузке, совпадают по фазе и образуют максимальный пик с амплитудой $U_{вх\max}$.

До и после этого момента фазовые сдвиги между составляющими выходного напряжения фильтра иные и огибающая этого напряжения изменяется согласно функции отсчета $\sin x/x$, где $x = \pi \Delta f_m \tau_{n0}$. Как известно, функция отсчета изображается основным и боковыми лепестками, которые сменяются при отклонении во времени от максимального пика на $\pm \tau_{n0}$; $\pm 2\tau_{n0}$; $\pm 3\tau_{n0}$, ... Если пренебречь временными боковыми лепестками, то выходной сигнал представляется в виде импульса колокольной формы, длительность которого на уровне половинной мощности равна $\tau_{n'}$.

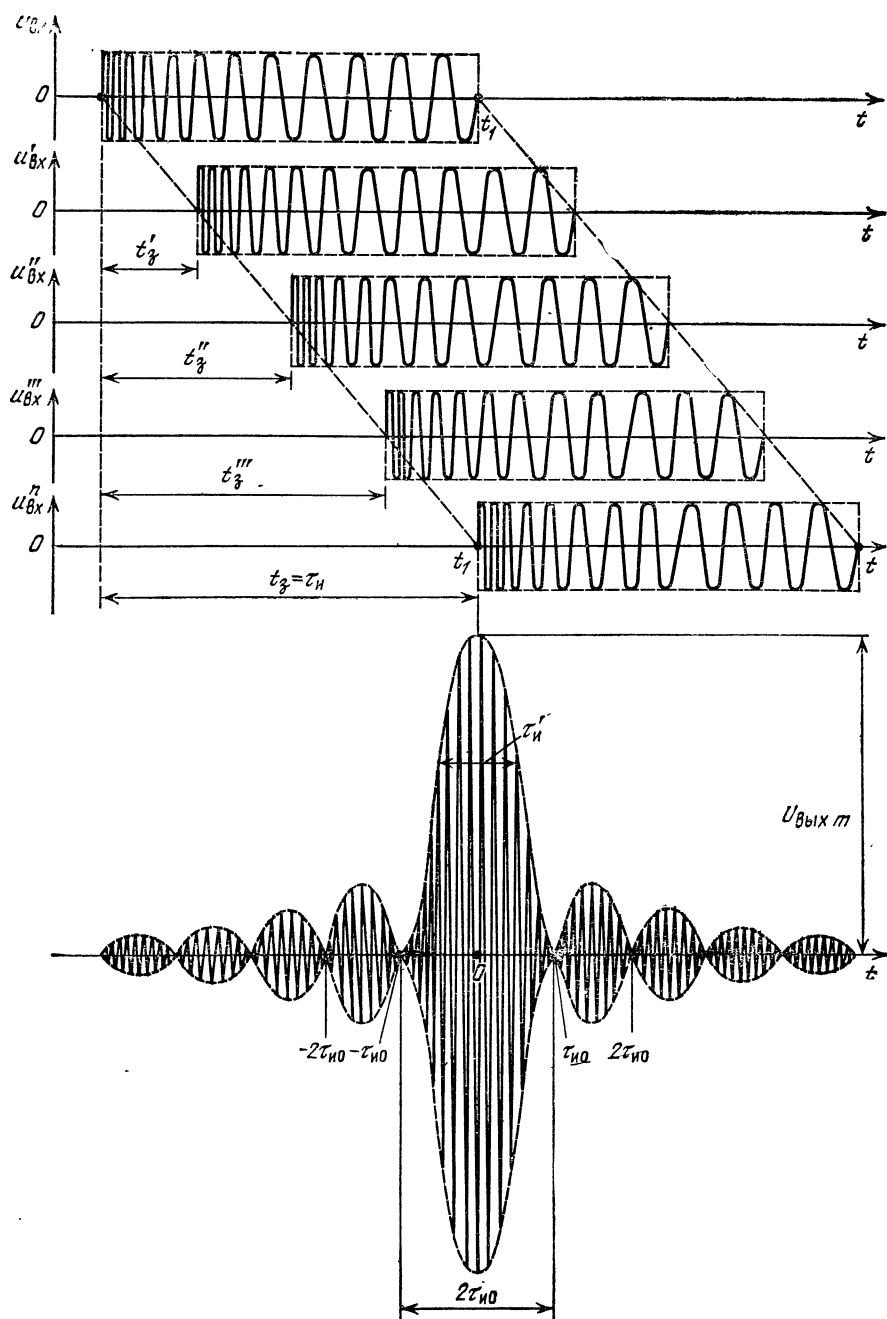


Рис. 3.9. Процесс сжатия ЛЧМ сигнала.

Итак, на вход оптимального фильтра подается ЛЧМ импульс длительностью $\tau_{\text{и}}$ и шириной спектра Δf_m , а на выходе получается импульс длительностью $\tau'_{\text{и}}$ с той же шириной спектра, но без внутренней модуляции, т. е. $\tau'_{\text{и}} = 1/\Delta f'_{\text{сп}} = 1/\Delta f_m$. Тем самым подтверждается, что *длительность импульсов сжимается в приемнике во столько раз, во сколько спектр импульсов расширяется в передатчике за счет ЛЧМ*: $k_{\text{сж}} = \tau_{\text{и}}/\tau'_{\text{и}} = \Delta f_m/\Delta f_{\text{сп}} = \Delta f'_{\text{сп}}/\Delta f_{\text{сп}}$. Отсюда находим, что выигрыш в амплитуде сигнала от $U_{\text{мвх}}$ до $U_{\text{мвых}}$ пропорционален квадратному корню из коэффициента сжатия:

$$U_{\text{вых м}}/U_{\text{вх м}} = \sqrt{\tau_{\text{и}}/\tau'_{\text{и}}} = \sqrt{k_{\text{сж}}}, \quad (3.10)$$

а выигрыш в мощности равен $(\sqrt{k_{\text{сж}}})^2 = k_{\text{сж}}$. Таким образом, *отношение сигнал/шум по мощности на выходе фильтра сжатия больше, чем на его входе, в $k_{\text{сж}}$ раз и равно $q_0 = 2\mathcal{E}/N_0$* . Последняя формула такая же, как для оптимального фильтра простых радиоимпульсов, но здесь \mathcal{E} — энергия ЛЧМС на входе фильтра, которая увеличена в $k_{\text{сж}}$ раз за счет применения зондирующих импульсов, имеющих длительность не $\tau'_{\text{и}}$, а $\tau_{\text{и}} = k_{\text{сж}}\tau'_{\text{и}}$.

Убедимся, что использование ЛЧМ не только повышает помехоустойчивость и дальность действия РЛС, но и ее разрешающую способность по дальности. Допустим, что на вход фильтра поступают два импульсных сигнала $u_{\text{с1}}$, $u_{\text{с2}}$ со сдвигом во времени $t_2 - t_1$, который меньше длительности $\tau_{\text{и}}$ одного импульса (рис. 3.10). Если бы импульсы не содержали внутренней модуляции, то их невозможно было бы различить. В данном случае, когда имеется внутриимпульсная модуляция, происходит сжатие, и притом независимое (фильтр линейный), обоих импульсов, благодаря чему они четко разрешаются в выходном напряжении фильтра $u_{\text{ф вых}}$. Сжатие импульсов во времени, кроме того, должно вызвать повышение точности измерения дальности (см. рис. 3.6).

17.2. Разновидности фильтров сжатия. Сжатие импульсов можно производить не только в линиях задержки, но и в различных фильтрах нижних и верхних частот. В первых групповая скорость уменьшается, а задержка возрастает с ростом частоты; во вторых — наоборот. Поэтому фильтр нижних частот сжимает импульсы, частота которых уменьшается от начала к концу импульса, а фильтр верхних частот сжимает импульсы, частота которых увеличивается.

Пассивный способ формирования ЛЧМ импульсов отличается от активного тем, что формирование происходит в линейном оптимальном фильтре, который во время приема используется для сжатия сигналов. При передаче немодулированные импульсы малой длительности пропускаются через фильтр в одном направлении, чтобы получить ЛЧМ импульсы большой длительности; при приеме отраженные ЛЧМ импульсы пропускаются через тот же фильтр, но в обратном направлении, и тогда получаются короткие немодулированные импульсы. Длительность исходного короткого импульса должна быть достаточно мала, чтобы ширина его спектра была такой же, какая требуется для форми-

руемого ЛЧМ импульса, поскольку фильтр сжатия не изменяет ширины спектра.

Активный способ требует строгого соответствия между законом модуляции и структурой фильтра сжатия. При пассивном способе этого

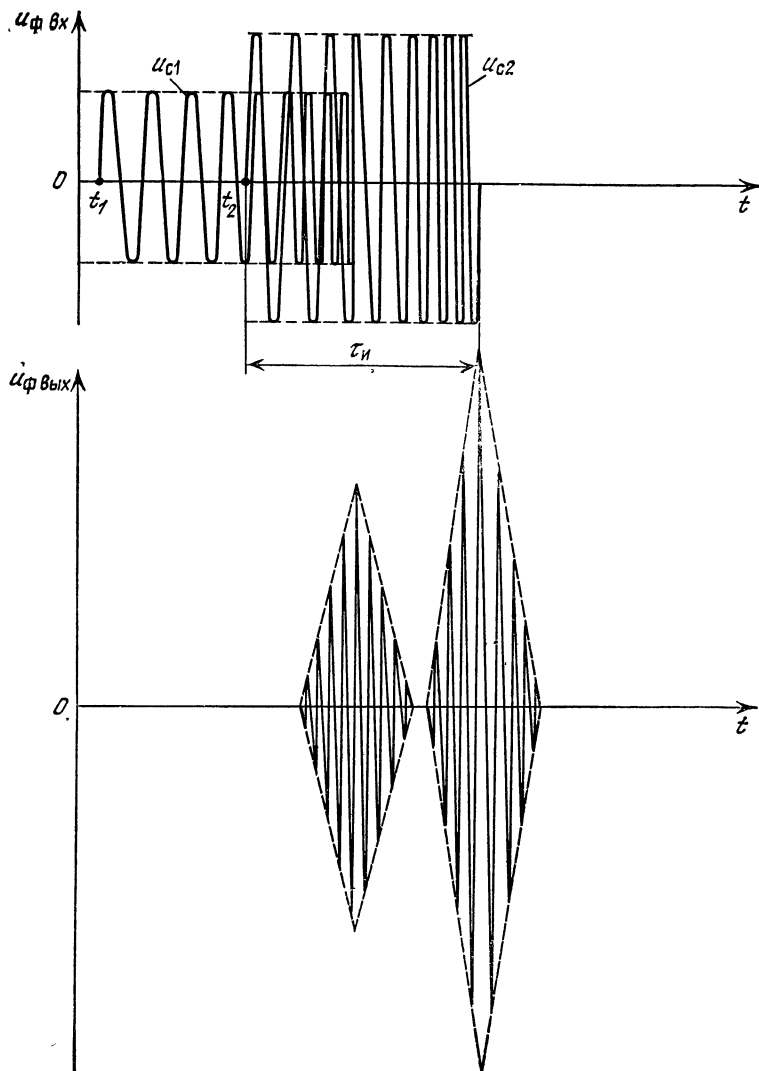


Рис. 3.10. Разрешение двух ЛЧМ сигналов.

несоответствия нет, так как генерирование ЛЧМ сигнала производится тем же фильтром, что и сжатие. Пассивный способ формирования применяется более широко, хотя и сопровождается нежелательными выбросами и спадами огибающей, которых можно избежать при активном способе.

Заметим также, что боковые лепестки сжатых импульсов достаточно слабые (первые боковые лепестки меньше максимального на 13 дБ), чтобы их можно было отличить от главного и этим избежать неоднозначности отсчета дальности, но помешать разрешению соседних целей они могут. С этой точки зрения фазоманипулированные импульсы лучше: после сжатия боковые лепестки имеют равные, но более низкие, чем на 13 дБ, уровни.

17.3. Формирование и оптимальная обработка фазоманипулированных сигналов. Внутриимпульсная фазовая манипуляция означает, что зондирующий импульс длительностью τ_n может быть представлен

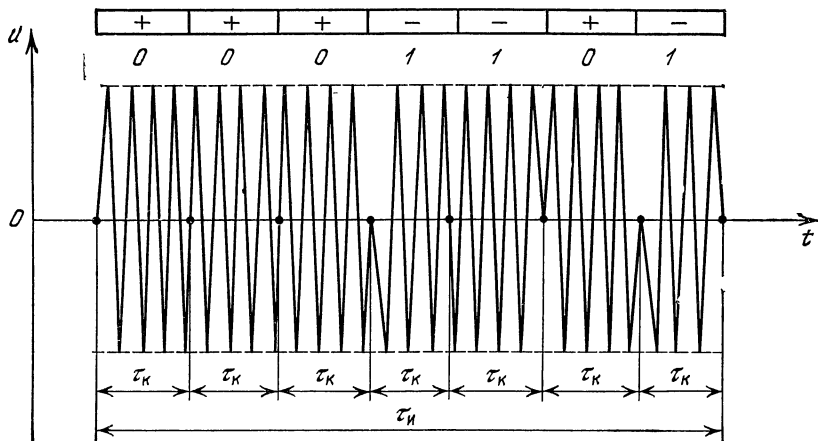


Рис. 3.11. Зондирующий импульс с внутренней фазовой манипуляцией.

соприкасающимися n парциальными (частичными) импульсами, каждый из которых имеет длительность $\tau_k = \tau_n/n$ и сдвинут по фазе относительно предыдущего парциального импульса на определенный угол $\Delta\phi$. В наиболее распространенной — противофазной — системе этот сдвиг равен нулю или π . В случае $\Delta\phi = 0$ двоичный код парциального импульса, будь то 0 (обозначается на рисунках $|\pm|$) или 1 (обозначается $|\mp|$), не меняется, а в случае $\Delta\phi = \pi$ — меняется на обратный. Радиопульс, манипулированный согласно коду 0001101, показан на рис. 3.11.

Оптимальный фильтр устройства обработки данных сигналов, подобно фильтру ЛЧМС, совершает операцию, обратную формированию зондирующего импульса: разрушает фазовую манипуляцию и сжимает импульс по длительности от τ_n до $\tau_k = \tau_n/n$. Сжатый импульс простой, и поэтому ширина его спектра определяется по формуле $\Delta f_{сп} = 1/\tau_k$. Такую же ширину спектра имеет фазоманипулированный сигнал (фильтр не изменяет величины $\Delta f_{сп}$), но если бы не было фазовой манипуляции, спектр был бы уже: $\Delta f_{сп} = 1/\tau_n$. Следовательно, расширение спектра зондирующего излучения в n раз, осуществляемое в передатчике в результате внутримпульсной фазо-

вой манипуляции, позволяет во столько же раз сжать импульс во времени при оптимальной фильтрации в приемнике:

$$\Delta f'_{\text{сп}} / \Delta f_{\text{сп}} = (1/\tau_{\text{к}}) : (1/\tau_{\text{н}}) = \tau_{\text{н}} / \tau_{\text{к}} = n. \quad (3.11)$$

Очевидно, что длительность $\tau_{\text{н}}$ нужно выбирать достаточно большой, чтобы при допустимой импульсной мощности передатчика обеспечить необходимый энергетический потенциал РЛС, а длительность $\tau_{\text{к}}$ следует принимать достаточно малой, чтобы удовлетворить требуемой разрешающей способности по дальности.

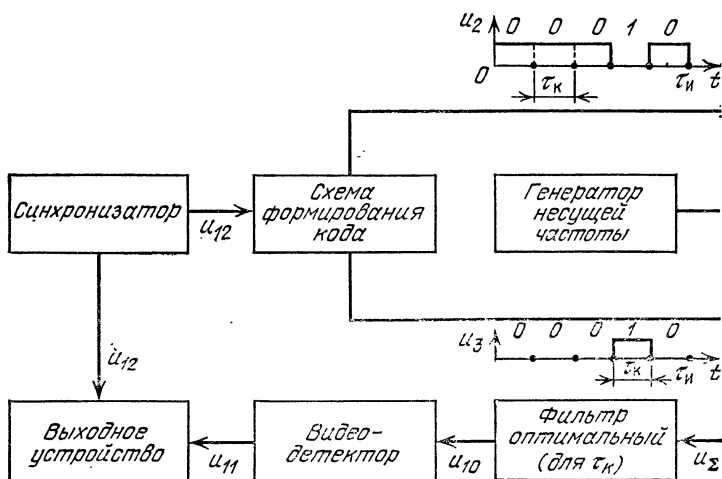


Рис. 3.12. Функциональная схема РЛС, излучающей

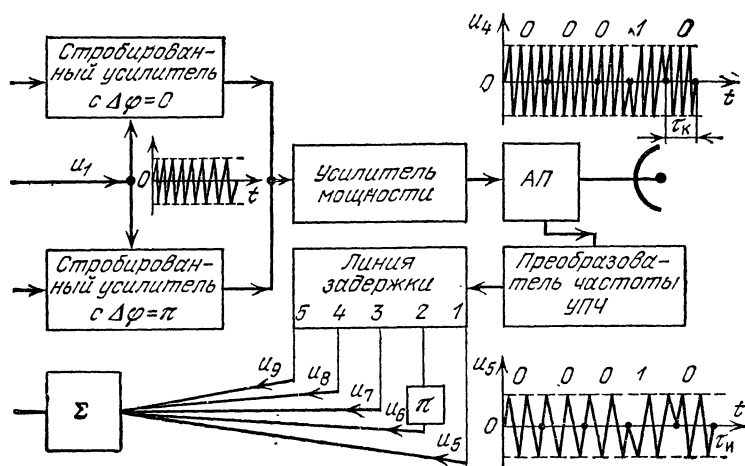
Один из возможных вариантов РЛС с зондированием пространства фазоманипулированными радиоимпульсами показан на рис. 3.12. Колебания u_1 несущей частоты задающего генератора передатчика усиливаются в одном из двух стробированных усилителей, затем в усилителе мощности и через антенный переключатель поступают в антенну в виде фазоманипулированных радиоимпульсов. Манипуляция осуществляется с помощью схемы формирования кода, которая запускается синхронизатором РЛС. Кодовые последовательности импульсов u_2 , u_3 стробируют усилители так, что в интервалах времени $\tau_{\text{к}}$ с кодовым символом 0 открыт усилитель, не создающий фазового сдвига ($\Delta\varphi = 0$), а при символе 1 — другой усилитель, сдвигающий фазу на $\Delta\varphi = \pi$. Это и позволяет получать в усилителе мощности и антенне радиоимпульсы с заданным кодом (00010).

Радиоимпульсы достигают цели, отражаются от нее, принимаются антенной, проходят через антенный переключатель в приемник и подвергаются оптимальной фильтрации на промежуточной частоте.

Линия задержки, через которую пропускается последовательность импульсов промежуточной частоты u_5 , имеет отводы с интервалами $\tau_{\text{к}}$. Чтобы сжать импульсы от $\tau_{\text{н}}$ до $\tau_{\text{к}}$, нужно разрушить фазовую

манипуляцию, т. е. производить декодирование в обратной последовательности к кодированию: вместо 00010 скачки фазы должны следовать коду 01000. Соответственно к сумматору (Σ) подключены 1-й, 3-й, 4-й и 5-й отводы линии задержки непосредственно, а 2-й — через фазовращатель на π (инвертор).

На временных диаграммах (рис. 3.13) последовательности импульсов промежуточной частоты на входе (u_5, u_6, u_7, u_8, u_9) и выходе (u_Σ) сумматора показаны условными знаками $|\pm|$, $|\mp|$, чтобы сосредоточить внимание на начальных фазах парциальных импульсов. В задержан-



фазоманипулированные импульсы.

ных на $2\tau_k, 3\tau_k, 4\tau_k$ последовательностях u_7, u_8, u_9 знаки одинаковые, а в задержанной на τ_k и повернутой по фазе на π последовательности u_6 — обратные по сравнению с входной последовательностью u_5 , имеющей код 00010.

Сумматор производит алгебраическое сложение импульсов в каждом кодовом интервале, и когда последний импульс кодовой последовательности u_6 входит в линию задержки, то на выходе сумматора, как видно из диаграмм, образуется прямоугольный импульс u_Σ с максимальной амплитудой, которая больше исходной в 5 раз.

В общем случае коэффициент сжатия равен числу кодовых интервалов n , т. е. в оптимальном фильтре длительность импульса уменьшается от τ_n до $\tau_k = \tau_n/n$ и соответственно (в n раз) возрастает мощность сигнала.

Осталось реализовать этот выигрыш в фильтре, оптимальном для одиночного прямоугольного импульса промежуточной частоты длительностью τ_k (см. рис. 3.12 и 3.13). На выходе фильтра получаются треугольные импульсы с пиковыми значениями, пропорциональными амплитудам соответствующих по времени импульсов u_Σ . Далее следует видеодетектор и выходное устройство РЛС, в котором осущест-

входят последовательная обработка сигналов u_{11} и измерение дальности с использованием опорного импульса u_{12} синхронизатора РЛС.

Соотношение между максимумами главного и боковых временных лепестков зависит от закона модуляции зондирующего импульса. Наиболее пригодными оказались коды Баркера и нулевой последовательности. Упомянутые здесь изменения фаз 0001101 и 00010 являются кодами Баркера при $n = 7$ и $n = 5$.

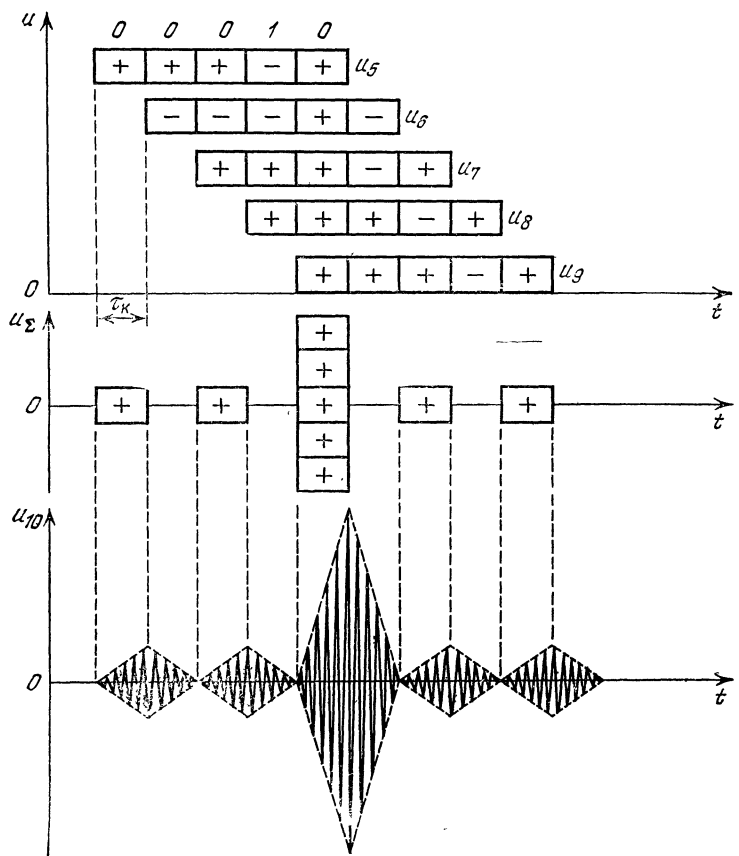


Рис 3.13. Временные диаграммы оптимальной фильтрации фазоманипулированного импульса

Сопоставляя импульсы с ЛЧМ и внутрифазовой манипуляцией, замечаем, что их эффективность тем выше, чем больше произведение ширины спектра $\Delta f_{\text{сп}}$ на длительность зондирующих импульсов $t_{\text{и}}$. Этим требованиям более всего удовлетворяет непрерывное излучение, модулированное шумами, так как в этом случае наряду с очень большой длительностью сигнала получается очень большая ширина спектра. Однако технически проще осуществить РЛС с шумоподобным излучением, например, в виде широких импульсов или непрерывных коле-

баний, имеющих очень большое число n кодовых интервалов фазовой манипуляции, которая повторяется через период следования T_c . Увеличение n вносит хаотичность в закон модуляции, а это способствует расширению спектра. Оптимальная обработка непрерывных фазоманипулированных колебаний производится в корреляционном приемнике.

§ 18. Частотный метод радиодальнометрии

18.1. Сущность метода. Для этого метода характерно, что зондирующее излучение непрерывное и модулировано по частоте. Модуля-

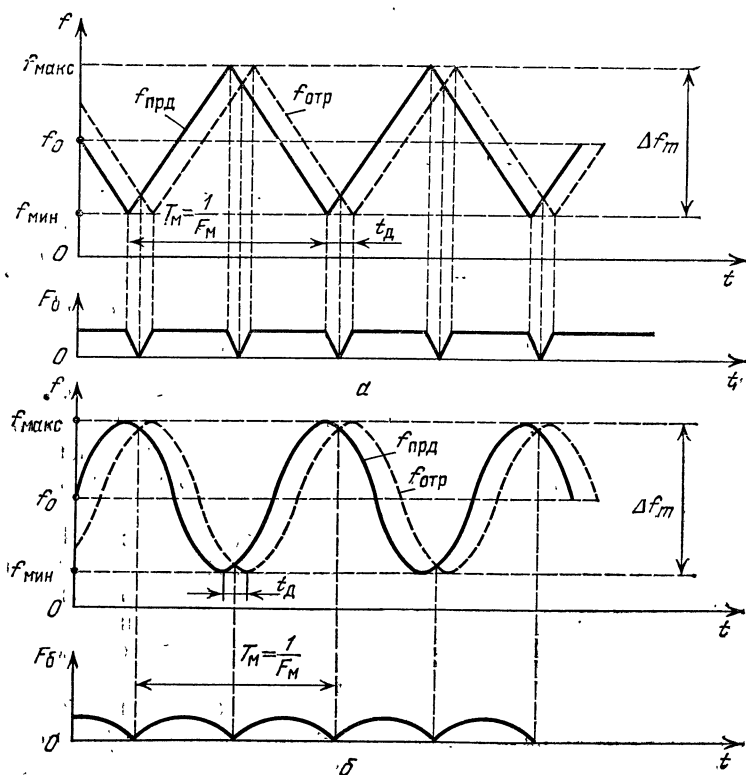


Рис. 3.14. Временные диаграммы, иллюстрирующие частотный метод измерения дальности.

ция позволяет различать прямой и отраженный сигналы по разности их частот и тем самым не только обнаружить цель, но и измерить ее дальность.

Частоту передатчика $f_{\text{прд}}$, естественно, нельзя неограниченно увеличивать или уменьшать. Ее изменяют по пилообразному (рис. 3.14, а) или синусоидальному (рис. 3.14, б) закону с частотой модуляции

$F_m = 1/T_m$. Девацию, т. е. максимальное отклонение частоты, обозначим $\Delta f_m = f_{\max} - f_{\min}$.

Частота отраженного сигнала $f_{\text{отр}}$ повторяет частоту излученного сигнала $f_{\text{прд}}$ с запаздыванием $t_d = 2 \text{ Д/с}$. Отсюда в один и тот же момент времени t разность частот прямого ($f_{\text{прд}}$) и отраженного ($f_{\text{отр}}$) сигналов, т. е. частота биений

$$F_b = |v_m| t_d = 2 |v_m| \text{ Д/с}, \quad (3.12)$$

где $|v_m|$ — скорость изменения частоты.

В один полупериод модуляции $T_m/2$ частота передатчика $f_{\text{прд}}$ возрастает и скорость $v_m > 0$, а в другой полупериод — наоборот; вместе с тем частота F_d физически не может быть отрицательной величиной. Поэтому в формулу (3.12) введено абсолютное значение скорости модуляции $|v_m|$. При пилообразном законе эта скорость постоянная и равна частному от деления девации частоты Δf_m на ее продолжительность $T_m/2$. Тогда формулу (3.12) можно представить в виде

$$F_b = 2|v_m| \text{ Д/с} = 4\Delta f_m \text{ Д/с} T_m = 4\Delta f_m F_m \text{ Д/с}. \quad (3.13)$$

Величины Δf_m , F_m и c — постоянные, а это значит, что в ЧМ дальномере измерение текущей дальности цели Д сводится к измерению разности частот F_b прямого и отраженного сигналов, причем Д и F_b связаны между собой прямо пропорциональной зависимостью. Отсюда происходит другое название величины F_b — частота дальности.

Линейный закон изменения частоты F_b нарушается на участках протяженностью t_d , в середине которых эта разностная частота проходит через нулевое значение. Однако, если максимальное запаздывание сигнала, которое фиксируется данной РЛС, значительно меньше периода модуляции ($t_{d\max} \ll T_m$), то нарушением линейности можно пренебречь и считать формулу (3.13) справедливой для любого закона частотной модуляции. Соотношение $t_{d\max} \ll T_m$ является также условием однозначного отсчета дальности.

18.2. Реализация частотного метода дальнометрии. По способу обработки сигналов неследящие частотные измерители делятся на корреляционные, с фильтровой обработкой и с корреляционно-фильтровой. Третий вариант, наиболее простой в осуществлении, представлен функциональной схемой дальномера (рис. 3.15) и временными диаграммами (рис. 3.16).

Передающее устройство состоит из генератора высокой частоты, модулятора, изменяющего частоту генерируемых колебаний по пилообразному или синусоидальному закону, и передающей антенны A_1 . Первым каскадом приемника является смеситель, с которого начинается корреляционно-фильтровая обработка: в смесителе перемножаются отраженный сигнал $u_{\text{отр}}(t)$, который подводится от приемной антенны A_2 , с опорным сигналом $u_{\text{пр}}(t)$, который подводится по короткому кабелю от передатчика; накопление энергии происходит в RC -фильтрах нижних частот, следующих за перемножителем. Как во всяком смесителе, перемножение происходит в нелинейном элементе и в результате образуются составляющие суммарной и разностной частот отраженного и опорного (прямого) сигналов. Сигнал с частотой

биений пропускается к усилителю низкой частоты, а составляющие суммарных частот подавляются фильтрами нижних частот смесителя.

Как показывает временная диаграмма напряжения биений u_b (рис. 3.16), когда частота его F_b отклоняется от своего основного зна-

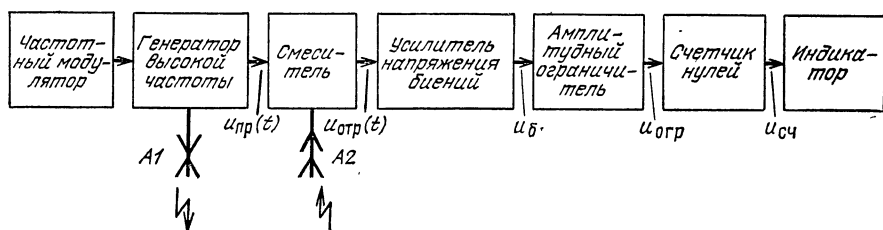


Рис. 3.15 Функциональная схема частотного радиодальномера с корреляционно-фильтровой обработкой сигналов.

чения, синусоидальность этого напряжения нарушается. Двухсторонний ограничитель амплитуды, следующий за усилителем низкой частоты, преобразует полученное несинусоидальное напряжение с перио-

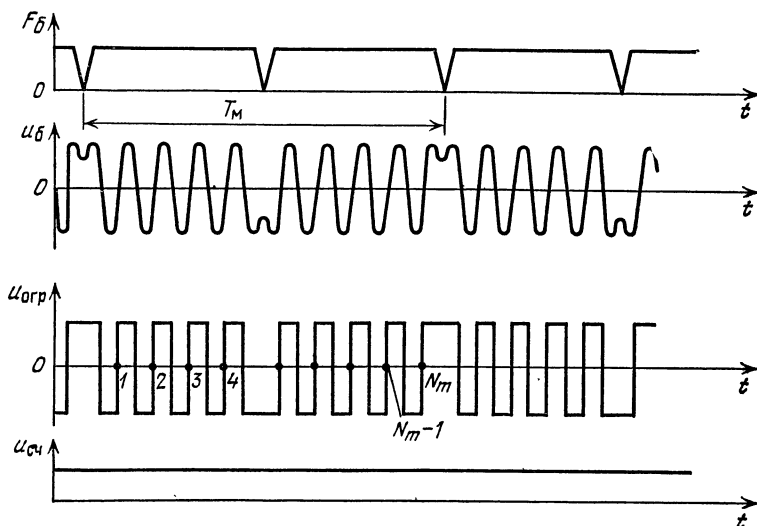


Рис. 3.16. Временные диаграммы частоты биений и напряжений в измерителе частотного радиодальномера с корреляционно-фильтровой обработкой сигналов.

дом T_m в прямоугольные колебания $u_{огр}$. Так называемый *счетчик нулей* определяет частоту биений F_b по числу переходов через нуль, которые совершают положительные перепады этих колебаний за период модуляции T_m . Переходы отмечены точками на временной диаграмме. Если число их N_m умножить на частоту модуляции F_m , то получится частота дальности, которую фиксирует индикатор:

$$F_b = N_m F_m. \quad (3.14)$$

Если счетчик аналоговый (рис. 3.16), то выходное напряжение $u_{сч}$ постоянное, а если счетчик цифровой, то работа его сводится к подсчету эталонных импульсов, пропорциональных, как и напряжение $u_{сч}$, частоте дальности. Очевидно, что индикатор при таком счетчике должен показывать дальность цели в цифровой форме.

В связи с тем, что счетчики подсчитывают число полных биений, показания частотного дальномера изменяются скачками. Наименьшая дальность $D_{мин}$, которую способен измерить дальномер, соответствует одному полному биению за период модуляции ($N_m = 1$). Согласно (3.14) это означает, что $F_б = F_m$, а из (3.13) следует, что $F_m = 4 \Delta f_m F_m D_{мин} / c$. Отсюда на-

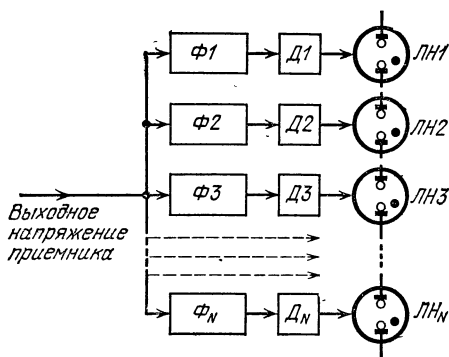
ходим минимальную дальность, измеряемую частотным дальномером:

$$D_{мин} = c / 4 \Delta f_m \quad (3.15)$$

Следующие показания дальномера будут соответствовать уже двум ($N_m = 2$; $F_б = 2 F_m$), трем ($F_б = 3 F_m$) и т. д. полным биениям за один период модуляции. Значит, имеется ошибка дискретности измерения дальности, равная скачку

$$\Delta D = c / 4 \Delta f_m. \quad (3.16)$$

Рис. 3.17. Функциональная схема многоканального параллельного спектроанализатора.



При измерении дальности нескольких целей измеритель должен содержать спектроанализатор, рассчитанный на последовательный или параллельный анализ частот биений.

Последовательный анализ производится плавным изменением частоты гетеродина приемника или оптимального фильтра, следующего за смесителем. Это требует больших затрат времени и связано с неполным использованием энергии отраженного сигнала во время перестройки.

Многоканальный параллельный спектроанализатор (рис. 3.17) состоит из узкополосных фильтров $\Phi 1, \Phi 2, \Phi 3, \dots$, детекторов $D1, D2, D3, \dots$ и неоновых лампочек $ЛН1, ЛН2, ЛН3, \dots$. Полосы пропускания фильтров примыкают друг к другу и охватывают весь диапазон измеряемых частот дальности. По номерам загорающих лампочек можно судить о том, к какому участку (каналу) дальности относится каждая наблюдаемая цель.

Ясно, что чем уже полоса пропускания фильтра ΔF_Φ , тем выше разрешающая способность по дальности и тем меньше возможные расхождения между истинной и указываемой индикатором дальностью цели. Этому же способствует увеличение частоты модуляции и девиации частоты. Сказанное подтверждается формулами среднеквадратической ошибки σ_d и потенциальной разрешающей способности $\Delta D_{мин}$ частотного дальномера:

$$\sigma_d = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{c \Delta F_\Phi}{4F_M \Delta f_m}; \quad (3.17)$$

$$\Delta D_{\text{мин п}} = \frac{c \Delta F_\Phi}{4F_M \Delta f_m}. \quad (3.18)$$

Пример 3.2. Дальномер, работающий по частотному методу радиолокации, имеет следующие параметры: частота модуляции $F_M = 150$ Гц, девиация частоты $\Delta f_m = 5$ МГц, полоса пропускания одного канала $\Delta F_\Phi = 1$ кГц, максимальная частота биений $F_{\text{б макс}} = 10$ кГц. Определить тактические данные дальномера.

1. Согласно формуле (3.13) максимальная дальность действия

$$D_{\text{макс}} = \frac{c F_{\text{б макс}}}{4 \Delta f_m F_M} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 10^4}{4 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 150} = 1000 \text{ м.}$$

2. Минимальная дальность действия $D_{\text{мин}} = c/4\Delta f_m = 3 \times 10^8/4 \cdot 5 \cdot 10^6 = 15 \text{ м.}$

3. Скачок показаний дальномера $\Delta D = c/4\Delta f_m = 3 \cdot 10^8/4 \times 10^6 \cdot 5 = 15 \text{ м.}$

4. Потенциальная разрешающая способность по дальности

$$\Delta D_{\text{мин п}} = \frac{c \Delta F_\Phi}{4 F_M \Delta f_m} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 10^3}{4 \cdot 150 \cdot 5 \cdot 10^6} = 100 \text{ м.}$$

5. Число каналов анализатора частот $n_K = D_{\text{макс}}/\Delta D_{\text{мин п}} = 1000/100 = 10$.

Этот же результат получается при делении максимума диапазона разностных частот $F_{\text{б макс}} = 10$ кГц на полосу пропускания фильтра одного канала $\Delta F_\Phi = 1$ кГц.

6. Среднеквадратическая методическая ошибка измерений дальности

$$\sigma_{\text{д п}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{c \Delta F_\Phi}{4 F_M \Delta f_m} = \frac{1}{2 \cdot 1,73} \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 10^3}{4 \cdot 150 \cdot 5 \cdot 10^6} = 29,1 \text{ м.}$$

Если при тех же исходных данных увеличить девиацию частоты от $\Delta f_m = 5$ МГц до $\Delta f_m = 150$ МГц, то получим: $D_{\text{мин}} = \Delta D = 0,5 \text{ м;}$ $\Delta D_{\text{мин п}} = 3,34 \text{ м;}$ $\sigma_d = 0,97 \text{ м.}$

Такие высокие показатели недостижимы для импульсного дальномера, если не усовершенствовать его внутриимпульсной модуляцией.

§ 19. Фазовые методы дальнометрии

19.1. Общие сведения. Измерение дальности фазовыми методами заключается в измерении приращения фазы гармонического колебания масштабной частоты за время запаздывания отраженного сигнала:

$$\Delta \varphi = \Omega_M t_d = 2\pi F_M \cdot 2D/c = 4\pi D/\lambda_M. \quad (3.19)$$

Частота F_M и длина волны $\lambda_M = c/F_M$ называются *масштабными* потому, что от них зависит масштаб шкалы дальности, т. е. коэффициент

пропорциональности между измеряемым фазовым сдвигом $\Delta\varphi$ и дальностью цели D .

Через фазовые интервалы $\Delta\varphi = 2\pi$ гармоническое колебание, а с ним и показания фазометра повторяются. Отсюда согласно формуле (3.19) максимальный предел однозначно измеряемой дальности

$$D_{\text{одн}} = \lambda_m/2. \quad (3.20)$$

Наиболее простым по устройству был бы фазовый радиодальномер с излучением колебаний только одной — несущей частоты f_0 . Но тогда масштабная частота $F_m = f_0$ и длина волны $\lambda_m = \lambda_0 = c/f_0$, а так как РЛС обычно работают на УКВ, то это ограничило бы однозначно измеряемую дальность несколькими метрами ($D_{\text{одн}} = \lambda_m/2$).

Вместе с тем масштабная частота влияет на точность определения дальности. Действительно, из формулы (3.19) дальность $D = c \times \Delta\varphi/4\pi F_m = \lambda_m \Delta\varphi/4\pi$, и если фазометр измеряет $\Delta\varphi$ со среднеквадратической ошибкой $\sigma_{\Delta\varphi}$, то дальность определяется со среднеквадратической ошибкой

$$\sigma_D = c\sigma_{\Delta\varphi}/4\pi F_m = \lambda_m \sigma_{\Delta\varphi}/4\pi. \quad (3.21)$$

Шумы препятствуют точному определению фазового сдвига и с увеличением отношения сигнал/шум q_0 ошибка $\sigma_{\Delta\varphi}$ уменьшается: $\sigma_{\Delta\varphi} = 1/\sqrt{q_0}$ [рад]. С учетом этого из формулы (3.21) находим потенциальную среднеквадратическую ошибку измерения дальности фазовыми методами:

$$\sigma_{D\text{п}} = c\sigma_{\Delta\varphi}/4\pi F_m = c/4\pi F_m \sqrt{q_0} = \lambda_m/4\pi \sqrt{q_0}. \quad (3.22)$$

Как видно, *всем фазовым дальномерам присуще противоречие: увеличение масштабной частоты способствует повышению точности измерений, но уменьшает предел однозначно измеряемой дальности.* Рассмотрим, как разрешается это противоречие в двух применяемых на практике фазовых методах.

19.2. Фазовый радиодальномер с модуляцией несущей. Передающая антенна излучает радиоволны несущей частоты f_0 , модулированные по амплитуде гармоническими колебаниями низкой частоты F , а сравнение фаз излучаемого и отраженного сигналов производится на частоте огибающей F_m этих сигналов. Пропорционально уменьшению масштабной частоты от f_0 до $F_m = F$ (увеличению масштабной длины волны $\lambda_m = c/F$) возрастает однозначно измеряемая дальность $D_{\text{одн}}$. Например, при частоте модуляции $F = 300$ Гц длина волны $\lambda_m = 3 \cdot 10^8/300 = 10^6$ м и $D_{\text{одн}} = \lambda_m/2 = 10^6/2 = 5 \cdot 10^5$ м = 500 км.

В передатчике дальномера (рис. 3.18) колебания генератора высокой частоты модулируются по амплитуде колебаниями генератора масштабной частоты. Отраженные от цели АМ колебания усиливаются и демодулируются амплитудным детектором. Следовательно, выходное напряжение приемника $u_{\text{прм}}$ имеет частоту, равную масштабной $\Omega_m = 2\pi F_m$, но отличается по фазе от напряжения u_m на $\Omega_m t_d$. Этот фазовый сдвиг измеряется фазометром.

На функциональной схеме показан неследящий измеритель фазы с дискретным счетом дальности. Измерение сводится к счету числа эталонных импульсов $N_{\text{эт}}$, генерируемых за время запаздывания сигнала t_d . Очевидно, что период следования этих импульсов $T_{\text{эт}}$ должен быть

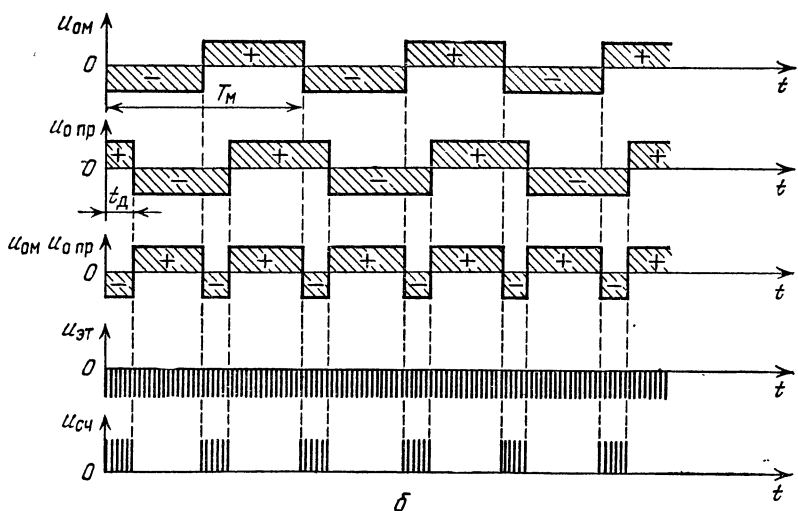
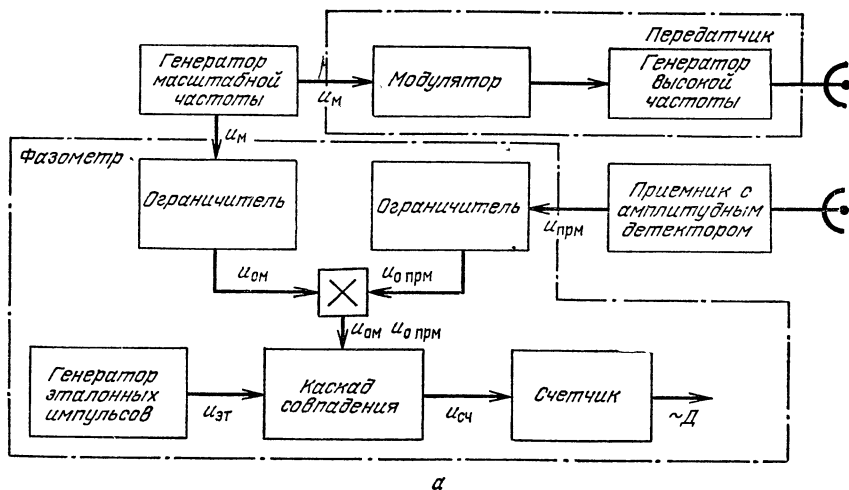


Рис. 3.18. Функциональная схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) фазового дальномера с модуляцией несущей.

строго стабильным и существенно меньше запаздывания сигнала t_d даже при минимальной дальности цели.

Сравниваемые по фазе синусоидальные напряжения ω_m и $\omega_{\text{прм}}$ преобразуются амплитудными ограничителями в прямоугольные колебания $\omega_{\text{ом}}$ и $\omega_{\text{о прм}}$, которые затем перемножаются, чтобы получить коле-

бания отрицательной полярности в течение времени t_d и положительной полярности в остальную часть полупериода модуляции. Каскад совпадения имеет два входа: на один от генератора отрицательных эталонных импульсов поступают колебания $u_{от}$, а на другой от перемножителя — колебания u_o и $u_{о\text{ прм}}$. Так как те и другие совпадают по знаку только в интервалы времени t_d , то эталонные импульсы $u_{от}$ проходят к счетчику пачками $N_{от} = t_d/T_{от}$ и цифровой счетчик указывает дальность цели пропорционально числу $N_{от}$:

$$D = ct_d/2 = cN_{от}T_{от}/2 = cN_{от}/2 F_{от}. \quad (3.23)$$

Ошибка дискретности измерителя соответствует периоду эталонных импульсов:

$$\Delta D_{дкр} = \pm cT_{от}/2 = \pm c/2 F_{от}. \quad (3.24)$$

Увеличение частоты $F_{от}$ уменьшает ошибку $\Delta D_{дкр}$, но усложняет реализацию счета импульсов. При $F_{от} = 10^7$ Гц имеем $\Delta D_{дкр} = \pm 3 \cdot 10^8/2 \cdot 10^7 = \pm 15$ м.

Противоречие в выборе масштабной частоты разрешают применением многошкального отсчета: подобно измерению времени с помощью часовой, минутной и секундной стрелок часов, дальность определяют одновременно или последовательно с помощью грубой шкалы, соответствующей самой низкой модулирующей частоте $F_{м1}$, и более точной шкалы, соответствующей масштабной частоте $F_{м2}$, которая кратна $F_{м1}$, и если требуется — по еще более точным шкалам, проградуированным для более высоких масштабных частот $F_m = F_{м3}, F_{м4}, \dots$

Частоту $F_{м1}$ выбирают исходя из заданной максимально измеряемой дальности, а самую большую масштабную частоту — согласно требуемой точности измерений. При этом число шкал должно быть таким, чтобы при пересчете данной ошибки на ближайшую точную шкалу максимальная фазовая ошибка шкалы не превысила 2π .

19.3. Двухчастотные фазовые дальномеры. В этих дальномерах масштабная частота образуется в результате биений синусоидальных колебаний двух несущих частот f_1, f_2 , которые генерируются с начальными фазами ψ_{01}, ψ_{02} в передатчике (рис. 3.19). Колебания следуют через сумматор в передающую антенну и, кроме того, в смеситель I — в качестве опорных сигналов. На выходе этого смесителя получают колебания разностной частоты $\Delta f = f_1 - f_2$ с фазой

$$\psi_I = (2\pi f_1 - 2\pi f_2)t + (\psi_{01} - \psi_{02}) = 2\pi \Delta f t + (\psi_{01} - \psi_{02}). \quad (3.25)$$

Отраженные от цели сигналы улавливаются приемной антенной, разветвляются по частотам f_1, f_2 , проходят через усилители-ограничители и преобразуются смесителем II в колебания разностной частоты $f_1 - f_2$. Частоты f_1, f_2 выбираются близкими друг другу и для них фазовые сдвиги, обусловленные отражением волн от цели и задержкой в РЛС, можно считать одинаковыми. На выходе смесителя II эти сдвиги полностью вычитаются и с учетом времени запаздывания сигнала $t_d = 2D/c$ фазовый угол выходного напряжения

$$\psi_{II} = (2\pi f_1 - 2\pi f_2)(t - 2D/c) + (\psi_{01} - \psi_{02}) = 2\pi \Delta f(t - 2D/c) + (\psi_{01} - \psi_{02}). \quad (3.26)$$

Фазометр измеряет разность фаз ψ_I, ψ_{II} , выраженных формулами (3.25), (3.26), и определяет дальность цели согласно выражению

$$\Delta\psi = \psi_I - \psi_{II} = 2\pi\Delta f(t - t_0 + 2D/c) + (\psi_{01} - \psi_{02}) - (\psi_{01} - \psi_{02}) = 4\pi\Delta f D/c = 4\pi D/\Delta\lambda. \quad (3.27)$$

Легко заметить, что фазометр двухчастотного дальномера не реагирует на сдвиг по фазе, вызванный отражением волн от цели, и позволяет получить требуемый диапазон однозначного измерения даль-

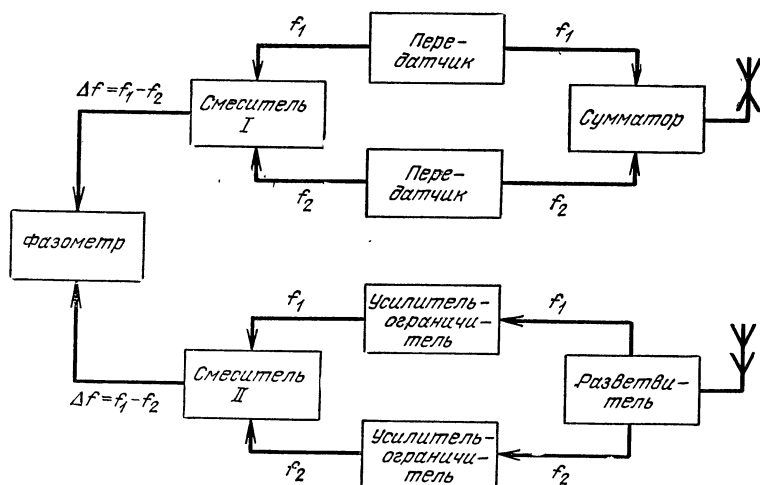


Рис. 3 19. Функциональная схема двухчастотного фазового радиодальномера.

ности за счет малой разности длин волн $\Delta\lambda = c/\Delta f$, которая играет роль масштабной длины волны: $\lambda_m = \Delta\lambda$. Соответственно масштабная частота $F_m = \Delta f$.

Подбором величины Δf добиваются однозначных измерений в заданном диапазоне дальности, а многошкальным отсчетом обеспечивают необходимую точность. Высокая стабильность и кратность частот F_m этих шкал достигается тем, что сначала получают различные пары частот f_1 и f_2 умножением и смещением колебаний первичного кварцевого генератора, а затем образуют требуемые масштабные частоты F_m как биения частот f_1, f_2 .

Осуществление фазового радиодальномера на биениях усложняется тем, что невозможно разделить непрерывные прямой и ответный сигналы одинаковой частоты. По этой причине метод биений применяется только в системах с активным ответом, где ответный сигнал излучается на частоте, отличной от частоты запросного сигнала.

Пример 3.3. Определить потенциальную среднеквадратическую ошибку фазового дальномера, рассчитанного на измерение дальности до $D_{одн} = 150$ км по грубой шкале и до 250 м по самой точной. Отношение сигнал/шум $q_0 = 10$.

1. Определить масштабные длину волны и частоту для обеих шкал:

$$\lambda_{м1} = \Delta\lambda_1 = 2 D_{одн} = 2 \cdot 150 = 300 \text{ км}; \quad f_{м1} = \Delta f_1 = c/\lambda_{м1} = 3 \times 10^8 / 3 \cdot 10^5 = 1000 \text{ Гц}; \quad \lambda_{м2} = \Delta\lambda_2 = 2 D_{одн} = 2 \cdot 250 = 500 \text{ м}; \\ f_{м2} = \Delta f_2 = 3 \cdot 10^8 / 500 = 6 \cdot 10^5 \text{ Гц}.$$

2. Определить потенциальные среднеквадратические ошибки при отсчете по грубой и наиболее точной шкалам.

Из формулы (3.22) находим

$$\sigma_{дп1} = \lambda_{м1} / 4\pi \sqrt{q_0} = 300 / 4 \cdot 3,14 \sqrt{10} = 7,5 \text{ км};$$

$$\sigma_{дп2} = \lambda_{м2} / 4\pi \sqrt{q_0} = 500 / 4 \cdot 3,14 \sqrt{10} = 12,5 \text{ м}.$$

Такую потенциальную точность измерения можно считать высокой, особенно если учесть, что измерение дальности происходит в диапазоне 150 км. Ориентировочно ошибка фазовых дальномеров равна $(0,1-0,8) \lambda$, а в импульсных дальномерах она на порядок выше — $(1-10) \lambda$.

Фазовые радиодальномеры не обладают разрешающей способностью по дальности, так как их спектр излучения слишком узок для разрешения целей по дальности.

§ 20. Измерения, основанные на эффекте Доплера

20.1. Измерение радиальной скорости цели. В § 2 упоминалось об эффекте Доплера: если дальность цели D изменяется от исходной величины D_0 со скоростью $v_d = dD/dt$, то частота отраженного сигнала получает приращение, прямо пропорциональное радиальной скорости v_d .

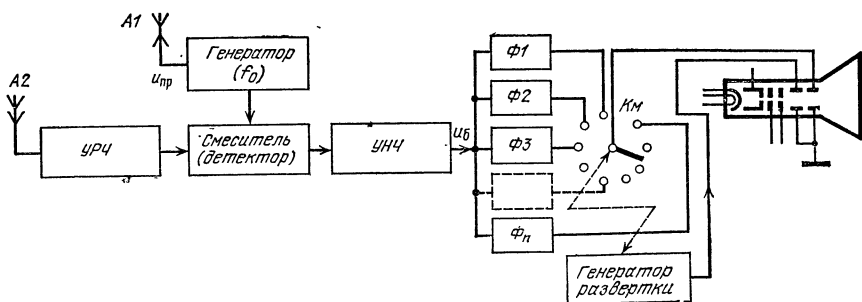


Рис. 3.20. Функциональная схема доплеровского измерителя радиальной скорости.

Пусть передатчик (рис. 3.20) возбуждает в антенне $A1$ немодулированные колебания $u_{пр}$ с частотой f_0 (длиной волны $\lambda_0 = c/f_0$). При распространении бегущей волны на единицу длины фаза волны отстает на угол $2\pi/\lambda_0$ (коэффициент фазы). Отсюда при неподвижной цели

($D = D_0$) сдвиг фаз отраженной и прямой волн равен $4\pi D_0/\lambda_0$, а в случае приближения цели к РЛС с радиальной скоростью v_d , когда дальность D уменьшается за время t от D_0 до $D_0 - v_d t$, фазовый сдвиг между прямым $u_{пр}$ и отраженным $u_{отр}$ сигналами получает приращение

$$\Delta\psi = 4\pi v_d t / \lambda_0. \quad (3.28)$$

Взяв производную по времени t от фазового угла $\Delta\psi$, получим приращение угловой частоты сигнала $\Omega_{доп} = 2\pi F_{доп}$ относительно ее исходной величины $\omega_0 = 2\pi f_0$:

$$F_{доп} = \frac{\Omega_{доп}}{2\pi} = \frac{d(\Delta\psi)}{dt} \frac{1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{4\pi v_d}{\lambda_0} = \frac{2v_d}{\lambda_0} = \frac{2v_d f_0}{c}. \quad (3.29)$$

Этот сдвиг частоты, называемый *доплеровским*, находится в звуковом диапазоне. Например, если частота излучаемых колебаний $f_0 = 10^9$ Гц ($\lambda_0 = 30$ см) и целью является самолет, имеющий радиальную скорость $v_d = 2000$ км/ч $= 556$ м/с, то доплеровский сдвиг частоты $F_{доп} = 2f_0 v_d / c = 2 \cdot 10^9 \cdot 556 / 3 \cdot 10^8 = 3700$ Гц.

Принятые антенной А2 отраженные сигналы с частотой $f_0 \pm F_{доп}$ усиливаются в УРЧ и смешиваются с опорным сигналом, имеющим частоту f_0 . Поскольку эти частоты различные, смешанные колебания получают амплитудно-модулированными и после детектирования выделяется их огибающая u_6 частотой $F_{доп}$. Полученные доплеровские колебания усиливаются в УНЧ, затем измеряются по частоте методом параллельного анализа. Для этого используются взаимно расстроенные фильтры Ф1, Ф2, Ф3, ..., полностью перекрывающие заданный диапазон частот $F_{доп}$.

Выходным прибором служит ЭЛТ с разверткой по горизонтали, пропорциональной измеряемой доплеровской частоте. Коммутатор (Км) подключает к вертикально отклоняющим пластинам каждый фильтр спектроанализатора только на время развертки его полосы пропускания. Это позволяет считывать радиальные скорости целей по положению отметок на линии развертки. На экране индикатора не видно, приближается или удаляется цель, так как знак радиальной скорости теряется в детекторе (смесителе).

20.2. Совместное измерение дальности и скорости. Задача сводится к тому, чтобы совместить измерение запаздывания сигнала t_d , которое производится непосредственно (импульсный метод) или косвенно (частотный и фазовый методы), с определением доплеровской частоты $F_{доп}$. Решение этой задачи применительно к импульсным РЛС рассматривается в § 29, 55. Здесь же обратимся к частотным и фазовым системам.

Временная диаграмма частоты ЧМ сигнала, отраженного от неподвижной цели, $f_{отр}(D_0)$ смещена по оси времени t на $t_d = 2D_0/c$ относительно диаграммы частоты прямого сигнала $f_{пр}$ (рис. 3.21). Если же цель имеет радиальную скорость v_d , то частота отраженного сигнала $f_{отр}(D, v_d)$ получает доплеровский сдвиг $F_{доп}$, который отложен параллельно оси f . Результирующая частота биений F_6 , равная разности $|f_{пр} - f_{отр}(D, v_d)|$, оказывается в одну часть периода модуляции T_m меньше, а в другую часть периода — больше частоты биений

F_d , соответствующей исходной дальности цели D_0 : $F_{\delta 1} = F_d - F_{\text{доп}}$; $F_{\delta 2} = F_d + F_{\text{доп}}$.

Эти соотношения позволяют с помощью фильтров и двух счетчиков разделить частоты $F_{\delta 1}$, $F_{\delta 2}$ и вычислить дальность цели согласно F_d и ее радиальную скорость согласно $F_{\text{доп}}$:

$$F_d = (F_{\delta 1} + F_{\delta 2})/2; F_{\text{доп}} = (F_{\delta 2} - F_{\delta 1})/2. \quad (3.30)$$

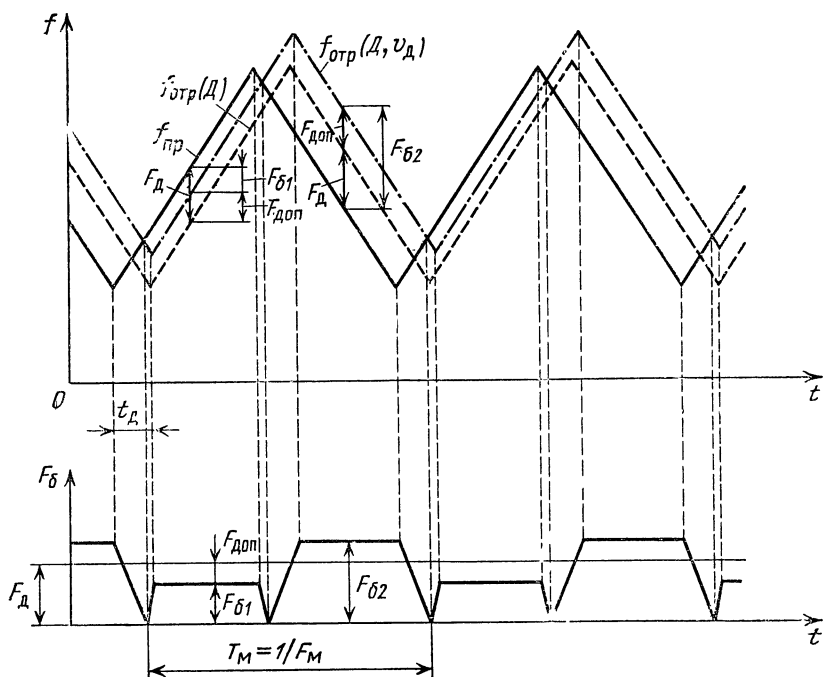


Рис. 3.21. Временные диаграммы, иллюстрирующие измерение дальности и скорости частотным методом с использованием доплеровского эффекта.

Метод принципиально применим и для одновременного наблюдения за несколькими целями, но реализация метода требует выявления, какая именно пара частот биений соответствует каждой цели, а это крайне затруднительно.

Фазовый метод с непрерывным излучением отличается высокой точностью одновременного измерения радиальной скорости и дальности цели. Первое достигается возможностью весьма длительного наблюдения сигнала (непрерывное излучение), а второе благодаря сравнительно малой инструментальной ошибке современных фазометров (до одного градуса) и возможности выбора достаточно большой масштабной частоты.

При фазовом методе совместного измерения дальности и скорости разрешаются цели только по скорости, но различия радиальных скоростей обычно недостаточно для четкого разрешения целей.

§ 21. Радиопеленгация. Основные определения. Амплитудные методы

Направленные свойства антенны позволяют установить связь между амплитудой выходного напряжения приемника U_m и направлением приема радиоволн (азимутом α и углом места β). Выявить эту связь можно измерением амплитуд или фаз сигналов, принимаемых с различных направлений. Соответственно методы радиопеленгации разделяются на *амплитудные* и *фазовые*. Из них к амплитудным относятся методы максимума, минимума и сравнения.

Радиопеленгаторы, подобно радиодальномерам, классифицируются следующим образом: а) одноканальные или многоканальные; б) с несledящим или следящим измерителем; в) с аналоговой или цифровой системой измерителя. Для радиопеленгации вид модуляции не имеет существенного значения, так как от этого не зависит направленность антенны.

Рассмотрим амплитудные методы пеленгации.

21.1. Метод максимума. В процессе обзора пространства силовой привод вращает антенну (рис. 3.22, а), а угол поворота ее диаграммы направленности (ДН) контролируется указателем. Принимаемые антенной сигналы поступают в приемник, выход которого подключен к измерителю, например к ЭЛТ. По показаниям измерительного прибора можно построить характеристику (рис. 3.22, б):

$$U_m = U_{mm}F(\alpha), \quad (3.31)$$

где U_{mm} — максимальная амплитуда выходного напряжения приемника; $F(\alpha)$ — нормированная диаграмма направленности антенны, которая показывает, какую часть от U_{mm} составляет амплитуда выходного напряжения приемника U_m при данном направлении α максимума диаграммы.

Если одна и та же антенна используется для передачи и приема, то амплитуда сигнала дважды умножается на функцию направленности антенны и в уравнение характеристики вводится $F^2(\alpha)$ вместо $F(\alpha)$. Ширина этой характеристики имеет большое практическое значение, так как она определяет потенциальные (предельные) возможности метода пеленгации.

Луч антенны, вращаясь, набегаёт на цель, затем удаляется от нее. Амплитуда отметки цели на экране ЭЛТ соответственно возрастает и понижается (рис. 3.22, в). Наибольшая высота отметки U_{mm} получается при совпадении максимума диаграммы с направлением на цель, и тогда оператор считывает угловую координату цели α_c по шкале указателя угла α (см. рис. 3.22, а, б).

Как видно из рис. 3.22, б, приращения угловой координаты вызывают тем меньшие приращения амплитуды принимаемого сигнала, чем ближе направление на цель к направлению максимума функции направленности антенны. Например, изменение амплитуды $\Delta U'_m$ у вершины характеристики намного меньше, чем $\Delta U''_m$ (на скате характеристики), несмотря на то, что они вызваны одинаковыми приращениями угла ($\Delta\alpha' = \Delta\alpha''$). В таких условиях, даже при отчетливом

различении сигнала и помех, среднеквадратическая потенциальная погрешность пеленга $\sigma_{\alpha п}$ составляет довольно значительную величину — $(0,1—0,25)$ ширины диаграммы направленности антенны на уровне половинной мощности $2\varphi_{0,5}$:

$$\sigma_{\alpha п} = (0,1—0,25) 2\varphi_{0,5}. \quad (3.32)$$

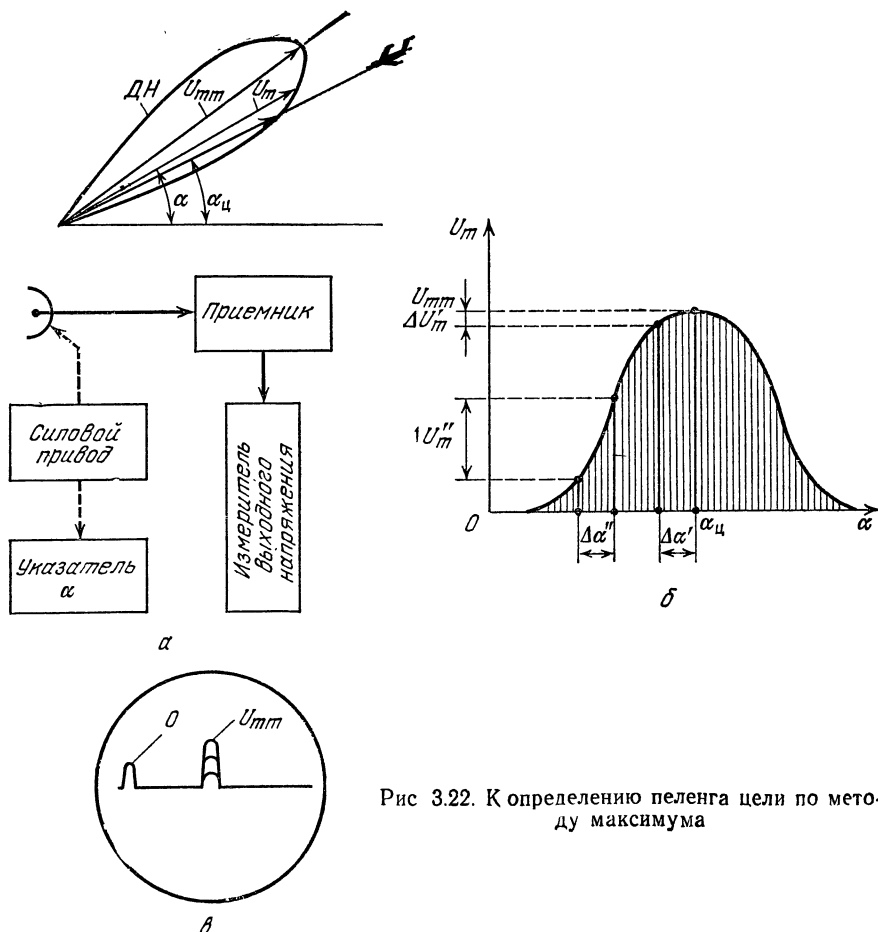


Рис 3.22. К определению пеленга цели по методу максимума

Ширина ДН $2\varphi_{0,5}$ определяет потенциальную разрешающую способность по угловой координате $\Delta\alpha_{мин п}$, так как раздельная пеленгация двух целей возможна, если только одна цель облучается значительно, а другая в это время весьма незначительно или совсем не облучается:

$$\Delta\alpha_{мин п} = 2\varphi_{0,5}. \quad (3.33)$$

Метод максимума отличается простотой измерений пеленга и максимально возможным уровнем сигнала, в связи с чем он нашел при-

менение в РЛС, рассчитанных на большую дальность обнаружения целей при низкой точности измерения координат, а также в РЛС с осетронаправленными антеннами.

21.2. Метод минимума означает, что пеленг цели считывается тогда, когда с направлением на цель совпадает минимум ДН антенны (рис. 3.23, а).

Для этого пригодны антенны с ярко выраженным минимумом диаграммы направленности, например с показанной на рисунке диаграммой в форме кардиоиды. Так как на выходе приемника всегда имеется напряжение помех $U_{\text{ш}}$, то выявить нулевой сигнал невозможно

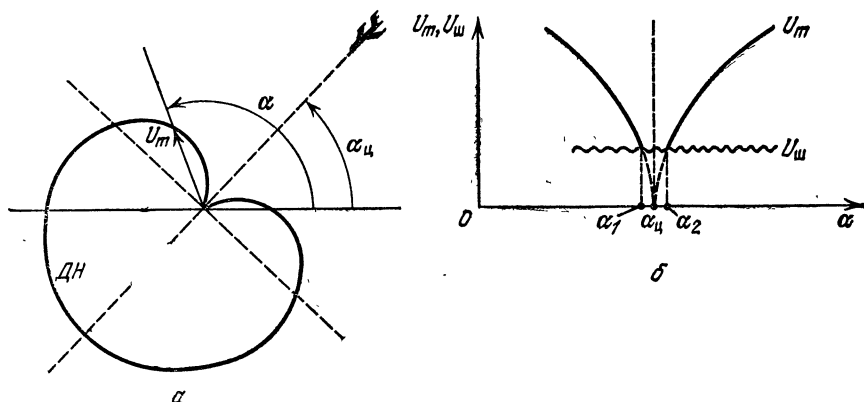


Рис. 3.23. К определению пеленга цели по методу минимума.

(рис. 3.23, б). В таких условиях пеленг вычисляют как среднее арифметическое двух ближайших углов α_1, α_2 , при которых сигнал выделяется на фоне помех: $\alpha_{\text{ц}} = (\alpha_1 + \alpha_2)/2$.

Угломерное устройство наиболее чувствительно к отклонению цели в области минимума ДН. Однако требуемое для такой пеленгации отношение сигнал/шум может быть получено лишь в радионавигационных станциях (РНС), поскольку сигнал РНС создается прямым излучением передатчика. В радиолокации, где используются очень слабые отраженные сигналы, метод минимума не нашел применения.

21.3. Метод сравнения. Метод основан на сравнении амплитуд сигналов, принимаемых антенной с парой ДН (рис. 3.24, а), перекрывающихся в соответствующей (горизонтальной, вертикальной) плоскости. Такую диаграмму получают с помощью разнесенных антенн или одной параболической, имеющей в каждой плоскости по два смещенных из фокуса облучателя. Облучатели подключаются к входу приемника синхронно с подключением к выходу приемника схемы сравнения и запоминания принятых сигналов. Такой радиопеленгатор называется *одноканальным*.

В *многоканальном пеленгаторе* каждому облучателю антенны соответствует свой приемник (рис. 3.24, б), и следовательно, отпадает необходимость в их коммутации. В таких условиях принципиально достаточно одного принимаемого радиоимпульса, чтобы получить

сигнал рассогласования $u_{\text{вых}}$. Отсюда многоканальный импульсный пеленгатор называют *моноимпульсным*.

Из ДН1 и ДН2, построенных в полярных координатах (рис. 3.25, а), видно, что максимумы диаграмм $E_{1\text{макс}}$ и $E_{2\text{макс}}$ смещены на некоторый

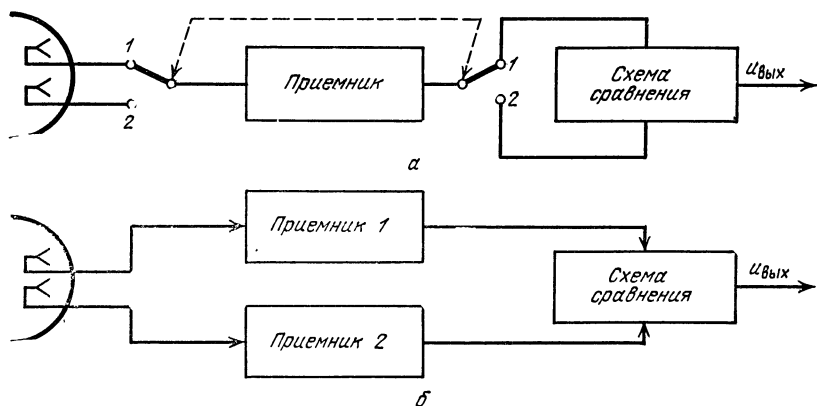


Рис. 3.24. Функциональные схемы амплитудных радиопеленгаторов, работающих по методу сравнения.

угол $\pm \gamma$ от равносигнального направления (РСН), где $E_1 = E_2$. Обычно сигналы E_1 и E_2 сравниваются по их разности, в связи с чем о качестве систем сравнения судят по *пеленгационной характеристике*,

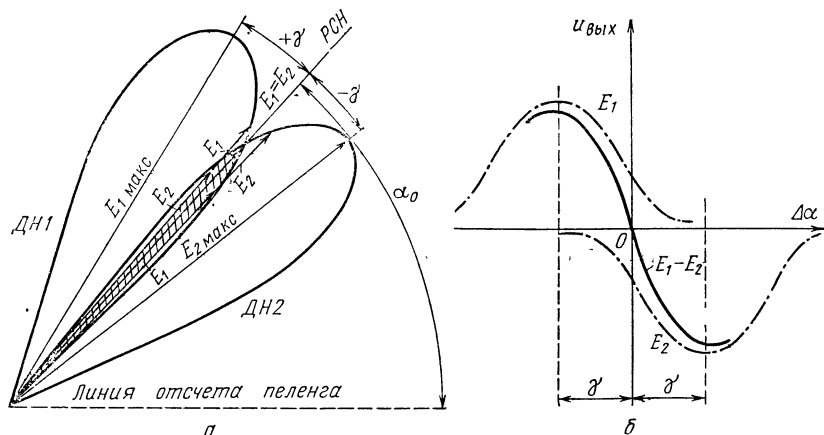


Рис. 3.25. Диаграммы направленности антенн (а) и пеленгационная характеристика (б) при пеленгации по методу сравнения.

которая выражает зависимость выходного напряжения пеленгатора $u_{\text{вых}}$, пропорционального разности $E_1 - E_2$, от угла отклонения от РСН $\Delta\alpha = \alpha - \alpha_0$ (рис. 3.25, б). ДН1 и ДН2 изображены с обратными знаками для удобства построения характеристики.

Согласно пеленгационной характеристике выходное напряжение пеленгатора, соответствующее РСН ($\Delta\alpha = 0$), $u_{\text{вых}} \sim E_1 - E_2 = 0$; при отклонении в направлении $\alpha < \alpha_0$ ($\Delta\alpha < 0$) напряжение $u_{\text{вых}}$ возрастает с одним знаком, а в направлении $\alpha > \alpha_0$ ($\Delta\alpha > 0$) — с другим. Крутизна пеленгационной характеристики в ее рабочей области (при $\Delta\alpha \simeq 0$) называется *пеленгационной чувствительностью*:

$$S_{\Pi} = \left| \frac{du_{\text{вых}}}{d(\Delta\alpha)} \right|_{\Delta\alpha \simeq 0}. \quad (3.34)$$

Весьма важно, что пеленгационная характеристика на рабочем участке близка к прямолинейной и имеет максимальную крутизну, а при переходе через РСН напряжение $u_{\text{вых}}$ изменяет свой знак. Эти качества особенно существенны для дискриминаторов (схем вычитания) следящих измерителей (см. гл. 7).

Метод сравнения (равносигнальный метод) почти полностью сочетает преимущества методов пеленгации по максимуму и минимуму: при оптимальном угле смещения диаграмм направленности γ уровень сигнала в равносигнальной зоне близок к максимальному и за счет этого дальность действия РЛС понижается не более чем на 20% по сравнению с методом максимума; вместе с тем пеленгационная чувствительность достаточно высока, чтобы при хорошей различимости сигнала потенциальная среднеквадратическая ошибка определения пеленга не превышала

$$\sigma_{\alpha\Pi} = (0,02-0,03) \cdot 2\varphi_{0,5}, \quad (3.35)$$

т. е. *переход от метода максимума к равносигнальному методу уменьшает ошибку пеленгации почти в десять раз*. Что касается потенциальной разрешающей способности по угловым координатам $\Delta\alpha_{\text{мин}}$, то такой переход выигрыша не дает, а наоборот, вследствие расширения сектора, охватываемого лучом антенны при сканировании, на 2γ угол $\Delta\alpha_{\text{мин}}$ примерно в два раза увеличивается.

§ 22. Фазовый метод радиопеленгации

Этот метод основан на том, что если две приемные антенны A_1 , A_2 разнесены на фиксированное расстояние d , называемое *базой*, то сдвиг фаз между напряжениями, наводимыми в антеннах, зависит от направления прихода радиоволн (рис. 3.26). *Фазовый радиопеленгатор*, как и амплитудный, предназначен для пеленгации источника излучения. Аналогичные задачи решает *фазовый радиомаяк* с двумя передающими антеннами, разнесенными на фиксированное расстояние d , и одной приемной антенной на пеленгуемом объекте (см. рис. 1.4, в).

Обозначим угол между нормалью к базе и направлением принимаемой волны через α (рис. 3.26), тогда разность хода волн к антеннам A_1 , A_2 равна $d \sin \alpha$, а сдвиг фаз между наведенными в них напряжениями равен $(2\pi/\lambda) d \sin \alpha$.

Эти напряжения усиливаются и ограничиваются по амплитуде в отдельных приемных каналах; один из каналов содержит фазовраща-

тель, поворачивающий фазу усиленного напряжения на 90° . С обоих каналов напряжения подаются на фазометр для измерения разности фаз

$$\psi = (2\pi d/\lambda) \sin \alpha + \pi/2. \quad (3.36)$$

Фазометр содержит фазовый детектор и измеритель его выходного напряжения $U_{\text{вых}}$. Схема фазового детектора такова, что напряжение $U_{\text{вых}}$ пропорционально косинусу угла сдвига фаз входных напряжений детектора (см. § 11):

$$U_{\text{вых}} = K \cos \psi = K \cos \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha + \frac{\pi}{2} \right) = K \sin \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha \right), \quad (3.37)$$

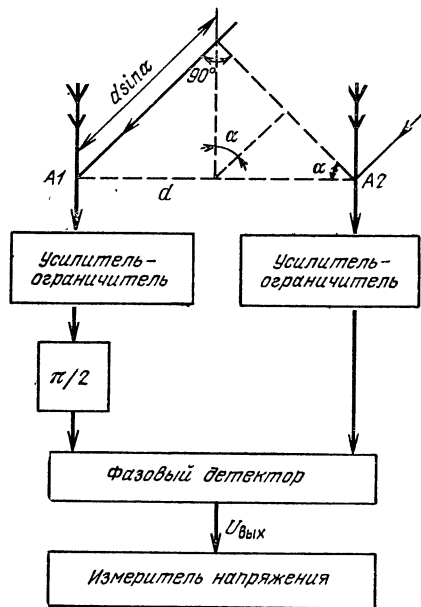


Рис. 3.26. Функциональная схема фазового радиопеленгатора.

где K — коэффициент пропорциональности, учитывающий как напряжение на входе фазового детектора, так и коэффициент передачи напряжения детектора; коэффициент K поддерживается постоянным благодаря ограничителям амплитуды.

Пеленгационная характеристика фазового пеленгатора (рис. 3.27) построена по формуле (3.37) для малых углов α , при которых $\sin \alpha \simeq \alpha$:

$$U_{\text{вых}} = K \sin \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \alpha \right). \quad (3.38)$$

Отсюда видно, что однозначные показания пеленгатора $\alpha_{\text{одн}}$ получаются, если угол $2\pi d\alpha/\lambda$ не выходит за пределы π (от $-\pi/2$ до $+\pi/2$), что соответствует

$$\alpha_{\text{одн}} = \frac{\pi\lambda}{2\pi d} = \frac{\lambda}{2d}. \quad (3.39)$$

Сопоставляя выражения (3.37) и (3.39), убеждаемся, что в фазовых пеленгаторах, как и в фазовых дальномерах, имеется противоречие между точностью измерений и пределами однозначных показаний: для повышения точности нужно увеличить базу d , а для расширения однозначных измерений пеленга цели — уменьшить d . Это противоречие может быть разрешено введением дополнительной антенны $A3$ по схеме рис. 3.28 с таким расчетом, чтобы грубое, но однозначное определение пеленга осуществлялось антеннами $A1, A2$ с малой базой d_1 , а уточнение пеленга производилось с помощью антенн $A1, A3$, разделенных большой базой d_2 .

Другой путь решения проблемы заключается в переходе от низких радиочастот к сверхвысоким, где можно разместить обе антенны на об-

щем поворотном устройстве и получить диаграмму направленности с шириной, значительно меньшей диапазона измеряемых пеленгов. При этом уменьшение длины волны, как показывает (3.38), повышает пеленгационную чувствительность так же, как удлинение базы d , а перекрытие требуемого диапазона однозначно измеряемых пеленгов достигается поворотом антенной системы.

Такое решение имеет еще одно преимущество: радиопеленгатор на низких радиочастотах не позволяет различать цели, охватываемые весьма широкой диаграммой направленности антенной системы, а ост-

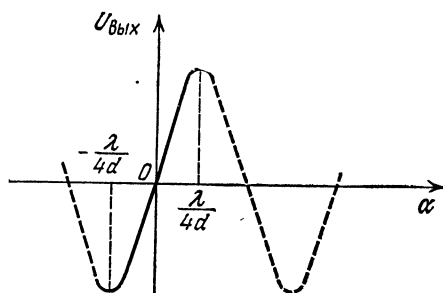


Рис. 3.27. Пеленгационная характеристика фазового радиопеленгатора.

ронаправленные антенны УКВ сообщают пеленгатору высокую потенциальную разрешающую способность по направлению:

$$\Delta\alpha_{\min} = 2\varphi_{0,5}.$$

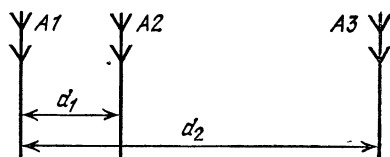


Рис. 3.28. Расположение трех антенн для однозначного и точного измерения пеленга в широких пределах.

При наличии шумов потенциальная среднеквадратическая ошибка измерения угла фазовым методом

$$\sigma_{\alpha} = \lambda / 2\pi d \cos \alpha \sqrt{q}, \quad (3.40)$$

т. е. эта ошибка тем меньше, чем больше отношение сигнал/шум q и отношение базы к длине волны d/λ , а также чем меньше отклоняется направление на цель от перпендикуляра к базе антенн (меньше α).

Пример 3.4. Имеем $\alpha = 0$; $d/\lambda = 10$ и $q = 10$. Определить среднеквадратическую ошибку пеленгования фазовым методом

$$\sigma_{\alpha} = \lambda / 2\pi d \cos \alpha \sqrt{q} = 1/2\pi \cdot 10 \sqrt{10} = 0,005 \text{ рад} = 0,29^\circ.$$

Фазовый метод пеленгации широко применяется в радионавигации и реже в радиолокации — только на УКВ, когда требуется повышенная точность измерения угловых координат.

Глава 4. МАКСИМАЛЬНАЯ ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РЛС

§ 23. Максимальная дальность активной радиолокации по пассивным целям

Имеется импульсная РЛС, антенна которой при коэффициенте направленного действия (КНД) D_A излучает импульсную мощность P_n в направлении на цель, удаленную на расстояние D от РЛС. Допустим сначала, что в пространстве, окружающем цель, нет потерь энергии.

Если бы к тому же антенна РЛС была ненаправленной, то на сфере радиуса D излучаемая мощность равномерно распределилась по поверхности $4\pi D^2$. Реальная антенна направленная и за счет этого плотность потока мощности у цели в D_A раз больше: $P_{\text{ц}} = P_{\text{и}} D_A / 4\pi D^2$.

Энергия прямой волны частично поглощается, а частично рассеивается целью. Всякая реальная цель обладает направленностью вторичного излучения и ее отражающие свойства в направлении к РЛС оцениваются некоторой средней эффективной площадью рассеяния $S_{\text{эф ц}}$. Значит, мощность отраженной волны представляется произведением $P_{\text{ц}} S_{\text{эф ц}}$, а плотность потока мощности $P_{\text{прм}}$ в месте расположения приемной антенны

$$P_{\text{прм}} = P_{\text{ц}} S_{\text{эф ц}} / 4\pi D^2 = P_{\text{и}} D_A S_{\text{эф ц}} / (4\pi)^2 D^4.$$

Приемная антенна в соответствии со своей эффективной площадью $S_{\text{эф А}}$ подводит к согласованному с ней приемнику мощность сигнала

$$P_{\text{с}} = P_{\text{прм}} S_{\text{эф А}} = P_{\text{и}} D_A S_{\text{эф ц}} S_{\text{эф А}} / (4\pi)^2 D^4. \quad (4.1)$$

Это выражение называют *основным уравнением радиолокации*. Оно устанавливает зависимость между мощностью принимаемого сигнала $P_{\text{с}}$ и мощностью излучения $P_{\text{и}}$ при активной радиолокации по пассивным целям. Как видно из уравнения, с увеличением дальности цели D мощность сигнала, подводимого к приемнику, убывает очень быстро — в четвертой степени от дальности. Такой большой динамический диапазон мощностей принимаемых сигналов требует применения эффективной АРУ в приемнике. Но главный вывод другой: *так как мощность шумов от дальности D не зависит, то отношение сигнал/шум с увеличением D уменьшается так же быстро, как уровень сигнала, т. е. обратно пропорционально D^4 .*

Мощность сигнала цели $P_{\text{с}}$, убывая с расстоянием, достигает порога $P_{\text{с мин}}$ при $D = D_{\text{макс}}$. Это значит, что более удаленная цель не видна с заданными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги:

$$P_{\text{с мин}} = P_{\text{и}} D_A S_{\text{эф ц}} S_{\text{эф А}} / (4\pi)^2 D_{\text{макс}}^4. \quad (4.2)$$

Для приемника с оптимальной полосой пропускания $\Delta f_{\text{с}} = 1/\tau_{\text{и}}$ мощность порогового сигнала согласно (2.21) равна

$$P_{\text{с мин}} = m_p k T_0 \Pi \Delta f_{\text{с}} = m_p k T_0 \Pi / \tau_{\text{и}}. \quad (4.3)$$

Подставляя $P_{\text{с мин}}$ из (4.3) в (4.2), получаем так называемое *уравнение дальности*

$$D_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{и}} D_A S_{\text{эф ц}} S_{\text{эф А}}}{(4\pi)^2 P_{\text{с мин}}}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} D_A S_{\text{эф ц}} S_{\text{эф А}}}{(4\pi)^2 m_p k T_0 \Pi}}. \quad (4.4)$$

Если учесть, что в импульсных РЛС одна и та же антенна используется в качестве передающей и приемной и что коэффициент направленного действия D_A и эффективная площадь $S_{\text{эф А}}$ антенны связаны зависимостью

$$D_A = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{эф А}}, \quad (4.5)$$

то уравнению (4.4) можно придать вид

$$D_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{(P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}) S_{\text{эф А}}^2 S_{\text{эф ц}}}{4\pi m_p k \text{ШТ}_0 \lambda^2}} \quad (4.6)$$

или

$$D_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{(P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}) S_{\text{эф ц}} D_{\text{А}}^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 m_p k \text{ШТ}_0}}. \quad (4.7)$$

Из выражений (4.6), (4.7) следуют выводы.

1. Дальность действия РЛС тем больше, чем больше энергия радиоимпульса, излучаемая передающей антенной, $P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}$, и с этой точки зрения безразлично, будет ли увеличена энергия за счет мощности излучения $P_{\text{и}}$ или длительности $\tau_{\text{и}}$ импульсов. Заметим, что $P_{\text{и}} = P_{\text{ип}} \eta_{\text{А}}$, где $P_{\text{ип}}$ — мощность передатчика в импульсе, а $\eta_{\text{А}}$ — к. п. д. антенны.

2. Увеличение $D_{\text{макс}}$ повышением отношения $P_{\text{ип}}/P_{\text{с мин}}$, которое называется *энергетическим потенциалом РЛС*, связано с большими трудностями, так как это отношение входит в формулу дальности под корнем четвертой степени. Например, увеличение дальности $D_{\text{макс}}$ в два раза достигается ценой увеличения мощности передатчика $P_{\text{ип}}$ или чувствительности приемника (уменьшения $P_{\text{с мин}}$) в $2^4 = 16$ раз.

3. Большой эффект дает увеличение геометрической $S_{\text{А}}$, а следовательно, и эффективной $S_{\text{эф А}}$ площади антенны (они связаны зависимостью $S_{\text{эф А}} \simeq (0,5 - 0,75) S_{\text{А}}$). Например, как показывает формула (4.6), для увеличения дальности $D_{\text{макс}}$ в два раза достаточно увеличить площадь антенны в четыре раза.

4. Максимальная дальность радиолокации *обратно пропорциональна* $\sqrt{\lambda}$, если эффективная площадь антенны $S_{\text{эф А}}$ остается постоянной [формула (4.6)], и *пропорциональна* $\sqrt{\lambda}$, если неизменным остается КНД антенны $D_{\text{А}}$ [формула (4.7)]. Здесь нет противоречия: в первом случае уменьшение длины волны при постоянной $S_{\text{эф А}}$ увеличивает дальность $D_{\text{макс}}$ за счет увеличения КНД антенны $D = 4\pi S_{\text{эф А}}/\lambda^2$, а во втором случае увеличение длины волны увеличивает дальность действия РЛС потому, что для сохранения неизменным коэффициента $D_{\text{А}}$ нужно еще в большей мере (пропорционально λ^2) увеличить эффективную площадь антенны $S_{\text{эф А}}$. Стационарные РЛС проектируют на более длинные волны, чем самолетные РЛС того же назначения, так как на самолетах значительно меньше возможностей для размещения громоздких антенн.

5. Максимальная дальность действия РЛС зависит от размеров и отражающих свойств цели ($S_{\text{эф ц}}$) и, разумеется, одна и та же РЛС способна обнаружить линкор, например, на значительно большем расстоянии $D_{\text{макс}}$, чем истребитель.

6. Обработка сигналов должна быть по возможности оптимальной, а потери, вызванные несовершенством аппаратуры, должны быть сведены к минимуму, чтобы коэффициент различимости m_p был как можно меньше.

§ 24. Дальность действия радиотехнических систем с активным ответом

Условимся все величины, относящиеся к запросчику, дополнять индексом з, а относящиеся к ответчику — индексом о. При этом плотность потока мощности у цели, снабженной ответчиком и удаленной от запросчика на расстояние D , записывается в виде

$$P_{\text{ц}} = P_{\text{из}} D_{\text{Аз}} / 4\pi D^2,$$

где $P_{\text{из}}$ — мощность излучения запросчика; $D_{\text{Аз}}$ — КНД антенны запросчика. Умножив $P_{\text{ц}}$ на эффективную площадь антенны ответчика $S_{\text{эф Ао}}$, получим мощность запросного сигнала на входе приемника ответчика:

$$P_{\text{со}} = P_{\text{ц}} S_{\text{эф Ао}} = P_{\text{из}} D_{\text{Аз}} S_{\text{эф Ао}} / 4\pi D^2.$$

Максимальная дальность действия канала запроса ($D = D_{\text{зо}}$) соответствует порогу приемника ответчика ($P_{\text{со}} = P_{\text{со мин}}$):

$$P_{\text{со мин}} = P_{\text{из}} D_{\text{Аз}} S_{\text{эф Ао}} / 4\pi D_{\text{зо}}^2.$$

Выразив эффективную площадь антенны ответчика через ее КНД и длину волны запросного сигнала ($S_{\text{эф Ао}} = D_{\text{Ао}} \lambda_z^2 / 4\pi$), представим максимальную дальность действия этого канала:

$$D_{\text{зо}} = \sqrt{P_{\text{из}} D_{\text{Ао}} D_{\text{Аз}} \lambda_z^2 / (4\pi)^2 P_{\text{со мин}}}. \quad (4.8)$$

По аналогии выразим максимальную дальность системы по каналу ответа

$$D_{\text{оз}} = \sqrt{P_{\text{ио}} D_{\text{Ао}} D_{\text{Аз}} \lambda_o^2 / (4\pi)^2 P_{\text{сз мин}}}. \quad (4.9)$$

Характерно, что в полученных формулах фигурирует корень квадратный, а для систем с пассивным ответом — корень четвертой степени. Этим подтверждается, что *дальность действия систем с активным ответом при прочих равных условиях значительно больше дальности активной радиолокации по пассивным целям.*

Проектируя систему с активным ответом, стремятся ее сбалансировать, т. е. уравнивать дальности по запросному и ответному каналам, так как при неравенстве $D_{\text{зо}}$ и $D_{\text{оз}}$ дальность действия системы определяется меньшей из этих величин.

Согласно (4.8) и (4.9) в сбалансированной системе ($D_{\text{зо}} = D_{\text{оз}}$) имеем

$$P_{\text{из}} P_{\text{сз мин}} \lambda_z^2 = P_{\text{ио}} P_{\text{со мин}} \lambda_o^2. \quad (4.10)$$

Выполнение этого условия облегчается тем, что одна из станций, обычно запросчика, стационарная: в ней можно использовать более мощный передатчик ($P_{\text{из}} > P_{\text{ио}}$) и более чувствительный приемник ($P_{\text{сз мин}} < P_{\text{со мин}}$), обеспечив этим равенство (4.10).

Теперь перейдем к более подробному рассмотрению элементов полученных уравнений дальности.

§ 25. Эффективная площадь рассеяния (ЭПР) целей

Радиолокационные цели можно разделить на элементарные и сложные. *Элементарные цели* имеют простейшую форму: предполагается, что они изготовлены из металла и полностью отражают электромагнитные волны. ЭПР элементарных целей вычисляют из простых соотношений. *Сложные цели* — это самолёты, корабли, земная и водная поверхности, в общем, все те объекты, ЭПР которых можно определить только экспериментально или в результате сложных расчетов, выполняемых с помощью цифровых вычислительных машин.

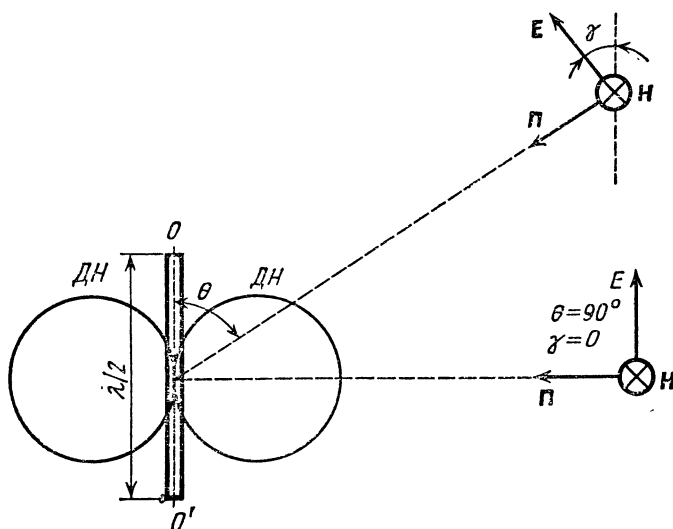


Рис. 4.1. К определению ЭПР полуволнового вибратора.

Рассмотрим сначала элементарные цели: шар, полуволновой вибратор, плоский лист и уголкового отражатель. Поскольку это вторичные излучатели, к ним применимы такие понятия теории антенн, как КНД цели в направлении РЛС $D_{ц}$ и эффективная площадь цели с учетом ($S_{эфц}$) и без учета ($S'_{эфц}$) ее направленности, причем

$$S_{эфц} = S'_{эфц} D_{ц}. \quad (4.11)$$

25.1. Шар, радиус которого a значительно больше длины волны λ . При соотношении $a \gg \lambda$ дифракции практически нет: волны не огибают шар и перекрываются только его поперечным сечением πa^2 . Отсюда эффективная площадь шара $S_{эфц} = \pi a^2$, но так как шар направленными свойствами не обладает ($D_{ц} = 1$), то его ЭПР

$$S_{эфц} = S'_{эфц} D_{ц} = \pi a^2. \quad (4.12)$$

25.2. Цель в виде полуволнового вибратора. Такая цель (рис. 4.1) имеет ЭПР

$$S_{эфц} = 0,86 \lambda^2 \sin^2 \theta \cos^2 \gamma, \quad (4.13)$$

где θ — зенитный угол, т. е. угол между осью вибратора OO' и направлением потока мощности Π принимаемой электромагнитной волны; γ — угол между вектором напряженности электрического поля E и осью вибратора. Вектор напряженности магнитного поля H , показанный на рисунке, ориентирован в соответствии с векторами E и Π .

В формуле (4.13) учтены направленные свойства и поляризация вибратора: с увеличением зенитного угла θ от 0 до 90° КНД полуволнового вибратора возрастает от 0 до 1,64; такое же увеличение угла γ уменьшает э. д. с., наводимую в вибраторе, от максимума до нуля, так как наибольшая э. д. с. получается, когда вектор E параллелен оси

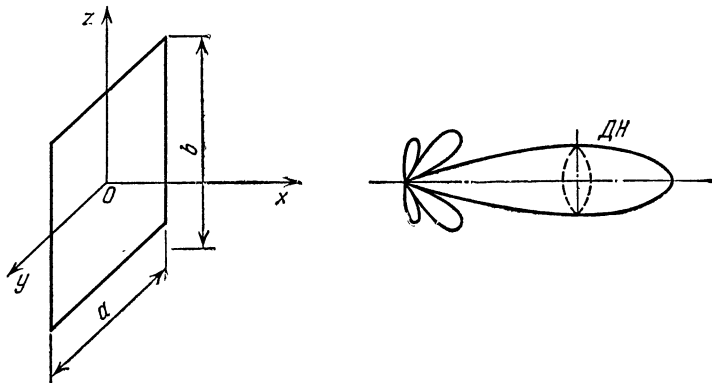


Рис. 4.2. К определению ЭПР цели в виде прямоугольной площадки.

вибратора, а когда они взаимно перпендикулярны, э. д. с. вовсе не наводится. Увеличение длины волны λ , равносильное удлинению полуволнового вибратора, увеличивает наводимую э. д. с. и мощность отраженных от вибратора волн.

Если волны, излучаемые РЛС, поляризованы таким образом, что вектор E находится в меридиональной плоскости вибратора (эта плоскость проходит через ось OO'), то $\gamma = \pi/2 - \theta$ и формула (4.13) упрощается:

$$S_{\text{эфц}} = 0,86 \lambda^2 \sin^2 \theta \cos^2 (\pi/2 - \theta) = 0,86 \lambda^2 \sin^4 \theta.$$

При $\theta = 90^\circ$ и $\gamma = 0$ ЭПР полуволнового вибратора достигает максимума: $S_{\text{эфцм}} = 0,86 \lambda^2$. В реальных условиях углы θ и γ принимают любые значения и поэтому эффективная площадь $S_{\text{эфц}}$ с равной вероятностью принимает значения от 0 до $0,86 \lambda^2$.

25.3. Цель в виде прямоугольной площадки со сторонами a и b (рис. 4.2). Если направление на РЛС перпендикулярно данной площадке, то падающая электромагнитная волна облучает его геометрическую площадь ab равномерно и синфазно. Значит, падающая волна полностью перехватывается площадкой ($S'_{\text{эфц}} = ab$), которой, как известно из теории антенн, соответствует максимальный КНД $D_{\text{цм}} = 4\pi ab/\lambda^2$. Перемножая $S'_{\text{эфц}}$ и $D_{\text{цм}}$, получаем максимальную ЭПР листа

$$S_{\text{эфцм}} = S'_{\text{эфц}} D_{\text{цм}} = ab (4\pi ab/\lambda^2) = 4\pi (ab)^2/\lambda^2. \quad (4.14)$$

Коэффициент направленного действия цели при отклонении направления РЛС — цель от перпендикуляра к площадке изменяется весьма значительно в соответствии с ДН прямоугольной площадки, имеющей многолепестковую структуру. Это приводит к примерно такому же изменению эффективной отражающей площади цели $S_{эфц}$. Таким образом, в данном случае наблюдается еще большее, чем в предыдущем, влияние на $S_{эфц}$ ориентации отражающей поверхности цели относительно направления РЛС — цель.

25.4. Угловой отражатель. Искусственными целями могут служить, например, трехгранные отражатели со взаимно перпендикулярными сторонами (рис. 4.3). При облучении одной грани волны от нее отражаются ко второй, затем к третьей и обратно к РЛС. Такая концентрация отраженных волн соблюдается для всех лучей, падающих в заштрихованный на рисунке шестиугольник с размером a внешней стороны одной грани.

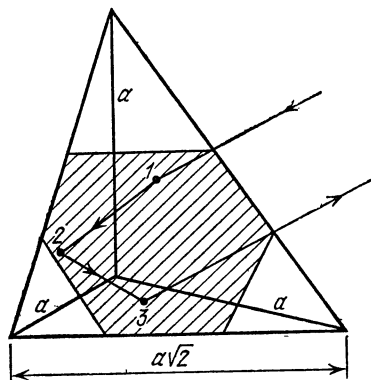


Рис. 4.3. Трехгранный угловой отражатель.

Следовательно, угловой отражатель эквивалентен плоской пластине, нормальной падающему лучу и имеющей площадь заштрихованного шестиугольника $S'_{эфц} = a^2/\sqrt{3}$. Соответственно КНД пластины

$$D_{ц} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \left(\frac{a^2}{\sqrt{3}} \right),$$

а ЭПР углового отражателя

$$S_{эфц} = S'_{эфц} D_{ц} = \frac{a^2}{\sqrt{3}} \frac{4\pi a^2}{\lambda^2 \sqrt{3}} = \frac{4}{3} \frac{\pi a^4}{\lambda^2}. \quad (4.15)$$

Пример 4.1. Сравнить ЭПР металлических элементарных целей в виде шара радиусом a , полуволнового вибратора, квадратного листа со стороной a и трехгранного углового отражателя, причем длина волны $\lambda = 3$ см и размер $a = 30$ см.

Эффективная площадь рассеяния шара

$$S_{эфц} = \pi a^2 = 3,14 \cdot 0,3^2 = 0,28 \text{ м}^2,$$

полуволнового вибратора (в максимуме)

$$S_{эфцм} = 0,86 \lambda^2 = 0,86 \cdot 0,03^2 = 7,74 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2,$$

квадратного листа (в максимуме)

$$S_{эфцм} = 4\pi (ab)^2/\lambda^2 = 4 \cdot 3,14 \cdot 0,3^4/0,03^2 = 113 \text{ м}^2$$

и углового отражателя

$$S_{эфц} = 4\pi a^4/3 \lambda^2 = 4 \cdot 3,14 \cdot 0,3^4/3 \cdot 0,03^2 = 37,7 \text{ м}^2.$$

Следует обратить внимание на то, что даже при сравнительно малых размерах трехгранный отражатель имеет большую ЭПР и не только при облучении по нормали, но и при значительном отклонении от нее — до 45° в отличие от прямоугольной пластины.

25.5. Сложные цели. Большинство реальных радиолокационных целей имеет сложную конфигурацию и состоит из множества простых отражателей. Волны, отраженные от них, интерферируют, и в резуль-

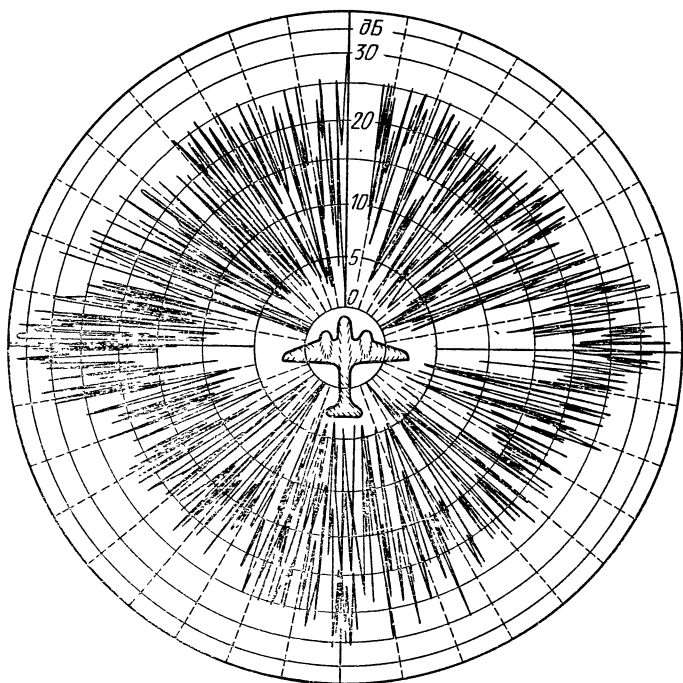


Рис 4.4 Диаграмма ЭПР двухмоторного самолета.

тате этого амплитуда и фаза радиолокационного сигнала оказываются в большой мере зависящими от взаимного расположения РЛС и цели. Диаграмма переизлучения получается многолепестковой с шириной отдельных лепестков порядка десятых долей градуса.

Для движущейся цели, особенно при ее маневрировании, характерны хаотическое изменение положения отражающих элементов цели относительно РЛС и, как следствие, случайные пульсации ЭПР (рис. 4.4). Эти флуктуации достигают десятков децибел и имеют спектр частот от нуля до сотен герц. Наиболее интенсивные флуктуации наблюдаются на частотах, меньших 10 Гц.

Таким образом, в радиолокации не только шумы, но и сигналы имеют случайный характер, и это снижает эффективность обнаружения целей по сравнению с той, которая рассматривалась ранее без учета флуктуации амплитуды сигнала.

§ 26. Влияние условий распространения радиоволн на дальность радиолокационного обнаружения

Это влияние обусловлено поглощением и рассеянием радиоволн в атмосфере, отражением их от Земли и атмосферной рефракцией.

26.1. Уменьшение дальности действия РЛС вследствие поглощения и рассеяния радиоволн. Если бы атмосфера не содержала гидрометеоров, то электромагнитная энергия поглощалась только имеющимися в тропосфере газами. Энергия радиоволн вызывает в молекулах газов переход электронов с одного энергетического уровня на другой. Так как внутриатомным переходам свойственны собственные частоты, то когда с какой-либо из них совпадает частота распространяемой волны, наступает резонанс и поглощение резко возрастает. В парах воды резонансное поглощение происходит при длинах волн $\lambda = 1,7$ мм (коэффициент затухания $\alpha = 14$ дБ/км) и $\lambda = 1,35$ см ($\alpha = 0,1$ дБ/км), а в кислороде — при $\lambda = 5$ мм ($\alpha = 12$ дБ/км) (рис. 4.5).

Если же в атмосфере имеются осадки, то электромагнитные волны вызывают в каплях влаги токи смещения, которые становятся источниками вторичного излучения. Тем самым энергия волн рассеивается вне прямой, соединяющей РЛС с целью. Одновременно происходит поглощение энергии радиоволн, поскольку частицы влаги имеют некоторую активную проводимость. Чем больше частота и интенсивность осадков, тем больше потери энергии.

В диапазоне волн, применяемых в радиолокации, затухание в атмосфере становится значительным при $\lambda < 3$ см, а на миллиметровых волнах оно играет решающую роль: только небольшое «окно» между частотами резонансного поглощения (на волне $\lambda \simeq 8,7$ мм) удастся использовать для радиолокации.

Допустим, что на всем пути РЛС — цель — РЛС протяженностью $2D_{\text{макс}}$ [км] происходит поглощение энергии радиоволн при одинаковом коэффициенте затухания α [дБ/км], т. е. общее затухание равно $2\alpha D_{\text{макс}}$ [дБ]. Так как 1 дБ равен одной десятой единицы измерения десятичного логарифма отношения мощностей — бела, то это значит, что мощность принимаемого сигнала уменьшилась за счет поглощения в атмосфере от P_c до $P_c \cdot 10^{-0,2\alpha D_{\text{макс}}}$ и поскольку эта мощность

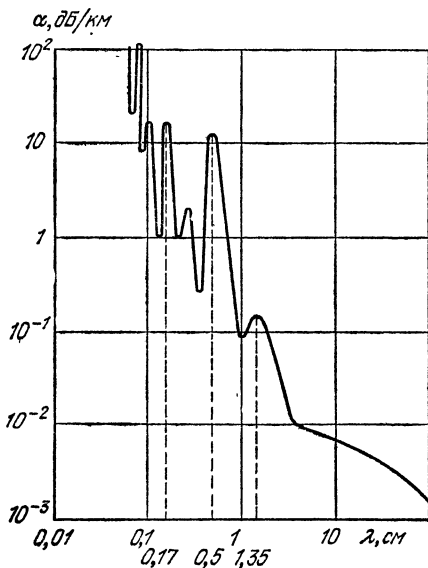


Рис. 4.5. Зависимость коэффициента затухания радиоволн в атмосфере от частоты.

входит в уравнения дальности под корнем четвертой степени, то уравнения следует дополнить множителем

$$\sqrt[4]{10^{-0,2\alpha D_{\text{макс}}}} = 10^{-0,05\alpha D_{\text{макс}}}.$$

26.2. Атмосферная рефракция и ее влияние на дальность радиолокации. Максимальная дальность, вычисленная по приведенным формулам, не всегда может быть реализована из-за сферичности земной поверхности. Если бы тропосфера была однородной, радиоволны распространялись бы прямолинейно (луч OM_1 на рис.4.6) и предельная дальность радиолокации $D_{\text{пред}}$ ограничивалась геометрической видимостью согласно формуле

$$D_{\text{пред}} [\text{км}] = 3,57 (\sqrt{h [\text{м}]} + \sqrt{H [\text{м}]}) \quad (4.16)$$

где h — высота антенны РЛС; H — высота цели.

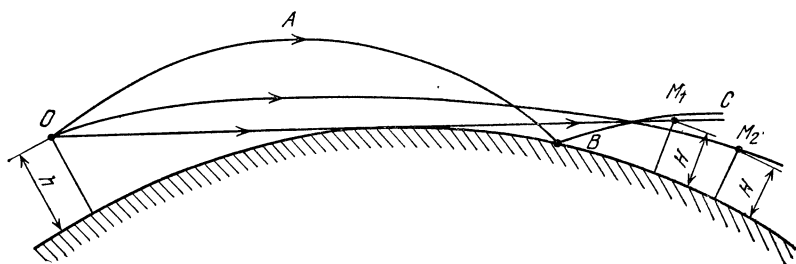


Рис. 4.6 Распространение радиоволн в тропосфере.

В действительности тропосфера неоднородна: с высотой температура, давление и влажность воздуха изменяются, а это влечет за собой изменение показателя преломления и искривление лучей радиоволн. В нормальных атмосферных условиях лучи искривляются в сторону Земли таким образом (OM_2), что при тех же высотах РЛС h и цели H предельная дальность радиолокации возрастает на 17%:

$$D_{\text{пред}} [\text{км}] = 4,1 (\sqrt{h (\text{м})} + \sqrt{H (\text{м})}). \quad (4.17)$$

Когда с высотой температура повышается, а влажность резко уменьшается, показатель преломления настолько быстро убывает по высоте, что возникает *сверхрефракция*. Наиболее ярко сверхрефракция проявляется в образовании атмосферного волновода: радиоволны многократно отражаются от Земли и от определенного уровня тропосферы ($OABC$). Это, естественно, резко увеличивает возможности радиообнаружения, но поскольку сверхрефракция явление необычное, нельзя рассчитывать предельную дальность радиолокации с учетом ее.

Советский ученый Н. И. Кабанов в 1946 г. обнаружил, что лучи коротковолнового диапазона ($\lambda = 10\text{—}100$ м) после отражения от ионосферы облучают цель (земную поверхность), рассеиваются ею и частично возвращаются по тому же пути к РЛС. Это позволяет осуществить радиолокацию наземных или возвышающихся над Землей целей,

расположенных за горизонтом. Такие коротковолновые РЛС в принципе могут обнаружить старт баллистической ракеты или ядерный взрыв за линией горизонта по сигналу, отраженному от ионизированного воздуха. Например, в США таким способом был обнаружен ядерный взрыв, произведенный на расстоянии 12 000 км от РЛС [58].

Глава 5. ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ РАБОТЕ РЛС И ЗАЩИТА ОТ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПОМЕХ

§ 27. Противодействие радиолокационному наблюдению

Действие радиолокационных помех настолько разнообразно, что невозможно оценить помехозащищенность РЛС одним показателем. Наиболее употребительный критерий помехозащищенности — *коэф-*

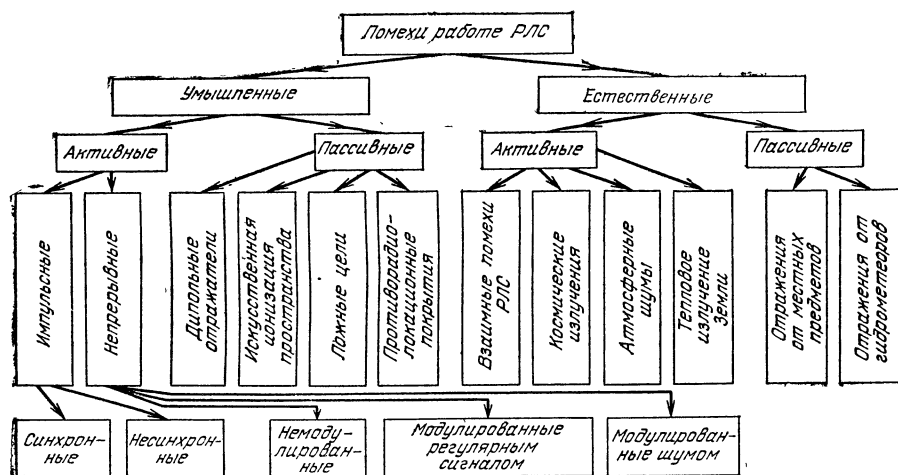


Рис. 5.1. Классификация помех работе РЛС.

фициент подавления $K_{\text{под}}$, показывающий, при каком отношении мощности помех к мощности полезного сигнала на входе приемника нормальное функционирование РЛС становится невозможным.

27.1. Классификация радиолокационных помех. Радиолокационные помехи разделяются: по происхождению — на умышленные и естественные; по способу образования — на активные и пассивные; по характеру воздействия — маскирующие и имитирующие; по их источникам — от специальных передатчиков, от пассивных отражателей; по структуре — непрерывные, импульсные; по возможностям селектирования — прицельные, заградительные; по взаимному расположению источника помех и защищаемого им объекта — совмещенные, несовмещенные и др. Упрощенная классификация радиолокационных помех приведена на рис. 5.1.

И умышленные, и естественные помехи разделяются на *активные*, которые создаются первичным или ответным излучением, и *пассивные*, возникающие вследствие нежелательного отражения электромагнитных волн. *Активные умышленные помехи* исходят от специальных передатчиков непрерывного или импульсного излучения, а *активные естественные помехи* — от РЛС, работающих на смежных волнах, и от естественных источников шумового излучения — Солнца, космических объектов, атмосферы и земной поверхности.

Пассивные умышленные и естественные помехи создаются отражателями, но в первом случае отражатели искусственные, например дипольные отражатели, а во втором — естественные, например местные предметы.

Наибольшим разнообразием отличаются умышленные активные помехи. Из них к *непрерывным* относятся *немодулированные и модулированные регулярным сигналом или шумом*, а к *импульсным* — *синхронные*, если частота следования импульсов такая же, как в подавляемой РЛС, и *несинхронные*, если эта частота иная или произвольно меняется.

Приемное устройство любой РЛС обладает селективностью по одному или нескольким параметрам: полосе пропускания частот, поляризации волн и т. д. Активные помехи называются *прицельными*, если они рассчитаны на подавление одной РЛС или нескольких с одинаковой селективностью, и *заградительными*, если они способны противодействовать группе РЛС, отличающихся по селективности, например, своими несущими частотами.

Разделение помех на *маскирующие и имитирующие* означает, что первые маскируют полезный сигнал, а вторые имитируют несуществующие цели. Наконец, если передатчик помех и объект, защищаемый этим передатчиком, находятся вместе, то помеха называется *совмещенной*, а если объект и источник помех разнесены в пространстве — то *несовмещенной*.

27.2. Пассивные помехи. *Пассивные естественные помехи* связаны своим происхождением с отражением волн от местных предметов, гидрометеоров (дождя, снега, облаков) и от земной и водной поверхности. Эти помехи маскирующие, их интенсивность может быть весьма значительной, в связи с чем защите РЛС от пассивных помех придается большое значение.

Пассивные умышленные помехи. К ним относятся дипольные отражатели, искусственная ионизация пространства, всякого рода ложные цели и противорадиолокационные покрытия.

Дипольные отражатели изготавливаются в виде металлизированных бумажных лент или из металлизированного нейлонового или стекловолокна. Такие отражатели сбрасываются с самолета пачками и рассеиваются в воздухе. Волны, отраженные от них, маскируют, а иногда имитируют сигналы движущихся целей (самолетов).

Наиболее эффективны диполи, настроенные в резонанс, — полуволновые. Средняя ЭПР полуволнового диполя $S_{\text{эф ср}} = 0,17 \lambda^2$. Если умножить эту величину на количество диполей, одновременно облучаемых подавляемой РЛС, то получим ориентировочное значение сум-

марной эффективной поверхности рассеяния диполей $S_{\text{эф } \Sigma}$. Для того чтобы с помощью диполей, окружающих цель, сделать невозможным ее обнаружение, нужно чтобы для ЭПР диполей $S_{\text{эф } \Sigma}$ и цели $S_{\text{эф } \Pi}$ выполнялось соотношение

$$S_{\text{эф } \Sigma} \geq K_{\text{под}} S_{\text{эф } \Pi}, \quad (5.1)$$

где $K_{\text{под}}$ — коэффициент подавления.

Достаточно отклонения длины волны подавляемой РЛС на 5—10 % от номинальной, чтобы эффективность подавления заметно снизилась. В связи с этим, по материалам зарубежной печати, современные самолеты — постановщики помех оборудуются не только аппаратурой радиотехнической разведки, но и механизмами для изготовления и сбрасывания диполей. Разведывательные данные о длине волны позволяют сразу же нарезать полуволновые диполи, собирать их в нужном количестве в пачки и сбрасывать с самолета в требуемом темпе. Сбрасывание производится при помощи одного или нескольких автоматов или выстреливанием во всех направлениях из ракет и пушек.

Ложные цели относятся к пассивным помехам имитирующего типа. Это уголки отражатели или известные из курса «Антенно-фидерные устройства» линзы Люнеберга [8, т. 2]. И те, и другие даже при малых геометрических размерах обладают достаточно большой ЭПР, чтобы их принимали за истинные цели. Носителем уголковых отражателей может быть небольшой самолет-снаряд, выпускаемый бомбардировщиком на границе зоны обзора подавляемой РЛС. Такие ложные цели отвлекают средства ПВО от действий против бомбардировщиков. Можно предусмотреть управление ложными целями по радио.

Применяются также радиолокационные ловушки, которые запускаются с самолета с помощью лебедки с тонким канатом. Расстояние между ловушкой и самолетом, определяемое длиной выпущенного каната, достигает 10 км [4]. Радиолокационные ловушки имитируют движущиеся цели и этим нарушают работу систем автосопровождения целей.

В США разработана ракета-ловушка, которая запускается со стратегического бомбардировщика В-52 и в дальнейшем совершает движение на собственном воздушно-реактивном двигателе. Она имитирует «пассивно» и «активно» полет В-52. Имитация выражается в равенстве ЭПР ловушки и бомбардировщика, способности совершать такие же противозенитные маневры, какие в аналогичных условиях выполняет самолет В-52, и даже в возможности сбрасывать небольшие ядерные бомбы. На ракете-ловушке установлена система наведения и управления, необходимая для столь активной имитации, и электронная аппаратура для формирования ложных сигналов («Air force», 1972, nov, p 43—47).

Противорадиолокационные покрытия [4] предназначены для защиты от РЛС противника своих объектов путем уменьшения их ЭПР. Различают поглощающие и интерференционные покрытия.

Поглощающие покрытия изготовляют из материалов, которые интенсивно преобразуют энергию электромагнитных волн в тепловую. Для этого пригодны специальная керамика, ткань из неопрена с ней-

лоном и др. Покрытие делают негладким, многослойным и с возрастающей к поверхности защищаемого объекта проводимостью. Все это способствует поглощению энергии.

Интерференционные покрытия ослабляют отраженную волну другим способом: толщина покрытия выбирается равной четверти длины волны, чтобы волны, отраженные от его внешней поверхности и от поверхности объекта, были противофазными. Интерференционные покрытия изготавливаются, например, из смеси каучука и карбонильного железа.

Покрытия из перечисленных поглощающих материалов уменьшают мощность отраженного сигнала в широком диапазоне волн (до 1—7%),

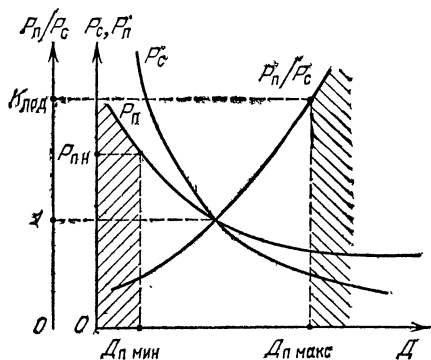


Рис. 5.2. Зависимости мощности маскирующих помех P_p , мощности отраженного сигнала P_c и их отношения от дальности цели D .

они теплостойкие, механически прочные и относительно легкие. Например, при толщине 5 мм вес 1 м^2 широкодиапазонного поглощающего материала составляет около 4,9 кгс. Интерференционные покрытия более легкие, но узкодиапазонные, поскольку действие их жестко связано с длиной волны.

27.3. Активные умышленные помехи. Одной из важнейших характеристик активных помех является их *плотность*, т. е. мощность помех, приходящаяся на единицу спектра. Прицельные помехи отличаются большей плотностью, чем заградительные, так как излучаемая энергия первых сосредоточена в узком диапазоне частот, а вторых — в широком.

Активные помехи распространяются непосредственно от передатчика помех к РЛС. Потому их мощность P_p на входе приемника обратно пропорциональна квадрату расстояния D , тогда как мощность отраженного сигнала P_c обратно пропорциональна четвертой степени D (рис. 5.2). Следовательно, с увеличением D отношение P_p/P_c непрерывно возрастает и, когда оно достигает коэффициента подавления $K_{пол}$, правильное обнаружение цели с заданной вероятностью становится невозможным. Это соответствует максимальной дальности действия РЛС в условиях помех $D_{п макс}$. С другой стороны, когда мощность помех P_p больше мощности помех насыщения $P_{пн}$, приемник перегружается и становится неспособным к приему полезных сигналов. Это определяет минимальную дальность действия РЛС в условиях помех: $D = D_{п мин}$.

По виду модуляции активные помехи делятся на немодулированные, модулированные регулярным сигналом, шумовые непрерывные и импульсные.

Немодулированные помехи должны иметь несущую частоту подавляемой РЛС. Если мощность такой помехи P_p достаточно велика, то

она вызывает перегрузку приемника. *Помеха, модулированная синусоидальным колебанием*, при большой мощности перегружает приемники, а при малой мощности создает маскирующий эффект, вызванный тем, что при детектировании выделяется синусоидальная огибающая помехи. Оба вида помех узкополосные, и это облегчает защиту от них.

Непрерывные шумовые помехи имеют примерно такой же спектр, как внутренние шумы приемника. Действие их равнозначно увеличению коэффициента шума приемника. Такое сходство энергетических спектров крайне затрудняет защиту от шумовых помех как при импульсном, так и при непрерывном излучении подавляемых РЛС. Универсальность этих помех выражается еще в том, что они могут быть при-

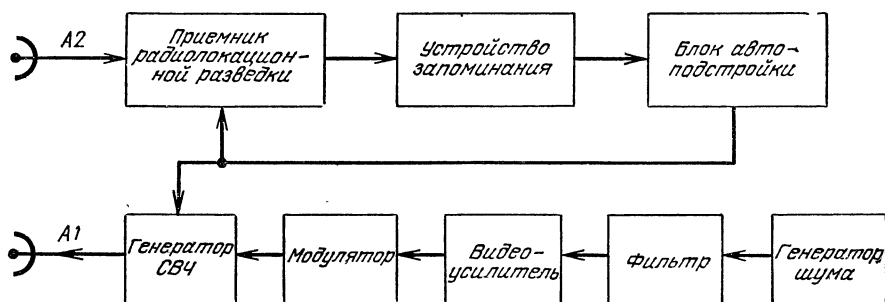


Рис. 5.3. Функциональная схема станции шумовых помех.

цельными, прицельно-заградительными и заградительными. В первом случае ширина спектра помех $\Delta f_{\text{сп}}$ примерно равна полосе пропускания приемника $\Delta f_{\text{проп}}$, во втором — $\Delta f_{\text{сп}} > \Delta f_{\text{проп}}$ и в третьем $\Delta f_{\text{сп}} \gg \Delta f_{\text{проп}}$.

На рис. 5.3 показана функциональная схема станции, противодействующей импульсной РЛС созданием непрерывных шумовых помех. Излучение этой РЛС улавливается антенной A2 и поступает для усиления в приемник радиолокационной разведки. Выявленная несущая частота запоминается специальной схемой на определенное время, чтобы с помощью блока автоподстройки установить такую же частоту в генераторе СВЧ передатчика и соответствующую частоту в гетеродине приемника.

Генератором обычно служит магнетрон, лампа обратной или бегущей волны. Магнетрон имеет большой к. п. д., а лампа обратной волны отличается наибольшей диапазоном частот, что не менее важно для передатчика помех.

Модуляционная часть передатчика начинается с генератора шума (насыщенный диод, фотоэлектронный умножитель или тиратрон в магнитном поле), за ним следуют фильтр, ограничивающий ширину модулирующего спектра, видеоусилитель и, наконец, модулятор, осуществляющий модуляцию колебаний СВЧ шумами. Передатчик значительно упрощается, если используется разновидность магнетрона, называемая *барратроном*, который совмещает в себе генераторы СВЧ и шума.

Импульсные помехи, как правило, прицельные. Станции синхронных импульсных помех принимают радиопульсы подавляемой РЛС, усиливают и преобразуют их, затем на каждый из них отвечают одним (2) или несколькими ($2'$, $2''$, $2'''$, ...) импульсами с различной задержкой. Кроме них, на рис. 5.4 показаны импульсы: зондирующий

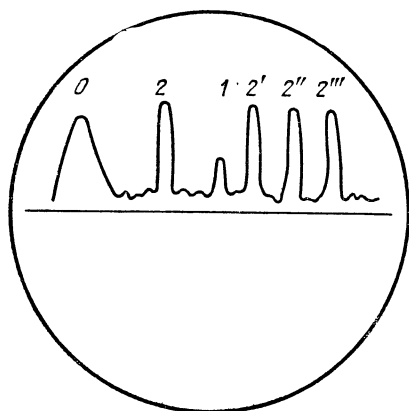


Рис. 5.4. Изображение на экране индикатора при наличии импульсных помех.

0 и реальной цели 1. Ответные радиопульсы должны иметь такие форму, длительность, задержку и мощность, чтобы имитировать несуществующие цели, различные по дальности и другим данным. При большой мощности эти импульсы улавливаются не только основным, но и боковыми лепестками ДН подавляемой РЛС, и тогда имитируются еще ложные направления целей.

К классу имитирующих относятся также *уводящие импульсные помехи*. Это ответные импульсы с плавно изменяющейся задержкой, предназначенные для имитации движения цели.

Импульсные помехи производят маскирующее действие, если в передатчике помех колебания СВЧ модулируются хаотическими импульсами, частота следования, длительность и амплитуда которых беспорядочно изменяются.

§ 28. Защита РЛС от помех, основанная на автоматической регулировке усиления приемника

На рис. 5.5 показаны амплитудная характеристика приемника с динамическим диапазоном $U'_{вх\ m} - U_{вх\ m}$ и временные диаграммы амплитудных значений входного $U_{вх\ m}$ и выходного $U_{вых\ m}$ напряжений. На рисунке представлены два случая: 1) амплитуда помехи $U_{п1\ m}$ сравнительно мала, и сигнал полностью воспроизводится на прямолинейном участке характеристики; 2) амплитуда помехи $U_{п2\ m}$ велика, и приемник настолько перегружается, что сигнал оказывается за пределами динамического диапазона $U'_{вх\ m} - U_{вх\ m}$ и не воспроизводится на выходе приемника. Кроме того, динамический диапазон смеси радиолокационных сигналов и помех очень велик (около сотни децибел), а выходного устройства РЛС — значительно меньше (примерно на порядок). Все это требует применения специальных схем автоматической регулировки усиления (АРУ) в радиолокационных приемниках.

28.1 Усилители с линейно-логарифмической амплитудной характеристикой. Такая характеристика обеспечивает защиту приемника от перегрузки помехами и сжатие флуктуационных помех, вызванных

отражениями от взволнованной морской поверхности и растительного покрова, до уровня внутриприемных шумов. Это достигается тем, что УПЧ (реже — видеусилители) усиливают линейно, т. е. с постоян-

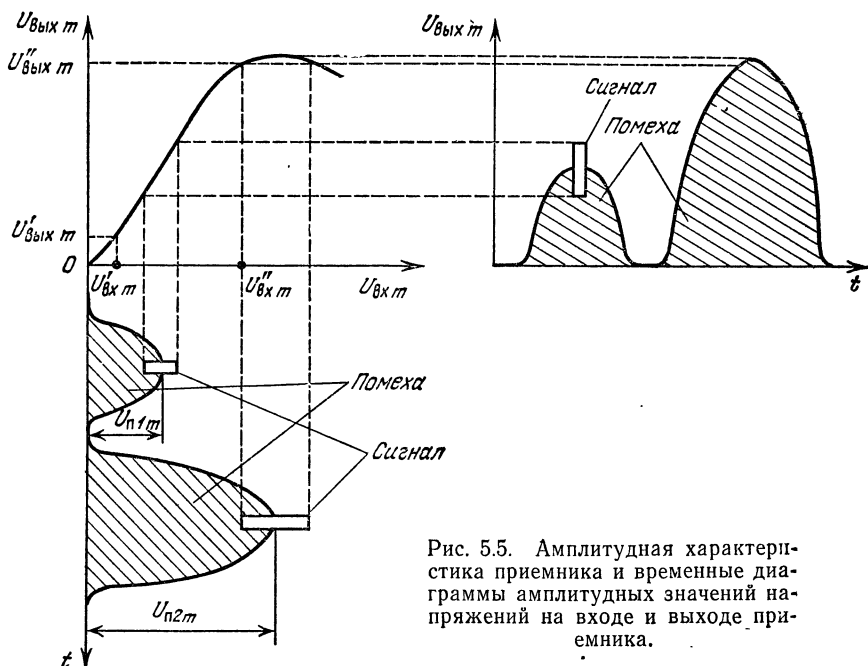


Рис. 5.5. Амплитудная характеристика приемника и временные диаграммы амплитудных значений напряжений на входе и выходе приемника.

ным коэффициентом усиления $K = K_1$, слабые сигналы, амплитуды которых $U_{вх т} \leq U'_{вх т}$, а при более сильных сигналах действует АРУ, изменяющая коэффициент усиления по логарифмическому закону (рис. 5.6). Это значит, что в области $U_{вх т} > U'_{вх т}$ приращение выходного напряжения $dU_{вых т}$ пропорционально не абсолютному $dU_{вх т}$, а относительному $dU_{вх т}/U_{вх т}$ приращению входного напряжения:

$$dU_{вых т} = A dU_{вх т}/U_{вх т}.$$

Проинтегрировав обе части выражения, получим

$$U_{вых т} = A \ln U_{вх т} + C.$$

Выразив коэффициент пропорциональности A и постоянную интегрирования C через K_1 и $U'_{вх т}$, получим следующее выражение, удовлетворяющее и линейному, и логарифмическому участкам амплитудной характеристики:

$$U_{вых т} = K_1 U'_{вх т} \left(\ln \frac{U_{вх т}}{U'_{вх т}} + 1 \right).$$

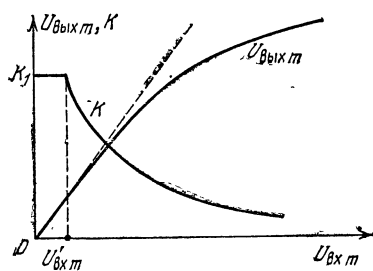


Рис. 5.6. Линейно-логарифмическая амплитудная характеристика приемника.

Таким образом, начиная с $U_{вх\ m} = U'_{вх\ m}$, входное напряжение усиливается все меньше и меньше, пропорционально логарифму его амплитуды, а это и требуется для того, чтобы сжать флуктуационные помехи и исключить перегрузку приемника.

Имеется несколько методов получения линейно-логарифмической амплитудной характеристики. Из них метод последовательного детектирования сигналов применяется чаще других в импульсных РЛС. Сущность метода: все каскады УПЧ имеют отдельные детекторы, от

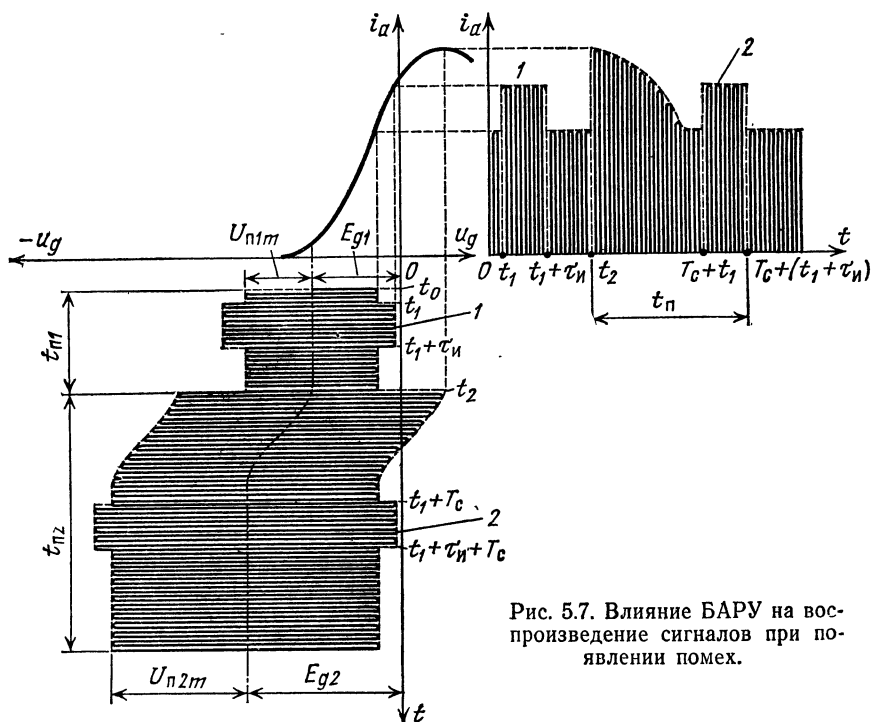


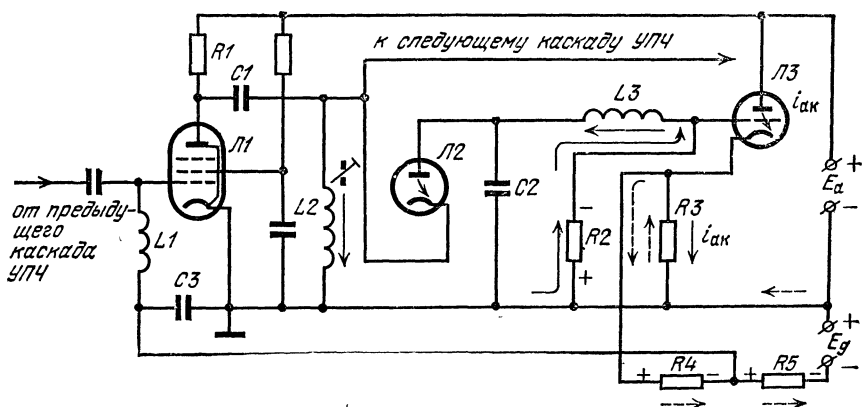
Рис. 5.7. Влияние БАРУ на воспроизведение сигналов при появлении помех.

которых видеоимпульсы поступают в общую нагрузку, причем с увеличением амплитуды напряжения на входе УПЧ сначала насыщается окончательный каскад УПЧ, затем предоконечный и т. д. В результате суммарное напряжение видеоимпульсов растет с замедлением — по логарифмическому закону.

Усилители с поочередно работающими каскадами обладают минимальной инерционностью, в связи с чем такую автоматическую регулировку усиления называют иногда *мгновенной* (МАРУ).

28.2 Быстродействующая автоматическая регулировка усиления (БАРУ). Допустим, что ламповый каскад, содержащий АРУ, усиливает импульсные сигналы промежуточной частоты 1, 2, ... длительностью τ_n и периодом следования T_c , причем между сигналами 1 и 2 произошло резкое увеличение амплитуды помехи от U_{n1m} до U_{n2m} (рис. 5.7). Если бы АРУ была инерционной, то за это время отрица-

тельное напряжение смещения не успевало увеличиваться от E_{g1} до E_{g2} . Тогда бы сигнал 1 усиливался максимально на прямолинейном участке анодно-сеточной характеристики $i_a = f(u_g)$, а сигнал 2 подавлялся на верхнем сгибе характеристики, как показано на рис. 5.5. БАРУ успевает изменить смещение от E_{g1} до E_{g2} (рис. 5.7), благодаря чему не только импульс 1, но и импульс 2 воспроизводится с большим усилением.



Чтобы повысить быстродействие инерционной АРУ, нужно выбрать малой постоянную времени RC -фильтра нижних частот, но тогда фильтр недостаточно сглаживает выходное напряжение АРУ и, кроме того, через цепь обратной связи, в которую входит этот фильтр, усилитель может самовозбудиться. При использовании БАРУ обратной связью охватывается каждый регулируемый каскад УПЧ отдельно (рис. 5.8), что позволяет исключить самовозбуждение.

$R5$ источника E_g (см. пунктирные стрелки) и подается на управляющую сетку Л1 через резистор фильтра $R4$, $C3$ и индуктивность $L1$.

Чем больше амплитуда входного напряжения каскада УПЧ (Л1), тем больше отрицательное напряжение на $R2$, тем меньше анодный ток $i_{ак}$ и падение напряжения на нагрузке $R3$ катодного повторителя; соответственно тем больше отрицательное напряжение смещения на управляющей сетке Л1 и меньше усиление помехи (но не сигнала) данным каскадом УПЧ.

Быстродействие достигается подбором таких постоянных времени фильтра нижних частот $R4$, $C3$ и цепи $R2$, $L3$, $C2$, которые меньше длительности ожидаемой помехи, но в несколько раз больше длительности

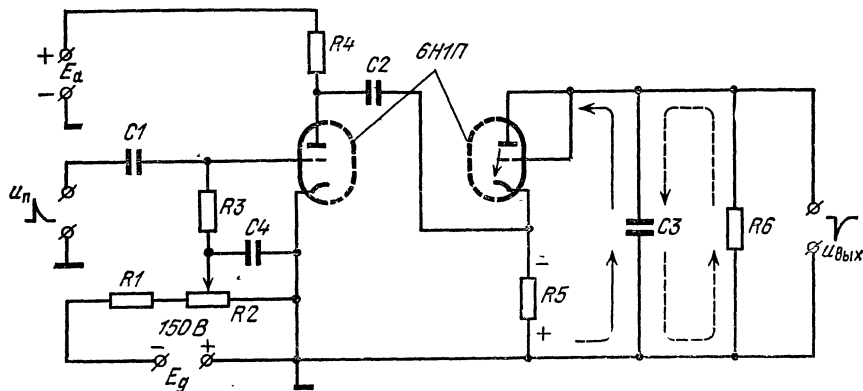


Рис. 5.9. Принципиальная схема ВРУ.

импульса сигнала. Малое выходное сопротивление катодного повторителя исключает длительное запираение каскада УПЧ, которое может быть вызвано сеточными токами, возникающими при сильной помехе.

28.3. Временная регулировка усиления (ВРУ). Сильные помехи наиболее вероятны в начале периода следования импульсов РЛС, так как тогда они возникают вследствие отражения от близко расположенной к РЛС земной или морской поверхности. Амплитуда напряжения такой помехи уменьшается после зондирующего излучения по определенному закону. Следуя этому закону, схема ВРУ обеспечивает минимальную чувствительность приемника при запуске передатчика и закономерное повышение чувствительности после этого.

Исходное состояние схемы ВРУ, показанной на рис. 5.9, таково: левый триод заперт отрицательным напряжением смещения, которое снимается с делителя $R1$, $R2$. На сетку триода одновременно с запуском передатчика подается положительный пусковой импульс u_n через переходную цепь $C1$, $R3$. Левый триод отпирается, и на его анодной нагрузке $R4$ выделяется отрицательный импульс, поступающий через $C2$, $R5$ к катоду правого триода, включенного по схеме диода. Последний также отпирается и на время длительности пускового импульса (приблизительно 1 мкс) анодный ток диода заряжает конденсатор $C3$ (см. сплошные стрелки). Затем конденсатор разряжается через резистор $R6$

(см. пунктирные стрелки), и образуется отрицательный импульс $u_{\text{вых}}$, который изменяет смещение на управляющих сетках ламп регулируемых каскадов УПЧ. Постоянная времени цепи $C3, R6$ подбирается с учетом закона ослабления импульсов, отраженных от местности.

§ 29. Селекция движущихся целей как средство защиты от пассивных помех

Источники пассивных помех неподвижны (местные предметы) или имеют малую скорость (дипольные отражатели, ложные цели). Благодаря этому *имеется возможность защиты от пассивных помех когерентными методами селекции движущихся целей (СДЦ), основанными на эффекте Допплера.*

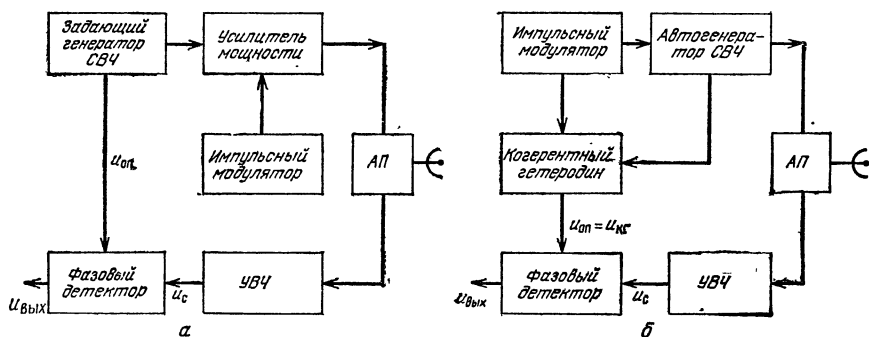


Рис. 5.10. Варианты функциональных схем СДЦ с внутренней когерентностью.

29.1. Общие принципы СДЦ. СДЦ производится сравнением по фазе (частоте) отраженного сигнала с опорным, имеющим жесткую временную связь с зондирующим излучением. Системы СДЦ преимущественно применяются в импульсных РЛС, несмотря на трудности получения опорного сигнала в паузах между зондирующими импульсами. Метод, позволяющий решить эту задачу и тем самым совместить импульсный метод измерения дальности с определением доплеровского приращения частоты для СДЦ, называется *когерентно-импульсным методом*.

Различают когерентно-импульсные системы СДЦ с внутренней и внешней когерентностью. На рис. 5.10 показаны два возможных варианта функциональных схем СДЦ с внутренней когерентностью.

В варианте рис. 5.10, а передающее устройство состоит из задающего генератора непрерывных колебаний СВЧ, усилителя мощности этих колебаний, импульсного модулятора, воздействующего на данный усилитель, и антенны, излучающей зондирующие радиоимпульсы. Отраженные сигналы улавливаются той же антенной и поступают в УВЧ, а затем в фазовый синхронный детектор. Сюда же от задающего генератора вводится опорное напряжение $u_{\text{оп}}$. На выходе детектора получается напряжение доплеровской частоты $u_{\text{вых}}$.

В большинстве радиолокационных передатчиков используется магнетронный автогенератор СВЧ, который с помощью импульсного модулятора непосредственно генерирует мощные короткие радиоимпульсы (рис. 5.10, б). Они без усиления передаются в антенну и излучаются ею в пространство. Так как между радиоимпульсами передатчика не соблюдается когерентность фаз, то опорная фаза должна создаваться от каждого зондирующего импульса отдельно. Для этого

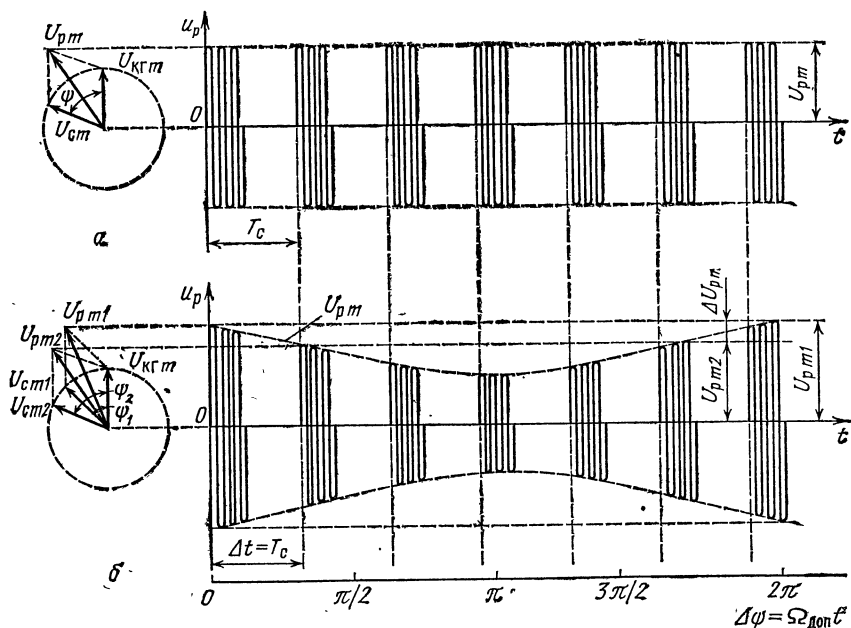


Рис. 5.11. Векторные и временные диаграммы напряжений в системе СДЦ с внутренней когерентностью.

предназначен *когерентный гетеродин* — маломощный автогенератор, связанный с магнетроном таким образом, что начальные фазы их колебаний совпадают или отличаются на строго постоянное значение. Когерентный гетеродин *запоминает* навязанную ему начальную фазу и его дальнейшие колебания соответствуют этой фазе вплоть до момента срыва колебаний, который наступает незадолго до появления очередного зондирующего импульса.

29.2. Система СДЦ с внутренней когерентностью. Если пренебречь весьма незначительным доплеровским сдвигом частоты за время длительности радиоимпульса, то можно считать, что когда напряжения отраженного сигнала u_c и когерентного гетеродина $u_{кг}$ существуют одновременно, они имеют одинаковую частоту $\omega = 2\pi f$ и сдвиг по фазе между ними ψ пропорционален дальности цели Д:

$$\psi = \omega t_d = \omega 2Д/c = 2\pi f \cdot 2Д/c = 4\pi Д/\lambda. \quad (5.2)$$

Это позволяет построить векторные и временные диаграммы (рис. 5.11), где U_{cm} , $U_{кгm}$ — амплитуды напряжений u_c и $u_{кг}$, а U_{pm} — амплитуда результирующего напряжения u_p на входе фазового детектора. Если цель неподвижна ($D = \text{const}$), то угол ψ и амплитуда U_{pm} не изменяются (рис. 5.11, а). Когда же цель движется с радиальной скоростью $v_d = \Delta D / \Delta t$, то приращению дальности ΔD соответствует приращение фазового угла $\Delta\psi$, изменяющееся с доплеровской частотой $F_{доп} = 2v_d / \lambda$. Действительно, если подставить эти величины в (5.2), то

$$\Delta\psi = 4\pi\Delta D / \lambda = 4\pi v_d \Delta t / \lambda = 2\pi F_{доп} \Delta t, \quad (5.3)$$

т. е. при постоянной радиальной скорости цели v_d вектор U_{pm} вращается с постоянной угловой скоростью $\Omega_{доп}$ и огибающая радиоимпульсов изменяется косинусоидально с доплеровской частотой $F_{доп}$ (рис. 5.11, б).

Здесь следует оговориться, что этот закон нарушается, когда период следования импульсов T_c оказывается больше полупериода огибающей, т. е. когда за время T_c угол ψ получает приращение $\Delta\psi > \pi$.

На рис. 5.11, б построены векторные диаграммы для двух значений фазового угла $\psi = \psi_1$ и $\psi = \psi_2$, взятых через время $\Delta t = T_c$. Параллельно оси времени t проведена другая ось, на которой отложены сдвиги по фазе $\Delta\psi = \Omega_{доп} \Delta t$ между напряжениями отраженного и опорного сигналов. Максимальным значениям амплитуды напряжения на входе синхронного детектора U_{pm} соответствуют сдвиги $\Delta\psi = 0, 2\pi, 4\pi, \dots, 2k\pi$, а минимальным значениям соответствуют $\Delta\psi = \pi, 3\pi, 5\pi, \dots, (2k+1)\pi$, где $k = 0, 1, 2, \dots$

При $\Delta\psi = \psi_2 - \psi_1 \ll \pi$, как на диаграммах рис. 5.11, б, амплитуда U_{pm} изменяется со сравнительно небольшим скачком $\Delta U_{pm} = U_{pm2} - U_{pm1}$. Селекция движущейся цели тем эффективнее, чем этот скачок больше. Максимальный скачок получается, когда за период следования импульсов T_c фазовый сдвиг изменяется на нечетное число π . Это условие соответствует оптимальным значениям $\Delta\psi = (2k+1)\pi$ при $\Delta t = T_c$: $v_d = v_{доп\text{ опт}}$; $F_{доп} = F_{доп\text{ опт}}$, и тогда (5.3) принимает вид:

$$(2k+1)\pi = 4\pi v_{доп\text{ опт}} T_c / \lambda = 2\pi F_{доп\text{ опт}} T_c.$$

Отсюда находим оптимальные для СДЦ радиальную скорость цели и доплеровский сдвиг частоты:

$$v_{доп\text{ опт}} = (2k+1)\lambda / 4T_c = (2k+1)F_c \lambda / 4; \quad (5.4)$$

$$F_{доп\text{ опт}} = (2k+1) / 2T_c = (2k+1)F_c / 2. \quad (5.5)$$

Наименьшие оптимальные значения получаются при $k = 0$, т. е. при $\Delta\psi = \pi$:

$$v_{доп\text{ опт}} = \lambda F_c / 4; \quad F_{доп\text{ опт}} = F_c / 2. \quad (5.6)$$

Если доплеровская частота будет больше оптимальной ($F_{доп} > F_c / 2$), то очередной импульс попадет в область фазовых сдвигов $\Delta\psi > \pi$, и скачок напряжения детектора вместо увеличения пойдет

на убывь, от чего косинусоидальный закон огибающей нарушится. Более того, если фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ станет равным четному числу π , то амплитуда U_m будет постоянной, как будто бы цель стала неподвижной (стробоскопический эффект). Поэтому радиальную скорость цели $v_d = v_{дсл}$ и доплеровскую частоту $F_{доп} = F_{допсл}$, удовлетворяющие условию $\Delta\varphi = 2k\pi$ при $\Delta t = T_c$, называют «слепыми». При этом условии вместо формул (5.4), (5.5) получаем

$$v_{дсл} = k\lambda/2T_c = k\lambda F_c/2; \quad (5.7)$$

$$F_{допсл} = k/T_c = kF_c. \quad (5.8)$$

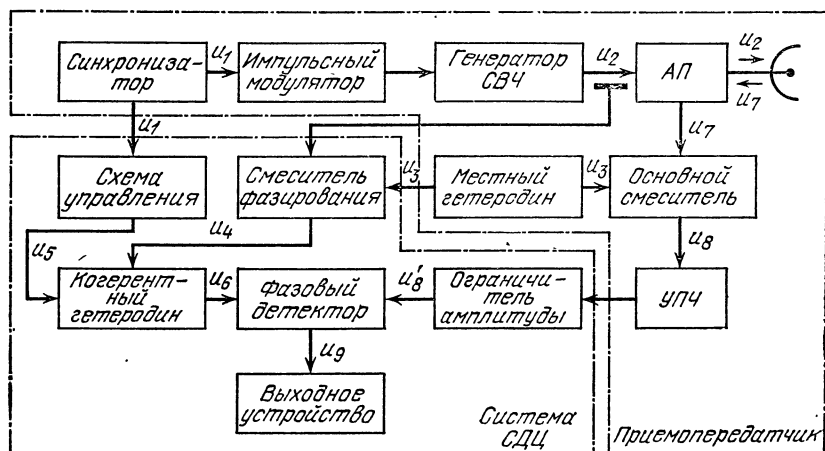
Значит, «слепые» скорости соответствуют доплеровским частотам $F_{доп}$, кратным частоте следования импульсов F_c , а при $F_{доп} \geq F_c/2$ измеритель доплеровских частот дает неоднозначные показания скорости цели. Но поскольку система СДЦ должна быть работоспособной при любых скоростях целей, это явление необходимо устранить. В частности, можно пойти по пути изменения частоты следования импульсов РЛС с тем, чтобы избежать соотношения (5.8) и приблизиться к соотношению (5.6). Вместе с тем необходимо учесть условие однозначного измерения дальности (3.7). Итак, при когерентно-импульсном методе допустимые пределы частоты следования импульсов РЛС

$$2F_{доп} \leq F_c \leq c/2D_{дн}. \quad (5.9)$$

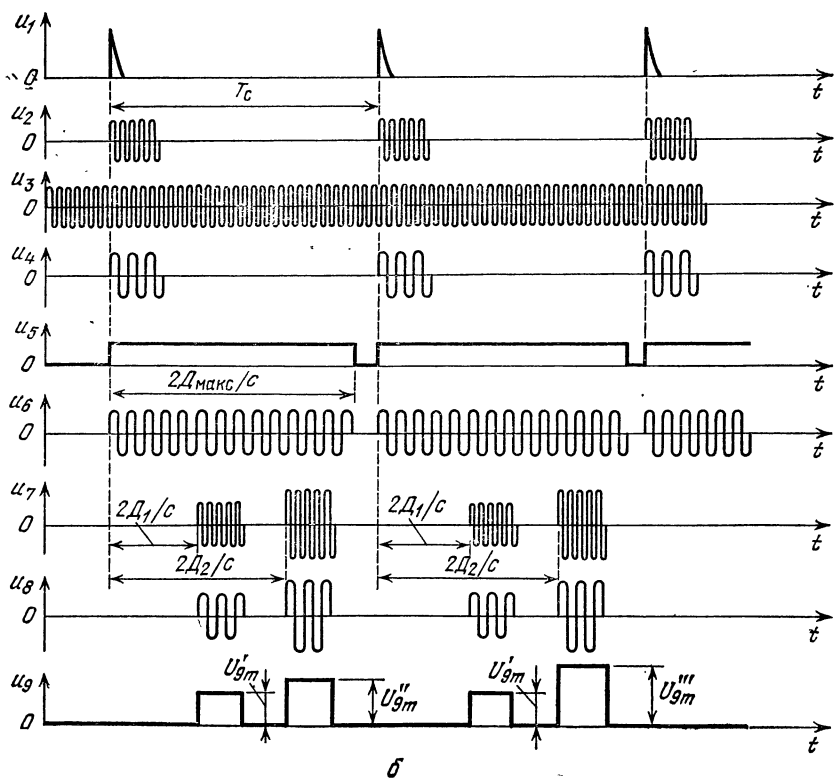
29.3. Функциональная схема и временные диаграммы системы СДЦ. Фазовый детектор в системах СДЦ векторомерный. В нем расогласование фаз входного и опорного (когерентного гетеродина) напряжений преобразуется в напряжение $u_{вых}$ (см. рис. 5.10, б), пропорциональное векторной сумме $\dot{U}_c + \dot{U}_{гг}$. В результате *получаются видеоимпульсы с постоянной или переменной амплитудой, и именно это позволяет разделить сигналы движущихся целей и пассивные помехи.*

Опорный сигнал должен быть, естественно, высокостабильным, а для этого требуется очень высокая добротность колебательной системы когерентного гетеродина. С другой стороны, для фазовой синхронизации того же гетеродина от передатчика предпочтительнее низкая добротность контуров. Это противоречие усиливается с повышением частоты колебаний. Вот почему в системах с внутренней когерентностью, применяемых на практике, когерентный гетеродин возбуждают не на несущей, а на промежуточной частоте.

Обратимся к функциональной схеме и временным диаграммам такой системы (рис. 5.12). Импульсами синхронизатора u_1 запускается передатчик, состоящий из модулятора и генератора СВЧ. Радиоимпульсы u_2 излучаются антенной и одновременно смешиваются в смесителе фазирования с непрерывными колебаниями u_3 стабильного местного гетеродина. Получаемые импульсы промежуточной частоты u_4 имеют такой же период следования T_c , как радиоимпульсы. Каждый из импульсов u_4 фазирует когерентный гетеродин, благодаря чему частота и фаза его колебаний u_6 совпадают соответственно с частотой заполнения и фазой импульсов u_4 . Схема управления, запускаемая синхронизатором, вырабатывает прямоугольные импульсы u_5 длитель-



а



б

Рис. 5.12. Функциональная схема (а) и временные диаграммы (б) системы СДЦ с внутренней когерентностью.

ностью $2D_{\text{макс}}/c$, соответствующей максимальной дальности РЛС $D_{\text{макс}}$. Этими импульсами управляется когерентный гетеродин для прерывания генерации до очередного зондирующего излучения.

Отраженные радиоимпульсы u_7 улавливаются антенной, проходят через антенный переключатель и вводятся, наряду с колебаниями u_3 местного гетеродина, в смеситель сигнала (основной). Импульсы промежуточной частоты u_8 , получаемые в результате преобразования, усиливаются в УПЧ и для устранения паразитной амплитудной модуляции отраженных сигналов ограничиваются по амплитуде (u_8'), после чего поступают в фазовый детектор. Сюда же подаются колебания когерентного гетеродина u_6 . С детектора к выходному устройству подводятся видеоимпульсы u_9 ; те из них, которые имеют постоянную амплитуду (U_{9m}'), соответствуют неподвижной цели, а изменяющиеся от одного периода следования к другому ($U_{9m}'', U_{9m}''', \dots$) — движущейся цели.

Если когерентно-импульсная РЛС установлена на летательном аппарате, то расположенные в различных точках земной поверхности объекты имеют некоторую, и притом неодинаковую, радиальную скорость относительно РЛС. Возникает доплеровский сдвиг частоты от неподвижных целей, который компенсируют посредством специального блока поправок. Этот блок строится, например, на основе реактивной лампы, которая изменяет частоту когерентного гетеродина согласно управляющему напряжению, подводимому от счетно-решающего прибора (СРП). Последний производит расчет поправок по исходным данным о скорости самолета и угловых координатах цели.

Поправки на движение когерентно-импульсной РЛС не требуются при использовании *внешней когерентности*, когда опорными колебаниями служат пассивные помехи от неподвижных наземных предметов. Эти колебания когерентны потому, что их фаза жестко связана с начальной фазой зондирующего импульса.

§ 30. Компенсация сигналов неподвижных объектов при СДЦ

То обстоятельство, что при СДЦ импульсы неподвижных целей имеют постоянную амплитуду, а движущихся — переменную, позволяет улучшить индикацию движущихся целей устранением фона от неподвижных отражателей. Для этого производится вычитание импульсов, следующих через период T_c , и тогда разностный сигнал получается только от движущихся целей.

30.1. Череспериодная компенсация сигналов с помощью ультразвуковых линий задержки (УЗЛЗ). Череспериодная компенсация сигналов возможна на промежуточной или видеочастоте. Обычно компенсация производится на видеочастоте: с выхода синхронного фазового детектора видеоимпульсы следуют по прямому и задержанному каналам, затем вычитаются и разность их поступает в выходное устройство. Задержка во втором канале должна быть равна периоду следования T_c длительностью от десятых долей до единиц миллисекунд. Такую большую задержку можно получить не во всех динамических запоми-

нающих устройствах. Например, для этого практически непригодны *LC*-линии; более пригодны УЗЛЗ, так как за счет того, что скорость распространения волн в УЗЛЗ значительно меньше скорости света, задержка на единицу длины линии получается достаточно большой.

На рис. 5.13 показана многогранная линия задержки из твердого звукопровода. Материалом для звукопровода 1 могут служить алюминий-магний-свинец, монокристаллы поваренной соли, плавленый кварц и др. Кварцевая пластина 2 преобразует подводимые электрические колебания в механические, которые в виде звуковых волн распространяются от одной грани звукопровода к другой (2—3—4—5—...—10). Многократное отражение способствует получению требуемой задержки сигнала при малых размерах и весе звукопровода.

Кварцевая пластина 10 преобразует механические колебания в электрические. Кварцевые преобразователи соединяются со звукопроводом с помощью специальной арматуры. Стыки соседних граней (11) покрываются поглощающим материалом, чтобы исключить паразитные отражения от этих участков линий.

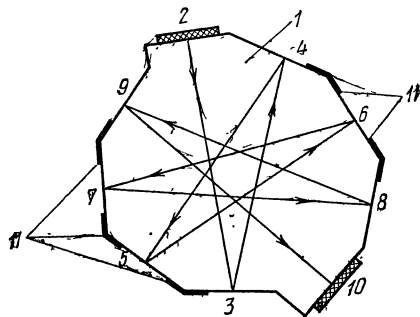


Рис. 5.13. Ультразвуковая линия задержки.

УЗЛЗ вносит большое затухание — до 90 дБ. Вторая характерная особенность УЗЛЗ связана с резонансными свойствами кварцевой пластины, нагруженной звукопроводом. Последний снижает добротность системы до величины $Q < 1$. Несмотря на столь малое значение Q , требуется высокая резонансная частота f_1 пьезоэлектрического преобразователя, чтобы его полоса пропускания $\Delta f_{\text{проп}} = f_1/Q$ была достаточно широкой для сравнительно неискаженной передачи импульсов звукопроводом. Эта частота $f_1 \simeq 10\text{—}35$ МГц, что значительно выше максимальной частоты спектра видеоимпульсов. Отсюда следует вывод: в УЗЛЗ нужно вводить не видеоимпульсы u_9 , а промодулированное ими несущее колебание с частотой, равной резонансной частоте преобразователя f_1 , а затем, после выхода из УЗЛЗ, сигналы следует демодулировать и произвести вычитание на видеочастотах.

Функциональная схема компенсирующего устройства (рис. 5.14) начинается с генератора частоты заполнения f_1 , колебания которого усиливаются и модулируются видеоимпульсами u_9 , поступающими с фазового детектора. Промодулированные импульсы разветвляются и идут по задержанному и прямому каналам. Большое затухание, вносимое УЗЛЗ, с превышением компенсируется усилителем. Для идентичности в прямой канал введены аттенюатор, эквивалентный по затуханию УЗЛЗ, и такой же усилитель, как в задержанном канале.

Выходные сигналы обоих каналов подводятся через цепи $C1, L1$ и $C2, L2$ к диодам ($J1, J2$), которые совместно с цепями $C3, R1; C4, R2$

образуют схему детектирования и вычитания. Выпрямленный ток канала задержки заряжает $C3$ по цепи: анод — катод $\Pi 1, L1, C3$, а ток прямого канала заряжает $C4$ по цепи: анод — катод $\Pi 2, C4, L2$. Суммарное напряжение конденсаторов распределяется поровну между резисторами $R1$ и $R2$.

При приеме сигналов от неподвижного объекта токи диодов и вызванные ими напряжения на конденсаторах u_{C3}, u_{C4} одинаковые. Это значит, что точки $З$ (земля) и $а$ эквипотенциальные и напряжение

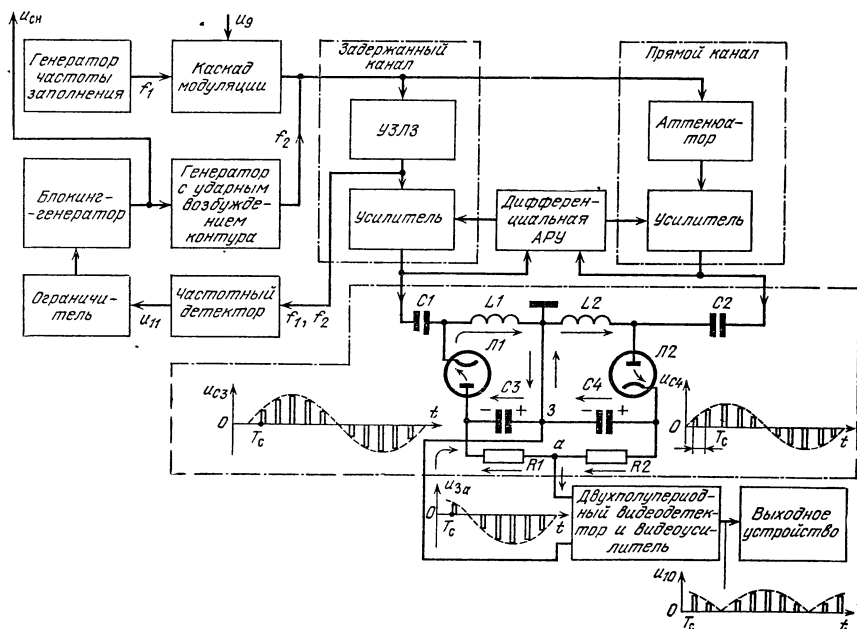


Рис. 5.14. Функциональная схема компенсирующего устройства СДЦ.

между ними $u_{3a} = 0$. В случае движущейся цели амплитуды видеоимпульсов u_{C3}, u_{C4} изменяются с доплеровской частотой, но изменения u_{C3} отстают на период T_c от u_{C4} (см. временные диаграммы на рис. 5.14). Поэтому когда в момент сравнения $u_{C3} > u_{C4}$, разностное напряжение $u_{3a} > 0$, а когда $u_{C3} < u_{C4}$, напряжение $u_{3a} < 0$. В выходное устройство вводятся видеоимпульсы одной полярности u_{10} , они получаются из биполярных видеоимпульсов u_{3a} с помощью двухполупериодного детектора.

УЗЛЗ подвержена температурным влияниям, и для того чтобы задержка в одном канале по отношению к другому была равна с высокой точностью периоду следования импульсов T_c , ту же линию задержки вводят в схему формирования синхронизирующих импульсов (рис. 5.14).

Блокннг-генератор, работающий в режиме синхронизации, своими импульсами управляет генератором с ударным возбуждением кон-

тура. На время каждого управляющего импульса генерируются синусоидальные колебания частотой f_2 . Последние совместно с колебаниями частоты f_1 проходят УЗЛЗ и выделяются частотным детектором, контуры которого настроены на f_2 . Полученные видеопульсы u_{11} ограничиваются по амплитуде и синхронизируют блокинг-генератор с тем же периодом следования T_c , на который задерживаются видеопульсы целей в УЗЛЗ. Импульсы блокинг-генератора $u_{сн}$ синхронизируют, в свою очередь, работу всей РЛС.

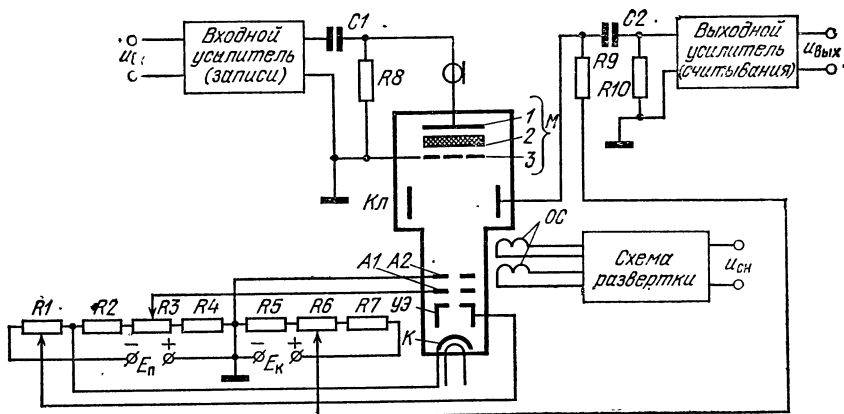


Рис. 5.15. Компенсирующее устройство СДЦ на потенциоскопе.

В компенсирующем устройстве имеется еще дифференциальная АРУ, которая по разности выходных напряжений усилителей поддерживает равенство их коэффициентов усиления. Это необходимо для повышения идентичности прямого и задержанного каналов.

30.2. Череспериодная компенсация сигналов посредством потенциоскопов. Линии задержки непригодны для компенсации сигналов при переменной частоте следования импульсов, к которой прибегают для исключения «слепых» скоростей в системах СДЦ или для борьбы с помехами. В таких случаях компенсация выполняется на *вычитающих потенциоскопах* (рис. 5.15), относящихся к группе статических запоминающих устройств.

Это электронно-лучевая трубка с обычной электронной пушкой (катод K , управляющий электрод УЭ, аноды $A1, A2$) и отклоняющей системой ОС (магнитной или электростатической), но вместо экрана и аквадага используются мишень M и коллектор (Кл). Мишень образована очень тонким слоем диэлектрика 2 с металлической подложкой 1 , называемой *сигнальным электродом*, и барьерной сеткой 3 , расположенными по разные стороны диэлектрика на расстоянии нескольких микрон от него. Коллектор представляет собой цилиндр или усеченный конус из металла.

Электроды пушки питаются от источника постоянного напряжения E_n в несколько киловольт, распределяемого делителем $R1 - R4$.

Потенциометром $R1$ регулируется отрицательное (относительно катода) напряжение на управляющем электроде («яркость»), а потенциометром $R3$ — положительное напряжение на аноде $A1$ («фокус»). Отклоняющая система, питаемая генератором развертки, создает спиральную или растровую развертку электронного луча на поверхности мишени, обращенной к электронной пушке. Эта поверхность обладает свойством вторичной эмиссии.

Схема развертки запускается синхронизирующими импульсами $u_{сн}$, благодаря чему развертка имеет такой же период следования T_c , как зондирующие импульсы РЛС. Развертка должна быть высокостабильной, чтобы бомбардировка каждого элемента мишени первичными электронами повторялась точно через период T_c .

Источник напряжения E_k в сотни вольт подключен к делителю $R5, R6, R7$, потенциометром которого $R6$ регулируется положительное напряжение на коллекторе. Барьерная сетка 3 заземлена и тем самым соединяется с анодом $A2$. Коллектор, следовательно, имеет еще более высокий относительно катода потенциал, чем мишень.

Входным электродом потенциалоскопа служит подложка 1 , а выходным — коллектор. Входному электроду предшествует усилитель записи входной информации с переходной цепью $C1, R8$, а с нагрузки коллектора $R9$ выходное напряжение подводится к усилителю считывания через переходную цепь $C2, R10$.

С помощью электронной пушки поток электронов ускоряется от катода к мишени, фокусируется на ее поверхности и обегает элементы мишени по закону развертки. Коэффициент вторичной эмиссии диэлектрика мишени выбирается большим единицы, т. е. число вторичных электронов больше первичных. Но это не значит, что ток коллектора всегда больше тока первичных электронов, бомбардирующих мишень: в зависимости от входных сигналов барьерная сетка может ту или иную часть вторичных электронов не пропускать к коллектору и возвращать на бомбардируемый элемент мишени. На другие элементы мишени эти вторичные электроны не попадают, так как барьерная сетка находится на очень малом расстоянии от диэлектрика мишени и если пропускает вторичные электроны, то только на коллектор.

Когда на входе нет сигнала, то на всей бомбардируемой поверхности мишени устанавливается одинаковый потенциал U_0 , называемый *равновесным*. Этот потенциал положительный, поскольку число вторичных электронов больше первичных, а называется он равновесным потому, что соответствует динамическому равновесию: число вторичных электронов, достигающих коллектора, равно числу первичных электронов, бомбардирующих мишень. Остальные же вторичные электроны отталкиваются барьерной сеткой к мишени. Постоянство тока коллектора означает постоянство падения напряжения на резисторе $R9$, а значит, и напряжения на коллекторе; по этой причине выходное напряжение устройства $u_{вых} = 0$.

Равновесное состояние поддерживается барьерной сеткой: если на облучаемом элементе мишени потенциал окажется выше U_0 , то большее количество вторичных электронов будет отталкиваться сеткой к мише-

ни, что понизит потенциал элемента u_a до U_0 ; если же $u_a < U_0$, то данный элемент мишени будет в меньшей мере притягивать к себе вторичные электроны и барьерная сетка будет пропускать их к коллектору, в результате чего опять установится равенство $u_a = U_0$.

Если на вход потенциалографа поступают положительные видеопульсы, которые на сигнальном электроде 1 имеют амплитуду U_m , то на такую же величину повышаются потенциалы элементов поверхности диэлектрика 2, обращенной к коллектору. Значит, разность потенциалов ускоряющего поля между коллектором и мишенью становится меньше, а тормозящего поля барьерной сетки — больше на U_m . Это влечет за собой уменьшение тока коллектора и появление положительного импульса на выходе потенциалографа. Одновременно на мишени записывается отрицательный видеопульс с амплитудой U_m , в результате того что под действием входного импульса барьерная сетка возвращает на облучаемые участки мишени дополнительные вторичные электроны.

Равновесный потенциал устанавливается теперь на другом уровне, чем при входном напряжении $u_{вх} = 0$. Аналогично можно показать, что отрицательные видеопульсы записываются на мишени с положительной полярностью, а считываются они на выходе потенциалографа как отрицательные.

Итак, в результате первичной и вторичной эмиссии на поверхности мишени получается *потенциальный рельеф*, который является записью изменения входного напряжения $u_{вх}$ за данный период развертки. Наряду с этим происходит череспериодное вычитание сигналов. Например, если видеопульсы не изменяют через каждый период T_c своей амплитуды U_m , то при их появлении приращение потенциала сигнального электрода компенсируется обратным по знаку потенциалом рельефа, который был записан ранее. По этой причине ни ток коллектора, ни напряжение на нем, ни потенциальный рельеф мишени не изменяются, а выходное напряжение $u_{вых}$ оказывается равным нулю.

Когда же за период T_c амплитуда видеопульса получила приращение, то вызванное им изменение потенциала сигнального электрода не компенсируется видеопульсом, который был записан на время T_c ранее. Теперь облучаемые элементы мишени для установления на них равновесного потенциала должны перезарядиться за счет тока вторичной эмиссии, замыкаемого через коллектор. В результате форма потенциального рельефа придет в соответствие с новыми значениями напряжения $u_{вх}$, а напряжение на выходе усилителя считывания станет пропорциональным приращению сигнала за истекший период T_c . Это создает компенсацию сигналов неподвижных объектов, если, разумеется, выход приемника системы СДЦ подключен к входу потенциалографа.

Большое преимущество такого компенсирующего устройства заключается в автоматически поддерживаемом равенстве периода развертки и периода следования импульсов РЛС, что особенно важно при изменении периода следования в процессе работы РЛС.

§ 31. Защита от помех селекцией сигналов

СДЦ не является единственным видом селекции, применяемым для борьбы с помехами. Для этого может использоваться и селекция по частоте, временным признакам, пространственному положению целей, поляризации волн и т. д.

31.1. Селекция сигналов по частоте. Здесь имеется в виду перестройка несущей частоты передатчика и применение фильтров. *Перестройка частоты* — наиболее эффективное средство защиты РЛС от активных прицельных помех. Ее можно производить вручную и автоматически. Последнее означает, что когда уровень помех превышает определенную величину, специальная схема воздействует на механизм перестройки, и частотный спектр сигнала смещается за пределы спектра наводимых помех. Перестройка должна производиться как можно быстрее и в более широком диапазоне частот, чтобы противник не успевал ставить помехи на новых рабочих частотах РЛС.

В настоящее время находит применение эффективная разновидность метода перестройки — непрерывное изменение рабочей частоты в широком диапазоне по заранее заданному или случайному закону. Ясно, что навести помехи при «скользящей» частоте зондирующего сигнала труднее, чем при фиксированной, так как это требует широкодиапазонных и быстроперестраиваемых мощных генераторов СВЧ (магнетронных и др.) и гетеродинов (кlistронных и др.), а также быстродействующей системы АПЧ в защищаемой от помех РЛС. Это дополнительно повышает помехозащищенность РЛС тем, что заставляет противника применять вместо прицельных помех менее эффективные широкодиапазонные заградительные помехи.

Частотная селекция с помощью фильтров. Если помеха немодулирована или модулирована узкополосно, то для ее подавления достаточно простого режекторного фильтра, включенного в УПЧ приемника. При шумовых помехах с широким равномерным энергетическим спектром наиболее эффективны оптимальные фильтры, рассмотренные в § 10.

Обратимся к двум примерам, иллюстрирующим частотную селекцию с помощью фильтров.

Пусть за один цикл обзора принимается пачка из четырех прямоугольных видеоимпульсов с равными амплитудами (рис. 5.16, а); их энергетический спектр $G(f)$ и энергетическая спектральная плотность шума $N_0(f)$ показаны на рис. 5.16, б. Как видно, спектры сигнала и шума существенно отличаются. Это различие наиболее полно используется в *гребенчатых фильтрах*, имеющих АЧХ по мощности (квадрату коэффициента передачи напряжения $K^2(f)$), изображенную на рис. 5.16, в.

Характеристика повторяет по форме спектр сигнала, и потому (как в любом оптимальном согласованном фильтре) энергия сигнала почти не теряется. Что касается энергии шумов, то она значительно снижается за счет той части спектра, которая попадает в просветы между полосами прозрачности фильтра. Чем уже полоса частот каждого «зубца» спектра, тем просветы между ними больше и, следовательно, защита от помех эффективнее. Такое «обострение» спектра происходит при уве-

личении числа N_i импульсов в пачке, и если $N_i \rightarrow \infty$, то спектр частот становится линейчатый. Этим подтверждается общее положение теории информации о повышении помехоустойчивости связи с увеличением длительности наблюдения сигнала.

СДЦ тоже можно рассматривать как частотную селекцию. Дело в том, что спектр частот видеоимпульсов неподвижных целей $S_{\text{нц}}$ со-

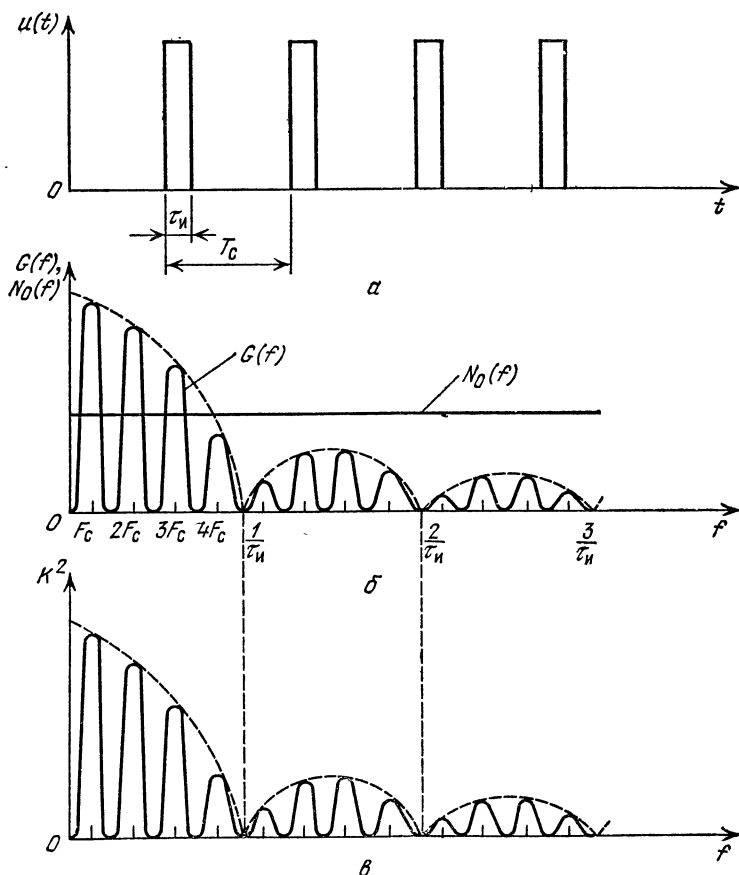


Рис. 5.16. Временная диаграмма пачки прямоугольных импульсов (а), энергетический спектр этой пачки и шума (б) и АЧХ соответствующего гребенчатого фильтра (в).

держит составляющие, кратные частоте следования импульсов станции $F_c, 2F_c, 3F_c, \dots$ (рис. 5.17, а), а в спектре видеоимпульсов движущихся целей $S_{\text{дц}}$ имеются доплеровская частота $F_{\text{доп}}$ и на каждую составляющую $F_c, 2F_c, 3F_c, \dots$ приходится по одной паре боковых частот $F_c \pm F_{\text{доп}}, 2F_c \pm F_{\text{доп}}, 3F_c \pm F_{\text{доп}}, \dots$ (рис. 5.17, б). Компенсирующее устройство является по сути дела фильтром, не пропускающим колебания с частотами $F_c, 2F_c, 3F_c, \dots$ (рис. 5.17, в). Вот почему СДЦ

подавляет помехи от неподвижных предметов и воспроизводит (за счет боковых частот) сигналы движущихся целей.

31.2. Временная селекция. Это отбор импульсов по длительности, частоте следования, временному интервалу и временному коду. Дело в том, что передатчик имитационных помех не может точно воспроизвести импульсы, отраженные от действительной цели. Для этого прежде всего нужен точный зондирующий импульс, а он искажается в приемопередатчике станции помех, особенно в линиях задержки.

Возникшие различия между ответными импульсами помех и полезным сигналом используются для селекции по временным признакам.

Пусть сигнал цели C имеет длительность τ_i в пределах $\tau_1 - \tau_2$. Срезом входных импульсов u_1 (рис. 5.18) запускается ждущий генератор импульсов u_2 длительностью τ_1 , а фронтом — другой ждущий генератор импульсов u_3 длительностью τ_2 . Последние (u_3) после дифференцирования образуют остроконечные импульсы u_4 . Каскад совпадения открывается и выдает импульс u_5 , когда на вход его одновременно поступают положительные импульсы u_2 и отрицательные u_4 . Как видно из временных диаграмм, это условие выполняется для входного сигнала C длительностью $\tau_1 < \tau_i < \tau_2$, а для помехи P_1 , длительность которой меньше τ_1 , и для помехи P_2 , длительность

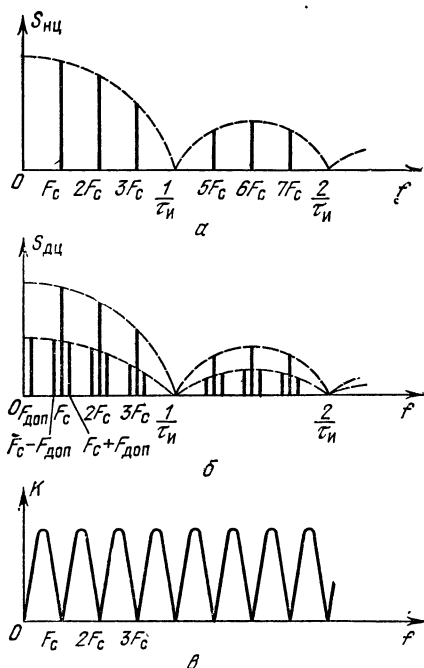


Рис. 5.17. Спектры частот видеоимпульсов неподвижной (а) и движущейся (б) целей и АЧХ компенсирующего устройства СДЦ (в).

которой больше τ_2 , остроконечный отрицательный импульс u_4 появляется позже или раньше положительного импульса u_2 . В итоге каскад формирования, запускаемый импульсами u_5 , вырабатывает выходные импульсы u_6 только от селектируемого сигнала C .

Защита от помех становится более надежной, если полезный сигнал закодировать, с тем чтобы различия между сигналом и помехой были более значительными. Кодирование производится в передающей части, а декодирование — в приемной части РЛС.

Рассмотрим декодирование трехимпульсного кода с интервалом τ_1 между входными импульсами $u_{вх}$, обозначенными A, B , и с интервалом τ_2 между B, C (рис. 5.19). Эти импульсы подводятся к двухзвенной линии задержки, которая согласована с нагрузочным резистором $R_{г1}$, чтобы не было отражения волны от конца линии. Начало линии

подключено к экранной сетке лампы через цепь C_{g2}, R_{g2} ; промежуточная точка, в которой сигнал задержан на τ_2 , подключена к защитной сетке через цепь C_{g3}, R_{g3} , и выход линии, где сигнал задержан еще на τ_1 — к управляющей сетке через C_{g1}, R_{g1} . Напряжения смещения E_{g1}, E_{g2} ,

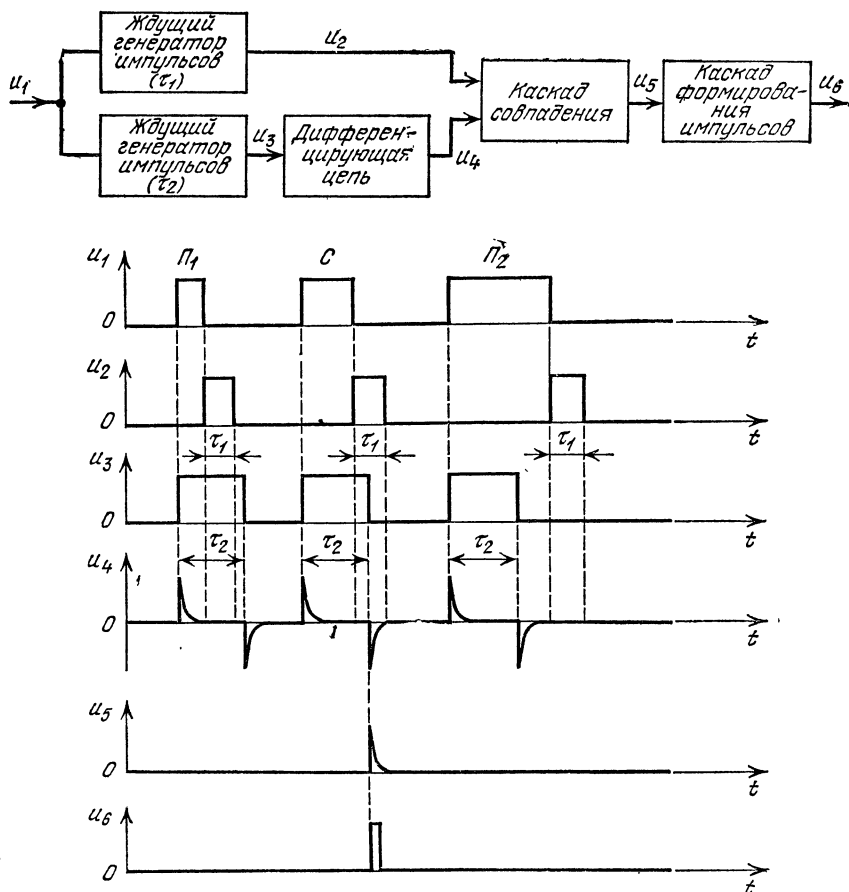


Рис. 5.18. Функциональная схема селектора импульсов заданной длительности и временные диаграммы напряжений в каскадах селектора.

E_{g3} подобраны так, что лампа заперта до тех пор, пока одновременно на всех трех сетках не появятся положительные импульсы. Это, как показывают временные диаграммы, возможно только при приеме упомянутого кода, так как именно тогда импульс C на экранной сетке (u_{g2}) будет совпадать во времени с импульсом B на защитной сетке (u_{g3}) и импульсом A на управляющей сетке (u_{g1}). Лампа отпирается, и с ее анодной нагрузки R_a через разделительную цепь C_p, R_p снимается импульс $u_{вых}$, свидетельствующий о наличии полезного сигнала. Чем больше импульсов в коде, тем меньше вероятность того, что случайные

помехи образуют такую же кодовую комбинацию, но чтобы не усложнять кодирующее и декодирующее устройства, обычно более четырех импульсов в код не вводят.

Селекция сигналов по частоте следования предназначена для подавления несинхронных импульсных помех. Принцип селекции прост:

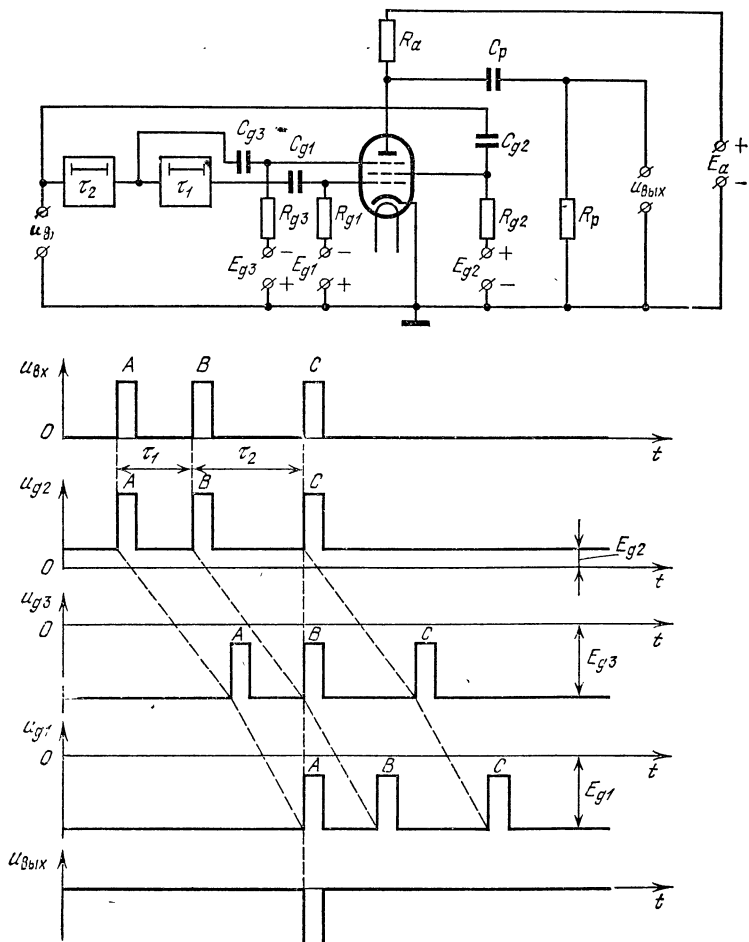


Рис. 5.19 Принципиальная схема и временные диаграммы напряжений дешифратора (декодера) трехимпульсного кода.

видеоимпульсы $u_{вх}$ подаются на схему совпадения по двум каналам — через линию задержки и непосредственно (рис. 5.20), и так как задержка t_3 равна периоду следования T_c импульсов РЛС, то с выхода каскада совпадения снимаются только полезные сигналы С.

Обычно линия задержки ультразвуковая (УЗЛЗ), и в нее вводят модулированные импульсы u_2 , полученные из синусоидальных колебаний u_1 , промодулированных входными видеоимпульсами $u_{вх}$. За-

тухание, вносимое УЗЛЗ, компенсируется усилением задержанных импульсов u_3 до u_4 , после чего они детектируются по амплитуде.

Здесь так же, как в компенсирующем устройстве СДЦ, важно исключить влияние температуры. Требуемое равенство $t_3 = T_c$ поддерживается теми же средствами, что и в § 30. В настоящее время для защиты от несинхронных импульсных помех все больше применяются вместо УЗЛЗ вычитающие потенциалоскопы.

31.3. Поляризационная и пространственная селекция сигналов. Помехозащищенность РЛС во многом зависит от ее антенны. В частности, наряду с сужением главного лепестка необходимо предельно

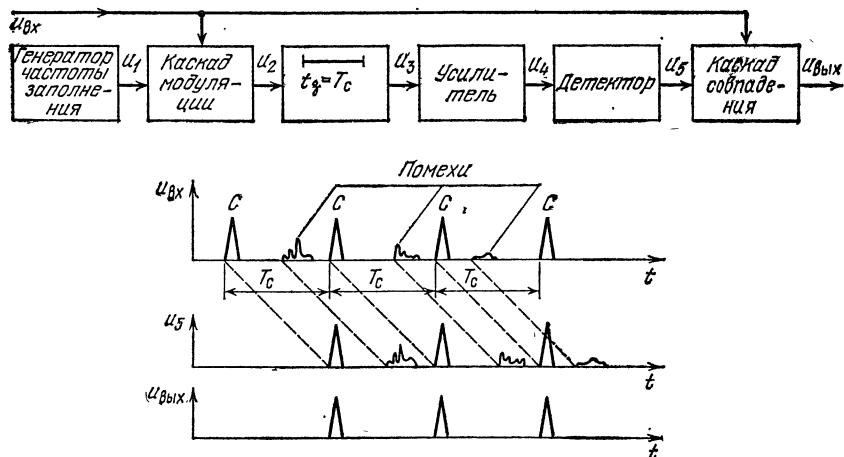


Рис. 5.20. Функциональная схема и временные диаграммы с селекцией импульсов по частоте следования.

уменьшать задний и боковые лепестки диаграммы направленности антенны, чтобы избежать приема помех с этих направлений. Например, в РЛС ДРЛ-7 вводится специальный канал компенсации помех, улавливаемых боковыми и задними лепестками диаграммы направленности [59]. Все эти меры, основанные на пространственной избирательности антенн, называются *пространственной селекцией сигналов*.

Кроме того, может применяться *поляризационная селекция сигналов*, осуществляемая антеннами с эллиптической или круговой поляризацией. Такая селекция предназначена для подавления маскирующих помех от волн, отраженных гидрометеорами и металлизированными лентами.

Как известно, поляризация приемной антенны должна соответствовать поляризации принимаемых волн. Например, вертикальный вибратор не реагирует на горизонтально поляризованные, а горизонтальный вибратор — на вертикально поляризованные волны, антенна с правосторонней поляризацией не принимает волны с левосторонней поляризацией.

Капли дождя имеют сферическую форму и отражают волны симметрично, сохраняя неизменным направление вращения векторов E и H , которое, как известно, определяется относительно направления распространения волн. Следовательно, в данном случае после отражения поляризация изменяется: правосторонняя волна обращается в левостороннюю, и наоборот. В результате волна с круговой поляризацией, отраженная от капель воды, не принимается антенной, излучавшей ранее эту волну.

Реальные цели имеют произвольную конфигурацию, вследствие чего волны с круговой поляризацией, отражаясь от асимметричных целей, приобретают эллиптическую поляризацию. Но такая волна представляет совокупность круговых волн — левосторонней и правосторонней. Одна из них, с которой антенна согласована по поляризации, будет принята антенной. В монографии [48] указывается, что таким способом можно ослабить помехи от дождя на 20—25 дБ, а от снега — на 10 — 15 дБ.

Следует иметь в виду, что так как при этом принимается только одна составляющая отраженной волны, поляризационная селекция связана с некоторой потерей мощности полезного сигнала (на 6—8 дБ). Обычно в конструкциях радиолокационных антенн можно предусмотреть возможность перехода от круговой поляризации к линейной, когда пассивных помех нет и необходимость в поляризационной селекции отпадает.

Раздел II

ВЫХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

Глава 6. ИНДИКАТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА РЛС

§ 32. Назначение и классификация индикаторных устройств РЛС

Выходные устройства РЛС предназначены для создания отметок целей, получаемых в результате съема и обработки радиолокационной информации, которая поступает в эти устройства в виде выходного сигнала приемника, опорного сигнала для измерения дальности и сигналов датчиков углового положения луча антенны. Под отметкой цели понимают совокупность всех сведений о цели, которые можно получить с помощью РЛС.

Характер и форма отметки зависят от того, кто или что является получателем радиолокационной информации. Если это оператор РЛС, то отметки целей должны воспроизводиться в форме, удобной для индикации на экране ЭЛТ или другом виде индикатора; если это электронно-вычислительная машина (ЭВМ) или счетно-решающий прибор (СРП), то отметки целей представляются в виде непрерывных или дискретных сигналов, на которые реагирует ЭВМ или СРП.

Индикаторное устройство РЛС не только представляет радиолокационную информацию в доступной для оператора форме, но и совершает обработку информации — последетекторное интегрирование и испытание на порог.

Признаками классификации индикаторов служат.

1. *Органы чувств оператора, воспринимающие информацию.* Это зрение и слух, причем возможности визуальных индикаторов значительно больше акустических.

2. *Назначение индикаторов.* По этому признаку различают индикаторы обнаружения и измерительные. Первые возвещают об обнаружении цели световым или звуковым сигналом, а вторые измеряют координаты и скорости целей и поэтому могут быть только визуальными. К классу измерительных относятся индикаторы на ЭЛТ, стрелочные приборы и цифровые счетчики. Индикаторы на ЭЛТ нашли преимущественное применение по следующим причинам:

— они дают информацию о нескольких целях одновременно, в то время как счетчики и стрелочные индикаторы — только об одной цели;

— из всех перечисленных индикаторов только электронно-лучевые практически безынерционны;

— индикаторы на ЭЛТ, благодаря большому входному сопротивлению, успешно работают даже при малой мощности выходных сигналов приемника;

— по изображению на экране ЭЛТ можно получить дополнительную информацию: о количестве целей, их классе, взаимном расположении и т. д.;

— экран ЭЛТ производит последетекторное интегрирование сигналов: благодаря фосфоресценции (послесвечению) тормозится гашение светового пятна и с каждым новым импульсом пачки яркость отметки возрастает, при этом роль порогового устройства выполняют зрение и мозг оператора. В зависимости от назначения индикатора послесвечение должно быть очень коротким (до 10 мкс), коротким (10 мкс — 0,01 с), средним (0,01—0,1 с), длительным (0,1—15 с) и очень длительным (более 15 с).

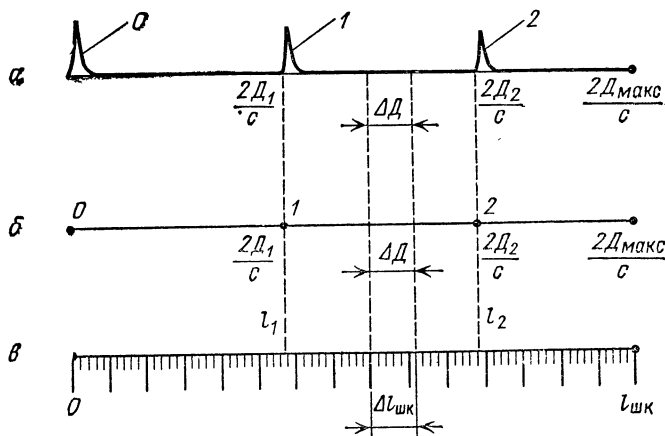


Рис. 6.1. Амплитудные (а) и яркостные (б) отметки на линии развертки дальности и шкала отсчета дальности (в).

3. *Характер поля, вызывающего фокусировку и отклонение луча в ЭЛТ.* В электростатических ЭЛТ эти функции выполняются электрическим полем, в электромагнитных ЭЛТ — магнитным полем, и, наконец, в ЭЛТ с комбинированным управлением фокусировка производится электрическим полем, а отклонение луча — магнитным.

4. *Вид отметки — амплитудная или яркостная.* При амплитудной отметке видеосигналы вызывают всплеск светового пятна на линии развертки (0, 1, 2, ... на рис. 6.1, а), а при яркостной отметке видеосигналы увеличивают или уменьшают яркость пятна, не изменяя его положения на экране (рис. 6.1, б). В ЭЛТ с амплитудной отметкой не требуется значительного послесвечения, и поэтому длительность накопления сигналов определяется временем запоминания отметки оператором РЛС (0,1 с); при яркостной отметке послесвечение экрана влияет на эффективность интегрирования, и потому оно должно быть длительным.

Амплитудная отметка дает несколько большую информацию, так как по форме отметки легче отличить сигнал цели от шумовых выбросов и иногда даже можно судить о виде цели. Для получения амплитудной отметки целесообразно применять трубки с электростатическим откло-

нением как более легкие, экономичные и в меньшей мере искажающие сигналы. Для яркостной модуляции светового пятна более пригодны магнитные трубки, поскольку они сохраняют хорошую фокусировку при большем токе электронного пучка.

5. *Число измеряемых координат.* С этой точки зрения индикаторы делят на одномерные, двумерные и трехмерные. Из одномерных наиболее употребительны индикаторы дальности с амплитудной отметкой. К двумерным относятся индикаторы с яркостной отметкой: дальность — азимут, дальность — угол места или высота и азимут — угол места. Так как экран трубки плоский, то трехмерные индикаторы строятся на основе двумерных, причем третью координату определяют с помощью дополнительной условной отметки.

6. *Вид развертки.* В электронно-лучевых индикаторах измерение координат осуществляется с помощью линий развертки, которые различаются по форме: прямолинейная (линейная), кольцевая, радиально-круговая, спиральная и растровая, а развертка дальности, кроме того, различается по скорости: равномерная (с постоянной скоростью), экспоненциальная, синусоидальная и гиперболическая (скорость развертки изменяется соответственно по закону экспоненциальному, синусоидальному или гиперболе). Сочетание вида и скорости развертки дает еще одно название развертки дальности: линейно-экспоненциальная, кольцевая равномерная и т. п.

Каждая линия развертки должна иметь определенный масштаб. Например, развертке дальности (рис. 6.1, а, б) соответствует шкала (рис. 6.1, в), масштаб которой m_d равен отношению элементарного участка шкалы $\Delta l_{шк}$ в миллиметрах к измеряемому на этом участке интервалу дальностей ΔD в километрах:

$$m_d = \Delta l_{шк} / \Delta D \text{ [мм/км]}. \quad (6.1)$$

Если шкала равномерная, то согласно обозначениям рис. 6.1

$$m_d = l_1 / D_1 = l_2 / D_2 = l_{шк} / D_{макс}.$$

Масштаб дальности определяется скоростью развертки v_p , равной расстоянию, пробегаемому за 1с электронным лучом по линии развертки. Если эта скорость постоянная, то ее можно определить делением длины шкалы дальности $l_{шк}$, соответствующей всему диапазону дальностей $D_{макс}$, на длительность прямого хода развертки $T_{пх}$. Отсюда $D_{макс} = cT_{пх}/2$, а масштаб дальности

$$m_d = l_{шк} / D_{макс} = 2l_{шк} / cT_{пх} = 2v_p T_{пх} / cT_{пх} = 2v_p / c. \quad (6.2)$$

Развертка по углу совершается синхронно с движением луча антенны по азимуту (углу места), благодаря чему положение отметки цели на линии угловой развертки позволяет судить об азимуте (угле места) цели.

Коэффициент использования экрана трубки показывает, какую часть диаметра трубки $d_{тр}$ составляет длина развертки (шкалы) $l_{шк}$, размещаемой на экране:

$$k_{тр} = l_{шк} / d_{тр}. \quad (6.3)$$

Количество отметок на линии развертки ограничивается *разрешающей способностью трубки*, равной количеству световых пятен диаметром d_{π} , которые могут уложиться на диаметре трубки:

$$Q_{\Phi} = d_{\text{тр}}/d_{\pi} = l_{\text{шк}}/k_{\text{тр}}d_{\pi}. \quad (6.4)$$

Для электростатических трубок $Q_{\Phi} = 150\text{--}200$, а для магнитных, обладающих лучшей фокусировкой, Q_{Φ} превышает 300, а в ряде случаев, как, например, в станции ASDE, достигает 1000 [40].

Широкое практическое применение получили следующие индикаторы: типа *A* — индикатор дальности с прямолинейной разверткой, типа *J* — индикатор дальности с круговой разверткой, типа *PPJ* — дальность — азимут с радиально-круговой разверткой, типа *B* — дальность — азимут с растровой разверткой и др.

§ 33. Индикаторы дальности с прямолинейной разверткой (типа *A*)

В индикаторах дальности, поскольку они одномерные, используется амплитудная отметка. Развертка дальности совершается с частотой следования зондирующих импульсов. Эта частота большая, и яркость пятна получается значительной даже при небольшой плотности электронного пучка. В таких условиях не требуется большого послесвечения экрана. Все это служит основанием для применения в индикаторах типа *A* электростатических ЭЛТ.

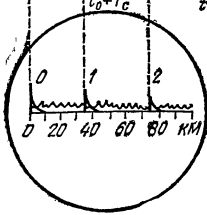
33.1. Функциональная схема индикатора (рис. 6.2). ЭЛТ состоит из электронного прожектора, электростатической отклоняющей системы и флуоресцирующего экрана. В состав прожектора входят подогревный катод *K*, управляющий электрод (модулятор) (*УЭ*), первый и второй аноды (*A1* и *A2*). Питается электронный прожектор от высокоомного делителя *R4 — R11*, подключенного к высоковольтному выпрямителю с напряжением E_0 порядка нескольких киловольт. Снимаемое с потенциометра *R4* («яркость») напряжение $U_{\text{мод}}$ приложено со знаками $+$ к катоду и $-$ к модулятору. Значение этого напряжения (около 100 В) подбирается с таким расчетом, чтобы экран трубки был затемнен в интервале между прямыми ходами развертки. Подсвет трубки производится положительными импульсами, которые выделяются на резисторе *R3* и подводятся к управляющему электроду.

Чтобы сообщить электронам, движущимся от катода к экрану трубки, необходимое ускорение, напряжения на анодах *A1*, *A2* должны быть положительными относительно катода. Требуемое изображение на экране ЭЛТ получается под воздействием напряжения развертки, приложенного к горизонтально отклоняющим (*X1-X2*) пластинам, и выходного напряжения приемника, приложенного к вертикально отклоняющим (*Y1-Y2*) пластинам.

Как известно, чувствительность ЭЛТ по осям *x* и *y* выражается соответственно как

$$h_x = \Delta x/\Delta u_x \text{ [мм/В]}; \quad h_y = \Delta y/\Delta u_y \text{ [мм/В]}, \quad (6.5)$$

где Δx , Δy — отклонения светового пятна по осям *x*, *y*, вызванные приращениями напряжений Δu_x , Δu_y на пластинах *X* и *Y*.



135

Чувствительность трубки обратно пропорциональна напряжению на втором аноде U_{a2} , поскольку с увеличением U_{a2} скорость электронов возрастает и время пребывания их под действием напряжений u_x и u_y уменьшается.

Для получения неискаженного изображения чувствительность трубки не должна зависеть от напряжения развертки. Поэтому *средний потенциал X-пластин устанавливают постоянным и равным или близким напряжению на втором аноде*, что требует симметричного питания и симметричных пилообразных напряжений развертки u_{x1} и u_{x2} .

Анодное напряжение U_{a1} (сотни вольт) снимается с $R5$, $R6$ и регулируется потенциометром $R6$ («фокус»); U_{a2} (единицы киловольт) снимается с $R5$, $R6$, $R7$, $R8$. Аквадагу (Акв), предназначенному для улавливания вторичных электронов, выбиваемых из люминофора экрана, сообщают, как показано на схеме, потенциал второго анода.

Напряжение, приходящееся на резисторы $R8$, $R9$, подводится к потенциометрам $R10$, $R11$, механически связанным движками; эти потенциометры предназначены для смещения луча по горизонтали. Движок от $R11$ через резистор $R1$ соединен с пластиной $X1$, а движок от $R10$ через $R2$ — с пластиной $X2$. Когда поворотом оси потенциометров движки смещаются вправо, то потенциал пластины $X1$ понижается, а $X2$ — повышается, электронный пучок приближается к пластине X_2 ; при обратном движении оси — к пластине $X1$, но в обоих случаях средний потенциал остается неизменным.

Таким же этот потенциал будет во время развертки, так как напряжения развертки u_{x1} , u_{x2} симметричные — они численно равны и противоположны по знаку. В исходном положении луч должен быть примерно у края экрана, тогда можно полнее использовать диаметр экрана.

33.2. Основные каскады индикатора. Кроме ЭЛТ, индикатор содержит канал развертки, генератор масштабных импульсов, каскад формирования импульсов подсвета и усилитель видеосигналов (рис. 6.2).

Остроконечные синхронизирующие импульсы $u_{св}$ с периодом следования T_c запускают расширитель импульсов. Обычно это ждущий мультивибратор, формирующий прямоугольные импульсы $u_{рш}$, длительность которых $T_{пх}$ равна или больше времени запаздывания сигналов в данном диапазоне дальности РЛС. Именно в этом интервале времени нужно осуществить прямой ход развертки, подсвет экрана трубки и калибровку шкалы дальности индикатора. Вот почему всеми перечисленными схемами управляет расширитель импульсов.

Принципиально для подсвета трубки достаточно импульсов расширителя, которые при отрицательной полярности подаются на катод, а при положительной — на управляющий электрод. Но часто вводят специальный формирующий каскад, который наряду с усилением импульсов подсвета устраняет связь между расширителем и ЭЛТ.

Генератор напряжения развертки создает пилообразные импульсы, которые усиливаются по напряжению и преобразуются в два симметричных напряжения u_{x1} , u_{x2} , нарастающие во время прямого хода $T_{пх}$ и быстро спадающие во время обратного хода $T_{ох}$ развертки.

Усилитель напряжения развертки связан с отклоняющими пластинами $X1$, $X2$ переходными цепями $C1$, $R1$ и $C2$, $R2$. Во время прямого хода конденсаторы цепей заряжаются токами, замыкающимися по контурам: 1) корпус, $R8$, $R11$, $R1$, $C1$, участок ao выхода усилителя и 2) участок ob выхода усилителя, $C2$, $R2$, $R10$, $R9$, корпус. При обратном ходе развертки $T_{ох}$ и в стадии покоя $T_{п}$ конденсаторы $C1$, $C2$ разряжаются в обратных направлениях, но на конденсаторах остается постоянная составляющая импульсов развертки. За счет этого изменяется напряжение смещения на X -пластинах относительно установленного потенциометром $R11$, $R10$. Но самое главное, что переключение на другой диапазон дальности и нестабильность источников питания приводят к изменению постоянной составляющей напряжений развертки, а от нее зависит исходное положение светового пятна.

Это устраняется фиксирующими диодами $D1$, $D2$, которые, отпираясь при разряде конденсаторов $C1$, $C2$, шунтируют собой большие сопротивления $R1$, $R2$ и тем самым обеспечивают столь быстрый разряд, что начальное напряжение на горизонтально отклоняющих пластинах определяется только двоянным потенциометром $R11$, $R10$ и начало развертки всегда соответствует нулю шкалы дальности.

Видеоимпульсы $u_{в}$, поступающие с выхода приемника, подвергаются усилению и затем подаются на пластину $Y2$. Сочетание прямолинейной развертки дальности с амплитудной отметкой дает изображение на экране ЭЛТ в виде шумовой дорожки, на фоне которой видны всплески от зондирующего импульса 0 и импульсов целей 1 , 2 , ...

Простейший способ отсчета дальности — по механической шкале, образуемой рисками, которые наносятся механическим путем на светофильтр, вплотную прилегающий к экрану трубки. В случае необходимости механическая шкала калибруется масштабными калибрационными импульсами $u_{м}$ с периодом следования $T_{м}$, удобным для калибровки. Генератор масштабных импульсов управляется импульсами расширителя и на время калибровки подключается к пластине $Y1$ ключом (Кл). К этой же пластине постоянно подводится регулируемое напряжение смещения по вертикали (на рис. 6.2 не показано).

Изображение на экране индикатора, представленное на рисунке, соответствует положению импульсов видеосигналов $u_{в}$ и масштабных меток $u_{м}$ на временных диаграммах.

§ 34. Индикаторы дальности с кольцевой равномерной разверткой (типа J)

В индикаторах типа J развертка дальности имеет форму окружности радиуса R (рис. 6.3, a). При равномерном вращении светового пятна с угловой скоростью $\Omega = 2\pi F$ проекции пятна на оси x и y соответственно равны

$$x = R \sin \Omega t = R \sin 2\pi Ft; \quad y = R \cos \Omega t = R \cos 2\pi Ft.$$

Разделив x и y на соответствующие чувствительности трубки h_x , h_y , получим мгновенные значения напряжений, которые должны быть

приложены к горизонтально и вертикально отклоняющим пластинам:

$$u_x = x/h_x = (R/h_x) \sin 2\pi Ft = U_{xm} \sin 2\pi Ft,$$

$$u_y = y/h_y = (R/h_y) \cos 2\pi Ft = U_{ym} \sin (2\pi Ft \mp \pi/2),$$

т. е. для получения равномерной кольцевой развертки к X- и Y-пластинам должны быть приложены синусоидальные напряжения одинаковой частоты, сдвинутые по фазе на 90° и имеющие амплитуды $U_{xm} = R/h_x$ и $U_{ym} = R/h_y$.

Поскольку обе пары отклоняющих пластин используются для получения развертки, нужен дополнительный электрод для образования амплитудной отметки сигналов. Этот электрод, называемый *центральный*

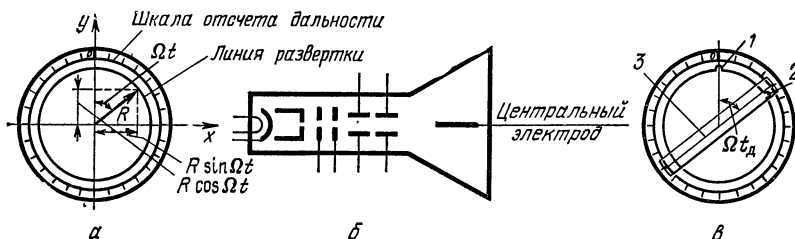


Рис. 6.3. ЭЛТ индикатора дальности с равномерной кольцевой разверткой.

ным, проходит через центр экрана (рис. 6.3, б), и при появлении на нем отрицательных видеоимпульсов световое пятно совершает радиальные выбросы 1, 2 от центра (рис. 6.3, в).

Пусть отметка 1 зондирующего импульса совпадает с нулем шкалы. Тогда отметка 2 цели с дальностью Д окажется повернутой от начального радиуса на угол Ωt_d , где $t_d = 2D/c$ — время запаздывания отраженного сигнала. Если этот угол, выраженный в радианах, умножить на радиус развертки R, то получим длину линии развертки от ее начала до отметки цели $l = \Omega t_d R = 2\pi F \cdot 2D R/c = 4\pi F R D/c$. Отсюда находим масштаб дальности

$$m_d = l/D = 4\pi F R/c \text{ [мм/км]}. \quad (6.6)$$

Как видно из формулы, шкала дальности получается равномерной, но нестабильность частоты развертки F может вызвать изменение масштаба m_d во времени. На практике этого легко избегают: так как напряжение генератора развертки синусоидальное, то возможна эффективная стабилизация частоты F с помощью кварцевого генератора.

Нужно предусмотреть еще стабильность нуля шкалы: для этого частоту развертки F устанавливают равной или в целое число n большей частоты следования импульсов F_c . При $n \neq 1$ нужно подсвечивать трубку не весь период $T_c = 1/F_c$, а только его n-ю часть, которая соответствует измеряемому диапазону дальности.

Схема получения напряжений кольцевой развертки и соответствующая векторная диаграмма показаны на рис. 6.4, а, б. На контуре $L_1, C1$ кварцевого автогенератора синусоидальных колебаний имеется напряжение U_1 , которое вызывает с отставанием по фазе на 90° ток I_1

в индуктивности $L1$. Этим током наводится э. д. с. \mathcal{E}_2 в индуктивности $L2$ с дополнительным отставанием по фазе на 90° . Вторичный контур $L2, C2, R$ настроен в резонанс с генератором, благодаря чему э. д. с. \mathcal{E}_2 и ток в контуре I_2 синфазны. Токи I_1 и I_2 , в свою очередь, наводят э. д. с. в катушках связи $L3, L4$, с которых снимаются напряжения развертки U_x и U_y на X - и Y -пластины трубки. Очевидно, что сдвиг по фазе между напряжениями U_x и U_y такой же, как между вызвавшими их токами I_1, I_2 , т. е. 90° .

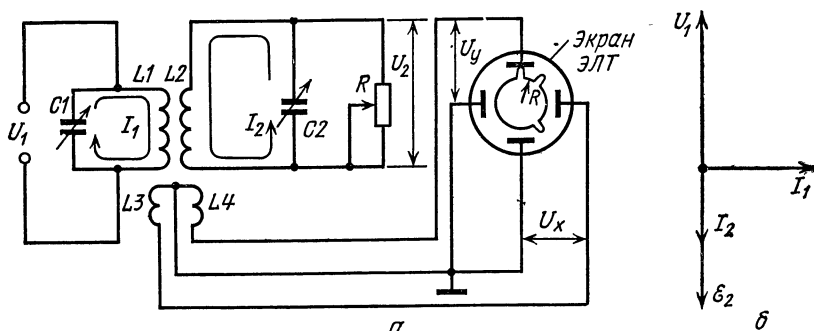


Рис. 6.4. Принципиальная схема получения кольцевой развертки (а) и векторная диаграмма напряжений и токов в схеме (б).

Регулировка каскада осуществляется таким образом:

- конденсатором $C2$ вторичный контур настраивается в резонанс и тем самым устанавливается требуемый сдвиг по фазе (90°) между напряжениями U_x, U_y ;

- потенциометром R изменяется затухание вторичного контура, чтобы напряжение U_y соответствовало напряжению U_x по амплитуде ($h_x U_{xm} = h_y U_{ym} = R$);

- конденсатором $C1$ настраивается в резонанс первичный контур, а это совместно с подбором режима автогенератора определяет амплитуды U_{xm} и U_{ym} , от которых зависит значение радиуса развертки R .

Характерно, что в индикаторе с кольцевой разверткой: а) отсутствуют обратный ход луча и связанные с этим ограничения максимума измеряемой дальности; б) при $n = 1$ не требуется схемы формирования импульсов подсвета; в) малейшее нарушение фазовых или амплитудных соотношений между отклоняющими напряжениями u_x и u_y вызывает эллиптичность развертки, которая легко обнаруживается на глаз и устраняется.

§ 35. Влияние индикаторов дальности на тактические показатели РЛС

35.1. Влияние индикатора на дальность обнаружения связано с происходящим в нем последетекторным интегрированием. Индикатор РЛС, как отмечалось, несовершенный интегратор по сравнению с когерентным.

35.2. Индикатор ухудшает разрешающую способность РЛС по дальности $\Delta D_{\text{мин}}$ вследствие несовершенства фокусировки светового пятна. При идеальной фокусировке разрешающая способность равна потенциальной, т. е. ограничивается только длительностью импульса τ_n (рис. 6.5, а) и согласно формуле (3.1) $\Delta D_{\text{мин п}} = c\tau_n/2$. Контуры реальных отметок целей имеют толщину диаметра пятна d_n (рис. 6.5, б), что соответствует дальности d_n/m_n . Это снижает вероятность различения отметок целей и ухудшает разрешающую способность до величины

$$\Delta D_{\text{мин}} = \sqrt{(c\tau_n/2)^2 + (d_n/m_n)^2}. \quad (6.7)$$

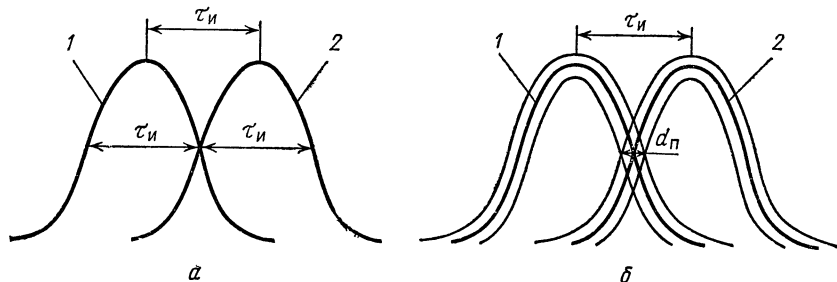


Рис. 6.5. К оценке разрешающей способности по дальности.

Так как слагаемые входят под знак радикала в квадрате, то при достаточно большой длительности импульса первое слагаемое больше второго и тогда можно пренебречь конечными размерами светового пятна ($\Delta D_{\text{мин}} \simeq c\tau_n/2$), а при обратном соотношении ($c\tau_n/2 < d_n/m_n$) разрешающая способность по дальности определяется только индикатором, точнее, зависит от диаметра пятна и масштаба дальности: $\Delta D_{\text{мин}} \simeq d_n/m_n$.

35.3. Реальная ошибка измерения дальности больше потенциальной [см. формулу (3.8)] за счет следующих составляющих.

а) Так как дальность цели $D = c t_n/2$, то относительная ошибка ее измерения складывается из относительных ошибок, вызванных незнанием точного значения скорости распространения электромагнитных волн и погрешностью определения времени запаздывания отраженного сигнала:

$$\Delta D/D = \Delta c/c + \Delta t_n/t_n. \quad (6.8)$$

Обычно принимают скорость c равной $3 \cdot 10^8$ м/с; более точно $c = 299792,5$ км/с, но и это значение среднее: изменения состояния атмосферы, земной и водной поверхности влияют в какой-то мере и на скорость c . Кроме того, наблюдается искривление (удлинение) траектории распространения радиоволн вследствие атмосферной рефракции.

Все это — методические ошибки, которые могут быть учтены при калибровке дальномера.

Ошибки измерения времени запаздывания сигнала более значительны. Они связаны с несовершенной синхронизацией, наличием задержек сигналов в цепях и системой отсчета в РЛС.

б) *Ошибки синхронизации* выражаются в несоответствии запуска передатчика и развертки дальности в индикаторе. Систематическая часть этих ошибок практически исключается тем, что отсчет дальности производят не от начала развертки, а от отметки зондирующего импульса. Случайные ошибки синхронизации имеют различное значение при различных способах синхронизации.

Источником импульсов, синхронизирующих работу всей РЛС, может служить модулятор передатчика, специальный релаксационный генератор, например блокинг-генератор, или генератор непрерывных синусоидальных колебаний. Если ключевое устройство модулятора ионное, то поскольку оно весьма инерционно, передатчик запускается с нестабильной задержкой и тогда развертку индикатора лучше синхронизировать от того же модулятора. Когда модулятор передатчика электронный (на жестких лампах), можно достичь погрешности синхронизации 10^{-5} от номинальной частоты кварцевого генератора, если использовать этот генератор в качестве первичного источника синусоидальных колебаний. Из них после ряда преобразований получают синхронизирующие импульсы.

в) *Задержки импульсов* разделяются на заранее предусмотренные и паразитные. Первые легко учитываются, а вторые вызывают систематические и случайные ошибки. Паразитные задержки происходят в цепях, содержащих индуктивности и емкости. Они, в частности, растягивают фронты импульсов, а это затрудняет точный отсчет дальности.

Систематическую ошибку, вызванную паразитными задержками, устраняют калибровкой нуля шкалы дальности. Калибровка производится по отраженному сигналу от местного предмета, дальность которого точно известна, или совмещением нуля шкалы с зондирующим импульсом.

Случайные ошибки сводятся к минимуму уменьшением самих паразитных задержек сигналов. Например, применяют импульсы с большими амплитудой и крутизной фронта или специальные схемы устранения ошибок, вызванных задержками сигналов.

Ошибкам отсчета как наиболее значительным посвящен отдельный параграф.

§ 36. Ошибки отсчета дальности

Эти ошибки зависят от способа отсчета.

36.1. Ошибки отсчета дальности по механической и электронной шкалам.

а) *Ошибки интерполяции и параллакса.* Первые возникают при оценке на глаз положения отметки цели между делениями шкалы, а вторые вызваны удаленностью плоскости экрана от механической шкалы. Ошибки интерполяции тем меньше, чем меньше интервал между делениями шкалы Δl , однако этот интервал делают не менее 2 мм, так как из-за несовершенства фокусировки диаметр пятна не удается установить меньшим 0,5—0,8 мм. Ошибки интерполяции и па-

раллакса случайные, они оцениваются среднеквадратическим значением

$$\sigma_{и п} = 0,15\Delta l/m_d = 0,15\Delta D_{шк}, \quad (6.9)$$

где $\Delta D_{шк}$ — цена деления шкалы дальности в километрах.

б) *Ошибки нелинейности развертки.* Для удобства отсчета координат деления механических шкал распределяют равномерно, но это требует постоянства масштаба, а следовательно, и скорости развертки. В действительности напряжение развертки в той или иной мере отклоняется от линейно-возрастающего или линейно-падающего. Чем больше нелинейность развертки, тем больше погрешность отсчета и, в частности, ошибка интерполяции. Среднеквадратическая ошибка такого рода

$$\sigma_{нр} = \beta \Delta D_{шк} / 8, \quad (6.10)$$

где β — коэффициент нелинейности развертки, равный отношению приращению скорости развертки за время ее прямого хода $T_{пх}$. В случае экспоненциально-изменяющегося напряжения развертки u_x (рис. 6.6)

$$\beta = U_{xm} / E_a \simeq \xi, \quad (6.11)$$

U_{xm} — амплитуда напряжения развертки; E_a — напряжение источника питания генератора развертки; $\xi = U_{xm} / E_a$ — коэффициент использования напряжения этого источника.

Если, например, при $E_a = 300$ В коэффициент нелинейных искажений не должен превышать $\beta = 1\%$, то амплитуда напряжения развертки будет не более $U_{xm} = \xi E_a \simeq \beta E_a = 0,01 \cdot 300 = 3$ В. В таких условиях требуется большое усиление напряжения развертки, при котором трудно избежать дополнительных нелинейных искажений. Обычно генератор развертки дополняют цепями отрицательной и положительной обратной связи или добиваются другими средствами того, чтобы еще до усилителя напряжение развертки было достаточно близким к линейно-равномерному при значительно большей амплитуде, чем в приведенном примере. Тогда ошибка дальности $\sigma_{нр}$, вызванная нелинейностью развертки, станет меньше.

в) *Всякая нестабильность напряжений, питающих генератор развертки и ЭЛТ, старение ламп, транзисторов и деталей в той или иной мере отражаются на скорости и масштабе развертки.* В связи с этим механическая шкала дальности периодически калибруется с помощью генератора калибрационных масштабных меток. По этим меткам скорость и начало развертки приводятся в соответствие со шкалой индикатора.

Если генератор масштабных импульсов не отключать от ЭЛТ, то можно отказаться от механической шкалы и отсчет дальности производить по полученной электронной шкале (рис. 6.1). Тем самым исклю-

чаются ошибки, вызванные параллаксом (шкала дальности и отметки целей находятся в одной плоскости) и нелинейностью развертки (интервал между метками электронной шкалы определяется скоростью развертки на любом участке шкалы). Ошибки интерполяции сохраняются.

Метки электронной шкалы амплитудные, если масштабные импульсы подаются на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ, или яркостные, если масштабные импульсы подводятся к управляющему электроду или катоду трубки. И в том, и в другом случае электронная шкала усложняет наблюдение за импульсами целей. Кроме того, отсчет дальности затрудняется отсутствием надписей на метках шкалы.

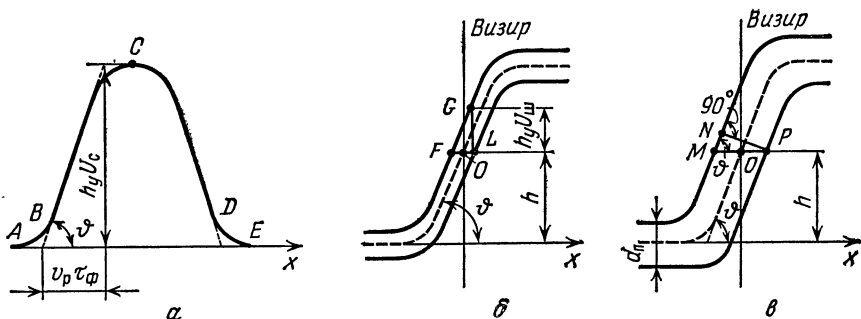


Рис. 6.7. Влияние уровня шумов и качества фокусировки луча в ЭЛТ на ошибку совмещения.

г) *Ошибки совмещения.* Пусть отсчет дальности производится совмещением *механического визира* $З$ (см. рис. 6.3, в) с фронтом отметки импульса цели, причем фокусировка в ЭЛТ идеальная и шумов нет.

Тогда видеоимпульс на экране трубки описывается ломаной линией $ABCDE$ (рис. 6.7, а). Угол наклона фронта ϑ определяется тем, что за время длительности фронта τ_ϕ электронный пучок проходит по оси x со скоростью развертки v_p расстояние $v_p \tau_\phi$ и одновременно смещается по вертикали на расстояние, равное произведению напряжения сигнала U_c на чувствительность трубки h_y по оси y :

$$\operatorname{tg} \vartheta = h_y U_c / v_p \tau_\phi. \quad (6.12)$$

Так как полоса пропускания приемника $\Delta f_{\text{проп}}$ в равной мере ограничивает воспроизводимый спектр частот сигналов и шумов, то длительность шумовых выбросов того же порядка ($1/\Delta f_{\text{проп}}$), что и сигналов ($\tau_{\text{ш}} \simeq 1/\Delta f_{\text{проп}}$). Выбросы хаотически изменяют контур сигнала, но зрение интегрирует флуктуации, и оператор воспринимает выбросы как расширение контуров сигнала (рис. 6.7, б). Это особенно затрудняет выявление начала фронта, в связи с чем измерения производят на некоторой высоте h над линией развертки, но и здесь точка O пересечения визира с фронтом импульса определяется с ошибкой дальности $\Delta D_{\text{ш}}$, которая может достигь величины $FO = OL$, деленной на масштаб развертки m_d . Учитывая также, что в треугольнике FGL вы-

сота GL равна действующему значению напряжения шумов $U_{\text{ш}}$, умноженному на чувствительность трубки h_y , можем записать

$$\text{tg} \vartheta = GL/FL = h_y U_{\text{ш}}/2FO = h_y U_{\text{ш}}/2\Delta D_{\text{ш}} m_{\text{д}}. \quad (6.13)$$

Приравниваем правые части выражений (6.12), (6.13) и находим ошибку совмещения, обусловленную шумами:

$$\Delta D_{\text{ш}} = h_y U_{\text{ш}} v_p \tau_{\text{ф}}/2m_{\text{д}} h_y U_c = v_p \tau_{\text{ф}} U_{\text{ш}}/2m_{\text{д}} U_c. \quad (6.14)$$

Независимо от шумов очертания импульса расплываются за счет несовершенной фокусировки на величину диаметра пятна $NP = d_{\text{п}}$ (рис. 6.7, в). Это вызывает ошибку совмещения $\Delta D_{\text{ф}}$, которую определим из прямоугольного треугольника MNP и формулы (6.12):

$$\begin{aligned} \Delta D_{\text{ф}} &= MP/2m_{\text{д}} = NP/2m_{\text{д}} \sin \vartheta = d_{\text{п}} \text{cosec} \vartheta/2m_{\text{д}} = \\ &= d_{\text{п}} \sqrt{1 + \text{ctg}^2 \vartheta} / 2m_{\text{д}} = d_{\text{п}} \sqrt{1 + (v_p \tau_{\text{ф}}/h_y U_c)^2} / 2m_{\text{д}}. \end{aligned} \quad (6.15)$$

Поскольку расширение контуров импульса, вызванное шумами и несовершенной фокусировкой, имеет случайный характер, то связанную с этим ошибку совмещения можно выразить формулой

$$\begin{aligned} \Delta D_c &= \sqrt{\Delta D_{\text{ш}}^2 + \Delta D_{\text{ф}}^2} = \\ &= \sqrt{v_p^2 \tau_{\text{ф}}^2 U_{\text{ш}}^2 / U_c^2 + d_{\text{п}}^2 [1 + (v_p \tau_{\text{ф}}/h_y U_c)^2] / 2m_{\text{д}}}. \end{aligned} \quad (6.16)$$

Таким образом, *ошибка совмещения тем меньше, чем больше масштаб дальности, отношение сигнал/шум и чувствительность трубки, а также чем меньше длительность фронта и диаметр пятна (выше показатель фокусировки $Q_{\text{ф}}$)*.

Теперь можно понять, что из перечисленных в § 34 свойств индикаторов с кольцевой разверткой особенно важны: высокая равномерность и стабильность масштаба дальности $m_{\text{д}}$, а также трехкратное (точнее, в π раз) увеличение $m_{\text{д}}$ за счет удлинения линии развертки. Все это позволяет добиться высокой точности отсчета даже по механической шкале с применением механического визира.

Индикаторы типа J имеют и недостатки: отсчет дальности по круговой шкале более затруднен, чем по прямолинейной; ЭЛТ усложняется введением центрального электрода; чувствительность трубки по центральному электроду низкая, и это требует повышения амплитуды видеопульсов до ста и более вольт.

36.2. Методы последовательного отсчета и электронного визира. Метод последовательного отсчета требует применения двух ЭЛТ с одинаковыми или различными законами изменения напряжения развертки. На одной ЭЛТ просматривается весь диапазон дальности, причем дальность цели определяется грубо, скажем, выражается целым числом километров, а на другой трубке просматривается лишь небольшая часть этого диапазона, что позволяет уточнить дальность цели. Вторая шкала, следовательно, является нониусом относительно первой, и искомая дальность определяется суммированием показаний обеих шкал. Отсюда происходят такие названия метода, как двухшкальный, нониусный и последовательного отсчета.

Высокая точность измерения достигается прежде всего значительным укрупнением масштаба развертки. Это же способствует повышению разрешающей способности станции по дальности.

Метод отсчета с помощью электронного визира. Такой визир создается генератором измерительного импульса, который подается на вертикально отклоняющую пластину (рис. 6.8). Измерительный импульс в отличие от масштабных должен иметь переменную задержку относительно импульса передатчика. В связи с этим импульсом синхронизации запускаются не только каналы развертки и формирования импульсов подсвета, но и схема временной задержки, которая определяет начало генерирования измерительного импульса. Задержка регулируется линейным потенциометром П.

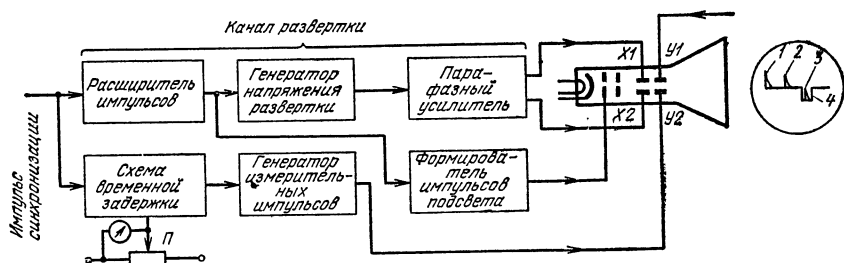


Рис. 6.8. Функциональная схема измерения дальности с помощью электронного визира.

Измерительный импульс при прямоугольной форме и соответствующей полярности на У-пластинах создает визир 4 в форме «колодца». Вращая движок потенциометра П, визир перемещают вдоль линии развертки до «попадания» в него отметки наблюдаемой цели 3. Так как это происходит, когда задержка импульса визира равна времени $t_d = 2D/c$, то дальность цели D отсчитывают по шкале потенциометра.

В таких условиях ЭЛТ не является измерительным прибором. Значит, отпадают ошибки, вызванные параллаксом, нелинейностью развертки, смещением начала развертки и др. Сохраняется ошибка совмещения $(0,3 - 0,5)d_{\text{п}}/m_d$, вызванная несовершенной фокусировкой, и появляются ошибки, связанные с интерполяцией по шкале потенциометра (0,05 — 0,1 от деления шкалы) и нестабильностью задержки.

Ошибка задержки различная для разных схем. В наименее совершенной схеме временной задержки — со ждущим мультивибратором — погрешность достигает нескольких процентов. Особенно ощущается изменение задержки в результате старения деталей и смены ламп. Более совершенная схема — фантастронный генератор с катодной связью — позволяет получить задержку с нестабильностью 1% от максимальной. Ошибка задержки уменьшается до десятых долей процента, если перейти к схеме, основанной на сравнении пилообразного напряжения с опорным. Высокую точность задержки (0,01—0,1%) обеспечивает фазовращатель синусоидального напряжения, полученного от кварцевого генератора [48, т. 3].

Пример 6.1. Индикатор с электронным визиром, рассчитанным на измерение дальности до $D_{\text{макс}} = 20$ км, имеет ЭЛТ с диаметром экрана $d_{\text{тр}} = 38$ см и разрешающей способностью $Q_{\text{ф}} = 200$. Определить результирующую среднеквадратическую ошибку отсчета дальности, если цена деления шкалы потенциометра схемы задержки $\Delta D_{\text{шк}} = 100$ м; работа этой схемы основана на сравнении пилообразного напряжения с опорным ($\sigma_{\text{зад}} = 0,15\% D_{\text{макс}}$); несовершенная фокусировка вызывает ошибку отсчета $\sigma_{\text{с}} = 0,4d_{\text{п}}/m_{\text{д}}$.

Длина линии развертки при коэффициенте использования экрана $k_{\text{тр}} = 0,9$ равна $l_{\text{р}} = k_{\text{тр}}d_{\text{тр}} = 0,9 \cdot 380 = 342$ мм.

Масштаб дальности $m_{\text{д}} = l_{\text{р}}/D_{\text{макс}} = 342/20 = 17,1$ мм/км.

Ошибка совмещения, обусловленная несовершенной фокусировкой: $\sigma_{\text{с}} = 0,4d_{\text{п}}/m_{\text{д}} = 0,4d_{\text{тр}}/m_{\text{д}}Q_{\text{ф}} = 0,4 \cdot 380/17,1 \cdot 200 = 0,04$ км = 40 м.

Ошибка, обусловленная нестабильностью задержки: $\sigma_{\text{зад}} = 0,15\% D_{\text{макс}} = 0,0015 \cdot 20 = 0,03$ км = 30 м.

Ошибка интерполяции по шкале потенциометра дальности $\sigma_{\text{инт}} = 0,05\Delta D_{\text{шк}} = 0,05 \cdot 100 = 5$ м.

Результирующая среднеквадратическая ошибка отсчета

$$\sigma_{\text{отс}} = \sqrt{\sigma_{\text{с}}^2 + \sigma_{\text{зад}}^2 + \sigma_{\text{инт}}^2} = \sqrt{16 \cdot 10^2 + 9 \cdot 10^2 + 25} \simeq 50 \text{ м.}$$

Наиболее совершенный метод отсчета совмещает в себе двухшкальность с электронным визиром.

§ 37. Калибраторы дальности

Калибрационное напряжение обычно представляет собой импульсы, период следования которых с большой точностью соответствует определенному интервалу между масштабными метками. Например, для калибровки двухкилометровыми масштабными метками ($\Delta D_{\text{к}} = 2$ км) частота калибрационного напряжения должна быть равна $F_{\text{к}} = 1/T_{\text{к}} = c/2\Delta D_{\text{к}} = 3 \cdot 10^8/2 \cdot 2 \cdot 10^3 = 0,75 \cdot 10^5$ Гц = 75 кГц.

Калибрационные импульсы должны быть высокостабильными по частоте следования, иметь минимальную длительность и большую крутизну фронта.

Если РЛС синхронизируется импульсами модулятора, то калибрационное напряжение тоже должно синхронизироваться от передатчика, а это значит, что калибратор дальности нужно возбуждать ударно (периодически). Такой калибратор не может быть построен на основе кварцевого генератора, ударное возбуждение которого крайне сложно. Для этой цели пригоден генератор с ударным возбуждением высокодобротного контура, на основе которого построен калибратор, представленный на рис. 6.9.

Пусковой импульс u_1 запускает расширитель, импульсы u_2 которого управляют генератором с ударным возбуждением. Каждая серия синусоидальных колебаний u_3 этого генератора имеет частоту 15 кГц и длительность прямого хода развертки. Двухсторонний ограничитель-усилитель преобразует их в прямоугольные колебания u_4 . Последние

дифференцируются одной цепью R, C и принимают форму остроконечных импульсов u_5 чередующейся полярности. Если их подвергнуть одностороннему ограничению и обострить, то получатся масштабные импульсы с частотой следования 15 кГц, т. е. с интервалом, соответствующим дальности 10 км.

При шкале дальности в сотни километров таких импульсов очень много и различить их на экране трудно (на метках нет надписей). В связи с этим каждым пятым положительным импульсом u_5 запускает.

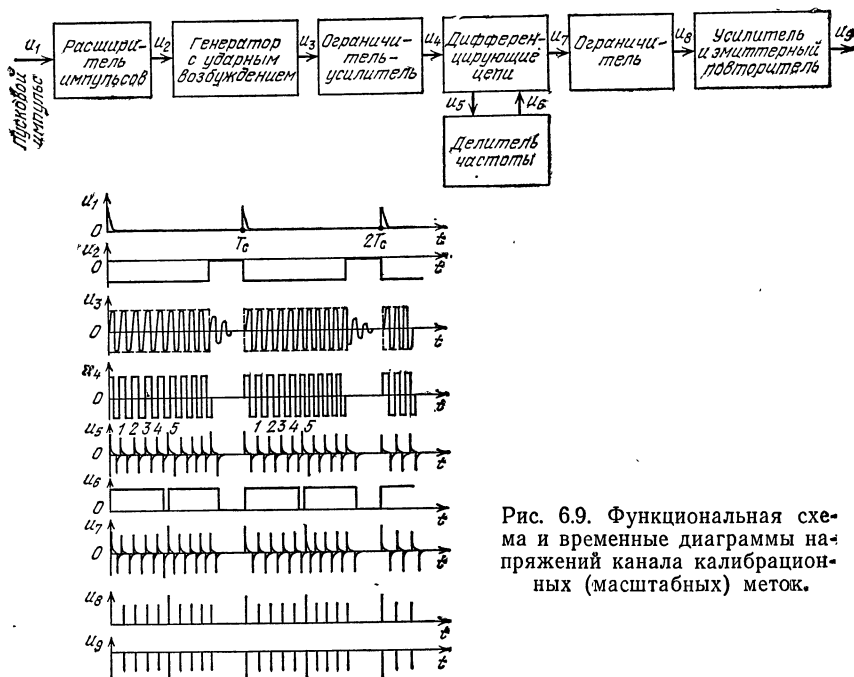


Рис. 6.9. Функциональная схема и временные диаграммы напряжений канала калибровочных (масштабных) меток.

ся делитель частоты, генерирующий импульсы u_6 длительностью около 300 мкс (45 км). После дифференцирования их другой цепью RC образуются 50-километровые импульсы большей амплитуды, чем 10-километровые. И те, и другие (u_7) выделяются на общем сопротивлении и после ограничения сохраняют одну полярность (u_8). Усилитель меняет полярность масштабных импульсов u_8 с положительной на отрицательную (u_6) и одновременно обостряет эти импульсы. Иногда калибратор дополняют катодным (эмиттерным) повторителем, чтобы последний, благодаря своим большому входному и малому выходному сопротивлениям, служил буферным каскадом между калибратором, с одной стороны, и электронно-лучевой трубкой и другими цепями, с другой.

Калибраторы дальности с ударным возбуждением контура применяются в дальномерах малой и средней точности. Если требуется высокая точность измерения дальности порядка 10^{-5} — 10^{-6} , то мо-

дулятор дальномера обязательно выполняют на жестких лампах, синхронизацию осуществляют по принципу деления частоты колебаний кварцевого генератора и, наконец, калибрационное напряжение получают от того же первичного источника.

§ 38. Индикатор кругового обзора как выходное устройство РЛС кругового обзора

Индикаторы кругового обзора (ИКО) предназначены для визуальной индикации целей и измерения их дальности и азимута в полярных координатах.

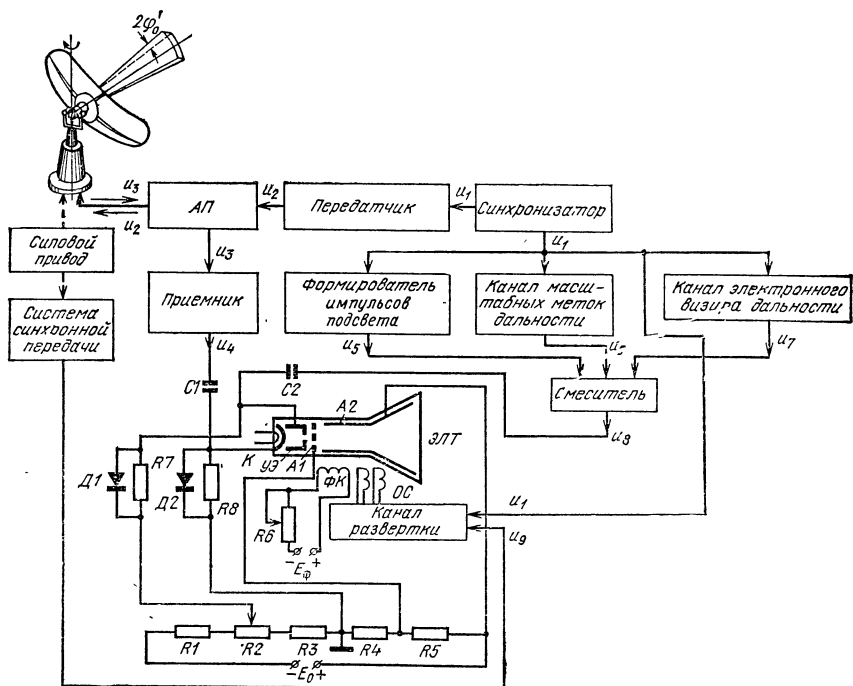


Рис. 6.10. Функциональная схема РЛС кругового обзора.

Рассмотрим функциональную схему импульсной РЛС кругового обзора с ИКО в качестве выходного устройства (рис. 6.10). Передатчик, запускаемый синхриимпульсами u_1 , генерирует радиопульсы u_2 , которые через антенный переключатель поступают в антенну и зондируют пространство веерным лучом, сжатым до угла $2\phi_0$ в горизонтальной плоскости. Этим лучом, вращающимся с помощью силового привода антенны вокруг ее вертикальной оси, совершается круговой обзор пространства. Отраженные сигналы u_3 принимаются той же антенной и поступают в приемник, где усиливаются и преобразуются в видеопульсы u_4 .

Для воспроизведения двух координат целей требуются яркостные отметки. Кроме того, послесвечение трубки ИКО должно быть значительно большим, чем ЭЛТ индикаторов дальности, так как цикл кругового обзора совершается за период вращения антенны T_A , а развертка дальности — с периодом следования импульсов $T_c \ll T_A$. Значит, нужны высокая разрешающая способность трубки Q_Φ и хорошая фокусировка электронного пучка большой плотности, а для этого более пригодны магнитные трубки, чем электростатические.

Питание электронного прожектора и анода А2 трубки производится от высоковольтного выпрямителя с высокоомным делителем $R1-R5$. Яркость пятна регулируется потенциометром $R2$, с которого (совместно с $R3$) отрицательное напряжение поступает на модулятор. Электронный пучок получает необходимое ускорение от анодов А1, и А2, причем А2 покрыт аквадагом. Напряжение на А1 подается с резистора $R4$, а на А2 с резисторов $R4$ и $R5$. Фокусирующая катушка (ФК) питается от низковольтного источника постоянного напряжения E_Φ через переменное сопротивление $R6$.

Катушки отклоняющей системы (ОС) предназначены для получения в трубке магнитного поля, которое отклоняет электронный пучок перпендикулярно линиям магнитного поля и этим создает *радиально-круговую развертку*. Такая развертка сочетает: а) развертку дальности в виде повторяемого через период T_c радиального движения светового пятна от центра экрана к его периферии и обратно; б) азимутальную развертку в виде синхронного с антенной вращения радиуса развертки дальности. Канал развертки предназначен для получения соответствующих токов в катушках отклоняющей системы. Этот канал запускается синхроимпульсами u_1 для синхронизации развертки дальности с запуском передатчика и, кроме того, управляется напряжением u_2 системы передачи углов, механически связанной с силовым приводом антенны.

Пусть $F_c = 1/T_c = 1000$ Гц, а угловая скорость вращения антенны $\Omega_A = 60$ об/мин = 360 град/с. Тогда на каждый градус азимутальной развертки приходится $1000/360 = 3,3$ радиальных разверток дальности. Если к тому же учесть несовершенную фокусировку светового пятна и наличие послесвечения экрана ЭЛТ, то станет ясным, что в таких условиях глаз оператора не в состоянии различить линии, описываемые пятном, они сливаются и создают световой фон.

Отрицательные видеопульсы u_4 следуют через переходную цепь $C1, R8$ на катод К и засвечивают те точки экрана, которые в моменты приема пачки N_i импульсов от данной цели облучаются электронным пучком. Так как пучок совершает радиально-круговую развертку, то отметка каждой цели принимает форму дуги из ярких пятен на N_i радиусах. Угловая ширина дуги примерно такая же, как луча антенны по азимуту ($2\Phi_0$).

Все это говорит о том, что в ИКО азимут цели определяется угловым положением радиуса, пересекающего середину дуги отметки цели, а дальность определяется длиной радиуса этой дуги. Например, по изображению на экране ИКО (рис. 6.11, а) отметка цели 1 имеет радиус l_1 , пропорциональный дальности D_1 , а продолжение этого радиуса

указывает, что азимут цели равен α_1 . Аналогично радиус отметки 2 по своей длине l_2 соответствует дальности цели D_2 , а по своему направлению — азимуту цели α_2 ; угловые границы второй отметки α_2 — φ'_0 и $\alpha_2 + \varphi'_0$.

Отсчет координат по ИКО, как и в других индикаторах РЛС, производится посредством механических и электронных шкал и визиров. Шкалы дальности образуются окружностями 3, радиусы которых тем больше, чем большим дальностям они соответствуют.

В механических шкалах метки наносятся на защитное стекло или светофильтр. В электронных шкалах метки вызываются остроконечными импульсами, следующими через равные интервалы времени от

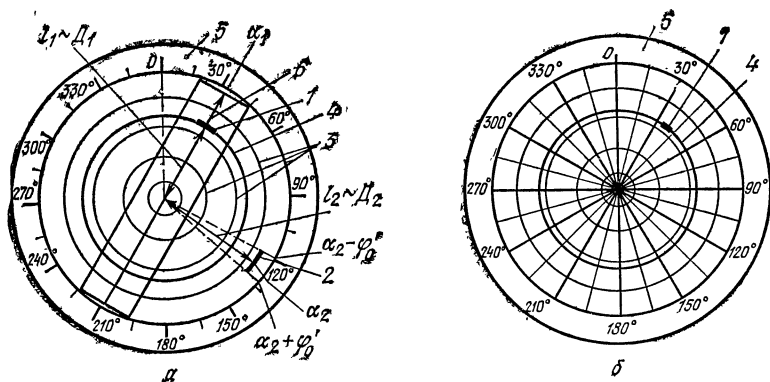


Рис. 6.11. Отсчет координат с экрана ИКО.

зондирующего импульса. Электронные метки яркостные, они принимают форму окружностей благодаря азимутальной развертке.

Электронный визир дальности 4 создается измерительным импульсом с регулируемой задержкой. Это позволяет изменять радиус визира с тем, чтобы при пересечении отметки цели визиром можно было определить дальность по задержке измерительного импульса.

Механическая азимутальная шкала 5 наносится на кольцо, охватывающее экран. Отсчет азимута производится с помощью визирной линии 6, нанесенной на подвижный светофильтр или защитное стекло. Более точный отсчет дает электронная шкала азимута в виде радиальных линий, засвечиваемых на экране через определенные углы поворота антенны (рис. 6.11, б). Такая шкала обычно формируется посредством сельсинов, связанных с силовым приводом антенны.

Импульсы подсвета рабочего хода развертки дальности u_5 , меток дальности u_6 и электронного визира u_7 генерируются в соответствующих каналах, которые запускаются синхронизатором (см. рис. 6.10). После смешивания эти импульсы (u_6) положительной полярности через переходную цепь $C2, R7$ подаются на модулятор (УЭ) трубки. Диоды $D1, D2$ ускоряют разряд конденсаторов $C1, C2$ в интервалах между импульсами. Тем самым фиксируются исходные потенциалы смещения на катоде и модуляторе ЭЛТ.

§ 39. Отклоняющие катушки ЭЛТ как нагрузка канала развертки

39.1. Особенности отклоняющих систем магнитных ЭЛТ. *Отклоняющие системы* различают: а) по числу пар катушек — с одной вращающейся и двумя или тремя неподвижными; б) по наличию или отсутствию в них сердечника и в) по расположению обмоток относительно создаваемых ими полей — последовательному или параллельному.

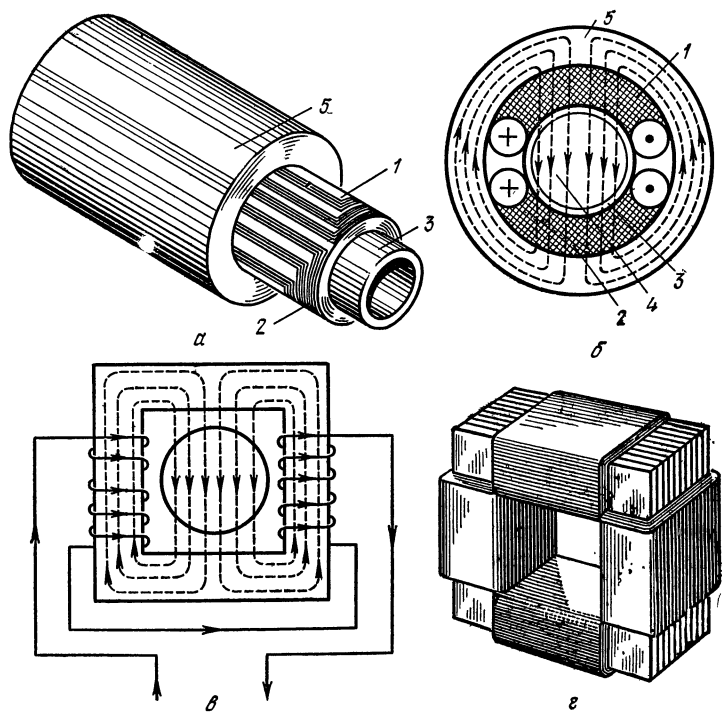


Рис. 6.12. Отклоняющие системы ЭЛТ, применяемые в индикаторах кругового обзора.

На рис. 6.12, а, б представлена отклоняющая система с одной парой последовательно включенных катушек 1, 2 без сердечника. Магнитные потоки 4, создаваемые ими, *последовательно* проходят горловину трубки 3 и обе катушки. Ферромагнитный цилиндр 5 препятствует рассеянию магнитного поля катушек и этим повышает напряженность поля в трубке.

На рис. 6.12, в показано *параллельное* сложение магнитных потоков, возбуждаемых током одной пары катушек с ферромагнитным сердечником трансформаторного типа. Материалом сердечника может служить гиперсил, пермаллой и кремнистая сталь. Катушки для горизонтального отклонения размещаются на вертикальных стержнях, а для вертикального отклонения — на горизонтальных (рис. 6.12, г). Сер-

дечники набираются из пластин толщиной 0,35 мм, чтобы ослабить вихревые токи. При параллельном сложении полей они в большей мере рассеиваются вне горловины трубки, чем при последовательном, но наличие ферромагнитного сердечника позволяет это различие сгладить и сделать магнитное поле в трубке достаточно однородным.

Отклоняющие системы без сердечника применяются в ИКО с вращающейся катушкой, где особенно важен малый вес системы, и в индикаторах с большой скоростью развертки дальности, где существенное значение имеет отсутствие паразитной емкости между катушками и сердечником.

Преимущество отклоняющих систем с сердечником — в более высокой эффективности отклонения электронного пучка, обусловленной малым сопротивлением магнитной цепи. Такие системы используются в ИКО с неподвижными или медленно вращающимися катушками.

В магнитных трубках отклонение электронного пучка прямо пропорционально току i_k отклоняющих катушек, а не напряжению на них u_k , как в электростатических трубках. Поэтому для получения *линейно-равномерной развертки дальности, как это требуется в ИКО, именно ток i_k должен изменяться по линейному закону.*

Такой ток генерировать труднее, чем линейно-изменяющееся напряжение, так как полное сопротивление отклоняющих катушек имеет малую величину и комплексный характер. Оно образуется индуктивностью L_k , паразитной емкостью C_k , сопротивлением потерь r_k катушек и сопротивлением шунта $R_{ш}$, составляющими параллельный контур (рис. 6.13, а). Допустим, что ток i_k в катушке удовлетворяет требованиям равномерной развертки: линейно нарастает на величину $I_{км}$ за время прямого хода $T_{пх}$ (рис. 6.13, б). По такому же линейному закону нарастает падение напряжения на активном сопротивлении $u_r = i_k r_k$. Падение напряжения u_L на индуктивности имеет постоянное значение $u_L = L di_k/dt = LI_{км}/T_{пх}$.

Так как напряжение на отклоняющей катушке u_k равно сумме напряжений u_r и u_L , то оно трапецеидально по форме. При обратном ходе развертки форма напряжения u_k не существенна: на это время трубка гасится. Заметим все же, что скорость изменения обратного тока катушки, а с ней и напряжение $u_L = L di_k/dt$ отрицательны, за счет чего напряжение на катушке $u_k = u_L + u_r$ меняет полярность на противоположную.

Напряжение u_k приложено не только к ветви L_k, r_k , но и к емкости C_k . Поэтому строго трапецеидальным оно быть не может: пьедестал трапеции напряжения u_k требует того, чтобы в начале прямого хода развертки емкость C_k мгновенно зарядилась бесконечно большим током i_c , а это физически невозможно. Реальный генератор развертки развивает конечный ток i_r и напряжение на емкости u_k нарастает постепенно. Соответственно ток катушки i_k увеличивается медленнее, чем это требуется для равномерной развертки (см. пунктирные линии на эпюрах i_k и u_k).

Искажение начального участка развертки длится примерно $t_{пх} = 5 - 20$ мкс, за счет чего первые 750 — 3000 м дальности измеряются со значительными ошибками. Однако это не имеет большого практи-

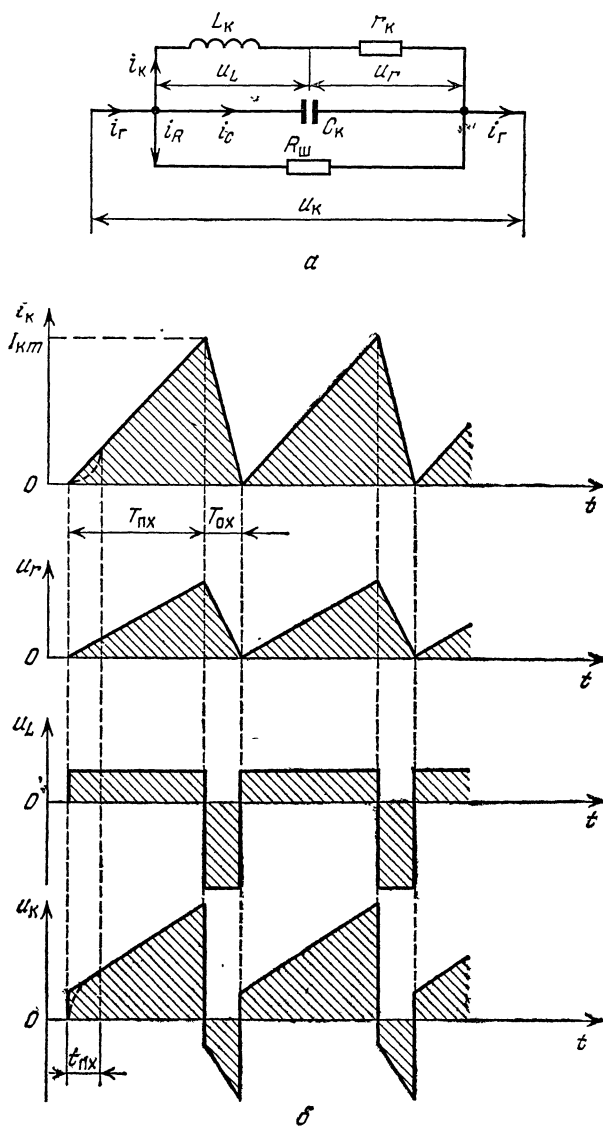


Рис. 6.13. Эквивалентная схема отклоняющей катушки ЭЛТ (а), напряжения и токи в катушке (б).

ческого значения, поскольку некоторая область вокруг центра экрана ИКО засвечена отражениями от местных предметов.

Резистор $R_{\text{ш}}$ предназначен для гашения паразитных колебаний в контуре $L_{\text{к}}, C_{\text{к}}, r_{\text{к}}$ и подбирается из расчета критического затухания [8]:

$$R_{\text{ш}} = 0,5 \sqrt{L_{\text{к}}/C_{\text{к}}} = \rho/2. \quad (6.17)$$

39.2. Способы получения развертки дальности в магнитных трубках. *Первый способ:* выходной каскад канала развертки с очень малым выходным (внутренним) сопротивлением $Z_{\text{вых}}$ возбуждается трапецидальными импульсами напряжения. Падение напряжения на сопротивлении $Z_{\text{вых}}$ можно пренебречь и считать, что напряжение $u_{\text{к}}$ на нагрузке канала развертки, т. е. на отклоняющих катушках, равно входной э. д. с. трапецидальной формы. Этого достаточно, как показано на рис. 6.13, для получения линейно-возрастающего тока развертки $i_{\text{к}}$.

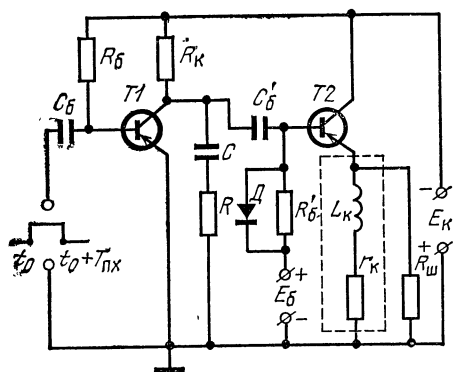


Рис. 6.14. Генератор пилообразного тока развертки ЭЛТ.

Именно такой принцип положен в основу схемы рис. 6.14. Первый каскад, выполненный на транзисторе Т1, предназначен для генерирования трапецидального напряжения, а выходной каскад (Т2), имеющий в качестве нагрузки отклоняющую

катушку ($L_{\text{к}}, r_{\text{к}}$), выполнен по схеме эмиттерного повторителя.

В исходном состоянии транзистор Т1 отперт, так как база его через резистор $R_{\text{б}}$ подключена к зажиму $-E_{\text{к}}$. Отпертый транзистор шунтирует цепь C, R , и поэтому напряжение на ней практически равно нулю. Положительный импульс расширителя, поданный в момент t_0 через переходную цепь $C_{\text{б}}, R_{\text{б}}$ на базу Т1, запирает транзистор вплоть до окончания прямого хода развертки ($t_0 + T_{\text{п.х}}$). За это время конденсатор C заряжается по экспоненциальному закону током интегрирующей цепи: корпус, $R, C, R_{\text{к}}, -E_{\text{к}}$. При использовании начального участка экспоненты ток зарядки с некоторым приближением можно считать постоянным, и тогда на резисторе R образуется пьедестал, а на конденсаторе C — пилообразная часть трапецидального напряжения.

Это напряжение через переходную цепь $C'_{\text{б}}, R'_{\text{б}}$ вместе с положительным напряжением смещения $E_{\text{б}}$ подводится к базе эмиттерного повторителя (Т2). На отклоняющей катушке $L_{\text{к}}$ как на нагрузке повторителя трапецидальное напряжение воспроизводится почти без искажений, а это и требуется для получения линейно-изменяющегося тока развертки. Роль эмиттерного повторителя можно объяснить так: благодаря глубокой отрицательной обратной связи по напряжению эмиттерный повторитель обладает большим входным и малым выходным

сопротивлением, последнее является причиной того, что напряжение на отклоняющей катушке почти равно трапецеидальному напряжению, подводимому от цепи RC к $T2$.

Диод D отпирается на время обратного хода развертки. Шунтируя резистор R'_6 , диод фиксирует смещение на базе $T2$. Величина смещения E_6 подбирается из расчета надежного запираания $T2$ до очередного прямого хода развертки. В это же время накопленная в индуктивности L_K и паразитной емкости C_K энергия рассеивается в контуре L_K, C_K, r_K . Чтобы процесс рассеяния был апериодическим, а не колебательным, предусмотрен резистор $R_{ш}$, шунтирующий контур до критического затухания.

Второй способ получения пилообразного тока основан на применении оконечного каскада усилителя развертки с большим выходным (внутренним) сопротивлением, которое достигается введением в усилитель глубокой отрицательной обратной связи по току. При этом ток в нагрузке усилителя, т. е. в отклоняющей катушке, не зависит от ее параметров и задается генератором тока (а не напряжения) развертки i_r , равного сумме токов через ветвь L_K, r_K , емкость C_K и резистор $R_{ш}$. В частности, если нужно существенно уменьшить нелинейность начала развертки, ток i_r должен иметь большой начальный пик, которым быстро заряжается паразитная емкость отклоняющих катушек.

§ 40. Получение радиально-круговой развертки в ИКО с вращающимися отклоняющими катушками

Вращающаяся отклоняющая система содержит пару катушек, которая для получения радиального движения луча питается пилообразными импульсами тока с постоянной амплитудой, а для получения азимутальной части развертки вращается вокруг горловины трубки синхронно с антенной.

Канал развертки дальности ИКО с вращающимися катушками (рис. 6.15) содержит каскад запуска $L1$, расширитель импульсов $L2$, усилитель импульсов подсвета $L3A$, генератор трапецеидального напряжения $L3B$, трехкаскадный усилитель $L4A, L4B, L5$ и ограничитель развертки $L6$.

Каскад запуска предназначен для того, чтобы исключить запуск канала развертки от случайных импульсных наводок и для осуществления запуска стабильными по амплитуде импульсами. Перед запуском триод $L1$ заперт отрицательным напряжением, которое снимается с делителя $R1, R2$, подключенного к источнику смещения $E_{см}$. Положительный импульс синхронизации, поступая через цепь $C1, R3$ на сетку $L1$, отпирает триод, и в этот момент t_0 снимается отрицательный импульс напряжения с резисторов $R4, R5$, являющихся общей нагрузкой анодных цепей $L1$ и $L2A$.

Расширитель импульсов представляет собой ждущий мультивибратор с катодной связью, выполненный на двойном триоде $L2$. Его неустойчивое состояние обусловлено цепью $C2, R6$ реостатно-емкостной связи с анода $L2A$ на сетку $L2B$, а устойчивое состояние — реостат-

ной обратной связью с Л2Б на Л2А через общий катодный резистор R_9 .

Перед запуском триод Л2Б отперт, а Л2А заперт. Отрицательный перепад напряжения на R_4 , R_5 , вызванный импульсом синхронизации, полностью передается через конденсатор C_2 на сетку Л2Б и этим вызывает прямое опрокидывание схемы: Л2Б лавинообразно запирается, а Л2А отпирается. Наступает рабочая стадия.

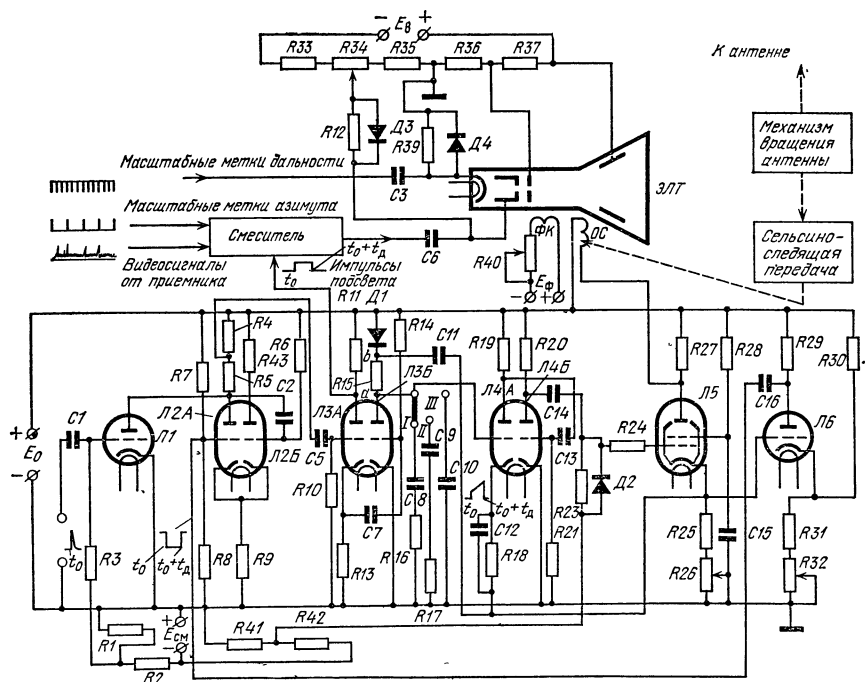


Рис. 6.15. Принципиальная схема ИКО с вращающимися катушками.

Поскольку в это время триод Л2А отперт, снимаемые с резистора R_4 прямоугольные импульсы отрицательные. Они следуют через переходную цепь C_5 , R_{10} на сетку Л3А, усиливаются триодом и с положительной полярностью подаются в смеситель, а от него через цепь C_6 , R_{12} на модулятор трубки — для подсвета прямого хода развертки.

Лампа Л3А кроме анодной нагрузки R_{11} имеет катодную нагрузку R_{13} . Выделяемые на R_{13} отрицательные прямоугольные импульсы подводятся по переходной цепи C_7 , R_{14} к сетке Л3Б. Этим управляющим импульсом триод Л3Б, ранее отпертый благодаря небольшому положительному напряжению на сетке (последняя через R_{14} подключена к зажиму $+E_0$), запирается.

Генератор трапецидального напряжения выполнен по схеме с катодно-следящим каскадом и кроме разрядной лампы Л3Б содержит

интегрирующую цепь $R15$, $C8$, $R16$ (или $R15$, $C9$, $R17$ или $R15$, $C10$), диод $D1$ и катодно-следящий «каскад», роль которого выполняет усилитель $L4A$, $L4B$, $L5$ с катодной нагрузкой $R25$, $R26$. Через конденсатор большой емкости $C11$ замыкается цепь обратной связи с катодного выхода $R25$, $R26$ усилителя к собственно генератору (к точке b). Убедимся, что эта связь положительная: если потенциал точки a повышается, то на аноде $L4A$ и связанной с ним через цепь $C13$, $R21$ сетке $L4B$ потенциал уменьшается; следовательно, на аноде $L4B$ и связанной с ним через $C14$, $R23$ управляющей сетке и катоде лампы $L5$ потенциал повышается. Полученное повышение потенциала сообщается точке b , т. е. обратная связь действительно положительная.

При запертой лампе, т. е. во время прямого хода развертки, конденсатор интегрирующей цепи заряжается током, идущим от $+E_0$ через $D1$, $R15$, $C8$, $R16$ к минусовому зажиму источника. Вызванное этим повышение потенциала точки a передается через петлю обратной связи точке b , и если коэффициент передачи напряжения в петле равен единице, то разность потенциалов между b и a , т. е. на резисторе $R15$, автоматически поддерживается постоянной. Но тогда и ток заряда постоянный, а падение напряжения на $R16$, $C8$ трапецидальное. Оно складывается из постоянного напряжения на $R16$ (пьедестал) и линейно-нарастающего на $C8$. Кроме этого трапецидального напряжения, к участку сетка — катод $L4A$ приложены напряжение смещения, выделяемое постоянной составляющей катодного тока триода $L4A$ на резисторе $R18$, заблокированном конденсатором $C12$, и напряжение обратной связи, образованное на резисторах $R25$, $R26$ катодными токами $L4A$ и $L5$, из которых током $L4A$ можно пренебречь по сравнению с током выходного (управляющего) каскада $L5$.

Катушки отклоняющей системы (ОС), являющиеся анодной нагрузкой $L5$, шунтированы резистором $R27$ для получения критического затухания в контуре катушки. Значит, напряжение обратной связи прямо пропорционально току отклоняющих катушек, и так как это напряжение приложено к управляющей сетке $L4A$ в противофазе с входным трапецидальным напряжением, то можно сказать, что *все три каскада усилителя охвачены глубокой отрицательной обратной связью по току*.

Коэффициент усиления такого усилителя (по катодному выходу) $K = K_0 / (1 + \beta K_0)$, где $K_0 = K_1 K_2 K_3$ — коэффициент усиления усилителя без обратной связи; β — коэффициент передачи напряжения цепи обратной связи.

В рассматриваемом усилителе $\beta = 1$, а K_0 за счет коэффициентов усиления напряжения первых двух каскадов (K_1 , K_2) исчисляется сотнями. Следовательно, $K = K_0 / (1 + \beta K_0) \simeq K_0 / \beta K_0 = 1/\beta = 1$.

Заметим, что такое снижение усиления — от сотен почти до единицы, вызванное глубокой отрицательной обратной связью, придает схеме много достоинств. Во-первых, при $K \simeq 1$ положительная обратная связь по напряжению, введенная в генераторный каскад $L3B$, позволяет с большой точностью «следить» в точке b за изменениями потенциала в точке a , что и требуется для высокой линейности трапецидального напряжения. Во-вторых, отрицательная обратная связь по току,

применяемая в усилителе, способствует уменьшению возникающих в нем искажений. В-третьих, благодаря той же обратной связи по току выходное сопротивление усилителя (измеряемое между анодом Л5 и зажимом $+E_0$, к которым подключены отклоняющие катушки) имеет большую величину; это ставит лампу Л5 в режим генератора тока, что соответствует второму способу получения линейно-изменяющегося тока. Требуемый начальный выброс тока вызывается не только пьедесталом входного напряжения усилителя, но и ослаблением отрицательной обратной связи при работе Л5 на нижнем сгибе характеристики анодного тока, где крутизна ее мала.

Каскад ограничения длительности и амплитуды развертки состоит из лампы Л6 с активной нагрузкой R_{29} . Когда в процессе радиальной развертки световое пятно достигает края экрана трубки, ток отклоняющих катушек и падение напряжения на резисторах R_{25} , R_{26} достигают определенных значений. Делитель R_{30} , R_{31} , R_{32} , с которого снимается положительное напряжение на катод для запираания триода Л6, подбирается таким, чтобы именно в этот момент лампа открылась. Тогда на резисторе R_{29} возникает отрицательный импульс напряжения, который передается через цепь C_{16} , R_8 на сетку Л2А для обратного опрокидывания расширителя импульсов.

В результате автоматически поддерживаются длительность и амплитуда тока развертки. При наличии ограничителя Л6 отпадает необходимость в переключателе постоянной времени цепи C_2 , R_6 расширителя импульсов, а для перехода на другой масштаб развертки достаточно переключения элементов интегрирующей цепи (C_8 , R_{16} ; C_9 , R_{17} ; C_{10}) генератора трапецеидального напряжения.

Питание электродов ЭЛТ производится от делителя R_{33} — R_{37} , подключенного к выходу высоковольтного выпрямителя E_v . Яркость пятна регулируется потенциометром R_{34} , а фокусировка — реостатом R_{40} , включенным в цепь фокусирующей катушки (ФК). Отрицательные импульсы масштабных меток дальности подаются через C_3 , R_{39} на катод; с выхода смесителя положительные видеоимпульсы подсвета трубки, видеосигналы от приемника и импульсы масштабных меток азимута поступают на модулятор трубки. Дiodы Д2, Д3, Д4 предназначены для фиксации начального напряжения на управляющей сетке лампы Л5, катоде и управляющем электроде ЭЛТ.

Из элементов регулировки следует еще упомянуть потенциометр R_{26} , предназначенный для изменения напряжения обратной связи, от которой зависит коэффициент усиления импульсов развертки.

Получение азимутальной развертки. Круговой обзор, совершаемый антенной РЛС, должен сопровождаться равным по углу вращением отклоняющих катушек вокруг горловины ЭЛТ. Если расстояние между приводом антенны и индикатором не превышает 1 — 1,5 м, то целесообразно связать их механически с помощью гибкого вала. Точность сопряжения получается высокой — до $\pm 1^\circ$. При больших расстояниях применяют электрическую связь — преимущественно сельсино-следящую. Именно такая сельсино-следящая передача от механизма вращения антенны к отклоняющей системе трубки показана на рис. 6.15.

§ 41. Индикаторы кругового обзора с неподвижными отклоняющими катушками

41.1. Требуемая форма тока отклоняющих катушек. Неподвижная отклоняющая система с двумя парами катушек (рис. 6.16) выполняется в виде ярма, на вертикальных стержнях которого размещаются горизонтально отклоняющие катушки L_x , а на горизонтальных — вертикально отклоняющие L_y . Ранее было доказано, что для радиальной развертки нужно питать отклоняющие катушки пилообразными импульсами тока с постоянной амплитудой и частотой следования зонди-

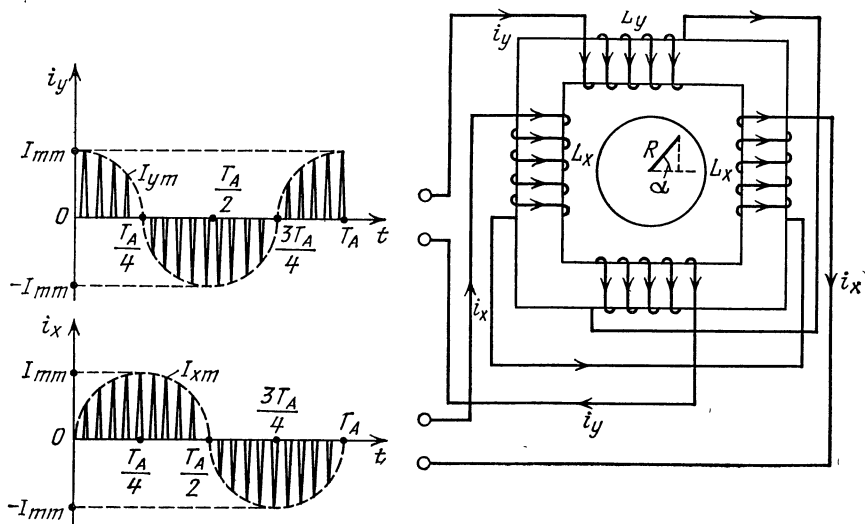


Рис. 6.16. Неподвижная отклоняющая система ИКО и форма токов развертки в отклоняющих катушках.

рующих посылок F_c , а для круговой развертки по азимуту α необходимо к обеим парам катушек подводить гармонические токи с взаимным фазовым сдвигом 90° . Радиально-круговая развертка, являясь сочетанием этих двух разверток, требует генерирования пилообразных импульсов тока частотой F_c , модулированных по амплитуде согласно законам: $I_{ym} = I_{mm} \sin \alpha$ для горизонтально отклоняющих катушек и $I_{xm} = I_{mm} \cos \alpha$ для вертикально отклоняющих катушек, где I_{mm} — максимальная амплитуда тока в катушках.

Форма этих токов показана на временных диаграммах (рис. 6.16). В момент $t = 0$ азимут $\alpha = \Omega_A t = 0$ и ток i_y вертикально отклоняющих катушек имеет максимальную амплитуду $I_{ym} = I_{mm} \cos \alpha = I_{mm}$, а ток i_x горизонтально отклоняющих катушек имеет нулевую амплитуду: $I_{xm} = I_{mm} \sin \alpha = 0$. При этом линия развертки направлена вверх. Через четверть оборота антенны ($t = T_A/4$) угол $\alpha = \Omega_A t = \pi/2$, а амплитуды $I_{ym} = I_{mm} \cos \pi/2 = 0$ и $I_{xm} = I_{mm} \sin \pi/2 = I_{mm}$. Это значит, что линия развертки направлена от центра вправо, затем вниз ($t = T_A/2$; $I_{ym} = -I_{mm}$; $I_{xm} = 0$), влево

($t = 3T_A/4$; $I_{ym} = 0$; $I_{xm} = -I_{mm}$), вверх ($t = T_A$; $I_{ym} = I_{mm}$; $I_{xm} = 0$) и т. д., т. е. вращается синхронно с антенной.

41.2. Получение развертки. Канал радиально-круговой развертки ИКО с неподвижными отклоняющими катушками отличается от одноименного канала ИКО с вращающимися катушками наличием устройства амплитудной модуляции пилообразных импульсов тока. В основе своей это электромеханический модулятор (синусно-косинусный потенциометр, синусно-косинусный конденсатор, синусно-косинусный вращающийся трансформатор), который механически сопрягается с приводом антенны, а электрически — с генератором токов развертки. Реализация полупроводникового генератора тока развертки затруд-

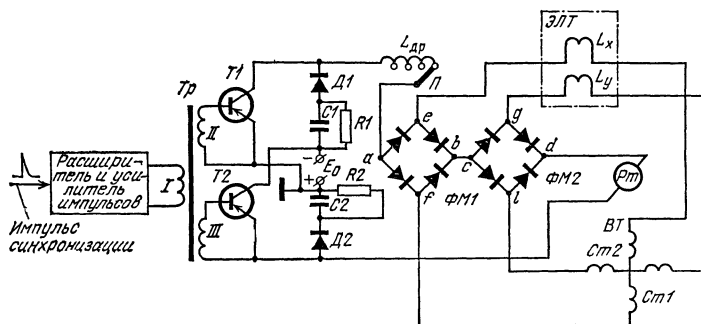


Рис. 6.17. Принципиальная схема получения радиально-круговой развертки с помощью ключевых транзисторов.

няется тем, что транзисторы работают при низких напряжениях (единицы — десятки вольт) и необходимая мощность импульсов развертки получается только при больших токах транзисторов. Рассмотрим принципиальную схему такого рода генератора (рис. 6.17).

В состав его входят: расширитель импульсов; усилитель мощности импульсов, нагруженный трансформатором Тр; источник постоянного напряжения E_0 порядка десятков вольт; мощные ключевые транзисторы Т1, Т2; демпфирующие цепи $C1$, $R1$ и $C2$, $R2$ с диодами Д1, Д2; масштабный дроссель $L_{др}$ с переключателем его витков П; два диодных фиксирующих моста ФМ1, ФМ2; вращающийся трансформатор ВТ с роторной Рт и статорными Ст1, Ст2 обмотками и, наконец, горизонтально L_x и вертикально L_y отклоняющие катушки ЭЛТ.

Расширитель импульсов, как обычно, запускается импульсами синхронизации и выдает прямоугольные импульсы с длительностью прямого хода развертки. Расширенные импульсы после усиления по мощности выделяются на обмотках II, III трансформатора и подаются на базы ключевых транзисторов в отрицательной полярности. Постоянное напряжение источника E_0 через открытые транзисторы Т1, Т2 подключается на время прямого хода развертки к следующим цепям: а) с отрицательной полярностью через элементы $C1$, $R1$ к аноду диода Д1 и с положительной через Т1 к катоду того же диода; б) с отрицательной полярностью через Т2 к аноду Д2, и с положительной через $C2$, $R2$ к катоду Д2; в) к последовательно соединенным обмоткам ротора

вращающегося трансформатора и масштабного дросселя через Т1, Т2 и полностью открытые диоды фиксирующих мостов.

Так как диоды Д1, Д2 заперты напряжением E_0 , то демпфирующие цепи отключены от основной цепи, где ток течет в направлении: корпус, эмиттер — коллектор Т1, дроссель $L_{др}$, диоды мостов ФМ1 и ФМ2, обмотка Рт, эмиттер — коллектор Т2, минусовый зажим источника напряжения E_0 . Ток нарастает по экспоненте с постоянной времени цепи $\tau_{\text{д}} = L/R$ и индуцирует соответствующую э. д. с. в статорных обмотках трансформатора Ст1, Ст2. Благодаря тому, что все диоды мостов открыты, точки $e - f$, как и точки $g - l$, эквипотенциальные. Через $e - f$ отклоняющая катушка L_x соединяется с обмоткой Ст1, а через $g - l$ катушка L_y соединяется с обмоткой Ст 2. Индуцированные в Ст1, Ст2 э. д. с. вызывают в отклоняющих катушках экспоненциально нарастающий ток. Индуктивность дросселя такова, что постоянная времени цепи $\tau_{\text{д}}$ значительно превышает длительность прямого хода развертки и нарастающий ток развертки близок к линейному. Вместе с тем мощные ключевые транзисторы пропускают большие по амплитуде токи и этим обеспечивают развертку дальности по всему радиусу экрана.

С окончанием импульса расширителя ключевые транзисторы запираются, рост тока прекращается и э. д. с. самоиндукции, возникающая в обмотках Рт и $L_{др}$, отпирает диоды Д1, Д2 и этим вводит в цепь демпфирующие элементы. Спадающий ток течет через Д2, С2, источник напряжения E_0 , С1, Д1, $L_{др}$, диоды мостов ФМ1, ФМ2 и обмотку Рт. Напряжения на конденсаторах С2, С1 повышаются, они действуют в соответствии с напряжением источника E_0 , и через некоторое время вся эта сумма напряжений полностью уравнивает э. д. с. самоиндукции. Тогда диоды фиксирующих мостов и диоды Д1, Д2 запираются, в связи с чем отклоняющие катушки отключаются от статорных обмоток трансформатора и омическое сопротивление первичной цепи, так же как вторичной, резко увеличивается. Постоянные времени цепей ($\tau_{\text{д}} = L/R$) становятся очень малыми, и это способствует быстрому спадаанию до нуля электромагнитной энергии, накопившейся в реактивных элементах. Тем самым гарантируется, что новая развертка дальности начнется с центра экрана. Поэтому мосты ФМ1, ФМ2 называются *фиксирующими*. В это же время конденсаторы С1, С2 успевают полностью разрядиться до следующего включения демпфирующих цепей соответственно через $R1, R2$.

41.3. Сравнение способов получения радиально-круговой развертки. Рассмотренные системы и способы имеют свои положительные и отрицательные свойства.

Основные преимущества отклоняющих систем с вращающимися катушками: простота генератора развертки дальности, обусловленная независимостью амплитуды тока развертки от азимутального положения антенны; потребление меньшей мощности от источников питания; возможность использования отклоняющих катушек без сердечника, что позволяет уменьшить вес системы и меньше ограничивать максимальную скорость развертки дальности; отсутствие вращающегося трансформатора исключает вносимые им искажения развертки.

С другой стороны, при неподвижных катушках не требуется сложного устройства механического вращения системы. Если радиально-круговая развертка получается с применением ключевых транзисторов, то появляются дополнительные преимущества: пониженное напряжение источника питания генератора развертки и повышенные экономичность и надежность работы ИКО за счет замены электронных ламп транзисторами.

В РЛС широко используются все перечисленные способы получения развертки.

§ 42. Секторные индикаторы дальность — азимут

42.1. Назначение и классификация. Секторные индикаторы предназначены для индикации целей в некотором секторе ($ABCD$), ограниченном по дальности ($\Delta D = D_1 - D_2$) и азимуту ($\Delta \alpha = \alpha_1 - \alpha_2$).

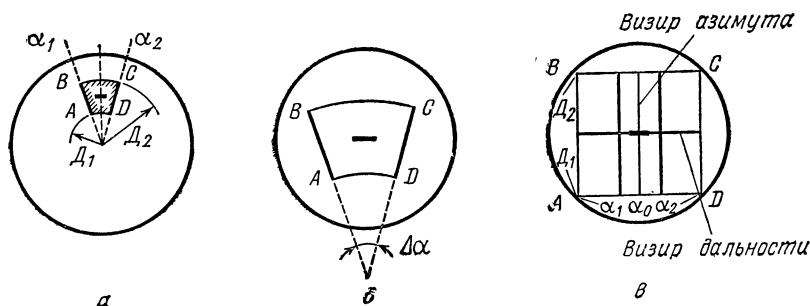


Рис. 6.18. Изображение сектора обзора на экранах ИКО (а) и секторных индикаторов с полярным (б) и прямоугольным (в) растром.

В таких условиях переход от ИКО (рис. 6.18, а) к секторным индикаторам (рис. 6.18, б, в) позволяет при тех же размерах экрана укрупнить масштабы дальности и азимута, а это способствует повышению точности измерений и разрешающей способности РЛС по обоим координатам. Под *масштабом азимута* m_α понимают отношение отрезка длины азимутальной развертки l_α к охватываемому данным отрезком углу азимута $\Delta \alpha$.

Различают секторные индикаторы с полярным (рис. 6.18, б) и прямоугольным (рис. 6.18, в) растром. Первый можно рассматривать как ИКО со смещенным центром развертки; во втором — развертки дальности и азимута линейно-равномерные во взаимно перпендикулярных направлениях.

Сравнение рис. 6.18, а—в показывает, что как минимальный, так и максимальный масштабы азимута

$$m_{\alpha \text{ мин}} = \frac{AD}{\alpha_2 - \alpha_1} = \frac{l_{\alpha \text{ мин}}}{\Delta \alpha}; \quad m_{\alpha \text{ макс}} = \frac{BC}{\alpha_2 - \alpha_1} = \frac{l_{\alpha \text{ макс}}}{\Delta \alpha}$$

возрастают при переходе от ИКО к секторному индикатору. Если же в РЛС одновременно используются оба индикатора, то большое поле

обзора на ИКО совмещается с повышенной точностью измерений и хорошим разрешением целей по секторному индикатору.

Благодаря сходству между секторным индикатором с полярным растром и ИКО достаточно изменить постоянную составляющую тока отклоняющей катушки или пропустить постоянный ток по дополнительной катушке, чтобы сместить центр развертки и совершить переход от одного индикатора к другому. Такой переход не искажает радиолокационного изображения, а в секторном индикаторе с прямоугольным растром (типа *B*) изображение получается искаженным. Например, радиальные линии *AB*, *CD* на местности представляются параллельными прямыми на экране (ср. рис. 6.18, *a* и 6.18, *в*), но так как электронные визиры дальности и азимута тоже параллельные, то можно избежать ошибок, связанных с искажением изображения.

Секторные индикаторы с прямоугольным растром позволяют значительно укрупнять масштаб отдельно по азимуту и дальности, в то время как при полярном растре масштаб нельзя укрупнить более чем в 2 — 4 раза во избежание расфокусировки пятна. Поэтому большее применение получили индикаторы с прямоугольным растром.

42.2. Функциональная схема индикатора типа *B*. Отклоняющая система ЭЛТ содержит неподвижные горизонтально и вертикально отклоняющие катушки, которые являются нагрузкой каналов развертки по азимуту и дальности соответственно. Индикатор типа *B* отличается от ИКО главным образом структурой каналов развертки.

Канал азимутальной развертки начинается с датчика. Это электро-механический модулятор (переменный конденсатор, линейный потенциометр, сельсинная пара), ротор которого вращается от привода антенны. Функциональная схема индикатора (рис. 6.19) и временные диаграммы к схеме (рис. 6.20) построены применительно к модулятору в виде сельсинной пары: сельсин-датчик (С-Д), сельсин-трансформатор (С-Т).

К статорной обмотке (С-Д) подводится синусоидальное напряжение u_1 несущей частоты порядка сотен герц — десятков килогерц. Ротор С-Д механически связан с антенной. Поэтому снимаемое со статора (С-Т) напряжение u_2 модулировано по амплитуде с периодом вращения антенны T_A . Поскольку в трансформаторном режиме сельсина ротор заторможен, оси роторов С-Д и С-Т через каждые пол-оборота антенны оказываются то согласованными, то на 180° рассогласованными: при $t = T_A/2, T_A, \dots$ фаза колебаний u_2 меняется на обратную.

Катодный повторитель не изменяет формы модулированных колебаний u_2' , которые преобразуются в напряжение огибающей u_3 фазовым детектором коммутаторного типа. Опорное напряжение u_1 отпирает его только в положительные полупериоды этого напряжения, благодаря чему воспроизводится то положительная, то отрицательная полуволна огибающей напряжения u_2 (см. штриховку на эюрах u_1 и u_2).

Выходной каскад канала азимутальной развертки представляет собой усилитель тока i_x , управляемый выходным напряжением u_3 фазового детектора. Пусть моменту времени t_1 соответствует азимут

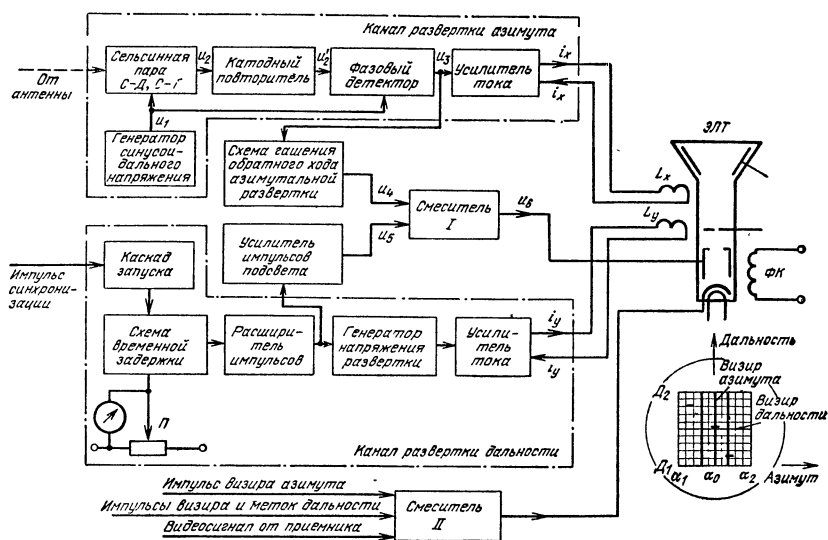


Рис. 6.19. Функциональная схема секторного индикатора дальность — азимут с прямоугольным растром.

α_1 , а моменту t_2 — азимут α_2 . Тогда длительность прямого хода азимутальной развертки $T_{азр}$ складывается из времени $T_A - t_2$, равного приращению азимута $\alpha_2 - \alpha_0$, деленному на угловую скорость вращения антенны Ω_A , и времени t_1 или $t_3 - T_A$, равного $(\alpha_1 - \alpha_0)/\Omega_A$. Остальное время T_r приходится на гашение обратного хода азимутальной развертки. Импульсы гашения u_4 формируются триггером, который опрокидывается от напряжения u_3 , когда оно, повышаясь, проходит значения u'_3, u''_3 .

Для канала развертки дальности характерно наличие схемы задержки, включенной между каскадом запуска от импульсов синхронизации и расширителем импульсов. Задержка $t_{д1}$ регулируется потенциометром Π так, чтобы минимальная измеряемая дальность была равна $D_1 = ct_{д1}/2$. Длительность импульса расширителя $t_{д2} - t_{д1}$ подбирается исходя из максимума D_2 диапазона дальности индикатора.

Импульсы расширителя управляют генератором пилообразного напряжения, за которым следует усилитель тока i_y , питающего катушку L_y . Кроме того, импульсы расширителя используются для формирования импульсов подсвета u_5 . Последние смешиваются с импульсами u_4 в смесителе I и подаются на модулятор трубки (u_6). Напряжение запирающего анода E_a подбирается из расчета, что, когда совпадает прямой ход разверток дальности и азимута, должно быть: $|u_6| < |E_a|$ и тогда ЭЛТ отперта.

Смеситель II суммирует импульсы электронных визиров и масштабных меток, а также видеосигналы, поступающие с выхода приемника.

лета, ограниченная по азимуту углами $\pm 60^\circ$, по углу места — углами от $+26^\circ$ (вверх) до -14° (вниз) и дальностью 12 км. Углы отсчитываются от продольной оси самолета. Антенна, работающая в режиме обзора, содержит два параболических рефлектора с рупорными облучателями, причем рефлекторы повернуты друг к другу на 180° . Вся эта система смонтирована на кронштейне, который вращается в плоскости полета со скоростью 180 об/мин. Через каждые пол оборота антенны передатчик и приемник подключаются с помощью волноводного и антенного переключателей к облучателю той антенны, которая вступает в переднюю полусферу самолета. Благодаря этому период обзора небольшой (1,33 с) несмотря на небольшую ширину

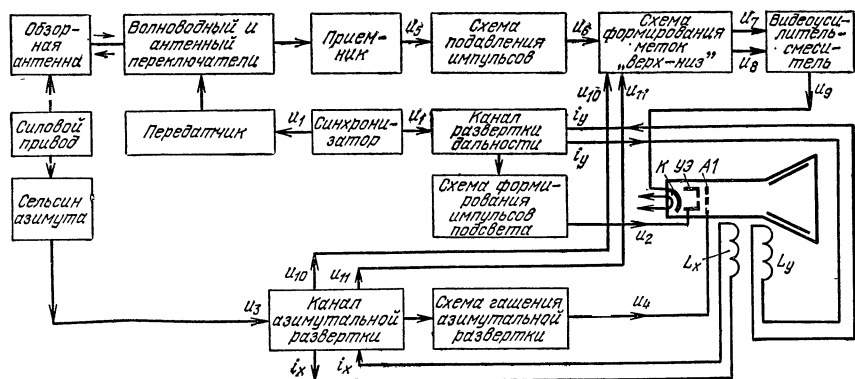


Рис. 6.21. Упрощенная функциональная схема самолетной РЛС перехвата и прицеливания при работе ее в режиме обзора.

диаграммы направленности. Луч одного рефлектора плавно подымается от -2 до $+22^\circ$ за четыре оборота кронштейна, а луч другого рефлектора плавно опускается от -2 до -12° за два оборота. Когда рефлекторы находятся в исходном положении, их лучи перекрывают угол $\pm 2^\circ$.

Импульсами синхронизатора u_1 запускаются передатчик и канал развертки дальности. Нагрузкой этого канала служат вертикально отклоняющие катушки L_y . Подсвет ЭЛТ на время прямого хода развертки дальности производится положительными импульсами u_2 , которые формируются схемой, управляемой от расширителя канала дальности, и подводятся к модулятору (УЭ) трубки.

Канал азимутальной развертки начинается с сельсина, механически связанного с обзорной антенной. Напряжение сельсина u_3 подводится к этому каналу для формирования импульсов тока, питающих горизонтально отклоняющие катушки L_x . Импульсы гашения обратного хода азимутальной развертки u_4 подаются на анод А1 трубки и формируются схемой, связанной с генерированием самой развертки.

Видеоимпульсы u_5 с выхода приемника проходят в схему подавления импульсов, отраженных от земли, и прошедшие через нее видео-

сигналы u_6 дополняются импульсами u_7, u_8 меток «верх—низ». Смешанные импульсы u_9 приложены к катоду (К) трубки и вызывают соответствующие яркостные отметки.

Развертка дальности производится снизу вверх по экрану (рис. 6.22) с частотой следования импульсов РЛС $F_c = 2$ кГц. Синхронно с вращением антенны происходит азимутальная развертка с прямым ходом от -60° до $+60^\circ$ для каждого рефлектора. Следовательно, за один оборот антенны совершается два цикла этой развертки, причем оставшиеся 120° угла поворота антенны приходятся на два обратных хода — по 60° .

Яркостные отметки 1, 2, 3, ... целей имеют вид горизонтальных черточек с угловой шириной диаграммы направленности антенны по азимуту. Если цель облучается нижним рефлектором, то под ее отметкой (1) появляется вертикальная линия А — метка «низ», если верхним рефлектором, то линия такой же формы С (метка «верх») возникает над отметкой цели (2). Когда же цель находится в плоскости полета, то отраженные сигналы принимаются обоими рефлекторами и, следовательно, отметка цели (3) дополняется отметками А («низ») и С («верх»).

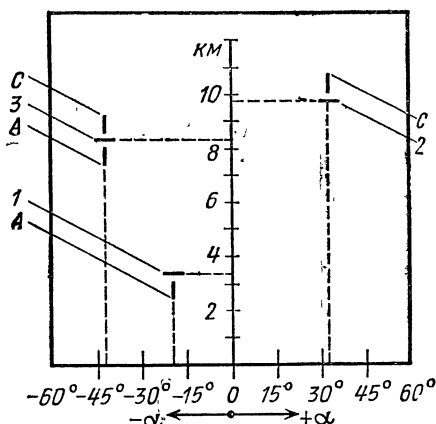


Рис. 6.22. Изображение отметок целей и меток «верх — низ» на индикаторе РЛС типа РП-1.

Формирование этих меток производится с учетом следующих обстоятельств:

а) обе метки сливаются с вертикальными линиями развертки дальности; б) так как прямой ход развертки дальности направлен снизу вверх, то импульс метки «низ» должен появиться во времени раньше, а метки «верх» — позже импульса цели; в) в соответствии с требуемой протяженностью их изображений длительность импульсов меток «низ», «верх» устанавливается значительно большей (4 мкс), чем импульса цели (0,5 мкс), а интервал между соседними метками должен быть 1,5 мкс; г) по горизонтали протяженность отметки цели, поскольку она определяется азимутальной шириной диаграммы направленности, значительно больше протяженности меток «верх»—«низ».

Для понимания процесса формирования этих меток обратимся к рис. 6.21 и 6.23. К сельсину азимута подводится синусоидальное напряжение 40 В частотой 400 Гц от бортсети самолета. Сельсин модулирует по амплитуде это напряжение с угловой скоростью вращения антенны $n_A = 180$ об/мин. В канале азимутальной развертки (рис. 6.21) модулированное напряжение u_3 преобразуется не только в ток развертки i_x , но и в отрицательные прямоугольные импульсы u_{10}, u_{11} , длительность которых равна полупериоду вращения антенны: $T_A/2 = 1/2 \cdot 60/n_A$ [с] $= 10^6/2 \cdot 60 \cdot 180$ [мкс] $= 165$ мкс.

Импульсы u_{10} , u_{11} поочередно запирают коммутаторы *I*, *II* (рис. 6.23, а). Работа коммутаторов связана с линиями, задерживающими видеосигнал u_6 до 5,5 мкс в промежуточной точке *B* и до 7 мкс в конце линии *C* (эпюра 1 на рис. 6.23, б). Когда передняя полу

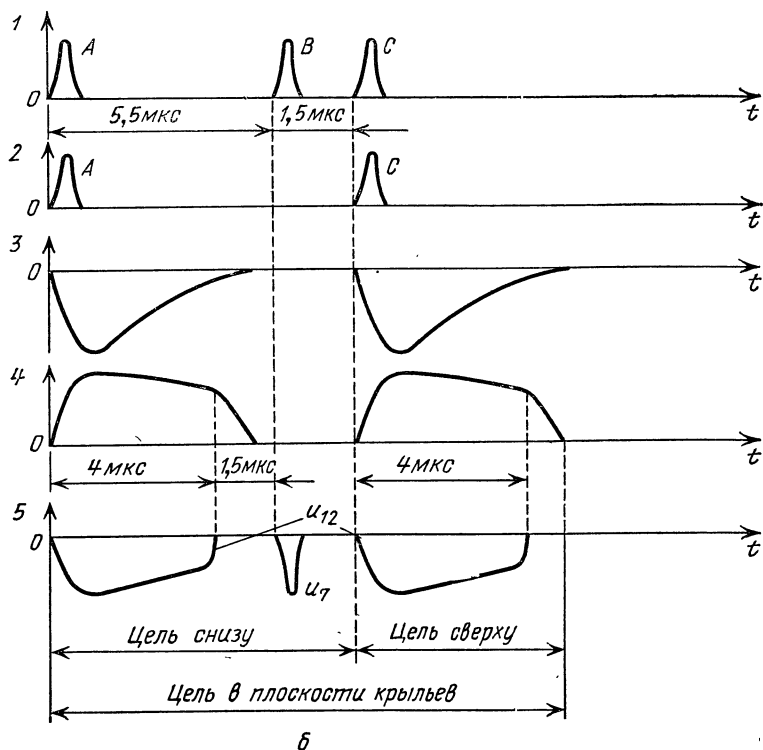
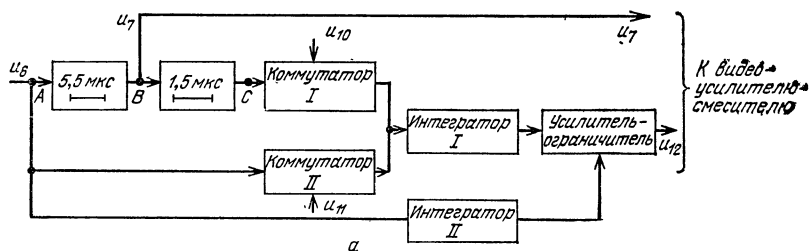


Рис. 6.23. Функциональная схема формирования меток «верх—низ» (а) и временные диаграммы напряжений в схеме (б).

сфера облучается нижним рефлектором, импульсом u_{10} запирается коммутатор *I*, в это время коммутатор *II* пропускает незадержанный импульс *A*, из которого будет формироваться метка «низ» (эпюра 2). Во время облучения целей верхним рефлектором импульс u_{11} запира-

ет коммутатор II и через коммутатор I проходит задержанный на 7 мкс импульс C , из которого будет формироваться метка «верх».

Формирование сводится к удлинению в интеграторе I импульсов A , C примерно до 5,5 мкс (эпюра 3), усилению их по амплитуде (эпюра 4) и ограничению по длительности в усилителе-ограничителе и видеоусилителе до 4 мкс (эпюра 5). К видеоусилителю подводится также видеосигнал u_7 (B), задержанный относительно u_6 (A) на 5,5 мкс. Все эти импульсы (u_7 , u_{12}) отрицательной полярности. Они подаются на катод ЭЛТ и в зависимости от того, как расположена цель — ниже, выше или в плоскости крыльев самолета, импульсы воспроизводятся на экране индикатора либо как: а) метка «низ» и отметка цели; б) отметка цели и метка «верх», в) обе метки и отметка цели.

Как видно из эпюры 5, соблюдена требуемая протяженность отметок по вертикали экрана. Сужение меток «верх—низ» по горизонтали достигается интегратором II , который ослабляет усиление в каскадах усилителя-ограничителя настолько, что только при облучении цели максимумом диаграммы направленности антенны метки «верх—низ» воспроизводятся на уровне азимута цели. Интегратор II решает и другую задачу: суммирует импульсы целей таким образом, что лишь при наличии пачки, содержащей не менее пяти импульсов, открывается усилитель-ограничитель. Этим исключается образование меток «верх—низ» от случайных импульсов.

Схема подавления импульсов земли и индикация в режиме прицеливания будут рассмотрены при изучении соответствующих РЛС (§ 80).

Глава 7. АВТОМАТИЧЕСКИЕ ВЫХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА РЛС

Автоматические выходные устройства непрерывного действия применяются в РЛС, где получателем информации является аналоговый вычислитель или механизм непрерывного действия. Такие устройства осуществляют *автоматическое сопровождение цели*, т. е. непрерывно измеряют текущие координаты и скорости целей. Различают автоматическое сопровождение по дальности (АСД), скорости (АСС) и направлению (АСН).

Автоматические выходные устройства дискретного действия используются при сопряжении РЛС с цифровыми вычислительными машинами.

Измерители автоматических систем *следающие*, благодаря чему уменьшается шумовая полоса пропускания приемника и соответственно увеличивается отношение сигнал/шум на входе детектора. Поскольку это препятствует подавлению слабых сигналов нелинейной частью приемника, повышается дальность действия, точность измерения и разрешающая способность РЛС.

§ 44. Автоматическое сопровождение по дальности (АСД)

44.1. Принцип действия импульсного следящего измерителя дальности. Этому измерителю предшествует приемник РЛС. УПЧ приемника производит оптимальную фильтрацию одиночных импульсов, затем видеодетектор преобразует их в видеосигналы u_c , по которым следящий измеритель производит АСД (рис. 7.1, 7.2). В процессе автоматического измерения запаздывания t_d импульсов цели происходит последетекторная обработка сигналов, в результате чего повышается точность измерений.

Система АСД импульсной РЛС содержит временной дискриминатор (различитель), управляющее устройство и временной модулятор, который, в свою очередь, состоит из каскада управляемой задержки, генератора следящих импульсов и генератора импульсов селекции (строб-импульсов).

Каскад управляемой задержки представляет собой фантастрон или ждущий мультивибратор, запускаемый импульсами синхронизации u_1 . Длительность импульса задержки u_2 определяется управляющим напряжением u'_1 , которое в режиме слежения пропорционально дальности сопровождаемой цели. Срезом импульса задержки u_2 , после его дифференцирования, запускаются генератор следящих импульсов (ждущий блокинг-генератор) и генератор импульсов селекции. Блокинг-генератор вырабатывает первый следящий импульс u_3 длительностью $\tau_{с.л.}$, который задерживается в линии задержки на время, равное или несколько большее чем $\tau_{с.л.}$. В результате образуется второй следящий импульс u_4 , поступающий вместе с u_3 во временной дискриминатор, где они используются как опорные сигналы.

Временной дискриминатор состоит из каскадов совпадения I, II и дифференциального (диодного или триодного) детектора. С помощью каскадов совпадения видеоимпульс цели u_5 делится на две части: u'_6 , совпадающую с импульсом u_3 , и u''_6 , совпадающую с импульсом u_4 . Так как детектор дифференциальный, то получается разностный сигнал ошибки $u'_6 - u''_6$ в виде импульсов, которые сглаживаются (усредняются) RC-фильтром низших частот, нагружающим детектор. Емкость этого фильтра C , показанная на функциональной схеме вне детектора, подключается к нему через контакты электромеханического реле (Р), когда дальномер работает в режиме слежения (контакты «Сл» реле). Постоянная времени фильтра RC выбирается значительно большей периода следования импульсов T_c , и это позволяет считать его *интегратором*.

Интегрирующая емкость C заряжается одним из импульсов u'_6 , u''_6 и разряжается другим (полярность их противоположная). Для простоты допустим, что оптимальной фильтрации одиночных импульсов в приемнике нет и они сохраняют в видеосигнале u_5 прямоугольную форму огибающей зондирующих импульсов. Вместе с тем благодаря АРУ приемника видеоимпульсы нормированы, т. е. имеют постоянную амплитуду. В таких условиях площади импульсов u'_6 , u''_6 , образующих сигнал ошибки, зависят только от длительности совпадения сигналов цели со следящими импульсами u_3 , u_4 , и разностный

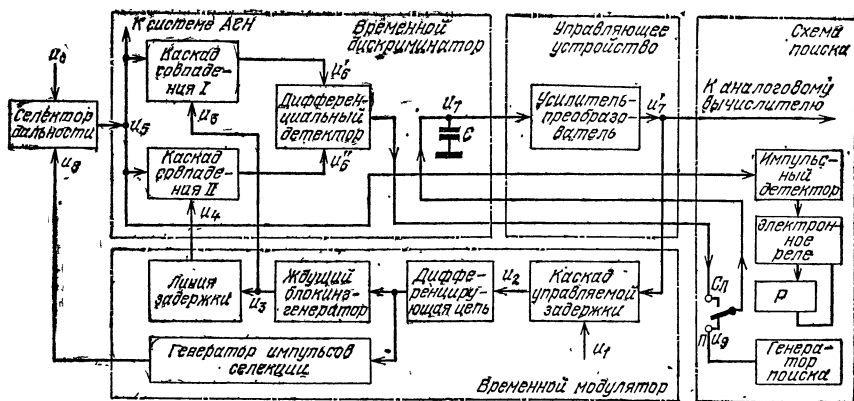


Рис. 7.1. Функциональная схема системы АСД.

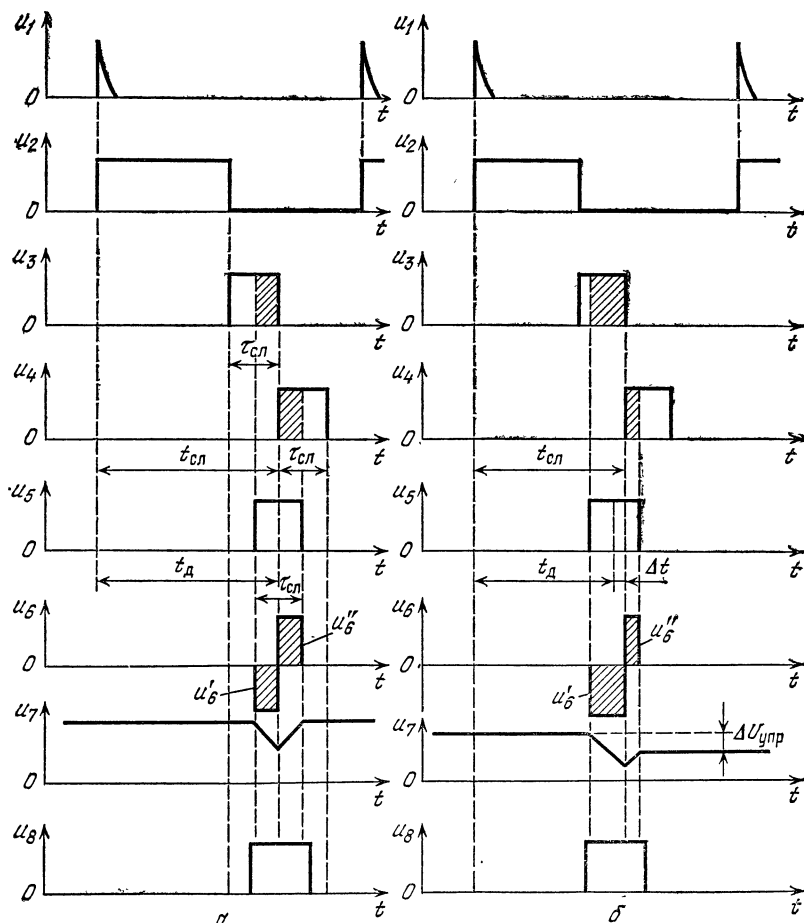


Рис. 7.2. Временные диаграммы напряжений в системе АСД.

сигнал ошибки $u_6 = u_6'' - u_6'$ определяется разностью этих временных интервалов.

Если видеосигнал цели проходит через оба каскада совпадения за равное время (рис. 7.2, а), то алгебраическая сумма площадей сигнала ошибки u_6 равна нулю, и интегрирующая емкость в такой же мере разряжается, как и заряжается. В результате управляющее напряжение u_7 остается прежним. Это признак точного сопровождения цели по дальности.

В случае уменьшения дальности цели (рис. 7.2, б) запаздывание сигнала цели t_d оказывается меньше запаздывания следящих импульсов $t_{cл}$ (время t_d и $t_{cл}$ отсчитывается относительно осей симметрии импульсов цели u_5 и следящих u_3, u_4), в связи с чем видеосигнал цели более длительное время совпадает с первым, чем со вторым следящим импульсом. Реагируя на это, временной различитель вырабатывает сигнал ошибки: в импульсе u_6 длительность отрицательного выброса u_6'' оказывается больше длительности положительного выброса u_6' , и так как теперь разряд интегрирующей емкости превышает заряд, то управляющее напряжение u_7 уменьшается после прохождения данного сигнала. Это вызывает уменьшение длительности импульса задержки u_2 , самой задержки следящих импульсов $t_{cл}$ и постепенное устранение рассогласования ($\Delta t = t_d - t_{cл} \rightarrow 0$). Аналогично импульсы u_3, u_4 автоматически следят за движением импульса цели при его отставании ($t_{cл} < t_d$).

44.2. Управляющее устройство и временной дискриминатор слеящего измерителя дальности. Управляющее устройство предназначено для преобразования импульсного сигнала ошибки u_6 в непрерывное напряжение u_7' , которое управляет каскадом задержки временного модулятора. В простейшем случае такое преобразование осуществляется только в фильтре RC дифференциального детектора, который отнесен нами к временному дискриминатору. Будем пока придерживаться этого и считать, что напряжения на входе и выходе управляющего устройства равны между собой: $u_7' = u_7$.

Управляющее устройство не только сглаживает импульсы сигнала ошибки u_6 , но и накапливает их энергию, т. е. производит важнейшую операцию оптимальной обработки некогерентных сигналов — последетекторное интегрирование. В следящих измерителях это происходит столь эффективно, что точность измерения близка к потенциально возможной для некогерентных РЛС. Выходное напряжение интегратора u_7' , благодаря суммированию сигналов ошибки в интеграторе, пропорционально текущей дальности. Оно не только управляет задержкой следящих импульсов, но и подается к аналоговому вычислителю или исполнительному механизму. Кроме того, система АСД позволяет пропускать через селектор дальности выходное напряжение приемника u_6 лишь в небольшом временном интервале, который отрабатывается в данный момент системой АСД. Для этого генерируются стробирующие импульсы u_8 , охватывающие по длительности оба следящих импульса.

Стробирование этими импульсами селектора дальности используется не только при АСД, но и для АСН. Оно повышает помехоустой-

чивость РЛС за счет устранения влияния сигналов и помех, существующих вне обрабатываемого участка дальности.

Если приемник системы АСД оптимальный, то с фильтра УПЧ снимаются треугольные видеоимпульсы u_5 (рис. 7.3, а) и тогда следующие импульсы (рис. 7.3, б) являются их временной производной. Действительно, когда u_5 линейно нарастает, опорный сигнал имеет постоянную положительную величину u_3 , а когда u_5 линейно падает, опорный сигнал имеет такую же абсолютную величину, но обратную полярность ($u_4 < 0$).

Зависимость приращения управляющего напряжения $\Delta U_{упр}$ от времени рассогласования Δt называется *характеристикой временного дискриминатора* (рис. 7.3, д). При $\Delta t = 0$ (рис. 7.3, б) следящие импульсы u_3, u_4 совпадают с видеосигналом (рис. 7.3, а) в равные отрезки времени, а поэтому управляющее напряжение до и после прохождения сигнала цели одинаковое ($\Delta U_{упр} = 0$). Со сдвигом следящих импульсов в сторону опережения ($\Delta t < 0$, рис. 7.3, в), с видеосигналом u_5 в течение большего интервала времени совпадает отрицательный импульс u_4 (а не положительный импульс u_3), и управляющее напряжение уменьшается; например, при $\Delta t = \Delta t_1$ приращение управляющего напряжения $\Delta U_{упр} = \Delta U_{упр1} < 0$. Увеличение $|\Delta U_{упр}|$ происходит до тех пор, пока рассогласование Δt не достигнет длительности импульса τ_n на входе оптимального фильтра, после чего только следящий импульс u_4 совпадает во времени с сигналом u_5 . Аналогично, но с обратным знаком изменяется $\Delta U_{упр}$ при рассогласовании $\Delta t > 0$. Например, при $\Delta t = \Delta t_2$ (рис. 7.3, г) имеем $\Delta U_{упр} = \Delta U_{упр2} > 0$ (рис. 7.3, д).

В реальных условиях сигналы цели и опорный имеют несколько иную форму, в связи с чем характеристика дискриминатора сохраняет линейность только в пределах $\Delta t = \pm 0,5\tau_n$ (штрихпунктирная кривая). В этой области коэффициент передачи временного дискриминатора, равный отношению приращения управляющего напряжения к приращению времени рассогласования, является постоянной величиной:

$$K_1 = \Delta U_{упр} / \Delta t \text{ [В/с]}. \quad (7.1)$$

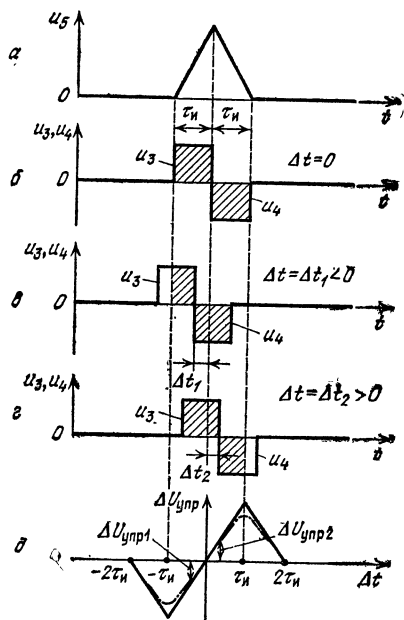


Рис. 7.3. Временные диаграммы, иллюстрирующие получение характеристики временного дискриминатора.

44.3. Режим поиска и захвата цели. В отсутствие импульсов цели или когда рассогласование Δt превышает величину $\pm \tau_{\text{н}}$, коэффициент передачи временного селектора близок или равен нулю. Тогда система переходит в режим автоматического поиска цели. Это происходит следующим образом. Импульсы цели u_5 подаются не только на вход временного дискриминатора, но и в схему поиска, начинающуюся с импульсного детектора, за которым следует электронное реле, нагруженное электромагнитным реле (Р) (рис. 7.1). В отсутствие сигналов цели реле (Р) обесточено и через его контакты «П» (поиск) к интегрирующему конденсатору C вместо дискриминатора подключается генератор поиска. Выходное напряжение u_9 этого генератора пилообразное, небольшой частоты. Оно плавно увеличивает задержку следящих импульсов u_3 , u_4 и строба u_8 до конца диапазона дальности, затем резко возвращает эти импульсы к исходной задержке и т. д.

Когда строб «набегает» на цель, селектор дальности пропускает сигнал u_6 и с выхода селектора импульс u_5 воздействует на импульсный детектор. Выходное напряжение детектора с каждым импульсом u_5 быстро нарастает, и вскоре электронное реле вызывает срабатывание реле (Р), контакты которого перебрасываются в положение «Сл», и к интегрирующему конденсатору C подключается временной дискриминатор. К этому моменту времени сигнал цели u_5 оказывается достаточно «сцепленным» со следящими импульсами, чтобы система устойчиво работала в режиме слежения.

При выборе частоты поиска руководствуются тем, что если эта частота большая, то время совпадения «бегущего» строба u_8 с сигналом цели невелико и нужно рассчитывать реле на срабатывание от одного-двух импульсов цели. Но тогда возникает опасность ложного срабатывания схемы от одиночных импульсов помех. Если же скорость поиска выбрать малой, то переход из режима поиска в режим слежения будет слишком длительным. Частоту генератора поиска устанавливают компромиссно — порядка герца.

§ 45. АСД как система автоматического управления

45.1. Структурная схема системы АСД. От функциональной схемы АСД (рис. 7.1) переходим к его структурной схеме (рис. 7.4, а), из которой видно, что АСД представляет собой замкнутую систему автоматического регулирования. Функции задающего устройства выполняет приемник РЛС, измерительным устройством служит временной дискриминатор, усилителем-преобразователем является устройство управления и, наконец, объект регулирования — это временной модулятор. Обратная связь от временного модулятора к временному дискриминатору отрицательная — она уменьшает время рассогласования Δt между запаздыванием сигнала цели $t_{\text{д}}$ и задержкой следящих импульсов $t_{\text{с.д.}}$.

Система АСД замкнута только при наличии видеосигналов u_5 приемника, вместе с тем она достаточно инерционна, чтобы в случае

необходимости можно было применить к ней теорию непрерывного автоматического регулирования. Типовые звенья любой системы автоматического регулирования делятся на безынерционные (усилительные), с чистым запаздыванием, инерционные (апериодические 1-го порядка), интегрирующие, колебательные, апериодические 2-го порядка, дифференцирующие и форсирующие.

Временной различитель, поскольку в нем имеется дифференциальный детектор со сглаживающей цепью RC (фильтром нижних частот), является инерционным звеном с коэффициентом передачи

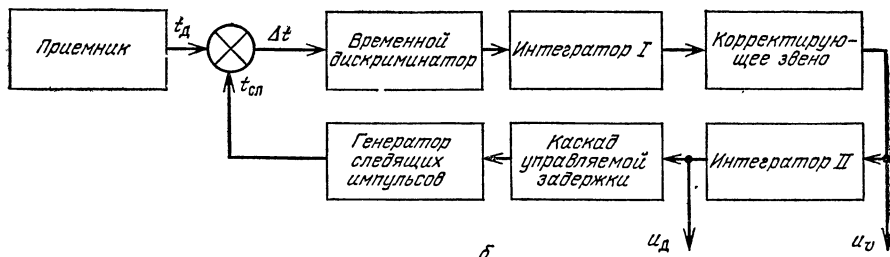
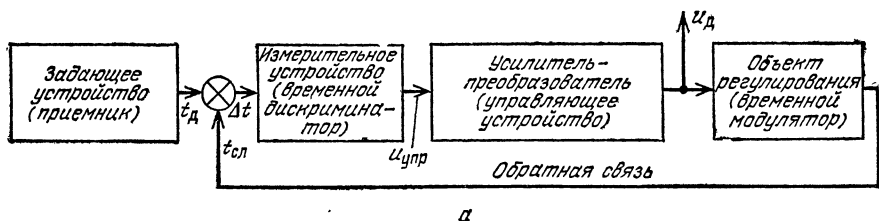


Рис. 7.4. Структурные схемы системы АСД с одним (а) и двумя (б) интеграторами.

$K_{вр}$. Постоянная времени фильтра RC настолько велика, что используется только начальный участок его АЧХ. При этом условие звено ведет себя как интегрирующее.

Управляющее устройство согласно его назначению должно быть интегрирующим звеном. Обозначим его коэффициент передачи через $K_{у.у.}$. Временной модулятор, коэффициент передачи которого $K_{в.м.}$, является звеном с чистым запаздыванием, так как предназначен для изменения задержки следящих импульсов согласно приращению выходного напряжения управляющего устройства. Таким образом, общий коэффициент передачи разомкнутой системы, т. е. без учета обратной связи,

$$K = K_{в.р.} K_{у.у.} K_{в.м.} \quad (7.2)$$

Автодальномеры выполняются с одним или двумя интеграторами. Обязательным является первый интегратор, входящий в состав временного дискриминатора. Второй интегратор, составляющий управляющее устройство, вводится для усовершенствования АСД. Заметим, что в литературе нередко относят к управляющему устройству

оба интегратора, а временным дискриминатором считают только каскады совпадения.

45.2. Переходный (динамический) и установившийся (статический) режимы автодальномера с одним интегратором. В этом случае $K_{yy} = 1$ и общий коэффициент передачи $K = K_{в\ p} K_{в\ м}$.

Допустим, что цель неподвижная и слежение за ней начинается при рассогласовании Δt_0 . Реагируя на это, интегратор временного дискриминатора и временной модулятор изменяют ошибку сопровождения на величину $-K\Delta t_0$, и к приходу первого отраженного импульса ошибка сопровождения становится равной

$$\Delta t_1 = \Delta t_0 - K\Delta t_0 = \Delta t_0 (1 - K). \quad (7.3)$$

Знак — обусловлен тем, что в следящем измерителе обратная связь отрицательная. Как видно, рассогласование за один период следования изменяется в $1 - K$ раз, т. е. в геометрической прогрессии, и с приходом второго, третьего, ... n -го импульсов цели имеем

$$\begin{aligned} \Delta t_2 &= \Delta t_1 (1 - K) = \Delta t_0 (1 - K)^2; \\ \Delta t_3 &= \Delta t_0 (1 - K)^3; \dots \\ \dots; \Delta t_n &= \Delta t_0 (1 - K)^n. \end{aligned} \quad (7.4)$$

Рис. 7.5. Изменение рассогласования в системе АСД с приходом очередного импульса цели.

При коэффициенте передачи $K < 1$ ошибка сопровождения уменьшается и $\Delta t_n \rightarrow 0$ (рис. 7.5, а). Если $K = 1$, то с первого же импульса рассогласование полностью устраняется через петлю обратной связи: $\Delta t_1 = \Delta t_0 (1 - K) = 0$. При $1 < K < 2$ приращение управляющего напряжения от каждого импульса превышает величину, необходимую для полного согласования, знак Δt меняется, хотя амплитуда колебаний уменьшается до нуля (рис. 7.5, б). Если же $K > 2$, то рабочая область временной характеристики выходит за пределы $\pm \tau_n$ (см. рис. 7.3) и это приводит к потере цели. Очевидно, что коэффициент передачи K не следует выбирать большим единицы.

Наличие интегрирующего звена в дальномере — признак того, что система АСД астатическая, т. е. она не дает статической ошибки дальности. Действительно, выходное $u_d(t)$ и входное $u_{вх}(t)$ напряжения идеального интегратора связаны зависимостью $u_d(t) = K \int u_{вх}(t) dt$, которая после дифференцирования обеих частей принимает вид

$$\frac{du_d(t)}{dt} = K u_{вх}(t). \quad (7.5)$$

Значит, в интеграторе скорость изменения выходного напряжения $u_d(t)$ прямо пропорциональна входному напряжению $u_{вх}(t)$, но

в установившемся режиме слежения за неподвижной целью напряжение дальности $u_d(t)$ постоянное, и следовательно, сигнала ошибки нет ($du_d(t)/dt = 0$).

Теперь рассмотрим случай, когда цель движется с постоянной скоростью v_d . Тогда требуется непрерывное смещение следящих импульсов согласно скорости v_d , которое возможно только при постоянном рассогласовании между импульсом цели и следящими импульсами. За период следования T_c дальность цели изменяется на $v_d T_c$, а это изменяет запаздывание отраженного сигнала на время $\Delta t_d = 2v_d T_c / c$.

Настолько же должна измениться задержка следящих импульсов ($\Delta t_{cл} = \Delta t_d$) за период T_c , но так как общий коэффициент передачи системы K , то рассогласование в дискриминаторе, обусловленное движением цели, равно

$$\begin{aligned}\Delta t_o &= \Delta t_{cл} / K = \Delta t_d / K = \\ &= 2v_d T_c / cK = 2v_d / cKF_c.\end{aligned}$$

Это соответствует погрешности измерения, которая называется *скоростной ошибкой дальности*:

$$\delta D_o = c\Delta t_o / 2 = v_d / KF_c. \quad (7.6)$$

Скоростная ошибка, как видно, тем больше, чем больше скорость цели, меньше коэффициент передачи следящей системы и меньше частота следования импульсов РЛС.

45.3. Свойства автодальномера с двумя интеграторами. Скоростную ошибку можно устранить, если ввести в АСД астатизм 2-го порядка, т. е. второй интегратор (рис. 7.4, б). Каскадом задержки следящих импульсов непосредственно управляет интегратор II, а это значит, что его выходное напряжение пропорционально дальности цели Д. Но так как дальность Д является интегралом по времени от радиальной скорости цели v_d , то напряжение, подводимое от интегратора I к интегратору II, должно быть пропорционально скорости v_d . Теперь по окончании отраженного импульса интегратор I запоминает скорость цели, благодаря чему напряжение дальности u_d , снимаемое с интегратора II, линейно возрастает согласно этой скорости (рис. 7.6). Полученное за время $T_c - \tau_c$ приращение напряжения дальности изменяет задержку следящих импульсов настолько, что скоростная ошибка δD_o исчезает.

Система АСД с двумя интеграторами имеет и другие преимущества. В связи с флуктуациями отраженного сигнала амплитуда его может стать настолько малой, что в течение некоторого времени цепь АСД не будет замыкаться. Если имеется только один интегратор, то на каскад задержки подается напряжение дальности, которое «запомнил» интегратор от последнего принятого импульса цели, и к тому

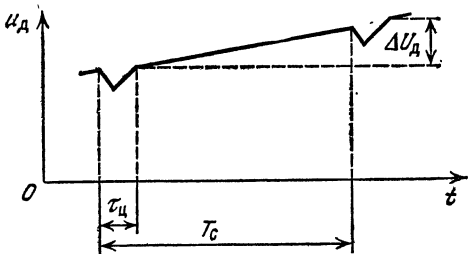


Рис. 7.6. Временная диаграмма выходного напряжения второго интегратора автодальномера.

времени, когда вновь появятся отраженные сигналы, рассогласование Δt может оказаться свыше $\pm \tau_n$. Тогда, как известно, происходит потеря цели.

Автодальномер с двумя интеграторами обладает *памятью по скорости*, которая более совершенна, чем *память по дальности*: при исчезновении ответных импульсов напряжение на интеграторе I остается постоянным, а это вызывает на выходе интегратора II напряжение u_d , которое линейно изменяется и сдвигает следящие импульсы согласно зафиксированной скорости. В итоге сигнал ошибки не появится при возобновлении ответных сигналов, если скорость цели постоянная.

Кроме того, наличие данных не только о дальности, но и о скорости цели, полезно для расчетов в вычислителе.

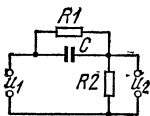


Рис. 7.7. Принципиальная схема форсирующего звена системы АСД.

Вторым интегратором обычно служит операционный усилитель с реостатно-емкостной обратной связью. Так как система автоматического регулирования с двумя интеграторами весьма неустойчива и может самовозбудиться, параллельно или последовательно (как на рис. 7.4, б) включается корректирующее звено.

Это может быть форсирующее звено (рис. 7.7). Действие его основано на том, что резкие изменения входного сигнала почти полностью передаются конденсатором C на выход $R2$ звена (емкость не может мгновенно зарядиться), а это способствует ускорению переходных процессов и, как следствие, более быстрому уменьшению сигнала ошибки; в дальнейшем, по мере зарядки конденсатора C , выходное напряжение звена u_2 составляет все меньшую часть от входного напряжения u_1 , благодаря чему исключается перерегулирование и самовозбуждение системы.

Среднеквадратическая ошибка дальности в обычных системах АСД $\sigma_d = 10 - 15$ м [11]. Уменьшению ошибки способствует сокращение длительности импульсов τ_n , так как при этом уменьшается интервал дальностей $\sigma_n/2$, в котором возможно перекрытие сигнала цели обоими следящими импульсами.

Следящий измеритель дальности целесообразно применять и при сложных сигналах, но при условии, что согласование фильтра УПЧ с сигналом производится с учетом внутренней модуляции импульсов.

§ 46. Автоматическое сопровождение по скорости (АСС)

Метод автоматического измерения скорости цели, применяемый в автодальномере с двумя интеграторами, заключается, по сути дела, в дифференцировании дальности по времени, а так как относительное изменение дальности большинства целей мало, то точность такого метода измерения обычно невысокая. Лучшие результаты АСС дости-

гаются слежением за доплеровским сдвигом частоты, который, как известно, прямо пропорционален радиальной скорости цели.

Собственно измерителем системы АСС является частотный или фазовый детектор (дискриминатор, различитель). По этому признаку различают схемы частотной автоподстройки частоты (ЧАП) и фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Примером ЧАП может служить схема АПЧ приемника, компенсирующая уход частоты сигнала f_0 или гетеродина f_r автоматическим изменением частоты гетеродина с тем, чтобы промежуточная частота $f_{пр} = f_0 - f_r$ поддерживалась номинальной. В схеме ФАПЧ производится автослежение за фазой

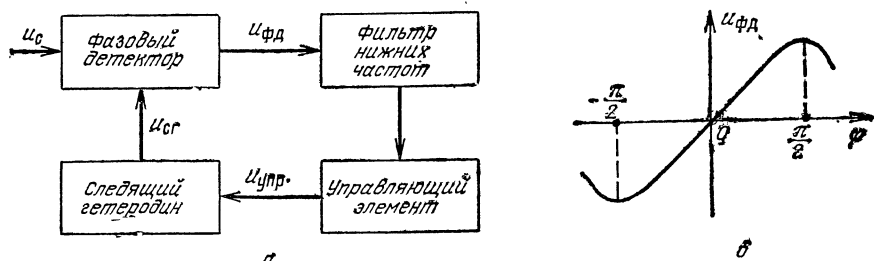


Рис. 7.8. Функциональная схема (а) и дискриминационная характеристика (б) системы автоматического сопровождения по скорости с ФАПЧ.

(а не частотой) сигнала, но тоже изменением частоты управляемого гетеродина. Это возможно потому, что частота и фаза сигнала связаны между собой линейной зависимостью (производной или интегралом).

Пусть к фазовому детектору схемы ФАПЧ (рис. 7.8, а) поступают напряжение сигнала $u_c = U_{cm} \cos(\omega t + \varphi) = U_{cm} \sin(\omega t + \pi/2 + \varphi)$ и опорное напряжение следящего гетеродина $u_{сг} = U_{сг m} \sin \omega t$. Тогда на выходе фазового детектора получается напряжение постоянного тока, которое при $U_{сг m} \gg U_{cm}$ равно [см. формулу (2.26)]

$$u_{фд} = 2K_d U_{cm} \cos[(\omega t + \pi/2 + \varphi) - \omega t] = 2K_d U_{cm} \sin \varphi. \quad (7.7)$$

Из построенной по этому уравнению дискриминационной характеристики, т. е. зависимости напряжения на выходе фазового детектора $u_{фд}$ от сдвига фаз φ между напряжениями сигнала и гетеродина (рис. 7.8, б), видно, что напряжение $u_{фд}$ может служить сигналом ошибки для автоматического слежения за фазой сигнала. Действительно, при $\varphi = 0$ напряжение $u_{фд} = 0$, а при отклонении φ от 0 до $\pm \pi/2$ это напряжение возрастает по абсолютной величине и изменяет знак, когда угол φ проходит нулевое значение.

Сглаживающий фильтр нижних частот включен между фазовым детектором и управляющим элементом, чтобы последний реагировал только на медленные изменения частоты сигнала и не реагировал на быстрые изменения частоты, вызванные флуктуационными шумами на входе системы ФАПЧ. Управляющим элементом может служить реактивная лампа, варикап, т. е. полупроводниковый диод с управляемой емкостью $p-n$ -перехода, или переменный конденсатор, ротор которого вращается электродвигателем. Любой из этих элементов

изменяет частоту следящего гетеродина на величину $\Delta f_{\text{сг}}$ согласно управляющему сигналу $u_{\text{упр}}$. В результате сигнал ошибки становится равным нулю, а частота гетеродина $f_{\text{сг}}$ совпадает с частотой сигнала $f_{\text{с}}$, и так как при сопровождении движущейся цели $f_{\text{с}}$ изменяется на величину доплеровского сдвига частоты, то управляющее напряжение $u_{\text{упр}}$ или частота следящего гетеродина $f_{\text{сг}}$ является аналогом радиальной скорости цели.

Схема ФАПЧ в отличие от схемы ЧАП не требует специального интегратора для устранения статической ошибки скорости (частоты), так как выходное напряжение фазового детектора $u_{\text{фд}}$ пропорционально разности фаз φ , т. е. интегралу от разности частот сигнала

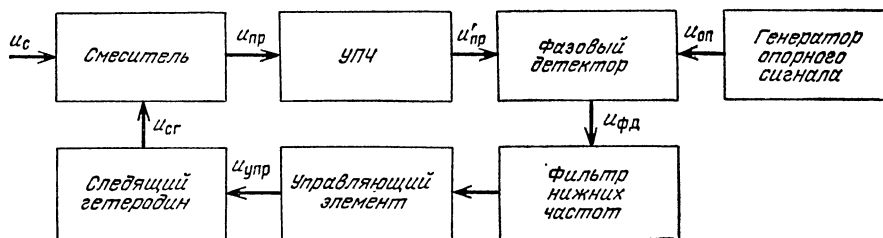


Рис. 7.9. Функциональная схема АСС на промежуточной частоте.

и гетеродина. Это сообщает системе АСС астатизм 1-го порядка, и при постоянной радиальной скорости цели имеем $\Delta f_{\text{сг}} = f_{\text{сг}} - f_{\text{с}} = 0$, а $f_{\text{сг}} = f_{\text{с}}$.

Автоматическое слежение за частотой сигнала позволяет сделать ЧАП, а тем более схему ФАПЧ узкополосной. Отсюда систему АСС называют *узкополосным следящим фильтром*. Чем уже полоса пропускания фильтра, тем больше приближается к синусоидальному напряжение гетеродина и соответственно выше точность сопровождения по скорости, особенно в схеме ФАПЧ. Этому способствует также возможность уменьшения шумовой полосы пропускания приемника. Но если эта полоса слишком узкая (менее долей герца), то система АСС недостаточно динамична, чтобы реагировать на быстрые изменения скорости цели.

О качестве АСС судят еще по *полосе захвата*, т. е. по тому максимальному рассогласованию частот, при котором еще возможен переход к режиму слежения. С этой точки зрения схема ЧАП предпочтительнее. Наилучшие результаты дают комбинированные системы, в которых используются большие возможности ФАПЧ по точности сопровождения и ЧАП по полосе захвата.

Слежение по скорости можно осуществить и на промежуточной частоте (рис. 7.9). Смеситель преобразует принимаемые сигналы $u_{\text{с}}$ частотой $f_{\text{с}} = f_0 \pm F_{\text{доп}}$ в колебания $u_{\text{пр}}$ частотой $f_{\text{пр}} \pm F_{\text{доп}}$, где f_0 — несущая частота сигнала, $f_{\text{пр}}$ — промежуточная частота и $F_{\text{доп}}$ — доплеровское приращение частоты. После усиления в УПЧ преобразованные колебания ($u'_{\text{пр}}$) подводятся к фазовому детектору, где они сравниваются по фазе с опорным напряжением $u_{\text{оп}}$, имеющим

стабильную частоту $f_{оп}$, равную номинальной промежуточной частоте. Полученный сигнал ошибки $u_{фд}$, как и в предыдущей схеме, с помощью фильтра нижних частот и управляющего элемента изменяет частоту следящего гетеродина и тем самым уменьшает рассогласование фаз до нуля. Управляющее напряжение $u_{упр}$ является аналогом скорости цели. Эта схема обладает повышенной помехоустойчивостью благодаря тому, что фильтр УПЧ ограничивает полосу шума на входе фазового детектора.

Режиму АСС предшествует поиск цели. Схема поиска (рис. 7.10) начинается с фазового детектора (ФД2), который при наличии напряжения на выходе УПЧ $u'_{пр}$ работает как синхронный детектор. В ре-

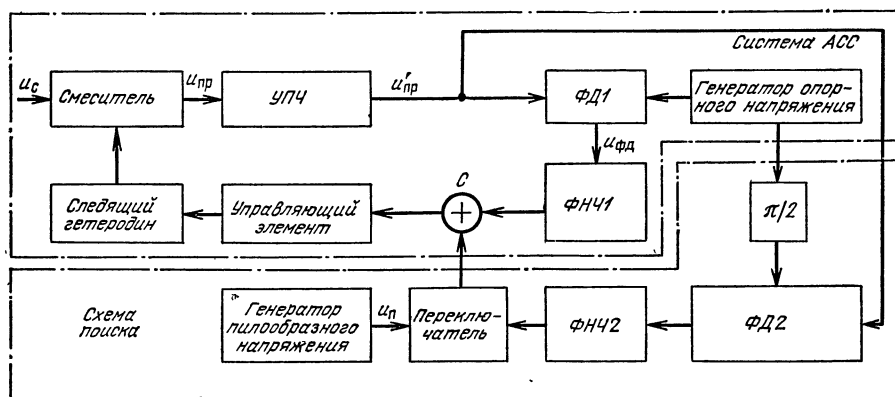


Рис. 7.10. Функциональная схема АСС с автоматическим захватом цели.

жиме слежения выходное напряжение смесителя $u_{пр}$ соответствует полосе пропускания УПЧ и поэтому напряжение $u'_{пр}$ достаточно для того, чтобы с помощью детектора (ФД2) и фильтра нижних частот (ФНЧ2) отключить генератор поиска (генератор пилообразного напряжения) от управляющего элемента и подключить к нему детектор (ФД1) с фильтром (ФНЧ1) системы АСС. При потере сигнала u_c к переключателю не поступает напряжение от детектора (ФД2) и управляющий элемент соединяется с генератором пилообразного напряжения $u_п$. В результате частота гетеродина непрерывно изменяется, пока спектр напряжения $u_{пр}$ не окажется в полосе пропускания УПЧ. Тогда возобновляется режим слежения, так как генератор поиска отключается.

§ 47. Автоматическое сопровождение по направлению (АСН) методом конического сканирования

Системы АСН являются следящими измерителями угловых координат. Они классифицируются по тем же признакам, что и несledящие измерители: а) *амплитудные и фазовые* в зависимости от того, как определяется направление на цель — сравнением амплитуд или фаз

принимаемых сигналов; б) с последовательным и одновременным сравнением сигналов. Первое означает, что антенна имеет один фазовый центр, который, вращаясь, вызывает коническое сканирование луча; при этом угловые координаты цели выявляются сравнением сигналов, принятых в ряде последовательных положений луча антенны. Отсюда происходит второе название этой системы — с интегральным равносигнальным направлением (РСН).

Системы АСН с одновременным сравнением сигналов называют и системами с мгновенным РСН, или моноимпульсными. В данном случае антенна имеет по два фазовых центра как в азимутальной, так и в угломестной плоскостях, и это позволяет выявить направление на цель даже по одному (моно означает один) сигналу, сравнивая порознь его одновременные значения на выходе азимутальной и угломестной пар фазовых центров антенны.

в) Одноканальные и многоканальные системы. Первые применяются при последовательном сравнении сигналов, так как для этого достаточно одноканального приемника, а вторые — при одновременном сравнении сигналов, так как параллельный прием сигналов, сфокусированных в различных фазовых центрах антенны, возможен только при многоканальном приемнике.

47.1. Радиосигналы при коническом сканировании. В системах АСН с коническим сканированием используются параболические антенны с вращающимся облучателем или рефлектором. Фазовый центр облучателя смещен от фокальной линии таким образом, что при вращении облучателя ось ДН антенны образует коническую поверхность (рис. 7.11, а). Угол 2γ при вершине конуса должен быть меньше ширины $2\varphi'_0$ ДН.

За период сканирования $t_0, t_1, t_2, \dots, t_8$ максимум ДН описывает окружность на плоскости zy (рис. 7.11, б, в, г). Пусть этот максимум пересекает ось z в начале каждого периода ($t = t_0, t_8, \dots$).

Когда цель находится на оси x , принимаемый радиосигнал имеет постоянную амплитуду (рис. 7.11, б). Если цель смещена только по азимуту от этого РСН и расположена на оси y в положении $1'$ (рис. 7.11, в), то отраженный сигнал оказывается промодулированным с частотой сканирования согласно огибающей $1'$. Например, максимум амплитуды сигнала наблюдается в момент t_2 , когда луч наиболее близок к цели, а минимум амплитуды имеет место в момент t_8 , когда луч наиболее удален от цели. При смещении цели по азимуту на больший угол (положение $1''$) пределы изменения амплитуды (глубина модуляции) возрастают, но характер изменения огибающей остается прежним.

Если цель отклонена от РСН только по углу места и находится на оси z в точке $2'$ (рис. 7.11, г), то максимум луча антенны наиболее близок к цели в момент t_0 (t_8) и наиболее удален от нее в момент t_4 . Огибающая радиоимпульсов для этого случая обозначена $2'$. Цель в положении $2''$ еще больше отклонена по углу места. Тогда начальная фаза огибающей ($2''$) остается прежней, но глубина амплитудной модуляции становится больше. Очевидно, что при произвольных координатах цели начальная фаза огибающей находится в пределах от 0 до 2π .

Обобщая сказанное, приходим к выводу, что коническое сканирование вызывает амплитудную модуляцию принимаемых сигналов, причем глубина модуляции возрастает с увеличением угла отклонения цели от равносигнальной оси, а фаза огибающей определяется тем, в каком направлении (по азимуту и углу места) произошло это отклонение.

Коэффициент амплитудной модуляции принимаемых радиосигналов $m = U_m/U_{0m}$, где U_m — амплитуда переменной составляющей огибающей; U_{0m} — среднее значение амплитуды.

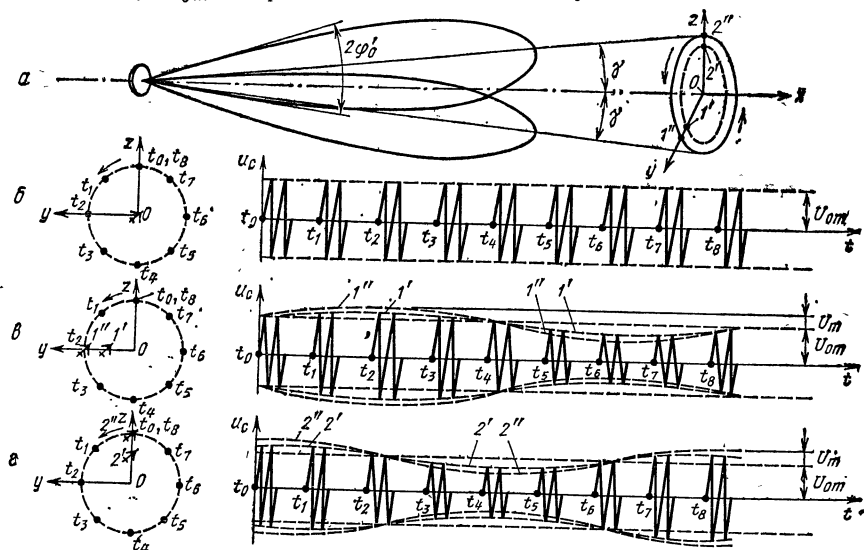


Рис. 7.11. Изменения амплитуды радиосигналов в процессе конического сканирования.

Чтобы выявить, на какой угол отклонилась цель от РСН, измеритель должен реагировать на коэффициент модуляции.

47.2. Функциональная схема (рис. 7.12). Система АСН состоит из пеленгационного и исполнительного устройств. Пеленгационное устройство, содержащее антенну, приемник и угловой дискриминатор, измеряет угол рассогласования между направлением на цель и РСН.

Приемник стробируется по дальности импульсами системы АСД, чтобы АСН происходило только от радиоимпульсов сопровождаемой цели. Пиковый детектор сигнала ошибки выделяет их огибающую. Усилитель сигнала ошибки содержит в качестве нагрузки колебательный контур или двойной RC -мост, настроенный на частоту сканирования $F_{ск}$. В результате сигнал ошибки, поступающий от усилителя к фазовым детекторам, фильтруется в виде гармонического напряжения u_{co} с угловой частотой $\Omega_{ск} = 2\pi F_{ск}$, амплитудой U_{cm} и начальной фазой ψ :

$$u_{co} = U_{cm} \sin (\Omega_{ск} t + \psi). \quad (7.8)$$

За счет различия в дальностях и размерах целей динамический диапазон принимаемых сигналов очень велик. Если допустить такие изменения в амплитуде сигнала ошибки, то система АСН будет очень медленно реагировать на слабые сигналы и, наоборот, возбуждаться от сильных сигналов. В связи с этим наряду с АРУ приемника применяют нормировку напряжения u_{co} с помощью инерционной схемы АРУ усилителя сигнала ошибки. В этом усилителе АРУ изменяет коэффициент усиления в обратной пропорции к среднему значению сигнала ошибки.

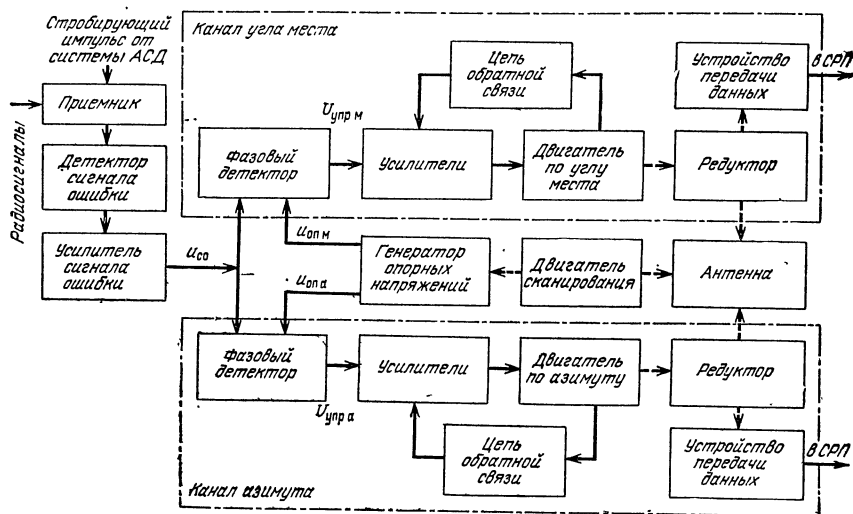


Рис. 7.12. Функциональная схема системы АСН с коническим сканированием.

Далее следуют фазовые дискриминаторы (детекторы). Их два, так как согласно формуле (7.8) сигнал ошибки u_{co} выражается полярными координатами U_{cm} и ψ , а для изменения РСН антенны требуются отдельные каналы с электродвигателями по азимуту и углу места; требуемый переход к прямоугольным координатам совершается отдельными дискриминаторами азимутального и угломестного каналов.

В фазовом детекторе сигнал ошибки перемножается с опорным сигналом, а затем их произведение усредняется. Генератор опорных напряжений — триггер, который управляется импульсами индукторов, расположенных на одном валу с двигателем сканирования. Это обеспечивает равенство частот опорного напряжения и сканирования $\Omega_{ск}$.

Кроме того, предусматривается фазовый сдвиг опорных напряжений по азимуту $u_{оп а}$ и углу места $u_{оп м}$ на $\pi/2$:

$$u_{оп а} = U_{оп м} \sin \Omega_{ск} t; \quad u_{оп м} = U_{оп м} \cos \Omega_{ск} t. \quad (7.9)$$

Перемножение сигнала ошибки $u_{co} = U_{cm} \sin(\Omega_{ck}t + \psi)$ с соответствующим опорным сигналом дает

$$\begin{aligned} u_a &= U_{cm} U_{оп м} \sin(\Omega_{ck}t + \psi) \sin \Omega_{ck}t = \\ &= \frac{U_{cm} U_{оп м}}{2} [\cos \psi - \cos(2\Omega_{ck}t + \psi)]; \\ u_m &= U_{cm} U_{оп м} \sin(\Omega_{ck}t + \psi) \cos \Omega_{ck}t = \\ &= \frac{U_{cm} U_{оп м}}{2} [\sin \psi + \sin(2\Omega_{ck}t + \psi)]. \end{aligned}$$

В результате усреднения, производимого RC -фильтрами нижних частот фазовых детекторов, вторые слагаемые исчезают и на выходе детекторов получаются управляющие напряжения по азимуту и углу места вида

$$U_{упр а} = 0,5 U_{cm} U_{оп м} \cos \psi; \quad (7.10)$$

$$U_{упр м} = 0,5 U_{cm} U_{оп м} \sin \psi. \quad (7.11)$$

Как было сказано, начальная фаза ψ зависит от направления на цель. Если цель отклонилась от РСН только по азимуту, то $\psi = 0$ и управляющее напряжение имеется лишь в азимутальном канале ($U_{упр а} = 0,5 U_{cm} U_{оп м}$; $U_{упр м} = 0$), а при отклонении цели от РСН только по углу места получаем

$$\psi = \pi/2, \quad U_{упр а} = 0 \text{ и } U_{упр м} = 0,5 U_{cm} U_{оп м}.$$

Исполнительное устройство устраняет рассогласование между направлением на цель и РСН антенны с помощью изменения РСН. Оно состоит из усилителей управляющих сигналов, электродвигателей и цепей коррекции. Обычно усилитель напряжения электронный. Усилитель мощности при использовании в угломере двигателя постоянного тока — электромашинный, а двигателя переменного тока — магнитный. Так как луч антенны автоматически следит за целью, то данные о направлении луча, снимаемые с выхода исполнительного устройства, являются выходными данными всего следящего угломера. Они передаются в счетно-решающий прибор (СРП).

47.3. Коммутаторный фазовый детектор. Векторомерный фазовый детектор, балансная схема которого описана в § 11, обычно используется на высоких частотах, а для следящего угломера с коническим сканированием более пригоден коммутаторный фазовый детектор. Примером такого рода дискриминатора может служить фазовый детектор системы АСН станции РП-1 (рис. 7.13). Прямоугольные опорные колебания коммутируют (отпирают и запирают) лампы детектора Л1—Л4 и этим резко изменяют их параметры. Пеленгационные характеристики пеленгаторов с коммутаторными и векторными фазовыми детекторами существенно не отличаются.

Сигнал ошибки подается на сетки, а опорные напряжения — на аноды ламп Л1—Л4. Электроды этих триодов соединяются так, чтобы соблюдались следующие равенства напряжений: $u_{g1} = u_{g4}$; $u_{g2} = u_{g3}$; $u_{a1} = u_{a3}$ и $u_{a2} = u_{a4}$. Подводятся опорные напряжения

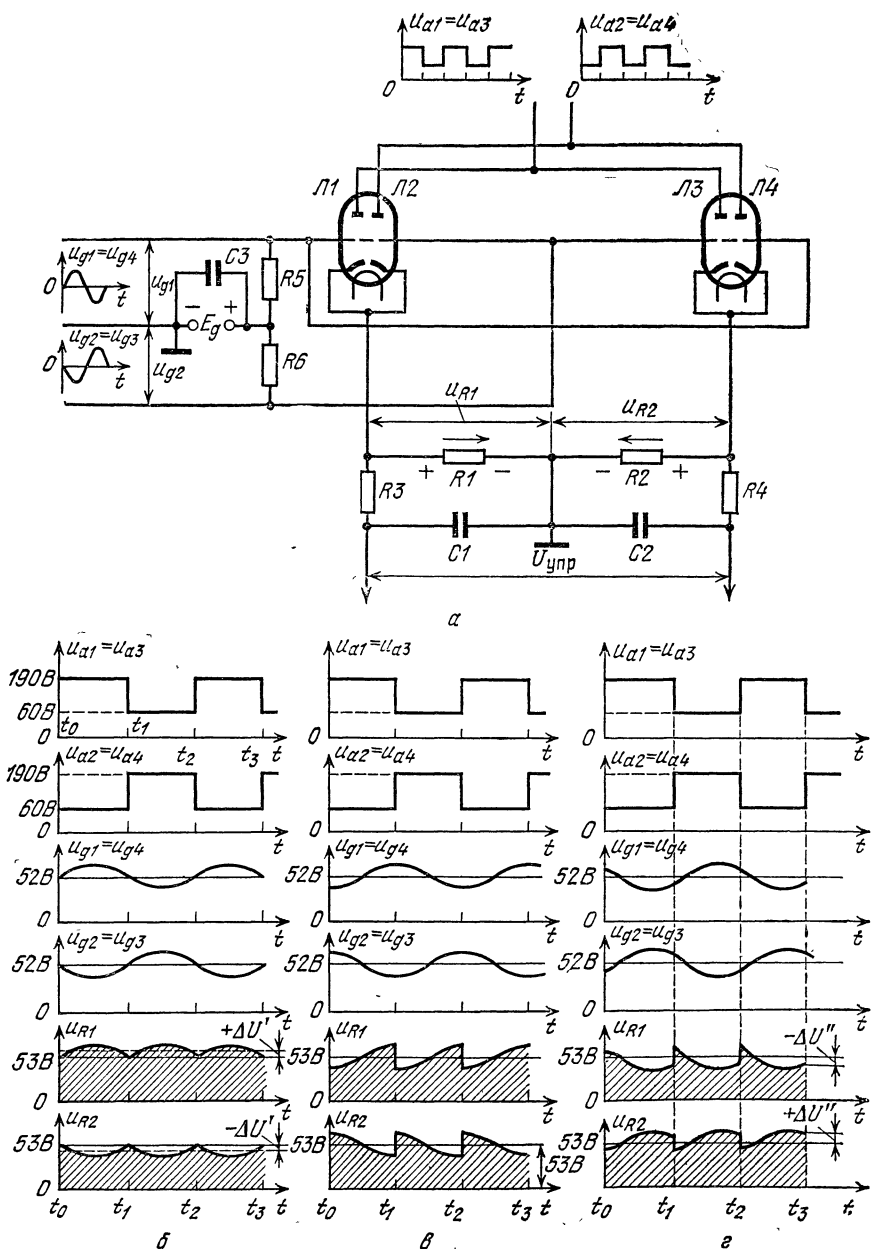


Рис. 7.13. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы напряжений (б—г) коммутаторного фазового детектора.

к анодам детектора от разных ламп триггера, и когда напряжение $u_{a1} = u_{a3}$ — максимальное (190 В*), напряжение $u_{a2} = u_{a4}$ — минимальное (60 В), и наоборот. Что касается сигнала ошибки, то он подается на детектор в противофазе. Кроме того, на сетки поступает напряжение смещения $E_g = +52$ В.

Катодные токи вызывают на резисторах $R1, R2$ падение напряжений u_{R1}, u_{R2} со встречной полярностью. Пульсация выходного напряжения детектора сглаживается фильтрами низших частот $R3, C1$ и $R4, C2$.

Когда сигнала ошибки нет, к сеткам всех ламп приложено напряжение $+52$ В, и в тех триодах, на аноды которых подано 190 В, имеются катодные токи, выделяющие на каждом из резисторов $R1, R2$ напряжение $+53$ В. Значит, разность потенциалов между сетками и катодами данных ламп равна -1 В, и этого достаточно, чтобы другая пара триодов ($\Pi1, \Pi3$ или $\Pi2, \Pi4$), на аноды которых подано 60 В, была заперта. В таком случае выходное напряжение $U_{\text{впр}} = u_{R1} - u_{R2} = 53 - 53 = 0$.

В следующий полупериод сканирования лампы меняются ролями (анодные напряжения изменились на обратные), но выходное напряжение остается равным нулю.

Теперь рассмотрим случай, когда сигнал ошибки и опорное напряжение, точнее его первая гармоника, совпадают по фазе (рис. 7.13, б). При этом триоды $\Pi1, \Pi3$ открыты в отрезки времени $t_0 - t_1, t_2 - t_3, \dots$, а триоды $\Pi2, \Pi4$ — в интервалах $t_1 - t_2, \dots$, и так как анодное напряжение открытых ламп постоянно (190 В), то изменения катодных токов следуют за изменениями сеточных напряжений. В результате во время $t_0 - t_1$ падение напряжения u_{R1} совпадает по форме с u_{g1} , а u_{R2} — с u_{g3} , тогда как в интервале $t_1 - t_2$ напряжение u_{R1} изменяется согласно напряжению u_{g2} , а u_{R2} — согласно u_{g4} . Очевидно, что под действием сигнала ошибки постоянная составляющая напряжения на $R1$ стала больше, а на $R2$ — меньше на некоторую величину $\Delta U'$ и выходное напряжение детектора получило приращение $2\Delta U'$:

$$U_{\text{впр}} = u_{R1} - u_{R2} = (53\text{В} + \Delta U') - (53\text{В} - \Delta U') = 2\Delta U'.$$

Если между сигналом ошибки и опорным напряжением сдвиг по фазе $\psi = 90^\circ$ (рис. 7.13, в), то при $t = t_0 - t_1$ открыты триоды $\Pi1, \Pi3$, при $t = t_1 - t_2$ — триоды $\Pi2, \Pi4$, при $t = t_2 - t_3$ вновь триоды $\Pi1, \Pi3$ и т. д. Получается, что через каждую четверть периода сканирования знак напряжения на резисторах $R1, R2$ меняется относительно $+53\text{В}$, в силу чего средний потенциал катодов остается равным $+53\text{В}$ и выходное напряжение детектора, как это было в отсутствие сигнала ошибки, равно нулю.

Индикатор отрегулирован таким образом, что когда цель отклонена от РСН только по азимуту, сигнал ошибки совпадает по фазе с азимутальным опорным напряжением ($\psi = 0$) и тогда с фазового детектора азимутального канала снимается максимальное управляющее напряжение, как на рис. 7.13, б; в это же время фазовым детектором

*) Все напряжения указаны относительно корпуса.

угломестного канала, в котором $\psi = 90^\circ$, управляющее напряжение не создается.

Обратимся к более общему случаю, когда цель отклонена от РСН и по азимуту и по углу места, образуя в одном из каналов фазовый сдвиг между сигналом ошибки и опорным напряжением, скажем, 120° (рис. 7.13, а). Тогда в первый полупериод сканирования, когда открыты триоды Л1, Л3, падение напряжения u_{R1} определяется сеточным напряжением u_{g1} , падение напряжения u_{R2} — напряжением u_{g3} , а во второй полупериод, когда открыты Л2, Л4, падение напряжения u_{R1} соответствует сеточному напряжению u_{g2} , а u_{R2} — напряжению u_{g4} . В результате постоянная составляющая напряжения u_{R1}

оказывается меньше, а u_{R2} — больше чем $+53В$ на $\Delta U''$ и выходное напряжение

$$U_{упр} = u_{R1} - u_{R2} = (53 - \Delta U'') - (53 + \Delta U'') = -2\Delta U''.$$

Итак, по мере увеличения сдвига по фазе от 0 до 90° между сигналом ошибки и азимутальным опорным напряжением азимутальное управляющее напряжение уменьшается

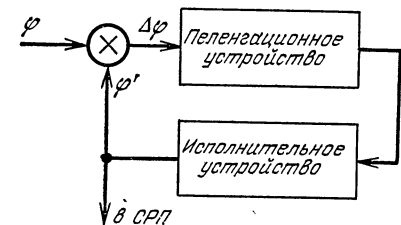


Рис. 7.14. Упрощенная структурная схема системы АСН.

от максимума до нуля, угломестное — увеличивается от нуля до максимума; если указанный фазовый сдвиг окажется в пределах $90 - 180^\circ$, то изменения управляющего напряжения будут противоположными и по абсолютной величине и по знаку.

47.4. Структурная схема системы. Пеленгационное и исполнительное устройства образуют в каждом канале замкнутую систему автоматического регулирования (рис. 7.14). В этой системе угловой дискриминатор сопоставляет направление цели φ с РСН φ' , отработанным следящим измерителем, и определяет рассогласование $\Delta\varphi = \varphi - \varphi'$. Приблизительно пеленгационное устройство рассматривают как инерционное звено с постоянной времени $T_{пу}$, которая зависит в основном от параметров RC-фильтра фазового детектора, а исполнительное устройство — как интегрирующее звено, постоянная времени которого $T_{ин}$ определяется в основном двигателем. Интегрирующие свойства двигателя выражаются в том, что угол поворота ротора двигателя пропорционален интегралу его угловой скорости, которая определяется приложенным к двигателю управляющим напряжением. Обычно в исполнительном устройстве имеется только один интегратор. В связи с этим система обладает памятью по направлению (астатизм 1-го порядка) и при исчезновении сигнала ошибки двигатель и антенна остаются.

В целом пеленгационное и исполнительное устройства образуют низкочастотное колебательное звено (динамическое звено 2-го порядка). Основные параметры этого звена: собственная частота f_0 и полоса пропускания (частота среза) f_c . Для мгновенного перехода системы из одного режима в другой и мгновенного приближения луча антенны

к центру цели необходимо, чтобы $f_0 \rightarrow \infty$, но при такой полосе пропускания система абсолютно безынерционна и неустойчива и весьма склонна к флуктуационным ошибкам. Последнее означает, что быстрые флуктуации отраженного сигнала, вызванные поступательным и вращательным движением цели, а при слабых сигналах (больших дальностях) — и внутриприемными шумами, изменяют выходное напряжение фазовых детекторов; это приводит к угловым ошибкам слежения за целью.

Нижний предел полосы пропускания f_0 ограничивается тем, что собственная частота f_0 должна быть по крайней мере в 10 раз больше f_c , чтобы избежать сильных собственных колебаний антенны. При большой массе вращающейся части антенны столь большую частоту f_0 получить не удастся. Например, в станции AN/FPQ-6 с 29-футовым рефлектором полоса пропускания $f_0 = 3,5$ Гц достигнута ценой снижения отношения f_0/f_c до трех, а в РЛС с 12-футовым рефлектором можно обеспечить $f_0 = 7 - 8$ Гц [57].

В таких условиях большую роль играют корректирующие цепи, предназначенные для повышения устойчивости системы АСН без снижения ее быстродействия. На функциональной схеме (см. рис. 7.12) показана параллельная коррекция, охватывающая двигатель и усилитель мощности исполнительного устройства.

§ 48. Моноимпульсные системы АСН

Так как при коническом сканировании сигнал рассогласования формируется из огибающей отраженных радиосигналов, то паразитная амплитудная или фазовая модуляция, обусловленная флуктуациями отражающей площади цели и другими причинами, неизбежно вызывает ошибку сопровождения. Моноимпульсный метод свободен от такого рода ошибок благодаря тому, что измерение угловых координат этим методом основывается на информации, содержащейся в одном отраженном сигнале (импульсе).

Моноимпульсные РЛС, как известно, разделяются на многоканальные амплитудные или фазовые и, кроме того, по способу обработки сигналов — на логарифмические и суммарно-разностные.

48.1. Функциональная схема амплитудной моноимпульсной системы АСН с суммарно-разностной обработкой сигналов. В такой системе угол отклонения цели от РСН определяется по сумме и разности амплитуд сигналов, принятых согласно диаграммам направленности I , II , разнесенным на некоторый угол ($2\gamma_0$). Функциональная схема системы, относящаяся к азимутальному каналу, показана на рис. 7.15.

Диаграммы I , II получаются с помощью облучателей I , II , фазовые центры которых смещены в противоположные стороны от фокуса F и фокальной линии рефлектора. Эти диаграммы пересекаются, образуя равносигнальную плоскость для измерения азимута целей. Очевидно, что облучатели и равносигнальная плоскость угломестного канала должны располагаться перпендикулярно соответствующим элементам азимутального канала. Линия пересечения равносиг-

нальных плоскостей совпадает с фокальной (оптической) осью антенны и является РСН системы.

Суммирование и вычитание сигналов производится в суммарно-разностном кольцевом мосту (или волноводном двойном Т-мосту). В режиме передачи радиопульсы передатчика проходят антенный

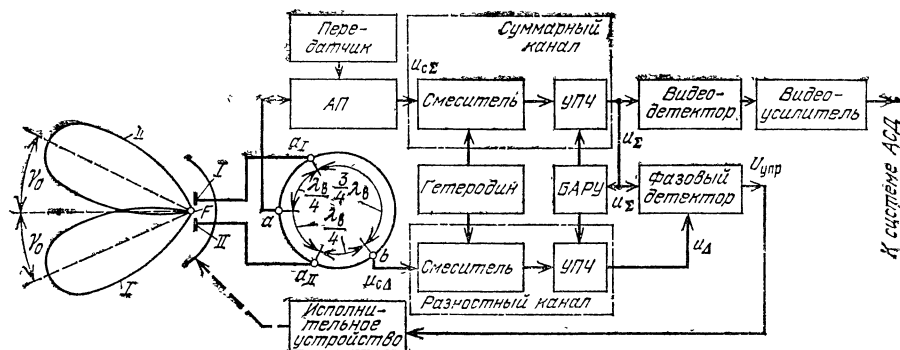


Рис. 7.15 Функциональная схема амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы автоследования по одной угловой координате.

переключатель и участки aa_1 , aa_2 кольцевого моста равной длины $\lambda_b/4$ (λ_b — волноводная длина волны), после чего они синфазно возбуждают облучатели. Благодаря этому диаграммы направленности

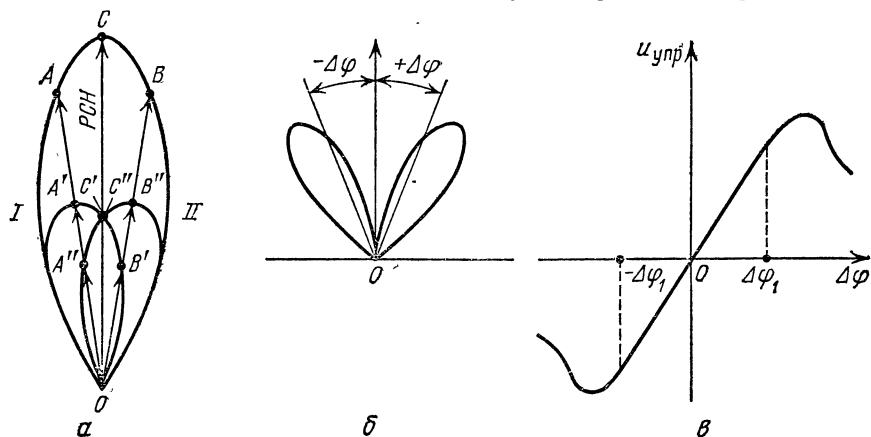


Рис. 7.16. Построение суммарной (а) и разностной (б) ДН антенны и пеленгационная характеристика (в) моноимпульсной системы АСН.

I , II суммируются в пространстве. На рис. 7.16, а показано построение результирующей ДН для трех ее точек A , B и C : $OA = OA' + OA''$, $OB = OB' + OB''$, $OC = OC' + OC''$. Как видно, максимум излучения совпадает с равносигнальным направлением OC .

Форма результирующей ДН в режиме приема зависит от того, какой путь проходят отраженные радиоволны в кольцевом мосту

(рис. 7.15). В суммарный канал они проходят через антенный переключатель без сдвига фазы относительно облучателей (благодаря равенству участков a_{Ia} и a_{IIa}), а в разностный канал — в противофазе: от облучателя I по пути a_{Ib} , равному $3\lambda_b/4$, и от облучателя II по пути a_{IIb} , равному $\lambda_b/4$. Результирующая диаграмма получается вычитанием радиус-векторов диаграммы I (OA' , OB' , OC' , ...) из радиус-векторов диаграммы II (OA'' , OB'' , OC'' , ...) (рис. 7.16, а, б).

Весьма важно, что в РСН разностный сигнал равен нулю, а при переходе через ось его фаза меняется по знаку. Как видно, зависимость разностного сигнала от угла рассогласования $\Delta\varphi$ между направлением на цель и РСН имеет форму, характерную для дискриминатора следящего измерителя (см. рис. 7.16, в). Второй вывод: в разностном сигнале заключена вся необходимая для АСН информация о цели.

Суммарный сигнал тоже используется для обработки информации: во-первых, в качестве опорного сигнала фазового различителя системы АСН и, во-вторых, для определения дальности. При этом важно, что амплитуда суммарного сигнала максимальна в РСН.

Суммарный и разностный каналы приемника независимы (рис. 7.15). В них производится преобразование частоты посредством смесителей с общим гетеродином, затем усиление по промежуточной частоте (УПЧ), после чего суммарный сигнал u_Σ проходит видеодетектор и видеоусилитель и поступает в систему АСД (или в индикатор), а разностный сигнал u_Δ сопоставляется в фазовом детекторе с опорным сигналом u_Σ , в результате чего получается управляющее напряжение $U_{упр}$. Оно воздействует на исполнительное устройство и последнее поворотом антенны (РСН) устраняет рассогласование по азимуту.

Так как в моноимпульсных системах информация о направлении цели может быть получена от одного импульса, то АРУ, предназначенная для стабилизации угловой чувствительности системы, должна быть быстродействующей (БАРУ) и в идеальном случае — даже мгновенной. На вход БАРУ подаются импульсы с выхода УПЧ суммарного канала, а выход БАРУ подключен к УПЧ обоих каналов. БАРУ, следовательно, полностью охватывает УПЧ суммарного канала и обеспечивает постоянство амплитуды выходных импульсов данного канала U_Σ . Амплитуда выходных импульсов разностного канала благодаря БАРУ оказывается обратно пропорциональной амплитуде напряжения суммарного канала.

Обозначим коэффициент усиления антенны, соответствующий суммарной ДН, через $G_{\Sigma\Sigma}$, а соответствующий разностной диаграмме через $G_{\Delta\Delta}$. Так как при передаче используется только суммарная диаграмма направленности антенны, а при приеме сигналы разветвляются по каналам, то мощности на входе приемников суммарного и разностного сигналов пропорциональны соответственно величинам $G_{\Sigma\Sigma}^2$ и $G_{\Delta\Delta}^2$. Входные напряжения $U_{c\Sigma}$ и $U_{c\Delta}$ приемников тех же каналов пропорциональны квадратному корню из этих величин: $\sqrt{G_{\Sigma\Sigma}^2}$ и $\sqrt{G_{\Delta\Delta}^2}$. В отсутствие БАРУ такое соотношение сохранилось бы и на выходе УПЧ каналов, но так как действие БАРУ эквивалентно де-

лению выходного напряжения УПЧ на коэффициент, пропорциональный амплитуде суммарного сигнала, то напряжения суммарного и разностного каналов на входе фазового детектора выражаются как

$$U_{\Sigma} \sim K \frac{U_{c\Sigma}}{U_{c\Sigma}} = K \frac{\sqrt{G_{A\Sigma}^2}}{\sqrt{G_{A\Sigma}^2}} = K; \quad (7.12)$$

$$U_{\Delta} \sim K \frac{U_{c\Delta}}{U_{c\Sigma}} = K \frac{\sqrt{G_{A\Sigma} G_{A\Delta}}}{\sqrt{G_{A\Sigma}^2}} = K \sqrt{\frac{G_{A\Delta}}{G_{A\Sigma}}}, \quad (7.13)$$

где K — коэффициент пропорциональности, имеющий размерность напряжения.

Выходное напряжение фазового детектора $U_{\text{упр}}$, как известно, пропорционально амплитуде входного напряжения U_{Δ} :

$$U_{\text{упр}} \sim U_{\Delta} = K \sqrt{\frac{G_{A\Delta}}{G_{A\Sigma}}}. \quad (7.14)$$

Если к тому же учесть, что $G_{A\Delta}/G_{A\Sigma} = U_{c\Delta}^2/U_{c\Sigma}^2$, то получаем следующее выражение для управляющего сигнала, подводимого к исполнительному устройству:

$$U_{\text{упр}} \sim K U_{c\Delta}/U_{c\Sigma}. \quad (7.15)$$

Таким образом, пеленгационную характеристику системы (рис. 7.16, в) можно построить делением напряжения разностного сигнала $U_{c\Delta}$ на напряжение суммарного сигнала $U_{c\Sigma}$, которые определяются из рассмотренных ранее диаграмм направленности (рис. 7.16, а, б). Поскольку в равносигнальной зоне суммарный сигнал изменяется незначительно, пеленгационная характеристика почти совпадает по форме с разностной диаграммой направленности. Это и требуется в данном случае: при углах рассогласования $\Delta\varphi = \pm\Delta\varphi_1$ крутизна характеристики получается постоянной, а при переходе $\Delta\varphi$ через нуль управляющее напряжение $U_{\text{упр}}$ изменяет свой знак.

Важным достоинством системы является то, что различия в характеристиках каналов не сказываются на положении РСН. Это видно из формулы (7.15): при $\Delta\varphi = 0$ разностный сигнал $U_{c\Delta} = 0$ и поэтому $|U_{\text{упр}}| = 0$. Такой же вывод следует из того, что разностный сигнал образуется в схеме вычитания, включенной до входа приемников.

48.3. Функциональная схема моноимпульсного следящего измерителя двух угловых координат (рис. 7.17). Параболическая антенна радиолокатора содержит облучатели 1, 2, 3, 4, расположенные симметрично оптической оси рефлектора. Эти облучатели через кольцевые мосты I, II, III, IV соединяются с приемопередатчиком суммарного канала и приемниками разностных каналов азимута и угла места. На каждом мосту показаны два входа и два выхода (суммарный Σ и разностный Δ). Индексы 1 — 4 относятся к напряжениям, подводимым от одноименных облучателей.

По одну сторону горизонтальной плоскости находятся облучатели 1 и 2, а по другую — 3 и 4. Поэтому к приемнику канала угла места должно подводиться напряжение $(U_1 + U_2) - (U_3 + U_4)$. Аналогично, так как по одну сторону вертикальной плоскости расположены облучатели 1 и 3, а по другую — 2 и 4, разностный сигнал азимута равен $(U_1 + U_3) - (U_2 + U_4)$.

В режиме приема с кольца I снимаются напряжения $U_1 + U_2$ и $U_1 - U_2$, с кольца II — $U_3 + U_4$ и $U_3 - U_4$; с кольца III — $U_1 + U_2 + U_3 + U_4$ (к суммарному каналу) и $(U_1 + U_2) - (U_3 + U_4)$

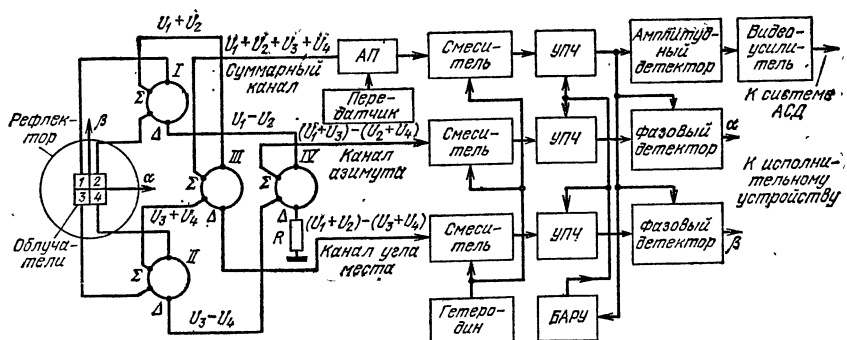


Рис. 7.17. Функциональная схема амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы автосопровождения по обоим угловым координатам.

(к каналу угла места); с кольца IV — $(U_1 + U_3) - (U_2 + U_4)$ (к каналу азимута). Кроме того, разностный отвод кольца IV соединяется с поглощающей нагрузкой R.

В каждом приемном канале имеются смеситель с общим гетеродином и УПЧ. Вход схемы БАРУ соединяется с выходом УПЧ суммарного канала, а выход БАРУ подключен к цепям смещения УПЧ всех трех каналов. Амплитудный детектор (видеодетектор) и видеосилитель включены в суммарный канал для получения видеосигналов, по которым производится обнаружение и дальнометрия целей. С фазовых детекторов, к которым подводятся разностные сигналы от УПЧ каналов азимута и угла места и опорные сигналы — с выхода УПЧ суммарного канала, снимаются управляющие сигналы для исполнительного устройства.

48.4. Фазовая моноимпульсная система АСН. Эта система отличается от амплитудной схемой и конструкцией антенны: вместо одного рефлектора с четырьмя облучателями используются четыре (или три) разнесенные антенны, каждая со своим облучателем.

Две антенны A1, A2 азимутального канала (рис. 7.18) разнесены на базовое расстояние d . Их амплитудные ДН одинаковые, и максимумы ДН совпадают с РСН системы, а фазовые ДН различные. Задача заключается в том, чтобы использовать для измерения угловой

ошибки $\Delta\varphi$ фазовый сдвиг сигналов, принимаемых антеннами:

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

где $\Delta\varphi$ — отклонение азимута цели от РСН.

Обработка сигналов, как и в большинстве амплитудных моноимпульсных систем, суммарно-разностная, поскольку такая обработка делает РСН независимым от характеристик приемных каналов. Схема суммирования и вычитания выполнена на двойном Т-образном или кольцевом мосту (см. курс «Антенно-фидерные устройства»).

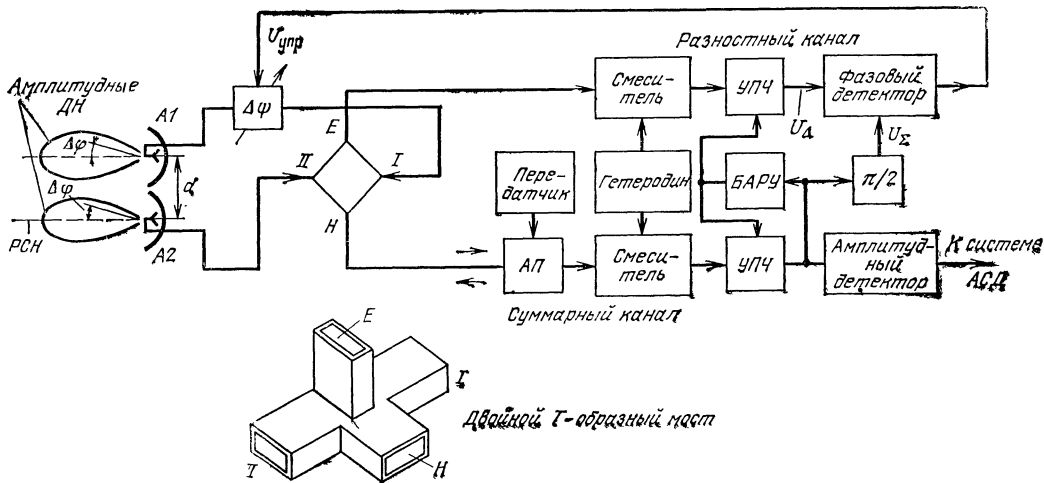


Рис. 7.18. Функциональная схема фазовой моноимпульсной системы АСН.

Мощные импульсы передатчика через антенный переключатель подводятся к H -плечу моста и поровну разделяются в ответвлениях I , II на пути в антенны $A1$, $A2$; в плечо E зондирующие импульсы не попадают. Принимаемые антеннами сигналы суммируются в плече H и вычитаются в плече E .

Суммарный канал выполнен так же, как в амплитудном пеленгаторе, а разностный дополнен фазовращателем на $\pi/2$, через который опорный сигнал подается на фазовый детектор. Такой поворот фазы вызван необходимостью компенсировать сдвиг на 90° между суммарным U_Σ и разностным U_Δ напряжениями принимаемых антеннами сигналов U_I и U_{II} (рис. 7.19).

Фазовый детектор преобразует фазовый сдвиг $\Delta\psi$ в постоянное управляющее напряжение $U_{упр}$, которое подводится к фазовращателю ($\Delta\psi$) для устранения рассогласования РСН с направлением на цель. Сдвиг фазы, создаваемый фазовращателем, является выходной величиной данного угломера.

48.5. Сравнение систем углового сопровождения. а) В РЛС с автоматическим сопровождением по направлению главным образом

применяются зеркальные параболические антенны. Линзовые антенны не нашли применения вследствие низкого к. п. д. и больших боковых лепестков ДН. Из параболических наиболее простая антенна следящего угломера с коническим сканированием, наиболее громоздкая — антенна моноимпульсного угломера с фазовой пеленгацией. Антенна моноимпульсной системы с амплитудной пеленгацией значительно меньше по габаритам, но из-за необходимости установки четырех облучателей, которые к тому же стыкуются с волноводами, имеющими малое поперечное сечение, она имеет сложную конструкцию. Таких волноводных линий должно быть три — по числу каналов, а при коническом сканировании — только одна.

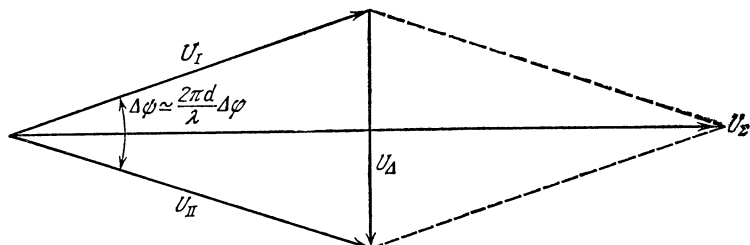


Рис. 7.19. Векторная диаграмма сложения и вычитания принимаемых сигналов в фазовом пеленгаторе.

б) Лучи антенны с коническим сканированием пересекаются в РСН на уровне половинной мощности, и это вызывает потери энергии на 3 дБ. Моноимпульсная РЛС свободна от таких потерь на смещение луча, так как максимум ее суммарной диаграммы направленности совпадает с РСН.

в) Моноимпульсные РЛС имеют более высокий темп выдачи данных: они обновляют данные об угловом положении цели с частотой следования импульсов F_c , а РЛС с коническим сканированием — с частотой сканирования $F_{ск}$, которая должна быть меньше F_c по крайней мере в четыре раза (чтобы получить хотя бы по одному отраженному импульсу в четырех крайних положениях луча антенны); практически же $F_{ск} \leq 10F_c$.

г) Отсутствие движущихся частей и жесткий монтаж волноводного питания антенны в моноимпульсных РЛС способствуют повышению точности АСН.

д) Пеленгатор моноимпульсной РЛС не реагирует на помехи, исходящие из одной точки пространства, так как они полностью компенсируются при вычитании сигналов. Системы с коническим сканированием чувствительны и к этим помехам, а если помехи к тому же модулированы с частотой сканирования, то канал АСН становится неработоспособным.

е) Основное преимущество моноимпульсных систем, как уже отмечалось, — значительно меньшая восприимчивость к амплитудным флуктуациям отраженных сигналов. Влияние флуктуаций на точность сопровождения можно было бы полностью устранить, если бы уда-

лось создать идеальную нормировку, но для этого АРУ должна быть не только быстродействующей, но и абсолютно безынерционной, что физически невозможно.

Итак, системы с коническим сканированием проще реализуются, они одноканальные, дешевле в изготовлении, но по другим показателям моноимпульсные системы более совершенны; из моноимпульсных наибольшее применение получают амплитудные следящие угломеры с суммарно-разностной обработкой.

В заключение отметим, что следящие измерители координат и скорости точнее и помехоустойчивее несledящих измерителей, но вторые рассчитаны на значительно больший диапазон измеряемых параметров. С другой стороны, для того чтобы ввести в действие следящий измеритель, нужна схема поиска и следует предусмотреть возможность срыва режима слежения.

§ 49. Общие сведения об автоматических выходных устройствах дискретного действия

49.1. Назначение. Автоматические выходные устройства дискретного действия позволяют наиболее полно решать задачи, стоящие перед радиолокационными устройствами. Напомним эти задачи: а) обнаружение целей и отделение полезных сигналов от ложных, вызванных естественными и умышленными помехами; б) измерение координат тех целей, которые представляют интерес; в) определение траекторий целей на основе информации, полученной в течение нескольких циклов радиолокационного обзора пространства; г) вычисление параметров движения целей для нахождения усредненных (сглаженных) траекторий и предсказания дальнейшего движения целей. Первые две операции составляют *первичную*, а вторые — *вторичную обработку информации*.

В *неавтоматизированных системах* первичная обработка производится оператором РЛС, который наблюдает за экраном индикатора и измеряет координаты целей с помощью визиров; вторичная обработка производится другим оператором, занимающимся прокладкой курса целей на планшете.

В *автоматизированных (полуавтоматических) системах* данные первичной обработки, производимой оператором, вводятся в аналоговое или цифровое вычислительное устройство, которое осуществляет вторичную обработку информации. Если еще предусмотрена обратная связь, то вычисленные упрежденные координаты выносятся на экран индикатора в виде дополнительной электронной метки, которая при правильном сопровождении цели совпадает с основным электронным визиром. При наличии расхождений оператор ручным способом совмещает метку с отметкой цели и откорректированные данные вводятся в вычислительное устройство с помощью механизма съема координат.

Применение полуавтоматических систем оправдано только при небольшом количестве наблюдаемых целей и наличии сильных помех,

которые опытный оператор может заметить и отбросить с большей вероятностью, чем вычислительная машина. В иных случаях предпочтение отдается автоматическим выходным устройствам РЛС.

Системы автоматического сопровождения одиночной цели с выходом на аналоговые вычислители или механизмы непрерывного действия нами уже рассмотрены. В последние годы все больше применяются *автоматические выходные устройства с цифровой обработкой радиолокационной информации*. При цифровой обработке используется разновидность ЭЦВМ — *специализированные цифровые вычислительные устройства (ЦВУ)*. Они обладают высокой точностью арифметических операций, возможностью длительного (без насыщения) накопления слабых сигналов, гибкостью структуры с подчинением ее специфическим задачам радиолокации, быстроедействием, высокой надежностью, стабильностью характеристик, возможностью микроминиатюризации и т. д.

Цифровая обработка возможна на всех этапах радиолокационного наблюдения: обнаружения, целеуказания, сопровождения и не только одиночных целей, но и всей группы целей, с сохранением непрерывного обзора пространства. В таких системах первичная и вторичная обработка сигналов полностью автоматизирована.

49.2. Основные преобразования в цифровых выходных устройствах РЛС. Все вычислительные операции в ЦВУ производятся с помощью цифровых кодов, которые определяются принятой системой счисления. В ЭЦВМ наибольшее применение получило двоичное счисление. В отличие от десятичной системы, где оперируют десятью цифрами (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9), в двоичной системе счисления оперируют двумя цифрами — нулем и единицей. Это чрезвычайно упрощает кодирование: импульс тока эквивалентен единице, а отсутствие импульса — нулю или наоборот.

Как известно, все числа делятся на разряды, которые отсчитываются справа налево. В первом разряде десятичной системы счисления указываются единицы ($10^0 = 1$), во втором разряде — десятки ($10^1 = 10$), в третьем — сотни ($10^2 = 100$) и т. д. Аналогично составляются числа в двоичной системе, но при возведении в степень основанием служит не десять, а два. Например, в первом разряде двоичной системы указываются единицы ($2^0 = 1$), во втором — двойки ($2^1 = 2$), в третьем — четверки ($2^2 = 4$) и т. д. В общем виде это можно записать так: если n — разряд числа, то его единицей является 2^{n-1} , причем коэффициентом при множителе 2^{n-1} может быть либо единица, либо нуль, тогда как в десятичной системе счисления число единиц каждого разряда достигает десяти.

Выходное напряжение приемника так же, как управляющее напряжение на входе исполнительного устройства, выражается, как правило, непрерывными (аналоговыми) величинами. В связи с этим перед ЦВУ должен быть включен преобразователь аналог — код, а после ЦВУ — преобразователь код — аналог.

Преобразователь аналог — код производит квантование непрерывного напряжения по времени и амплитуде и представляет квантованные величины в цифровом коде, т. е. осуществляет *кодowo-импульсную*

модуляцию. Подводимое к устройству квантования напряжение $u_{вх}(t)$ (рис. 7.20) распределяется через равные отрезки времени $t = 0, t_K, 2t_K, 3t_K, \dots$ по уровням амплитуды U_1, U_2, U_3, \dots , которые на выходе устройства представляются двоичным кодом $u_{вых}(t)$. Например, в момент $t = 3t_K$ напряжение $u_{вх}(t)$ превышает уровень U_5 , но меньше уровня U_6 и поэтому выражается двоичным кодом 101 (пять).

Самое широкое применение получило бинарное квантование, т. е. квантование по двум уровням. Если нижний уровень превзойден, то это признак наличия импульса (код 1), а если не превзойден —

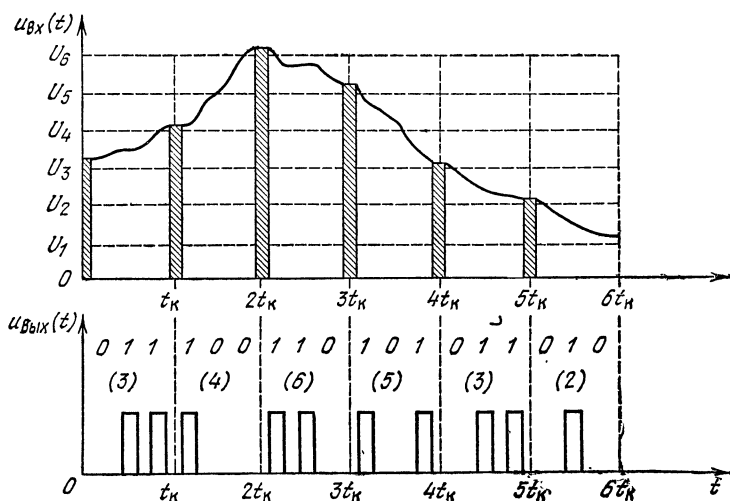


Рис. 7.20. Кодово-импульсная модуляция.

отсутствие импульса (код 0). В результате чрезвычайно упрощается как устройство квантования, так и последующая обработка сигналов, причем потери информации, вызванные квантованием (округлением), оказываются небольшими (до 2 дБ). После накопления импульсов пачки производится испытание на второй порог и тогда решается вопрос: сигнал есть (код 1), сигнала нет (код 0).

Выходное устройство РЛС, сопряженной с ЦВУ (рис. 7.21), должно содержать *преселектор*, предназначенный для отсеивания помех, обнаружения полезных сигналов путем их интегрирования и испытания на порог; *преобразователь аналогов координат и скоростей целей в код*, например, интервала времени между импульсом синхронизации и импульсом цели в код дальности или угла поворота диаграммы направленных антенны (пропорционального ему напряжения) в код угловых координат; *блок распределения* цифровых кодов измеренных координат и скорости; *ЦВУ вторичной обработки информации*, т. е. определения траектории движения целей и упрежденных координат; *устройство демонстрации*, где производится преобразование цифрового кода результатов вычислений в аналоговые величины и

индикация этих величин. Если рассматриваемую функциональную схему дополнить соответствующими цепями управления и обратной связи, то получится следящая цифровая система.

Иногда полученные данные подвергаются третичной обработке. Это требуется лишь в радиолокационных комплексах, состоящих из множества РЛС и устройств передачи и переработки информации. Специальная ЭЦВМ обобщает данные разнесенных групп РЛС о координатах, скорости, номерах целей, их государственной принадлеж-

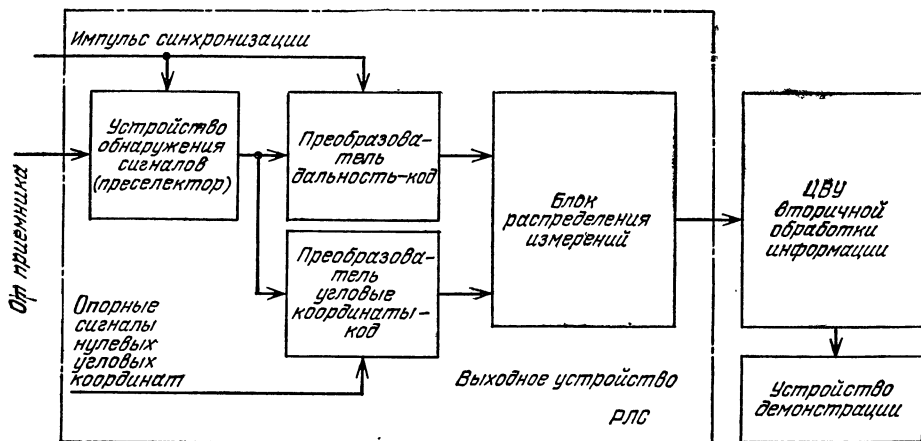


Рис. 7.21. Функциональная схема сопряжения РЛС с ЦВУ.

ности и т. д. По этим данным отождествляются отметки и тем самым выявляются фактические цели, уточняются координаты и параметры движения; в общем, создается полная картина обстановки в данном районе.

§ 50. Предварительная селекция сигналов

В качестве преселектора используются интеграторы с запоминающими устройствами и фильтры, т. е. устройства, способствующие обнаружению сигналов на фоне помех. Запоминающими устройствами служат ультразвуковые линии задержки (УЗЛЗ), потенциалоскопы, магнитные ленты (барабаны), триггерные схемы и др.

Структура преселектора обычно тем сложнее, чем большее приближение к оптимальному обнаружению нужно обеспечить. Так как в процессе квантования неизбежны потери информации, то дискретный обнаружитель не может быть строго оптимальным. Но эти потери можно свести к минимуму и одновременно избежать насыщения интегратора, если перейти от аналогового накопления сигналов к дискретному. В этом случае процесс обнаружения можно назвать квазиоптимальным.

Процесс квазиоптимального обнаружения пачки сигналов с двоичным кодом складывается из следующих операций: а) запоминание

кода (единиц и нулей) пачки; б) суммирование единиц; в) испытание полученной суммы на порог. При суммировании желательно учитывать «вес» различных импульсов в пачке (см. § 14), но это усложняет обнаружитель. Простая схема с двоичным бинарным интегратором сигналов, выполненным на УЗЛЗ, показана на рис. 7.22.

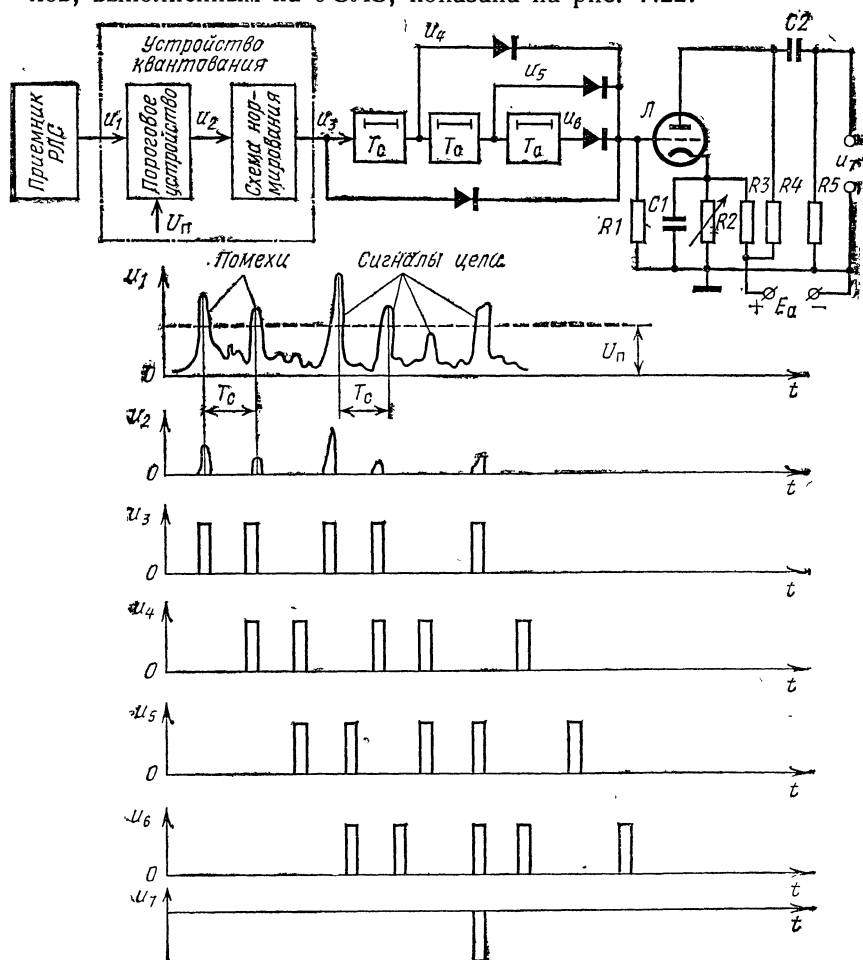


Рис. 7.22. Функциональная схема и временные диаграммы напряжений преселектора с бинарным интегрированием импульсов посредством линии задержки.

При обзоре пространства от каждой цели поступает пачка импульсов, которая в той или иной мере искажена помехами. На выходе приемника получают соответствующие видеоимпульсы u_1 . Они представлены на временной диаграмме пачкой, состоящей из четырех импульсов цели, среди которых один значительно подавлен помехой, и импульсов помех, из которых два случайно повторяются через период следования T_c станции.

Преселектор начинается с порогового устройства. Порог U_n выбирается с таким расчетом, чтобы насколько это возможно задержать импульсы шумов. Допустим, что упомянутые два импульса помех превысили этот порог. Схема нормирования преобразует выходные импульсы порогового устройства u_2 в стандартные по амплитуде импульсы u_3 . Нормированные импульсы проходят линию задержки с отводами через период следования T_c . На сопротивлении нагрузки R_l линии задержки импульсы u_3 , u_4 , u_5 и u_6 суммируются, если они совпадают во времени.

Ламповый каскад L играет роль второго порогового устройства. Если суммарное напряжение достаточно велико, то лампа L , ранее

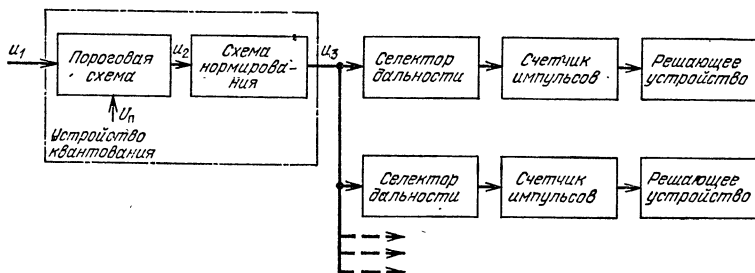


Рис. 7.23. Функциональная схема преселектора с использованием счетчиков импульсов.

запертая напряжением, которое снято с делителя R_2 , R_3 , отпирается и на выходе схемы получается импульс u_7 , свидетельствующий о наличии цели.

Число отводов линии задержки N и напряжение смещения анализатора определяют, какое минимальное число импульсов K из числа возможных N должно совпасть, чтобы получить сигнал наличия цели. Чем ближе K к N , тем меньше вероятность срабатывания схемы от шумов, но тогда возрастает опасность пропуска цели, пачка импульсов которой сильно искажена помехами. На рис. 7.22 из четырех импульсов пачки ($N = 4$) совпадает три импульса ($K = 3$). Этого оказалось достаточным, чтобы в нашем примере обнаружение цели было правильным и ложная тревога не возникала. Оптимальное соотношение между K и N таково: $K_{\text{опт}} \simeq 1,5 \sqrt{N}$.

Пользуясь законами математической логики, можно составить алгоритм более совершенного обнаружения сигналов методом совпадений. Алгоритм полностью раскрывает структуру дискретного обнаружителя.

Другой метод квазиоптимального дискретного накопления сигналов основан на использовании счетчика импульсов (рис. 7.23). Устройство квантования, как и в предыдущей схеме, преобразует выходное напряжение приемника u_1 в стандартные импульсы u_3 и одновременно в какой-то мере очищает их от помех с помощью пороговой схемы (ограничителя снизу). Далее следует многоканальное устройство накопления с выходом на решающую схему. Разделение каналов

производится посредством селекторов дальности, каждый из которых пропускает сигналы в определенном интервале задержек относительно зондирующего импульса. Этот интервал целесообразно установить равным разрешающей способности РЛС по дальности.

Накопителем служит счетчик импульсов, на выходе которого получается постоянное напряжение, пропорциональное числу K импульсов, поступивших в данный канал за один цикл счета. Если это напряжение превысит порог, установленный в решающем устройстве, то будет зафиксировано наличие цели на данном участке диапазона дальности. Существует оптимальное соотношение между числом K , на которое рассчитано решающее устройство, и числом периодов следования N_c в одном цикле счета: $K_{\text{опт}} \approx 1,5 \sqrt{N_c}$. Чтобы увеличить K , нужно понизить порог ограничения снизу $U_{\text{п}}$ в устройстве квантования, но тогда возрастает возможность появления стандартных импульсов от шумовых выбросов, т. е. вероятность ложной тревоги $P_{\text{лт}}$; с увеличением порога $U_{\text{п}}$ число K , а с ним и $P_{\text{лт}}$ уменьшается, но тогда повышается вероятность пропуска цели.

§ 51. Получение двоичного кода дальности

51.1. Принцип преобразования координаты дальности в число. Дискретное измерение дальности цели сводится к счету числа $N_{\text{эт}}$ эталонных импульсов, которые генерируются в течение времени $t_{\text{д}}$ запаздывания импульса цели относительно импульса синхронизации. При периоде $T_{\text{эт}}$ или частоте $F_{\text{эт}}$ эталонных импульсов время $t_{\text{д}} = N_{\text{эт}} T_{\text{эт}} = N_{\text{эт}} / F_{\text{эт}}$, а дальность цели

$$D = ct_{\text{д}}/2 = cN_{\text{эт}}/2F_{\text{эт}}. \quad (7.16)$$

Эталонные импульсы могут не совпадать с импульсами синхронизации и цели; тогда истинная дальность отличается от подсчитанной по формуле (7.16) на величину $\Delta D_{\text{дкр}}$, называемую *ошибкой дискретности*. Полагая, что суммарная ошибка начала и окончания отсчета равна периоду $T_{\text{эт}}$, имеем

$$\Delta D_{\text{дкр}} = cT_{\text{эт}}/2 = c/2F_{\text{эт}} \quad (7.17)$$

или в среднеквадратических значениях

$$\sigma_{\text{д дкр}} = \frac{\Delta D_{\text{дкр}}}{2\sqrt{3}} = \frac{cT_{\text{эт}}}{4\sqrt{3}} = \frac{c}{4\sqrt{3}F_{\text{эт}}}. \quad (7.18)$$

Между дальностью D и периодом $T_{\text{эт}}$, как следует из (7.16), существует прямо пропорциональная зависимость. Следовательно, относительная среднеквадратическая ошибка дальности $\delta_{\text{д нст}}/D$ равна относительной среднеквадратической нестабильности периода $\delta_T/T_{\text{эт}}$ или частоты $\sigma_F/F_{\text{эт}}$ следования импульсов. Отсюда

$$\sigma_{\text{д нст}} = D\sigma_F/F_{\text{эт}}. \quad (7.19)$$

Пример 7.1. Определить погрешность дискретного измерения дальности $D = 100$ км, если частота эталонных импульсов $F_{\text{эт}} = 10^6$ Гц и эти импульсы создаются генератором с кварцевой стабилизацией ($\sigma_F/F_{\text{эт}} = 10^{-4}$).

1. Определяем среднеквадратическую ошибку, вызванную дискретностью отсчета:

$$\sigma_{\text{д дкр}} = \frac{c}{4\sqrt{3}F_{\text{эт}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 1,73 \cdot 10^6} = 43,5 \text{ м.}$$

2. Определяем среднеквадратическую ошибку, обусловленную нестабильностью эталонных импульсов: $\sigma_{\text{д нст}} = D\sigma_F/F_{\text{эт}} = 100 \cdot 10^3 \times 10^{-4} = 10 \text{ м.}$

3. Результирующая среднеквадратическая ошибка измерения дальности

$$\sigma_{\text{д}} = \sqrt{\sigma_{\text{д дкр}}^2 + \sigma_{\text{д нст}}^2} = \sqrt{43,5^2 + 10^2} = 44,6 \text{ м.}$$

При частотах $F_{\text{эт}}$, превышающих несколько мегагерц, счетчик импульсов работает неустойчиво. Поэтому возможности уменьшения ошибки дискретности за счет увеличения $F_{\text{эт}}$ ограничены и в случае необходимости прибегают к нониусному методу уточнения дальности.

51.2. Безнониусный метод получения двоичного кода дальности. Рассмотрим функциональную схему и временные диаграммы преобразователя дальности — код (рис. 7.24). Кроме генератора эталонных импульсов u_1 имеются генератор импульсов строба u_3 , длительность которых $t_{\text{д макс}}$ соответствует максимальной дальности действия РЛС, запускаемый импульсами синхронизации u_2 , и генератор импульсов считывания u_{12} , запускаемый импульсами цели u_5 , поступающими с выхода преселектора. Эталонные u_1 и строб-импульсы u_3 вводятся в вентиль совпадения ВС1 с тем, чтобы пропущенные им эталонные импульсы (u_4) действовали на счетчик не весь период следования T_c , а только в течение времени $t_{\text{д макс}}$.

Счетчик состоит из последовательно включенных триггеров Т1—Т5. Импульсами u_4 запускается триггер Т1, от него—Т2, от Т2—Т3 и т. д. Как видно из временных диаграмм, каждый триггер опрокидывается отрицательным перепадом напряжения предыдущего триггера. Поэтому частота следования импульсов u_6 триггера Т1 в два раза меньше частоты $F_{\text{эт}}$ эталонных импульсов u_4 , частота импульсов u_7 триггера Т2 — в четыре раза меньше, чем $F_{\text{эт}}$, частота импульсов u_8 триггера Т3 составляет $F_{\text{эт}}/8$ и т. д. Поскольку при подсчете эталонных импульсов исходят из того, что импульсам u_6 соответствует первый разряд числа ($2^0 = 1$), то импульсу u_7 с удвоенным периодом следования соответствует второй разряд ($2^1 = 2$), импульсу u_8 — третий разряд ($2^2 = 4$), импульсу u_9 — четвертый разряд ($2^3 = 8$) и т. д. Показанный на рис. 7.24, б код дальности цели 1001 (в момент считывания имеются импульсы u_6 , u_9 и нет импульсов u_7 , u_8) расшифровывается так:

Характеристика импульсов	Разряд числа			
	четвертый	третий	второй	первый
Импульсы напряжения	u_9	u_8	u_7	u_6
Число единиц в разряде	$1 \times 2^3 = 8$	$0 \times 2^2 = 0$	$0 \times 2^1 = 0$	$1 \times 2^0 = 1$

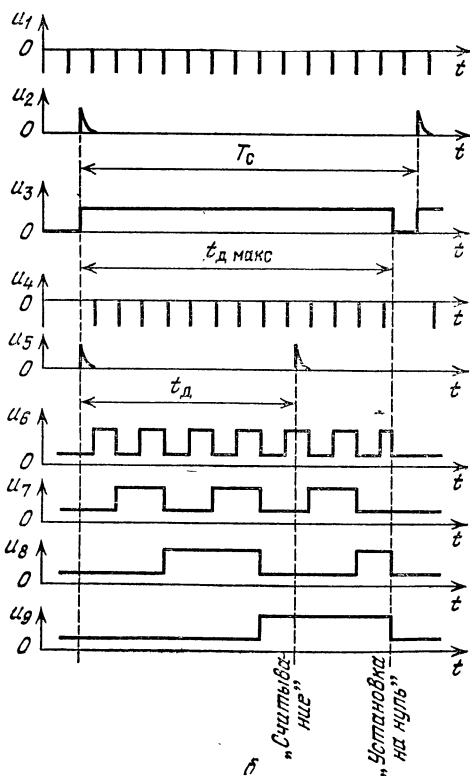
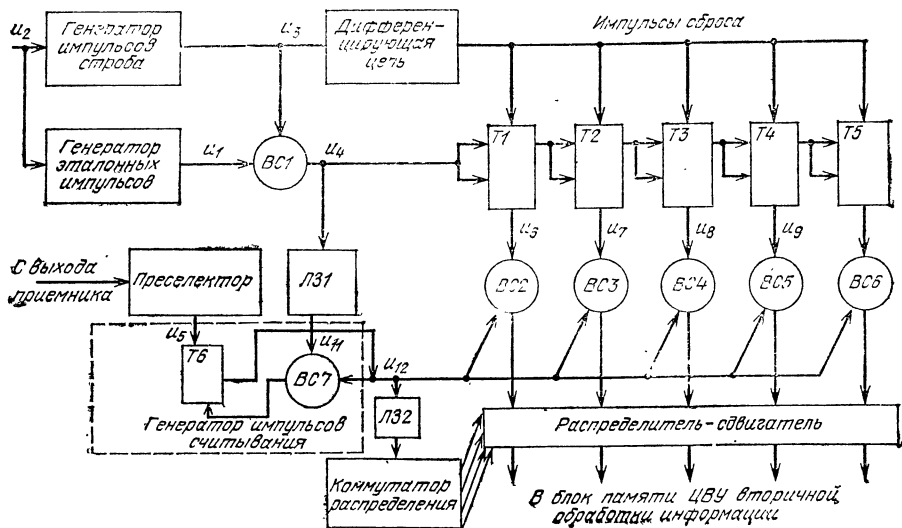


Рис. 7.24. Функциональная схема (а) и временные диаграммы (б) получения цифрового кода дальности.

Иначе говоря, дальность цели выражается числом тактовых импульсов: $N_{\text{эт}} = 1 + 0 + 0 + 8 = 9$.

Из счетчика импульсы u_6, u_7, u_8, \dots поступают в надлежащую ячейку памяти ЦВУ через вентили ВС2 — ВС6 и распределитель-сдвигатель. В момент считывания все переходные процессы в триггерах счетчика должны быть закончены во избежание грубой ошибки в определении дальности цели.

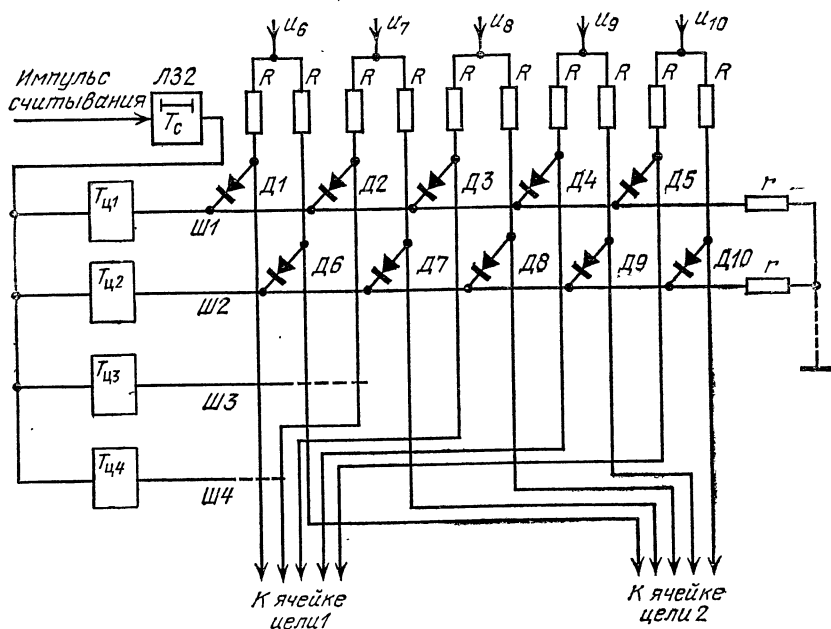


Рис. 7.25. Функциональная схема распределителя-сдвигателя с коммутатором распределения.

Эта задача решается следующим образом. Генератор импульсов считывания составляется из триггера Т6 и вентиля совпадения ВС7, имеющего два входа: от выхода данного триггера и от линии задержки ЛЗ1, которая задерживает эталонные импульсы u_4 на время переходных процессов в счетчике. Прямое опрокидывание триггера Т6 происходит от импульса цели u_5 , а обратное — от очередного задержанного эталонного импульса u_{11} , который попадает на второе плечо Т6 через вентиль ВС7. Одновременно на выходе генератора появляется импульс считывания u_{12} , открывающий вентили совпадения ВС2 — ВС6, которые пропускают u_6, u_7, \dots через распределитель-сдвигатель в блок памяти ЦВУ. Таким образом, до окончания переходных процессов в триггерах счетчика импульс считывания u_{12} появиться не может.

Счетчик приводится в исходное состояние к началу периода следования импульсов РЛС. Эта «установка на нуль» производится остроко-нечным импульсом, полученным в результате дифференцирования сре-за строб-импульса u_3 .

Распределитель-сдвигатель (рис. 7.25) содержит коммутатор распределения, состоящий из триггеров $T_{ц1}, T_{ц2}, T_{ц3}, \dots$ (по числу одновременно наблюдаемых целей), диодов и резисторов R и r , причем $R \gg r$. Каждому триггеру соответствует своя шина $\Pi 1, \Pi 2, \Pi 3, \dots$. Схема предназначена для распределения положительных импульсов кодов дальности.

Перед и во время приема импульса первой цели выходное напряжение триггера $T_{ц1}$ находится на верхнем уровне, а остальных — на нижнем. Максимум выходного напряжения триггера должен быть больше

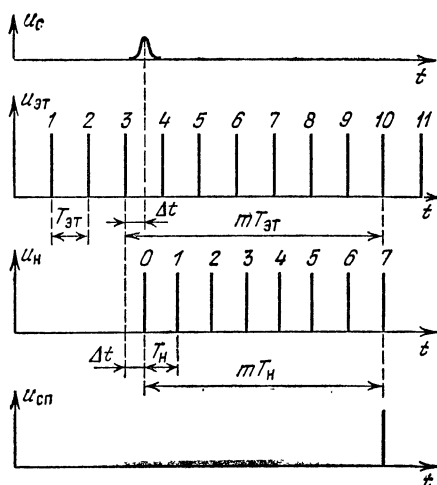


Рис. 7.26. Нониусный метод уточнения дискретного отсчета дальности.

амплитуды импульсов кода u_6, u_7, \dots . Тогда диоды Д1 — Д5 заперты (в них потенциал катодов выше чем анодов), и импульсы кода дальности цели 1 беспрепятственно проходят в свою ячейку памяти ЦВУ.

В это же время остальные диоды открыты: триггеры $T_{ц2}, T_{ц3}, \dots$ сообщают шинам $\Pi 2, \Pi 3, \dots$ более низкий потенциал, чем имеют аноды диодов, подключенных к данным шинам. Через открытые диоды напряжения u_6, u_7, \dots распределяются между сопротивлениями R и r , и так как ячейки памяти включены параллельно очень малым сопротивлениям r делителей, то информация о дальности цели 1 в ячейки целей 2, 3, 4, ... не попадает.

Импульс считывания u_{12} задерживается в линии ЛЗ2 на время, необходимое для прохождения кода в блок памяти, и после этого поступает на коммутатор, в результате опрокидывается триггер $T_{ц1}$, а от него — триггер $T_{ц2}$ (эта связь на рис. 7.25 не показана). Теперь регистр дальности подготовлен к приему импульсов цели 2, точнее, счетчик подключен к ячейке памяти цели 2 и от остальных ячеек (целей 1, 3, 4, ...) отключен.

После того как код цели 2 считан и передан в блок памяти ЦВУ, коммутатор аналогичным способом сдвигает счетчик к ячейке 3 и т. д. (на схеме показаны элементы распределения только к первой и второй ячейкам).

51.3. Нониусный метод повышения точности отсчета — это двухшкальный метод отсчета: грубая шкала создается эталонными импульсами $u_{эт}$ с периодом $T_{эт}$, а точная шкала — нониусными импульсами u_n с периодом T_n (рис. 7.26.). Генератор нониусных импульсов, например генератор с ударным возбуждением, запускается сигналом цели u_c и запирается импульсом $u_{оп}$ каскада совпадения эталонных $u_{эт}$ и нониусных u_n импульсов. Обозначим через 0 первый и через m по-

следний нониусный импульс, а через Δt — запаздывание сигнала цели u_c относительно последнего эталонного импульса, учтенного грубым счетчиком (3 на рис. 7.26). Так как периоды $T_{\text{эт}}$ и T_n не равны между собой (на диаграммах $T_{\text{эт}} > T_n$), то интервал между ближайшими импульсами $u_{\text{эт}}$ и u_n с течением времени t сокращается и нониусный m -й импульс ($m = 7$) совпадает с эталонным. Значит, запаздывание Δt компенсировалось увеличенной в m раз разностью периодов:

$$m(T_{\text{эт}} - T_n) = \Delta t. \quad (7.20)$$

Это время, которое нужно прибавить к показаниям грубой шкалы, считается по нониусной шкале, градуируемой для каждого значения m согласно известной разности периодов $T_{\text{эт}} - T_n$. Если $T_n = T_{\text{эт}}/n$, то цена единицы дальности и соответственно ошибка дискретности (7.18) уменьшается за счет использования нониусного метода в n раз:

$$\sigma'_{\text{д дкр}} = \frac{\sigma_{\text{д дкр}}}{n} = \frac{c}{4\sqrt{3}nF_{\text{эт}}}. \quad (7.21)$$

Например, если при исходных данных примера, приведенного в п. 51.1, ввести нониусный отсчет с $n = 8$, то ошибка дискретности уменьшится от $\sigma_{\text{д дкр}} = 44,6$ м до $\sigma'_{\text{д дкр}} = 44,6/8 \simeq 5,6$ м.

§ 52. Получение двоичного кода угловой координаты

Имеются косвенные и прямые методы получения кода угловых координат. Косвенные сводятся к измерению времени вращения антенны от исходного направления луча антенны (например, на север) до направления на цель. Эти методы основаны на прямой пропорциональности между углом поворота α и временем поворота t антенны, если угловая скорость ее вращения Ω строго постоянная: $\alpha = \Omega t$.

Однако скорость Ω нестабильная, и поэтому предпочтение отдают прямым методам. Из них наибольшее применение получил метод считывания с кодового диска 1 (рис. 7.27), изготовленного из органического стекла и вращающегося с угловой скоростью антенны.

Допустим, что измерение азимута целей производится от 0 до 360° с интервалами в 15° . В таком случае кодовый диск делят на 24 сектора и каждому из них присваивается номер 1, 2, ..., 24. Чтобы закодировать эти номера, диск, кроме того, разбивают на кольца по числу разрядов кода и фотоспособом наносят определенный двоичный код азимута (рис. 7.28). Отсчет разрядов производится от внешнего кольца к внутреннему. Таким образом диск оказывается разбитым на элементы. Если для данного сектора коэффициент в данном разряде равен нулю, то соответствующий элемент диска делают непрозрачным, а если единице, то прозрачным. Например, в секторе 5 прозрачны элементы первого и третьего разрядов ($1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^4 = 5$).

Импульс цели u_1 (рис. 7.27) с выхода преселектора зажигает линейный источник света 2 и тем самым высвечивает радиальную линию на находящемся против него секторе диска, на котором закодирован данный азимут цели. Расположенный за диском экран 3 со щелями пропус-

кает луч на те фотоэлементы 4, которые находятся против прозрачных элементов диска. С нагрузочных сопротивлений этих фотоэлементов снимаются и усиливаются электрические импульсы. Так как каждый

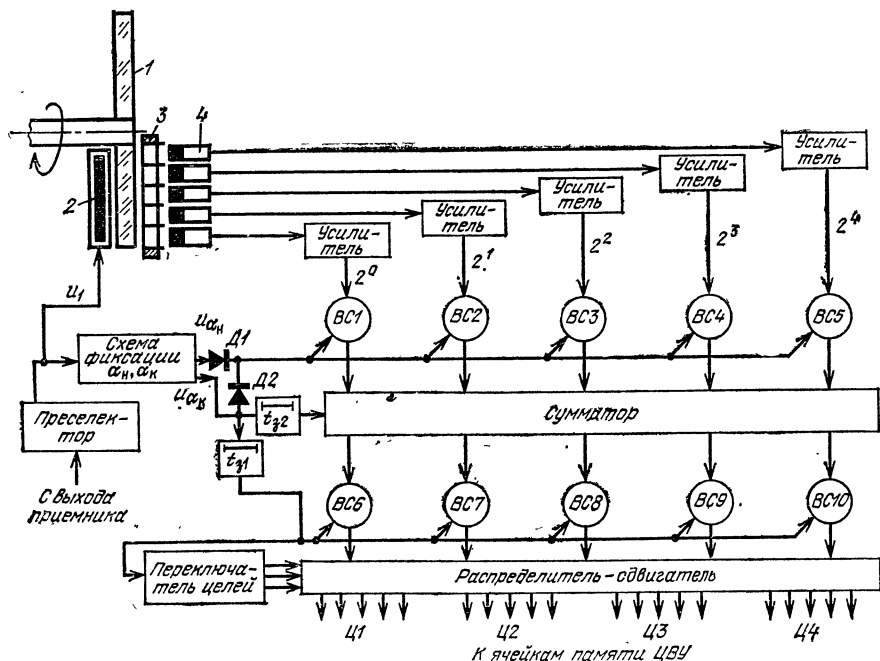


Рис. 7.27. Функциональная схема автоматического измерения азимута при непрерывном круговом обзоре.

усилитель соответствует определенному разряду числа ($2^0, 2^1, 2^2, \dots$), то совокупность выходных импульсов усилителей образует код текущего угла луча антенны.

Считывание кода производится с учетом того, что в процессе кругового обзора пространства цель облучается пачкой импульсов и азимут цели α равен среднему арифметическому из азимутов начала α_n и конца α_k пачки:

$$\alpha = (\alpha_n + \alpha_k)/2. \quad (7.22)$$

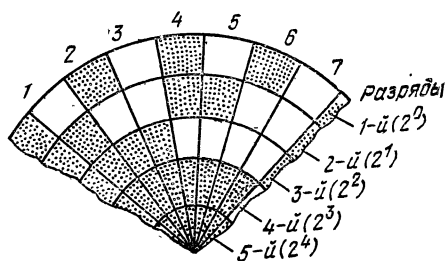


Рис. 7.28. Кодовый диск.

Азимуры α_n и α_k выявляются с помощью схемы фиксации этих углов, показанной отдельно на рис. 7.29, а. Временные диаграммы к этой схеме изображены на рис. 7.29, б. Пачка импульсов цели $ц_1$, выявленных

преселектором, задерживается линией задержки на период следования T_c . Задержанные u_3 и незадержанные u_1 импульсы подаются на входы вентилях несовпадения ВН1, ВН2, но по-разному: для вентиля ВН1 импульс u_1 основной (проходящий) и импульс u_3 — запрещающий (запирающий), а для вентиля ВН2 — наоборот. При появлении первого импульса пачки запрещающего импульса еще нет на ВН1

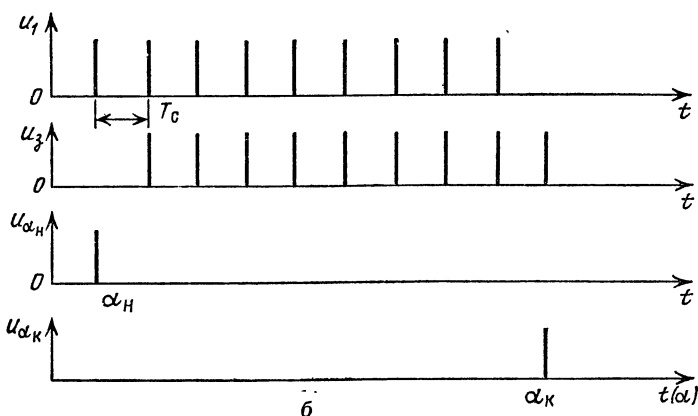
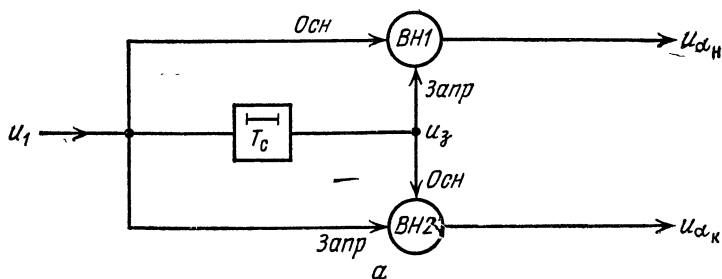


Рис. 7.29. Функциональная схема и временные диаграммы фиксации азимутов начала и конца пачки импульсов.

и на выходе этого вентиля возникает импульс u_{α_H} ; на выходе же ВН2 фиксируется последний задержанный импульс u_{α_K} , так как в это время уже нет запрещающего импульса u_1 .

Полученные в схеме фиксации импульсы начала u_{α_H} и конца u_{α_K} пачки открывают через диоды Д2 (рис. 7.27) вентили ВС1 — ВС5, чтобы пропустить двоичные коды углов α_H и α_K в сумматор. Последний производит сложение: $\alpha_H + \alpha_K$ и делит эту сумму пополам.

Примерно на время этих операций t_{31} задерживается в линии импульс u_{α_K} перед тем, как открыть вентили ВС6 — ВС10, пропускающие вычисленные импульсы кода азимута α в распределитель-сдвигатель.

Распределитель совместно с переключателем целей выполнен и работает по такой же схеме, как в рассмотренной системе цифрового из-

мерения дальности. Нуль сумматора устанавливается импульсами конца пачки u_{α_k} после задерживания их в линии задержки на время $t_{s2} > t_{s1}$, достаточное не только для вычислений в сумматоре, но и для восстановления клапанов считывания азимута целей.

Если от импульса цели высвечивается граница двух соседних секторов кодового диска, то возможна ошибка в определении угла, причем эта ошибка тем больше, чем в более высоком разряде двоичного кода она допущена. В связи с этим считывание угловых координат производят с помощью циклического кода Грея, в котором ошибка в любой цифре не превышает единицы низшего разряда. В табл. 7.1 приведены для сравнения двоичный и циклический коды ряда чисел десятичного счисления. Например, на границе чисел 7 и 8 возможна ошибка отсчета в первой цифре кодов, а если в двоичном коде это означает переход от числа 7 (код 0111) к числу 15 (код 1111), то в коде Грея — от 7 (0100) к 8 (1100), т. е. ошибка уменьшилась в $(15 - 7)/(8 - 7) = 8$ раз.

ТАБЛИЦА 7.1

Коды	Числа в десятичном счислении															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Двоичный	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
Циклический	0000	0001	0011	0010	0110	0111	0101	0100	1100	1101	1111	1110	1010	1011	1001	1000

Переход к коду Грея требует сравнительно небольшого усложнения схемы: перед сумматором вводится преобразователь, в котором совершается переход от циклического кода к двоичному, на который рассчитана дальнейшая обработка сигналов.

Угловой размер каждого сектора кодового диска $\Delta\alpha$ определяет среднеквадратическую ошибку дискретности отсчета:

$$\sigma_{\alpha \text{ дкр}} = \Delta\alpha/2\sqrt{3}. \quad (7.23)$$

Уменьшение угла $\Delta\alpha$ ограничивается тем, что при быстрой смене кодовых комбинаций затрудняется правильный отсчет. Все же можно добиться того, чтобы ошибка $\sigma_{\alpha \text{ дкр}}$ была в несколько раз меньше результирующей среднеквадратической ошибки дискретного измерения угловой координаты.

§ 53. Получение двоичного кода скорости цели [1]

Такое преобразование производится цифровым частотомером или цифровым периодометром. Рассмотрим первое устройство.

Синусоидальные колебания доплеровской частоты $F_{\text{доп}}$ преобразуются в остроконечные импульсы той же частоты и передаются в двоичный счетчик импульсов, который периодически открывается на вполне определенный интервал времени $T_{\text{изм}}$. Тогда число импульсов N_v ,

учтенных счетчиком, будет пропорционально доплеровскому сдвигу частоты: $N_v = F_{\text{доп}} T_{\text{изм}}$.

Чтобы установить не только абсолютное значение, но и знак доплеровского сдвига частоты $F_{\text{доп}}$, в приемнике РЛС прибавляют к частоте $F_{\text{доп}}$ так называемую подставку F и счету подвергают не $F_{\text{доп}}$, а суммарную частоту $f_v = F + F_{\text{доп}}$. Если цель приближается к РЛС, то $F_{\text{доп}} > 0$ и $f_v > F$, а если цель удаляется, то $F_{\text{доп}} < 0$ и $f_v < F$. Итак, счетчик, находясь в открытом состоянии в течение времени $T_{\text{изм}}$, подсчитывает число импульсов

$$N_v = f_v T_{\text{изм}} = (F + F_{\text{доп}}) T_{\text{изм}}. \quad (7.24)$$

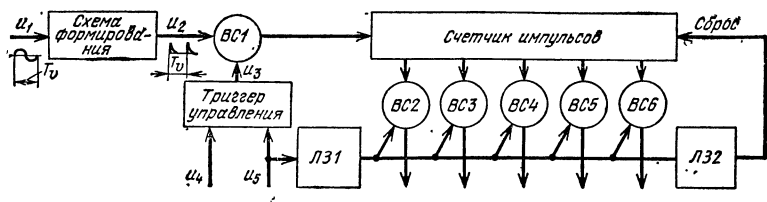


Рис. 7.30. Функциональная схема цифрового частотомера.

На рис. 7.30 показана функциональная схема *цифрового частотомера*. На вход частотомера поступает синусоидальное напряжение u_1 с частотой f_v . Схема формирования преобразует это напряжение в остроконечные импульсы u_2 с периодом следования $T_v = 1/f_v$. Вентиль совпадения ВС1 пропускает импульсы u_2 к счетчику только на время действия импульсов триггера u_3 . Последний опрокидывается от импульсов, определяющих начало (u_4) и конец (u_5) счета $T_{\text{изм}}$. Таким образом, счетчик действительно подсчитывает число импульсов N_v , которое согласно формуле (7.24) однозначно определяет доплеровский сдвиг частоты $F_{\text{доп}}$ и связанную с ним скорость цели.

Импульс конца счета u_5 , задержанный в линии задержки ЛЗ1 на время переходных процессов в счетчике, открывает вентили совпадения ВС2 — ВС6 для пропускания двоичного кода числа N_v в ячейки памяти ЦВУ. С помощью линии ЛЗ2 происходит дополнительная задержка на время восстановления вентиля считывания скорости ВС2 — ВС6, и выходным импульсом линии ЛЗ2 производится сброс счетчика в исходное состояние.

Ошибка дискретности цифрового частотомера тем выше, чем меньше подсчитываемых импульсов N_v приходится на интервал измерения $T_{\text{изм}}$. В связи с этим применяют умножение частоты F_v в определенное число раз до счета импульсов; тогда может быть достигнута достаточно высокая точность представления скорости цели двоичным кодом.

Раздел III

СТРУКТУРА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ И СИСТЕМ

Глава 8. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ

Радиолокационные устройства делятся на основные, имеющие радиолокационную структуру, и вспомогательные — с нерадиолокационной структурой. В данной главе рассматриваются и те и другие устройства.

§ 54. Одноканальные импульсные РЛС [33, 34]

Эти РЛС работают в импульсном режиме и в зависимости от принципа обработки сигналов относятся к некогерентным, когерентно-импульсным и с внутриимпульсной модуляцией.

54.1. Импульсные некогерентные РЛС. Для них характерно следующее: 1) в связи с импульсным режимом РЛС цель при обзоре пространства облучается пачкой радиоимпульсов (до 2000 импульсов в пачке); 2) обработка принимаемых сигналов некогерентная, причем на первой стадии обработка сводится к пропусканию сигналов через квази-оптимальный фильтр УПЧ приемника, а на второй — к последетекторному интегрированию; 3) при наличии АСД отношение сигнал/шум на выходе приемника повышают стробированием по дальности.

Рассмотрим структурную схему импульсной некогерентной РЛС (рис. 8.1), обращая особое внимание на связи, обязательные для любого радиолокатора.

К основным трактам данной РЛС относятся передатчик, генерирующий мощные радиоимпульсы; антенно-фидерное устройство, излучающее и принимающее радиоимпульсы после их отражения; приемник — для усиления и преобразования отраженных радиосигналов; одно или два выходных устройства, например индикаторное и автоматическое непрерывного или дискретного действия; синхронизатор — для координирования работы передатчика, приемника и выходного устройства. К вспомогательным устройствам РЛС относятся система перестройки несущей частоты — для борьбы с активными импульсными помехами и система АПЧ — для автоподстройки частоты гетеродина приемника. Другие, менее важные устройства РЛС не показаны на функциональной схеме.

Передатчик. Импульсы синхронизатора запускают со стабильной частотой следования F_c модулятор передатчика, который вырабатывает мощные импульсы постоянного тока, необходимые для модуляции генератора высокой частоты. Генерируемые радиоимпульсы имеют длительность и форму, зависящую от импульсов модулятора.

Генераторы метровых волн выполняются на высокочастотных электронных лампах, а генераторы дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн — на магнетронах, клистронах, лампах бегущей и обратной волны (ЛБВ, ЛОВ) и митронах. Импульсная мощность магнетронов достигает 5 МВт при к. п. д. до 60 %; изменением объема резонатора осуществляется перестройка несущей частоты на $\pm 7\%$ от среднего зна-

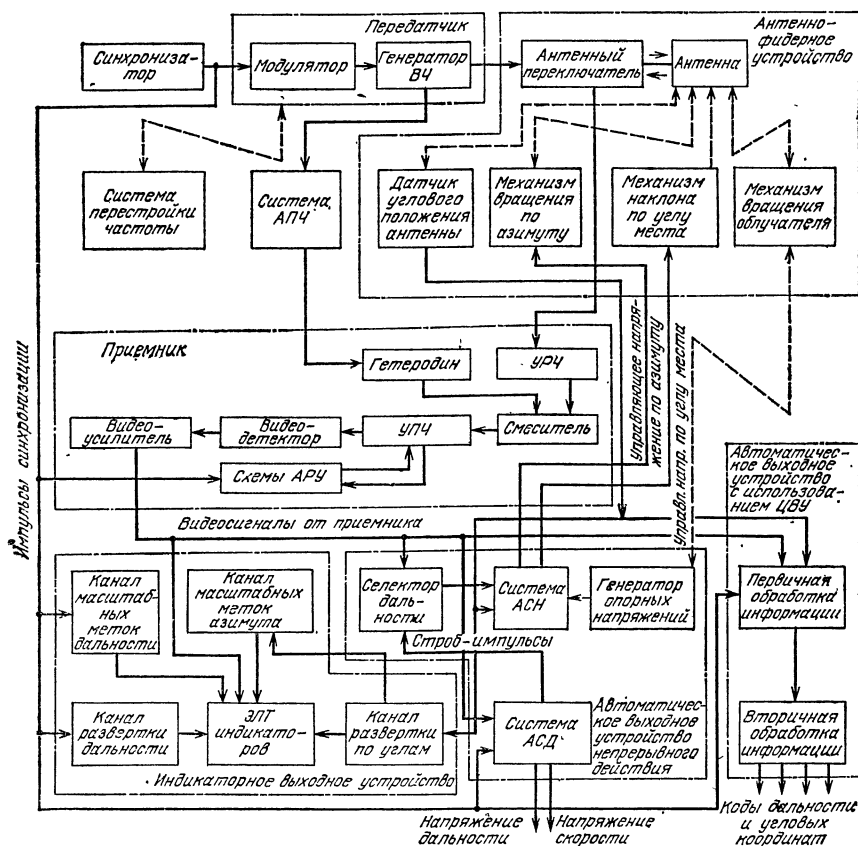


Рис. 8.1. Функциональная схема импульсной некогерентной РЛС.

чения. Среди мощных ламп бегущей и обратной волны наибольшее применение получили ЛБВМ и ЛОВМ. Это разновидности ЛБВ и ЛОВ типа М с поперечным магнитным полем. Их основное преимущество — широкий диапазон перестройки и высокий к. п. д. — около 50 %.

До появления мощных усилительных клистронов передатчики РЛС выполнялись как однокаскадные (автогенераторы). Затем за рубежом [42] стали строить многокаскадные передатчики с импульсной мощностью до 30 МВт, средней мощностью до 400 кВт при к. п. д. выходного клистрона 35—45 %. Клистронные усилители более узкополосные, чем магнетроны и ЛОВ. В последние годы за рубежом [42] появились

новые генераторы: твистроны и митроны. Твистроны приближаются по импульсной мощности к клистродам (5 МВт), а по широкополосности они превосходят и клистроны, и ЛБВ: в них полоса пропускания 15% против 8% у лучших клистронов и против 10% в ЛБВ. Митроны работают в непрерывном режиме, развивая мощность до 500 Вт при к. п. д. около 70%. Важно и то, что габариты митронов, приходящиеся на каждый ватт генерируемой мощности, значительно меньше, чем других генераторов СВЧ [42, ч. 1].

Антенно-фидерное устройство. Это устройство включает в себя собственно антенну, антенный переключатель и систему управления диаграммой направленности. Антенна формирует диаграмму, а переключатель подключает антенну к передатчику на время излучения волн и к приемнику в остальное время.

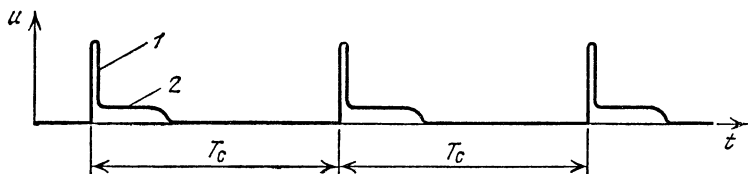


Рис. 8.2. Импульсы, просачивающиеся через разрядник защиты приемника.

Автоматическая коммутация осуществляется газовыми разрядниками с резонаторами. Мощный радиоимпульс передатчика вызывает пробой разрядника, сопровождающийся просачиванием в приемник короткого импульса — пика 1 (рис. 8.2), длительность которого не должна превышать 0,01 длительности зондирующего импульса. За пробоем следует деионизация разрядника, и пик 1 сменяется плоской частью 2. Чтобы не повредить приемник, уровень плоской части должен быть по крайней мере на 60 — 70 дБ ниже уровня импульса передатчика [33].

Система управления антенной (рис. 8.1) обеспечивает обзор пространства по заданному закону и сопровождение целей по направлению. В состав системы входят механизмы вращения по азимуту и наклона по углу места, а в случае автосопровождения методом конического сканирования — и механизм вращения облучателя или рефлектора антенны. Данные углового положения антенны с помощью датчиков, механически связанных с антенной, передаются в выходные устройства РЛС.

Приемник РЛС должен иметь минимальный коэффициент шума Π , чтобы как можно меньше ограничивать прием слабых сигналов. Полосу пропускания приемника обычно согласовывают с шириной спектра принимаемых радиосигналов. Радиолокационные приемники выполняются по супергетеродинной схеме, как на рис. 8.1, но находят применение и широкополосные приемники прямого усиления. Малошумящий усилитель радиочастоты (УРЧ) снижает коэффициент шума приемника и этим повышает его чувствительность.

В настоящее время УРЧ радиолокационных приемников выполняются на металлокерамических триодах, лампах бегущей волны, тун-

нельных диодах, а также как параметрические (на полупроводниковых диодах) и квантовые усилители. Из них наименьший коэффициент шума имеют квантовые усилители ($\text{Ш}=1,03\text{—}1,18$), а наибольший — триодные усилители ($\text{Ш}=1,5\text{—}3$ на метровых волнах) [43].

Преобразователь частоты содержит смеситель на электронной лампе, транзисторе (обычном или полевом), полупроводниковом диоде или варакторе и гетеродин, выполненный на лампе, транзисторе, клистроне или туннельном диоде. Основные требования к преобразователю частоты: минимальный коэффициент шума, максимальный коэффициент преобразования и минимальный уход частоты гетеродина.

УПЧ осуществляет основное усиление и избирательность. Число каскадов УПЧ достигает десяти при общем коэффициенте усиления порядка $10^4\text{—}10^6$ [13]. Полосу пропускания УПЧ нередко устанавливают шире оптимальной в связи с нестабильностью частот передатчика и гетеродина.

Видеодетектор (амплитудный детектор) является детектором огибающей. Видеоусилитель усиливает выходные импульсы детектора, чтобы после передачи по кабелю они нормально воспроизводились выходным устройством.

Системы перестройки частоты, УПЧ и АРУ. Согласно функциональной схеме перестройка несущей частоты передатчика производится механически. Импульсы передатчика через аттенуатор поступают в систему АПЧ, которая при перестройке вырабатывает сигнал ошибки, корректирующий частоту гетеродина. В результате промежуточная частота автоматически поддерживается номинальной. Аналогично действует АПЧ при произвольном уходе частоты передатчика или гетеродина приемника.

Автоматическая регулировка усиления охватывает каскады УПЧ. Кроме инерционной АРУ, применяются: БАРУ — для защиты приемника от перегрузки импульсными помехами большой длительности; МАРУ — для расширения динамического диапазона приемника посредством логарифмической амплитудной характеристики; ВРУ — для защиты приемника от перегрузки импульсами передатчика и импульсами, отраженными от близкорасположенных к РЛС объектов; ШАРУ — для автоматической регулировки усиления по шумам. Схемы АРУ своими входом и выходом соединяются с УПЧ. Кроме того, для ВРУ и ШАРУ подводится импульс запуска.

Выходные устройства. Любой из трех видов выходных устройств — индикаторное, автоматическое непрерывного и дискретного действия — может быть использован в некогерентной РЛС. Автоматическое устройство обычно дополняется индикаторным. К каждому из них подводятся видеосигналы от приемника. Кроме того, на ЭЛТ индикаторов дальности подаются напряжения с каналов развертки и масштабных меток дальности. Эти каналы запускаются импульсами синхронизации. К индикаторам угловых координат также подводятся соответствующие напряжения развертки и электронных меток. Генераторы угловой развертки управляются датчиками углового положения луча антенны.

Автоматическое выходное устройство непрерывного действия обеспечивает АСД и АСН. На вход системы АСД поступают видеосигналы

целей и как опорные для отсчета дальности импульсы синхронизации. С выхода АСД снимаются непрерывные напряжения дальности и скорости цели. Кроме того, АСД вырабатывает строб-импульсы для отпираания селектора дальности на время приема сигналов сопровождения цели. Эти сигналы проходят в систему АСН, к которой подключен генератор опорных напряжений, связанный с механизмом вращения облучателя (рефлектора) антенны. Выходные напряжения системы АСН используются в качестве управляющих для азимутального вращения луча антенны и наклона его по углу места.

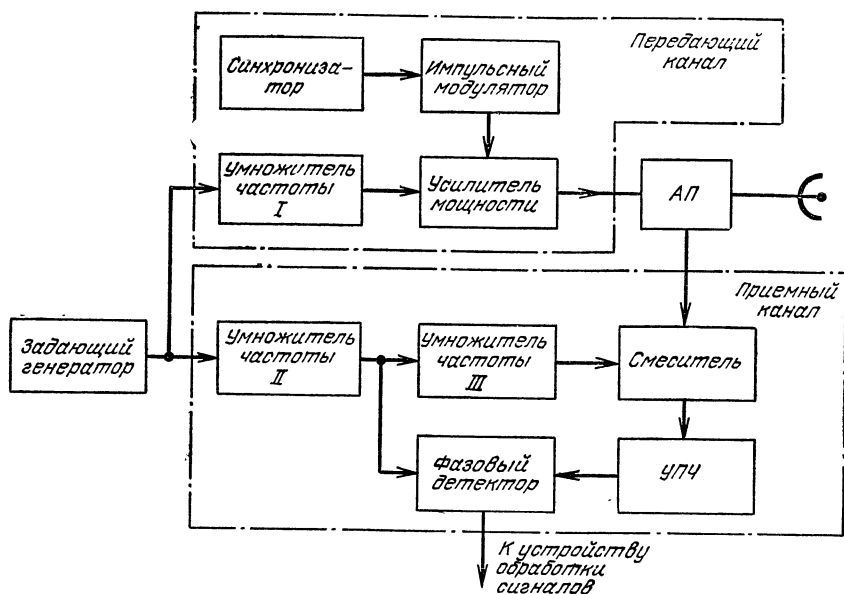


Рис. 8.3. Функциональная схема когерентно-импульсной РЛС с задающим генератором опорного напряжения.

В автоматическом выходном устройстве с ЦВУ происходит первичная и вторичная обработка информации. Первичной обработке подвергаются данные, заключенные в импульсе синхронизации и видеосигналах приемника и датчиков угловых координат. После вторичной обработки получают уточненные коды координат и параметров движения целей.

В индикаторных устройствах накопителем энергии сигналов служат экраны ЭЛТ; в автоматизированном выходном устройстве непрерывного действия — интеграторы АСД и АСН, а в устройстве дискретного действия — преселектор блока первичной обработки информации. Испытание на порог производится соответственно глазом оператора; схемой перехода от режима поиска к автосопровождению, которая срабатывает от интегрируемого напряжения, когда оно достигает определенного уровня; в выходных устройствах с ЦВУ — пороговым каска-

дом преселектора. В некогерентных импульсных РЛС скважность импульсов не менее 50-ти и достигает в максимуме нескольких тысяч.

54.2. Когерентно-импульсные РЛС [33]. В этих РЛС помехоустойчивость и другие показатели улучшаются прежде всего за счет когерентного приема сигналов и применения синхронного фазового детектора. Обратимся к функциональной схеме когерентно-импульсной РЛС, где источником опорного напряжения является кварцевый задающий генератор (рис. 8.3).

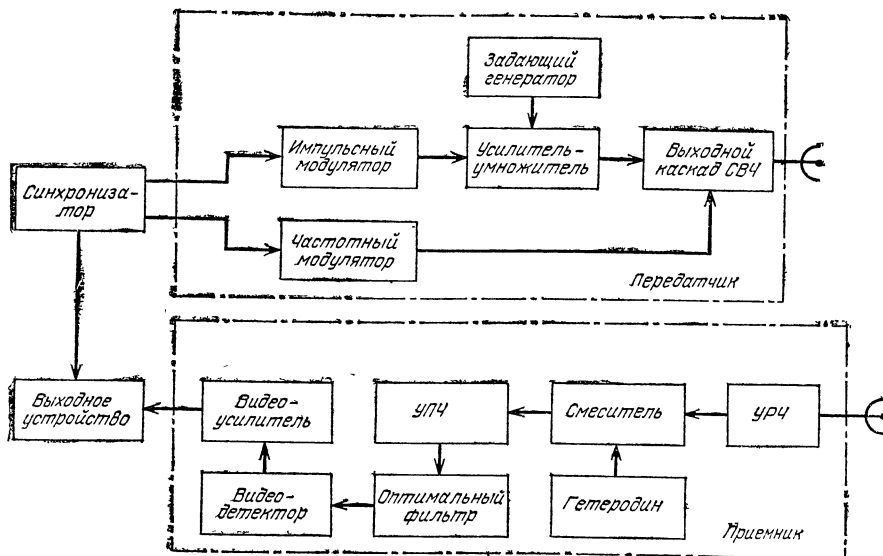


Рис. 8.4. Функциональная схема РЛС с внутриимпульсной частотной модуляцией.

Высокостабильные синусоидальные колебания этого генератора, имеющие частоту порядка 10^1 — 10^2 кГц, разветвляются по двум каналам — передающему и приемному. В передающем канале с помощью умножителя *I* частота колебаний повышается до несущей, затем колебания усиливаются по мощности и одновременно подвергаются амплитудно-импульсной модуляции от модулятора, который запускается синхронизатором. В результате через антенный переключатель в антенну поступает периодическая последовательность мощных радиоимпульсов.

Принимаемые радиоимпульсы преобразуются смесителем в импульсы промежуточной частоты. Непрерывные колебания гетеродина, подводимые к смесителю, получают усилением частоты колебаний задающего генератора в каскадах *II*, *III*. Полученные импульсы промежуточной частоты после усиления в УПЧ сравниваются в фазовом детекторе с непрерывным опорным напряжением той же частоты. Поскольку промежуточная частота ниже частоты колебаний гетеродина, то для получения опорного напряжения достаточно одного каскада умножения частоты *II*. Выходное напряжение фазового детектора

подвергается обработке по видеочастоте для оптимального выделения сигнала на фоне шумов. Опорное напряжение фазового детектора и зондирующий импульс когерентны, так как они получаются от одного и того же задающего генератора.

54.3. РЛС с внутриимпульсной модуляцией имеют высокие тактические и технические характеристики благодаря использованию в них сложных зондирующих импульсов. Функциональная схема РЛС с внутриимпульсной модуляцией показана на рис. 8.4.

В передатчике синусоидальные колебания задающего генератора подвергаются умножению по частоте до сверхвысокой несущей и усилению по мощности до десятков мегаватт в импульсе. Импульсный модулятор воздействует на усилитель-умножитель с целью получения радиоимпульсов большой длительности τ_d , а частотный или фазовый модулятор воздействует на другой каскад СВЧ для получения внутриимпульсной модуляции. В качестве генераторов и усилителей СВЧ используются, в частности, лампы бегущей волны и клистронные усилители мощности.

В состав приемника входят малощумящий УРЧ, преобразователь частоты с клистронным гетеродином, УПЧ, оптимальный фильтр, сжимающий импульсы, видеодетектор и видеоусилитель. Видеосигналы приемника поступают в выходное устройство РЛС. Импульсы синхронизатора с частотой следования F_c одновременно запускают импульсный и частотный (фазовый) модуляторы, а также служат опорными сигналами для определения дальности в выходном устройстве. Процесс сжатия импульсов описан в § 17.

§ 55. Допплеровские РЛС

Допплеровские РЛС применяются прежде всего для измерения скорости. Эти РЛС классифицируют по количеству лучей антенны (одно-, двух-, трех- и четырехлучевые), структуре излучения (непрерывное немодулированное, с частотной модуляцией, импульсное), типу измерителя (неследящий одноканальный или многоканальный частотомер, следящий частотомер), назначению (измеритель вектора скорости, скорости и дальности, СДЦ, радиовзрыватель) и по другим менее важным признакам.

55.1. Допплеровские измерители путевой скорости и угла сноса (ДИСС) летательного аппарата (ЛА) [21]. Навигационные элементы полета ЛА формулируются так (рис. 8.5): курсовой угол (КУ) — угол между продольной осью ЛА (курсом) и направлением на север; воздушная скорость v — скорость движения ЛА по курсу; вектор скорости ветра u ; линия пути — истинная траектория движения ЛА; путевая скорость w — скорость движения ЛА по линии пути, эта скорость равна геометрической сумме скоростей воздушной и ветра $w = v + u$; угол сноса α — угол между векторами путевой и воздушной скоростей.

Пусть прямоугольная система координат x, y, z жестко связана с ЛА, совершающим горизонтальный полет, причем центр тяжести ЛА совпадает с началом координат O , а вектор воздушной скорости и про-

дольная ось антенны ДИСС направлены по оси Ox . Луч антенны отклонен от курса ЛА на угол θ в горизонтальной плоскости xOy и на угол γ от этой плоскости. При таком направлении луча радиоволны падают на участок земли L .

Радиальную скорость самолета v_d относительно точки B участка L мысленно определяем в два этапа: сначала проектируем вектор w на линию OD , параллельную прямой AB на земле, и получаем $w' = w \times \cos(\theta - \alpha)$, а затем вектор w' проектируем на линию луча OB и находим

$$v_d = w' \cos \gamma = w \cos(\theta - \alpha) \cos \gamma.$$

Этой скорости согласно формуле (3.29) соответствует доплеровский сдвиг частоты:

$$F_{\text{доп}} = 2v_d/\lambda = 2w \cos(\theta - \alpha) \cos \gamma/\lambda. \quad (8.1)$$

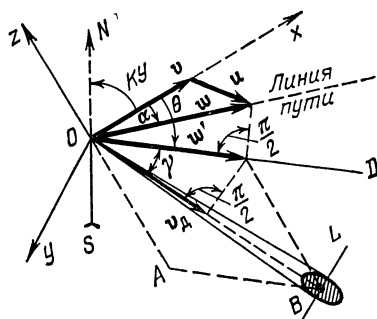


Рис. 8.5. Навигационные элементы полета ЛА.

Для одновременного измерения путевой скорости w и угла сноса α требуется не менее двух лучей. Рассмотрим основные соотношения, а в дальнейшем (см. п. 55.2) и функциональную схему четырехлучевой ДИСС.

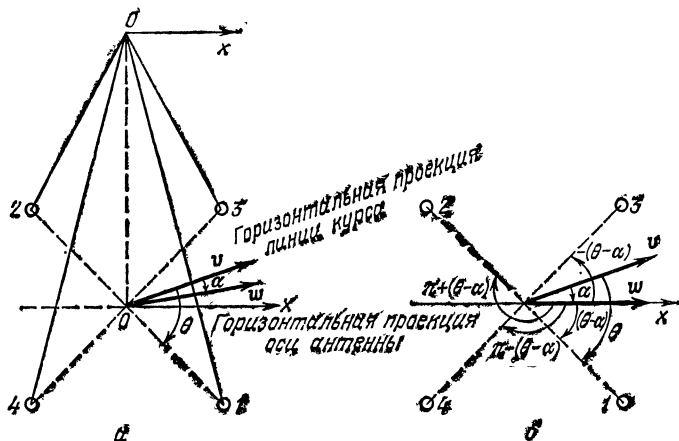


Рис. 8.6. Взаимное расположение лучей доплеровской РЛС.

Расположение лучей в нем симметрично относительно продольной оси самолета Ox (рис. 8.6, а), причем два луча (1, 3) направлены вперед, а два (2, 4) — назад. С помощью специального коммутатора поочередно включаются то одна (1, 2), то другая (3, 4) пара накрест расположенных лучей, и принятые ими отраженные сигналы подводятся к приемнику.

Выходное напряжение приемника воздействует на следящую систему, которая автоматически совмещает горизонтальную проекцию оси антенны Ox с вектором путевой скорости w , как показано на рис. 8.6, б. Тогда, учитывая, что угол θ по-прежнему отсчитывается от вектора v , находим углы между лучами 1 — 4 и вектором w . Они соответственно равны $\theta - \alpha$; $\pi + (\theta - \alpha)$; $-(\theta - \alpha)$; $\pi - (\theta - \alpha)$. Формула доплеровского сдвига частоты (8.1) принимает для лучей 1 — 4 вид

$$\begin{aligned} F_{\text{доп } 1} &= [2w \cos(\theta - \alpha) \cos \gamma] / \lambda; \\ F_{\text{доп } 2} &= \{2w \cos[\pi + (\theta - \alpha)] \cos \gamma\} / \lambda = -[2w \cos(\theta - \alpha) \cos \gamma] / \lambda; \\ F_{\text{доп } 3} &= \{2w \cos[-(\theta - \alpha)] \cos \gamma\} / \lambda = [2w \cos(\theta - \alpha) \cos \gamma] / \lambda; \\ F_{\text{доп } 4} &= \{2w \cos[\pi - (\theta - \alpha)] \cos \gamma\} / \lambda = -[2w \cos(\theta - \alpha) \cos \gamma] / \lambda. \end{aligned} \quad (8.2)$$

Как и следовало ожидать, все доплеровские частоты по абсолютной величине равны, но знаки их для лучей, направленных вперед (1, 3) и назад (2, 4), обратные. На выходе приемника, как это предусмотрено схемой, получается напряжение разностной частоты сигналов накрест лежащих лучей

$$\begin{aligned} \Delta F_{\text{доп}} &= F_{\text{доп } 1} - F_{\text{доп } 2} = F_{\text{доп } 3} - F_{\text{доп } 4} = \\ &= [4w \cos(\theta - \alpha) \cos \gamma] / \lambda. \end{aligned} \quad (8.3)$$

Отсюда выявляется возможность определения путевой скорости w по полученной разности доплеровских частот $\Delta F_{\text{доп}}$:

$$w = \lambda \Delta F_{\text{доп}} / 4 \cos(\theta - \alpha) \cos \gamma, \quad (8.4)$$

а угол сноса летательного аппарата α определяется как угол отклонения оси антенной системы от линии курса.

Коэффициент 4 в формуле (8.4) вместо коэффициента 2 в формуле (8.1) показывает, что четырехлучевое устройство обладает большей чувствительностью и точностью в определении путевой скорости, чем однолучевое.

До сих пор предполагалось, что полет ЛА горизонтальный. В реальных условиях имеют место продольный и поперечный крены, которые в однолучевом устройстве вызывают большую погрешность измерений, а в четырехлучевой системе эта погрешность почти полностью устраняется при вычитании доплеровских частот.

В заключение отметим, что реальный луч антенны облучает на поверхности Земли бесконечно большое число беспорядочно расположенных элементарных отражателей, поэтому фазовые соотношения между отраженными от этих элементов волнами имеют случайный характер. Спектр доплеровских частот получается сложным и флуктуирующим, в связи с чем результаты измерения должны усредняться в течение некоторого времени полета. При усреднении на 20-км отрезке пути достигается снижение вероятностной ошибки определения путевой скорости до $\pm 0,1\%$ и угла сноса до $\pm 0,1^\circ$ [21].

Чтобы сузить ширину спектра отражений и тем самым уточнить среднее значение доплеровской частоты, стремятся уменьшить облучаемую поверхность земли, для чего уменьшают ширину лучей и уве-

личивают угол наклона γ (рис. 8.5). Так как размеры самолетных антенн крайне ограничены, то для получения узких лучей ($2—6^\circ$) в ДИСС используют достаточно высокие несущие частоты (8800 — 13 500 МГц). Применение более высоких частот связано с возрастанием потерь энергии радиоволн в атмосфере. Что касается увеличения угла наклона γ , то оно связано с нежелательным уменьшением разностной частоты $\Delta F_{\text{доп}}$ [см. формулу (8.3)] и соответственно точности измерения путевой скорости. Угол γ поэтому выбирают компромиссно — $65—70^\circ$.

55.2. Допплеровские РЛС с непрерывным излучением (рис. 8.7) содержат передающее устройство, антенна А1 которого излучает немодулированные колебания радиочастоты; приемное устройство с антенной А2 и приемником, преобразующим отраженный сигнал в колебания доплеровской частоты; измеритель с индикатором результатов измерений доплеровского сдвига частоты $F_{\text{доп}}$, например путевой скорости ЛА, на борту которого находится данная РЛС.

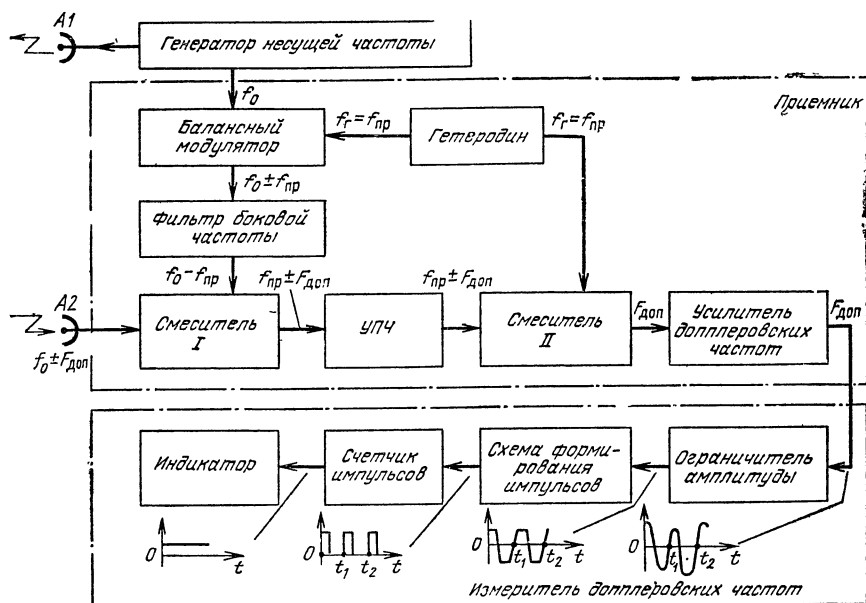


Рис. 8.7. Функциональная схема доплеровской РЛС с непрерывным излучением.

Частоту $F_{\text{доп}}$ можно выявить в первом же каскаде приемника. Это кристаллический смеситель прямого сигнала частотой f_0 , просачивающегося через приемную антенну, и отраженного сигнала с составляющими $f_0 \pm F_{\text{доп}}$ в спектре. Но тогда приемник окажется малочувствительным, потому что в нем имеются не только тепловые и дробовые шумы, но и мерцательные шумы, вносимые полупроводниковыми и электронными приборами. Мощность мерцательных шумов обратно пропорциональна частоте и именно на низких, в данном случае доплеровских, частотах шумы кристаллического смесителя могут значительно снизить чувствительность приемника.

От этого недостатка свободен супергетеродинный приемник с двумя смесителями (рис. 8.7): в смесителе *I* получают колебания промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$, модулированные по амплитуде с доплеровской частотой $F_{\text{доп}}$, и только в смесителе *II* выделяются колебания частотой $F_{\text{доп}}$ (знак в процессе детектирования теряется). Влияние мерцательных шумов ослабляется благодаря тому, что промежуточная частота значительно больше доплеровской.

Требуемая когерентность достигается введением балансного модулятора, преобразующего напряжения несущей частоты f_0 и гетеродина с частотой $f_{\text{г}} = f_{\text{пр}}$ в напряжения боковых частот $f_0 \pm f_{\text{пр}}$, из которых фильтр пропускает к смесителю *I* только нижнюю (или верхнюю) боковую $f_0 - f_{\text{пр}}$; к этому же смесителю от антенны А2 подводится отраженный сигнал, содержащий в своем спектре частоты $f_0 \pm F_{\text{доп}}$. В результате получаются колебания разностной частоты $((f_0 \pm F_{\text{доп}}) - (f_0 - f_{\text{пр}})) = f_{\text{пр}} \pm F_{\text{доп}}$. После усиления в УПЧ они перемножаются в смесителе *II* с напряжением гетеродина ($f_{\text{г}} = f_{\text{пр}}$), и это дает исковую (доплеровскую) частоту $(f_{\text{пр}} \pm F_{\text{доп}}) - f_{\text{пр}} = F_{\text{доп}}$. Очевидно, что так как промежуточная частота $f_{\text{пр}}$ вычитается, то стабильность гетеродина не влияет на частоту $F_{\text{доп}}$ выходного напряжения.

За усилителем доплеровских частот следует измеритель этих частот. На функциональной схеме показан вариант неследящего одноканального измерителя в виде *счетчика нулей*. В нем колебания доплеровской частоты подвергаются двухстороннему ограничению по амплитуде, затем (в моменты прохождения фронта ограниченных колебаний через нуль) формируются импульсы с постоянной амплитудой и длительностью, которые преобразуются счетчиком в постоянное напряжение, пропорциональное количеству «нулей» в единицу времени ($t = 0, t_1, t_2, \dots$). Индикатор, питаемый этим напряжением, указывает доплеровскую частоту или другую, пропорциональную ей величину.

Если от доплеровской РЛС требуются данные не только о величине, но и о знаке частоты $F_{\text{доп}}$ (цель приближается или удаляется), то в приемное устройство вводят два канала, отличающиеся сдвигом по фазе опорных напряжений на 90° . Выходные сигналы каналов обрабатываются таким образом, чтобы общий измеритель указывал величину и знак скорости цели [40].

В работе [7] приведены данные доплеровской навигационной станции с непрерывным излучением RYANAY IV: диапазон измерений путевой скорости 92 — 3700 км/ч, скорости сноса ± 555 км/ч, вертикальной скорости ± 300 м/с, ошибка измерения скорости $\pm 0,9$ км/ч; рабочая частота 13 ГГц; мощность излучения 26 Вт; число лучей 3.

55.3. Доплеровские РЛС с импульсным излучением. При построении импульсной доплеровской системы когерентность отраженного и опорного сигналов достигается тремя способами. Два из них, описанные в § 29, применяются в РЛС с внутренней когерентностью, а третий используется в РЛС с внешней когерентностью (такие РЛС иногда называют некогерентными).

Обратимся к функциональной схеме ДИСС типа AN/APN-96 США [7] с внешней когерентностью (рис. 8.8). Передатчик, состоящий из синхронизатора, импульсного модулятора и магнетронного генератора,

возбуждает некогерентные радиоимпульсы СВЧ с высокой частотой следования $F_c = 120—240$ кГц, которые поступают через ферритовый и антенный переключатели в антенну в виде плоской решетки из восьми волноводных излучателей, формирующих четыре луча. Антенна используется и для передачи, и для приема, а ферритовый переключатель обеспечивает поочередное (с частотой 1 Гц) включение то одной, то другой пары накрест расположенных лучей. Он управляется генератором прямоугольного опорного напряжения (ГОН).

Антенна стабилизируется относительно вертикальной оси, чтобы в каждой паре лучей волны проходили одинаковые расстояния. Этим

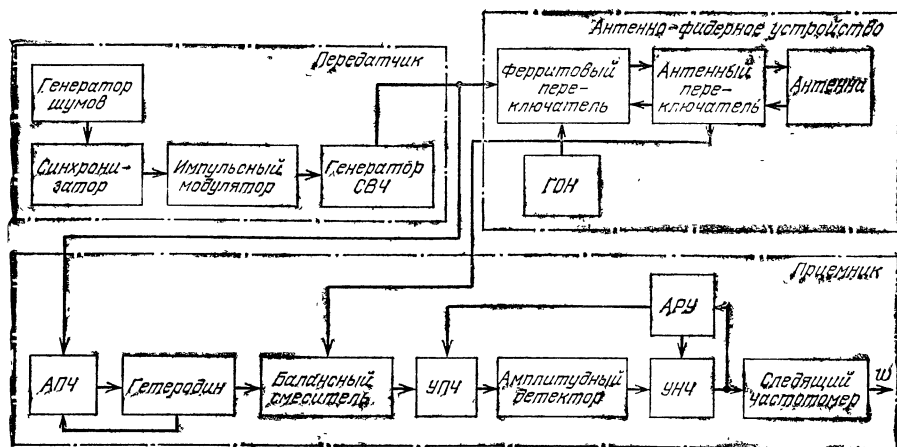


Рис. 8.8. Функциональная схема доплеровской РЛС с внешней когерентностью.

и достигается когерентность сравниваемых сигналов. Частота сигнала, соответствующего лучу, направленному вперед, больше, а соответствующего другому лучу пары, направленному назад, меньше несущей f_0 на величину доплеровской частоты $F_{\text{доп}}$. Разность этих частот $2F_{\text{доп}}$ должна быть измерена.

Балансный смеситель с отдельным гетеродином преобразует радиоимпульсы в импульсы промежуточной частоты, которые после усиления в УПЧ детектируются по амплитуде. Получаются видеоимпульсы с частотой следования F_c и амплитудой, изменяющейся с частотой $2F_{\text{доп}}$. Спектр этих видеоимпульсов содержит не только составляющие частотой $2F_{\text{доп}}$, но и частот F_c и $F_c \pm 2F_{\text{доп}}$, $2F_c$ и $2F_c \pm 2F_{\text{доп}}$, $3F_c$ и $3F_c \pm 2F_{\text{доп}}$, ... (рис. 8.9). Поэтому усилитель видеоимпульсов должен обладать свойствами низкочастотного фильтра с граничной частотой $f_{\text{гр}}$, несколько большей максимального значения $2F_{\text{доп}}$.

Следящий частотомер, включенный после УНЧ, рассчитан на автоматическое сопровождение цели по скорости.

Полоса пропускания измерителя с непосредственным отсчетом охватывает весь диапазон измеряемых доплеровских частот, а поскольку данный частотомер следящий, то он узкополосный и поэтому более помехоустойчив. Результаты измерений путевой скорости ω вводятся

в цифровой навигационный вычислитель цифровым кодом, благодаря чему отпадают промежуточные преобразования и связанные с ними ошибки.

Угол сноса измеряется углом поворота оси антенны, который осуществляется следящей системой, не показанной на функциональной схеме.

Станция AN/APN-96, как указано в [7], имеет следующие выходные данные: путевая скорость измеряется в пределах 186—1860 км/ч с вероятной ошибкой 0,1%; угол сноса — в пределах $\pm 35^\circ$

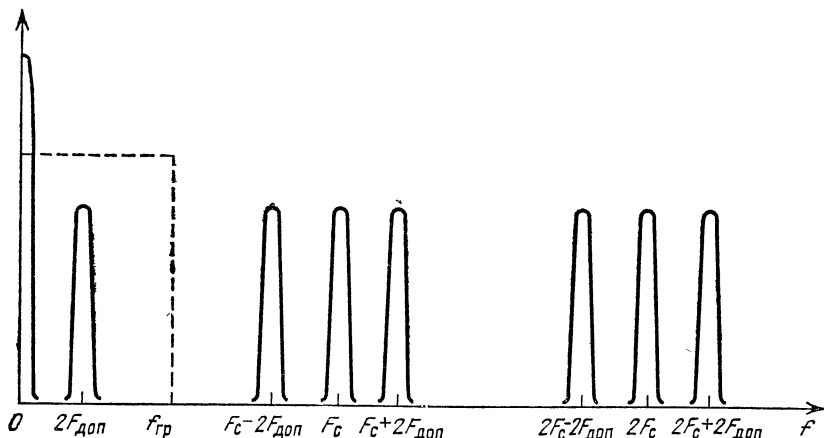


Рис. 8.9. Спектр видеопульсов, снимаемых с детектора доплеровской РЛС с внешней когерентностью.

с вероятной ошибкой $0,1^\circ$; несущая частота 8770—8830 МГц; средняя мощность 10 Вт; число лучей 4; наклон луча $\gamma = 68,4^\circ$; высота устройства 60—21 000 м. Существенный недостаток станции — потеря информации о знаке скорости цели.

§ 56. РЛС с непрерывным излучением [40, 83, 9]

Непрерывное излучение используется в РЛС доплеровского типа, описанных в § 29, 55, и в РЛС с частотной, шумовой и фазокодовой модуляцией, принцип действия которых также рассматривался. Отметим особенности реализации радиолокаторов с непрерывным излучением.

56.1. РЛС с частотной модуляцией (ЧМ). Остановимся на функциональной схеме (рис. 8.10) самолетного радиовысотомера AN/APN-22 [40] — наиболее употребительной из РЛС с ЧМ.

Генератор радиочастоты в совокупности с частотным модулятором создают ЧМ колебания, которые излучаются антенной А1 в пространство. Отраженные сигналы усиливаются, преобразуются и индицируются в приемном тракте с измерительным устройством. К этому тракту относятся приемная антенна А2, балансный смеситель, узкополосный

усилитель низкой частоты, ограничитель амплитуды, счетчик импульсов, преобразователь постоянного напряжения в переменное, усилитель и исполнительный двигатель с потенциометром следящей системы.

Балансный смеситель выполнен в виде кольцевого волновода с четырьмя отводами, из которых два входных (a — от приемной антенны, c — от источника опорного сигнала — передатчика) и два выходных (b, d). Последние подключены к схеме детектирования так, что к диоду Д1 и к диоду Д2 отраженный сигнал проходит равные пути по волноводу ($ab = ad = \lambda_{\text{в}}/4$), а прямой (опорный) сигнал — с разностью хода $\lambda_{\text{в}}/2$ ($cd - cb = \frac{3}{4} \lambda_{\text{в}} - \frac{\lambda_{\text{в}}}{4}$). Следовательно, на оба плеча детектора прямой сигнал $u'_{\text{пр}}, u''_{\text{пр}}$ подается противофазно, а отраженный сигнал $u'_{\text{отр}}, u''_{\text{отр}}$ — синфазно, и когда они складываются, то получаются результирующие колебания u'_r, u''_r с противофазными огибающими (рис. 8.11). Например, в момент t_1 амплитуда напряжения в плече ab u'_r — максимальная (рис. 8.11, а), а в плече ad u''_r — минимальная (рис. 8.11, б). В соответствии с этими фазовыми соотношениями ($u'_{\text{пр}} = -u'_{\text{отр}}, u''_{\text{отр}} = u'_{\text{отр}}$) составлена эквивалентная схема (рис. 8.11, в).

Огибающая напряжений u'_r, u''_r имеет разностную частоту, а наполнение представляет собой ЧМ колебания СВЧ. Детектор смесителя освобождается от ЧМ колебаний СВЧ и выделяет постоянную составляющую с частотой биений.

Полярность напряжений на диодах определяется опорным напряжением, так как амплитуда его значительно больше амплитуды отраженного сигнала (рис. 8.10 и 8.11, в). При полярности, указанной без скобок, отперт диод Д1, причем постоянная составляющая тока i_1 замыкается по цепи: точка b , диод Д1, дроссель Др1, обмотка I трансформатора Тр1, корпус, обмотки gl, ab . При обратной полярности, указанной в скобках, открыт диод Д2 и ток i_2 идет в направлении: точка d , диод Д2, дроссель Др2, обмотка II, корпус, обмотки gl, ad . Встречные токи i_1 и i_2 индуцируют низкочастотное напряжение на обмотке III, которое в дальнейшем усиливается в УНЧ. Так как огибающие u'_n и u''_n результирующих напряжений u'_r и u''_r изменяются в противофазе и с обмотки III снимается разностное выходное напряжение плеч смесителя, то последнее оказывается удвоенным за счет балансного включения.

Составляющие СВЧ замыкаются через паразитные емкости $C'_{\text{п}}, C''_{\text{п}}$, а дроссели Др1, Др2 с конденсаторами $C'_{\text{др}}, C''_{\text{др}}$ образуют фильтры, не пропускающие высокочастотные токи в низкочастотный трансформатор Тр1.

К этому следует добавить, что *главное преимущество балансного смесителя — в подавлении паразитной модуляции*. Если имеет место такая модуляция, то амплитуда напряжений на обоих плечах смесителя изменяется синфазно — либо увеличивается, либо уменьшается — и при вычитании напряжений u'_n и u''_n паразитная амплитудная модуляция подавляется.

За смесителем следует *усилитель низкой частоты*, предназначенный для того, чтобы напряжение биений, полученное в результате детектирования, было усилено до величины, необходимой для эффектив-

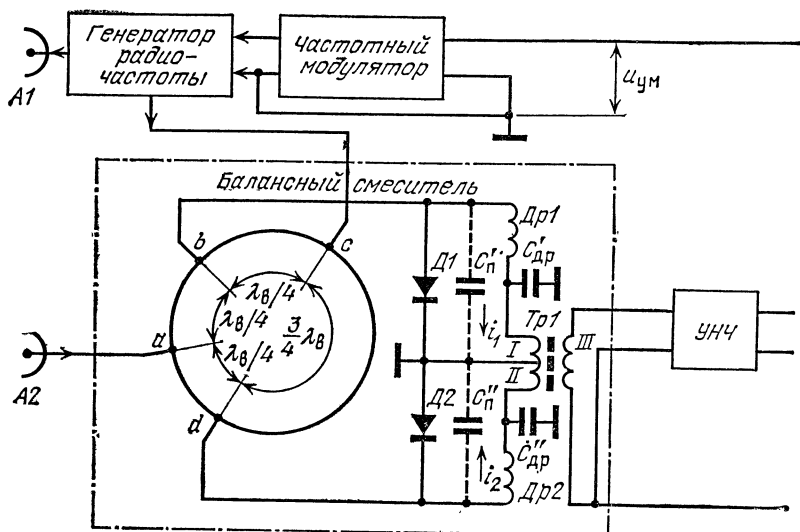


Рис. 8.10. Функциональная схема радиолокационного

ного ограничения амплитуды. Частотная характеристика усилителя необычная (рис. 8.12): его коэффициент усиления K с ростом частоты биений $F_б$ должен увеличиваться так, чтобы компенсировать ослабле-

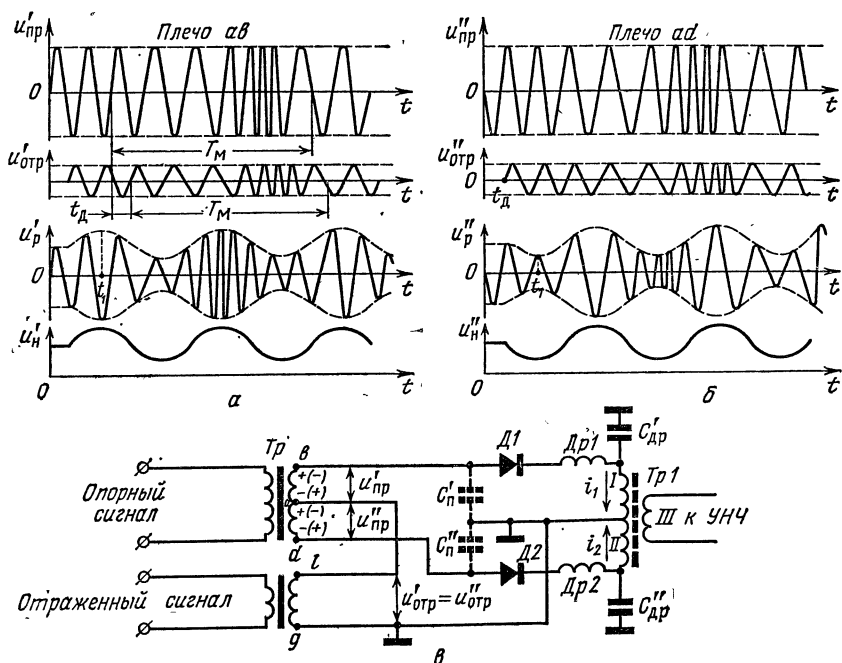
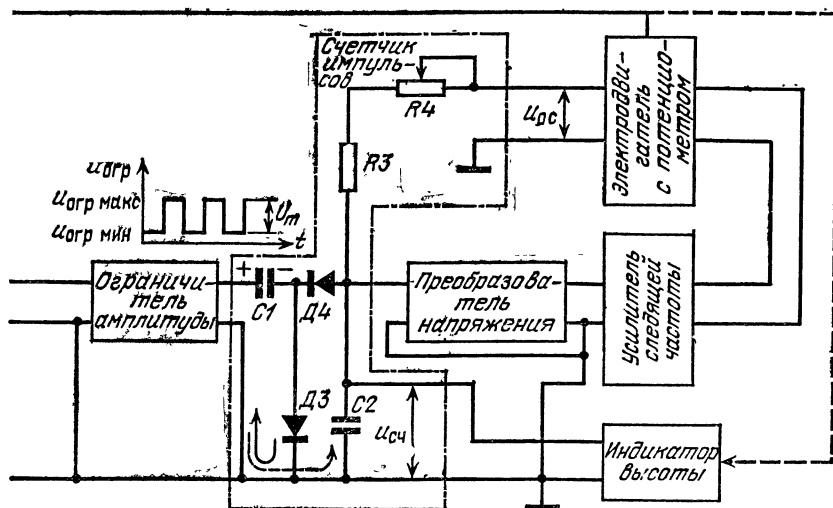


Рис. 8.11. Временные диаграммы напряжений и токов в балансном смесителе (а, б) и эквивалентная схема смесителя (в) радиовысотомера.



высотомера с частотной модуляцией.

ние отраженного сигнала, происходящее при подъеме ЛА на высоту. Увеличение K происходит до верхнего предела рабочего диапазона частот $F_{бв}$, после чего усиление резко уменьшают, чтобы сужением полосы пропускания приемника повысить помехоустойчивость высотомера.

Ограничитель амплитуды, следующий за усилителем, двухсторонний (рис. 8.10). Назначение его — преобразовать напряжение биений в прямоугольные колебания, амплитуда которых не зависела бы от измеряемой высоты.

Счетчик импульсов составлен из двух диодов $D3$, $D4$, дозирующего конденсатора $C1$ емкостью 100 — 200 пФ, накопительного конденсатора $C2$ значительно большей емкости (десяти доли микрофарады) и резисторов $R3$ и $R4$. Для автоматического слежения по дальности (высоте) в схему введена цепь обратной связи с выходным напряжением $u_{ос}$. Допустим сначала, что $u_{ос} = 0$ и, следовательно, конденсатор $C2$ шунтируется только резисторами $R3$, $R4$. Тогда положительный перепад выходного напряжения ограничителя U_m от $u_{огр\ мин}$ до $u_{огр\ макс}$ вызывает зарядку конденсатора $C1$ через диод $D3$ до напряжения $u_{огр\ макс}$ (см. сплошные стрелки в счетчике импульсов). Постоянная времени этой цепи значительно меньше длительности самых коротких импульсов и, следовательно, в конце импульса заряд конденсатора $C1$ равен $C1u_{огр\ макс}$.

Когда же напряжение ограничителя находится на нижнем уровне $u_{огр\ мин}$, диод $D3$ заперт, а $D4$ отперт, и дозирующий конденсатор $C1$

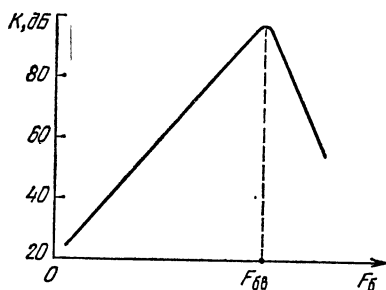


Рис. 8.12. Частотная характеристика УНЧ радиовысотомера.

разряжается через выход ограничителя, накопительный конденсатор $C2$ с параллельно включенными с ним резисторами $R4$, $R3$ и через диод $D4$ (направление разрядного тока показано пунктиром).

На $C2$ устанавливается напряжение $u_{сч}$, а на $C1$ — напряжение $u_{огр\ мин} + u_{сч}$. С приходом следующего импульса конденсатор $C1$ вновь заряжается до напряжения $u_{огр\ макс}$ и получает заряд $C1 (u_{огр\ макс} - u_{огр\ мин} - u_{сч}) = C1 (U_m - u_{сч})$. Одновременно накопительный конденсатор $C2$ разряжается через $R4 + R3$, но так как постоянная времени этой цепи велика, то выходное напряжение счетчика $u_{сч}$ при данной частоте F_6 (постоянной высоте полета) уменьшается весьма незначительно.

В таких условиях за одну секунду конденсатор $C1$ приобретает количество электричества $F_6 C1 (U_m - u_{сч})$ и отдает его сопротивлениям $R3 + R4$, т. е. вызывает в них ток $u_{сч}/(R3 + R4)$, равный этому суммарному заряду:

$$u_{сч}/(R3 + R4) = F_6 C1 (U_m - u_{сч}).$$

Отсюда

$$u_{сч} = \frac{F_6 C1 (R3 + R4) U_m}{1 + F_6 C1 (R3 + R4)}.$$

Принимая $C1 = 100 \text{ пФ} = 10^{-10} \text{ Ф}$, $R3 + R4 = 200 \text{ кОм} = 2 \cdot 10^5 \text{ Ом}$ и $F_6 = 100 \text{ Гц}$, получаем $F_6 C1 (R3 + R4) = 10^2 \cdot 10^{-10} \cdot 2 \times 10^5 = 2 \cdot 10^{-3}$, что значительно меньше единицы. Это позволяет упростить формулу:

$$u_{сч} = F_6 C1 (R3 + R4) U_m. \quad (8.5)$$

Таким образом, при четкой работе ограничителя (постоянстве U_m) напряжение на выходе счетчика прямо пропорционально разностной частоте F_6 опорного и отраженного сигналов, т. е. пропорционально высоте полета летательного аппарата.

Теперь учтем автоматическое сопровождение по высоте. В этом режиме постоянное, точнее медленно изменяющееся, напряжение счетчика преобразуется в переменное напряжение бортовой сети, последнее усиливается и в качестве сигнала ошибки приводит во вращение ротор исполнительного двигателя и связанные с ним движки потенциометров. С одного из потенциометров снимается постоянное напряжение обратной связи $u_{ос}$, действующее навстречу выходному напряжению счетчика $u_{сч}$.

Преобразователь введен для того, чтобы усиление производилось не по постоянному, а по переменному току: это дает меньше погрешностей (нет дрейфа нуля) и повышает надежность работы высотомера.

Когда состояние автомата высоты соответствует действительной высоте полета, ток счетчика вызывает на резисторах $R3$, $R4$ падение напряжения, которое полностью компенсирует напряжение $u_{ос}$, и на выходе счетчика отсутствует сигнал ошибки ($u_{сч} = 0$). С подъемом летательного аппарата частота биений повышается пропорционально высоте, на конденсаторе $C2$ возникает сигнал рассогласования, который усиливается и приводит во вращение двигатель, а от него движок по-

тенциометра. Это происходит до тех пор, пока новое значение напряжения обратной связи не сведет сигнал ошибки к нулю. С уменьшением высоты H сигнал ошибки изменяет знак на обратный и движок потенциометра смещается в обратном направлении.

Для каждой схемы счетчика существует максимальный предел частоты подсчитываемых импульсов $F_{б \text{ макс}}$, при котором счетчик сохраняет высокую чувствительность, а шкала высот еще достаточно равномерная. Этот предел достигается при $H = H_1$. Тогда высотомер автоматически переключается на другой диапазон высот $H = H_1 - H_{\text{макс}}$, в котором напряжение обратной связи u_o остается постоянным несмотря на перемещение движка потенциометра обратной связи, вызванного изменением высоты H . Согласно формуле (3.13) частота биений F_b может оставаться равной $F_{б \text{ макс}}$, если с увеличением H выше H_1 во столько же раз уменьшается девиация частоты Δf_m или частота модуляции F_m :

$$F_{б \text{ макс}} = 4\Delta f_m F_m H_1 / c. \quad (8.6)$$

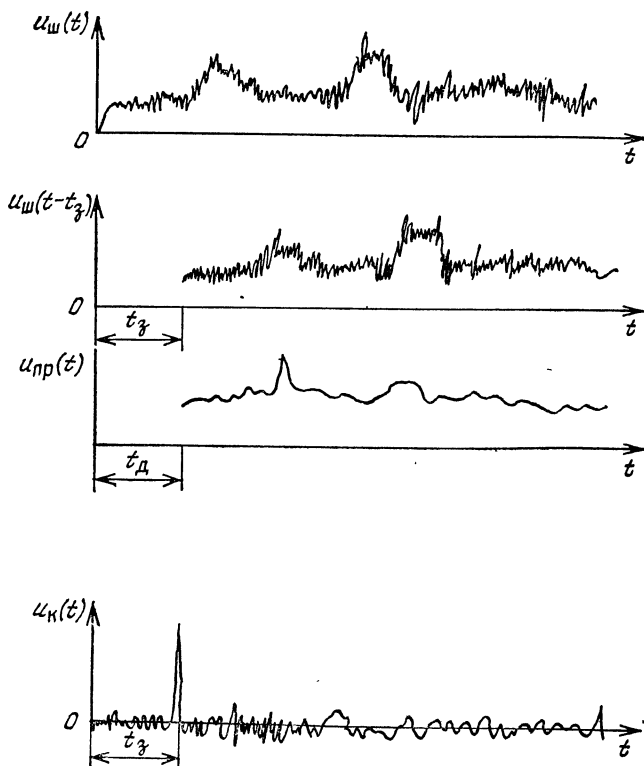
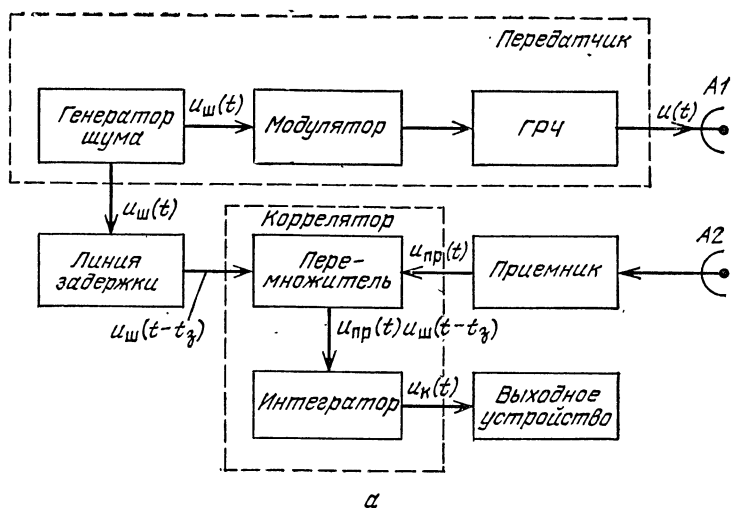
На меньших, чем H_1 , высотах метод автоматического изменения девиации частоты применять нецелесообразно, так как для этого потребовалась бы слишком большая девиация Δf_m , тогда как при $H > H_1$ такой метод не только улучшает работу счетчика, но и повышает отношение сигнал/шум, а с ним и чувствительность приемника в результате сужения полосы пропускания УНЧ и более полного использования ее полезным сигналом.

Изменение девиации Δf_m , обратно пропорциональное измеряемой высоте H , осуществляется воздействием на частотный модулятор управляющего напряжения $u_{ум}$, которое снимается с одного из потенциометров, связанного с двигателем следящей системы. Одновременно от этой же системы поступают к индикатору данные для индикации высот от H_1 до $H_{\text{макс}}$. В первом диапазоне ($0-H_1$) индикация высоты производится по выходному напряжению счетчика.

Примером описанного ЧМ дальномера может служить американский самолетный радиолокационный высотомер AN/APN-22, в котором $H_1 = 60$ м и $F_{б \text{ макс}} \simeq 6$ кГц [40].

56.2. РЛС с шумовой модуляцией. Согласно функциональной схеме РЛС (рис. 8.13, а) и временным диаграммам (рис. 8.13, б), амплитуда (фаза, частота) непрерывных колебаний $u(t)$ генератора радиочастоты (ГРЧ) изменяется напряжением генератора шума $u_{ш}(t)$ с помощью модулятора. Напряжение шума после задержки его в регулируемой линии задержки на время t_a подводится в качестве опорного сигнала $u_{ш}(t - t_a)$ к одному из входов коррелятора. Ко второму входу поступает выходное напряжение приемника $u_{пр}(t)$. В корреляторе основное $u_{пр}(t)$ и опорное $u_{ш}(t - t_a)$ напряжения перемножаются. Интегратор суммирует их произведение в течение времени наблюдения T_n . В результате получается напряжение $u_R(t)$, которое измеряется стрелочным или другим выходным прибором.

В § 13 было показано, что выходное напряжение коррелятора максимально при условии, что задержка t_a равна времени запаздывания от-



б

Рис. 8.13. Функциональная схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) РЛС с шумовой модуляцией.

раженного сигнала t_d . Следовательно, нужно регулировать задержку в линии до получения максимальных показаний измерителя, и тогда в соответствии с равенством $t_a = t_d = 2D/c$ определяется дальность цели D .

РЛС с шумовой модуляцией, кроме дальности, измеряет скорости целей. Селекция целей осуществляется с помощью фильтров, составляющих интегратор коррелятора.

В качестве первичных источников шумового напряжения применяются тиратроны в магнитном поле, диоды прямого накала и фотоэлектронные умножители. Они генерируют напряжение со сплошным спектром сравнительно низких частот, который трансформируется передатчиком в область СВЧ. Генератор СВЧ может быть однокаскадным (обычно магнетронный или ламповый) или многокаскадным с усилителем мощности, выполненным на ЛБВ, ЛОВ или митронах. В многокаскадных передатчиках шумовое напряжение $u_{ш}(t)$ модулирует один из каскадов усиления СВЧ, а автогенератор СВЧ используется одновременно как гетеродин приемника.

Качество РЛС в большой мере зависит от параметров линии задержки и коррелятора. Чем больше максимальное время регулируемой задержки в линии, тем меньше ограничивается максимальная дальность действия радиолокатора. Полоса пропускания линии задержки ограничивает ширину спектра шумового сигнала, от которой зависит разрешающая способность РЛС и точность измерения дальности. Линию задержки, отвечающую в полной мере этим двум требованиям, осуществить очень трудно. Наилучшие результаты дает ЭВМ, если на нее возложить функции и линии задержки (в запоминающем устройстве), и переменного и интегратора.

Широкий спектр частот $\Delta f_{\text{сш}}$, обусловленный шумовой модуляцией, позволяет получить на выходе коррелятора сигнал малой длительности $\tau_d = 1/\Delta f_{\text{сш}}$. В результате сжатия сигнала повышается его пиковая мощность и достигается высокая помехоустойчивость.

РЛС с шумовой модуляцией не имеют ограничений в однозначном определении дальности и скорости целей, которые характерны для РЛС с частотно-модулированными или другого вида периодическими сигналами. Другие преимущества: простота генерирования шумового излучения; повышенная скрытность работы РЛС благодаря тому, что противнику трудно отличить шумовое излучение от внутренних шумов приемника, а тем более выявить параметры РЛС.

Станции с шумоподобными сигналами (например, с фазо-кодовой манипуляцией) дают примерно такой же эффект, как радиолокационные станции с шумовой модуляцией, но они проще в осуществлении [40].

Особенно эффективна фазокодовая манипуляция, при которой излучаются шумоподобные сигналы с очень большим произведением ширины спектра на длительность сигнала.

56.3. Сравнение РЛС с непрерывным и импульсным излучением.

1. В импульсных РЛС наиболее просто решается задача разделения передающего и приемного каналов и использования общей антен-

ны для передачи и приема. В РЛС с непрерывным излучением прямой сигнал, просачиваясь в приемный канал, перегружает приемник и маскирует слабые сигналы целей. Особенно важно ослабить связь передающего и приемного каналов в доплеровских РЛС, где низкочастотные помехи от вибраций и шумов кристаллических смесителей находятся в диапазоне доплеровских частот. В таких случаях обычно применяют разнесенные друг от друга передающую и приемную антенны. Но только в наземных условиях удается получить развязку более 80 дБ, а при менее направленных антеннах, применяемых, например, на управляемых снарядах, как указано в [40], эта развязка около 20 дБ при $\lambda \simeq 30$ см и 50 дБ при $\lambda \simeq 10$ см.

2. В РЛС с непрерывным излучением опасность пробоя антенно-фидерной системы меньше, чем в импульсных РЛС благодаря меньшей пиковой мощности.

3. Радиолокаторы непрерывного излучения с ЧМ имеют преимущество перед импульсными РЛС, состоящее в меньших размерах ближней непросматриваемой зоны, а доплеровские РЛС с непрерывным излучением этой зоны вовсе не имеют.

4. Из доплеровских систем наименее пригодны для дальнометрии РЛС с непрерывным излучением. Когерентно-импульсные системы совмещают измерения скорости и дальности целей, в них просто осуществляется развязка передающего и приемного каналов. Недостатки этих систем: наличие «слепых» скоростей и неоднозначность измерения скорости.

5. В импульсных РЛС отсутствуют анализатор дальномерных частот, требующийся при ЧМ, и анализатор доплеровских частот, необходимый в доплеровских РЛС. Благодаря этому наиболее простой радиолокатор для одновременного наблюдения за несколькими целями — одноканальный импульсный с электронно-лучевым индикатором.

6. РЛС с частотной модуляцией просто и с большой точностью измеряют малые дальности (высоты) одной цели, но они уступают импульсным системам многоцелевой радиолокации, которые требуют сложный многоканальный спектроанализатор и трудно осуществимую линейную частотную модуляцию.

7. В импульсных РЛС с внутриимпульсной модуляцией наиболее успешно решается проблема совмещения большой дальности действия с большой точностью и высокой разрешающей способностью по дальности, а также с точным и однозначным измерением скорости.

§ 57. Многолучевые РЛС с механическим сканированием

Для параллельного и смешанного обзора требуются многолучевые РЛС. Смешанный обзор производится механическим сканированием с использованием метода парциальных диаграмм (частотно-многоканальные РЛС) или V-луча, а параллельный (мгновенный) обзор — электронным сканированием с помощью многоэлементных антенных решеток.

57.1. Метод парциальных диаграмм. Антенна частотно-многоканальной РЛС имеет вид параболоида вращения, который облучается не-

сколькими рупорами, расположенными в один ряд (рис. 8.14). Рупор 1 находится в фокусе параболоида, и этому рупору соответствует диаграмма 1', ось которой совпадает с осью рефлектора. Остальные рупоры (2, 3, 4) смещены из фокуса, и чем больше это смещение, тем больше отклонены от оси рефлектора соответствующие им диаграммы (2', 3', 4'). Результирующая диаграмма получается узкой в горизонтальной плоскости и широкой (веерной) в вертикальной плоскости.

Каждый облучатель 1, 2, 3, 4... связан через соответствующий антенный переключатель АП4, АП3, АП2, АП1, ... со своим приемопередающим каналом, работающим на одной из несущих частот f_1, f_2, f_3, \dots

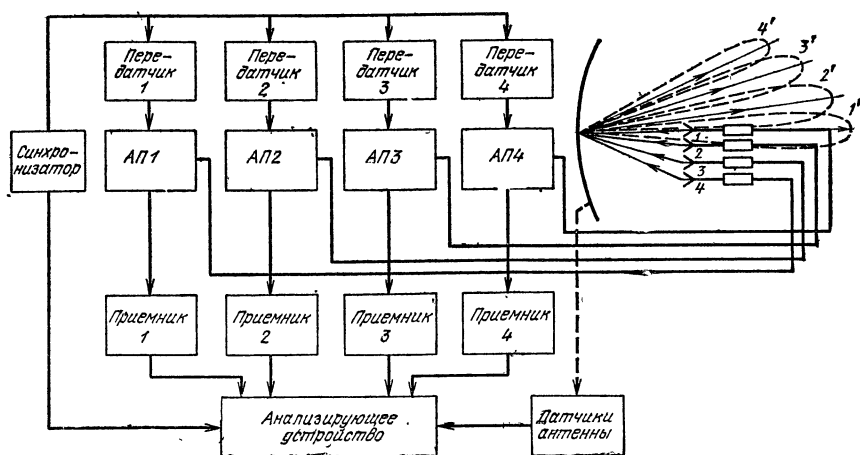


Рис. 8.14. Функциональная схема частотно-многоканальной РЛС.

В приемных трактах происходит обработка сигналов, после чего они анализируются для определения координат целей. Антенна вращается вокруг вертикальной оси, совершая смешанный обзор: последовательный по азимуту и параллельный (т. е. всеми лучами одновременно) по углу места. Анализатор выявляет, в каком канале обнаружена цель и каковы ее координаты, причем угол места определяется грубо — по номеру канала и точно — методом сравнения сигналов смежных каналов.

Вместо параболической антенны можно использовать сферическую линзу Лüneберга с несколькими облучателями, расположенными на поверхности линзы. Каждому облучателю соответствует свой луч [8, т. 2].

Наличие n каналов и парциальных диаграмм придает многоканальным РЛС следующие достоинства.

1. Мощность излучения РЛС возрастает за счет суммирования мощностей передатчиков и увеличения усиления антенны (парциальной диаграмме, поскольку она острее, чем результирующая диаграмма, соответствует больший коэффициент усиления).

2. В меньшей мере сказываются ограничения предельной мощности волноводного тракта, так как она распределяется между n каналами.

4. Парциальные диаграммы острые, и поэтому угловые координаты целей измеряются с повышенной точностью.

Недостаток метода — усложнение аппаратуры за счет многоканальности и применения метода сравнения сигналов при точном измерении угла места.

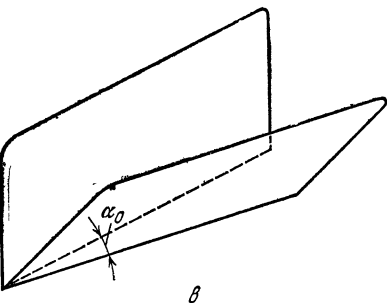


Рис. 8.15. Лучи антенны (*а, в*) и экран индикатора с планшетом (*б*) РЛС, совершающей обзор *V*-лучом.

57.2 РЛС с V-обзором. Антенная система РЛС формирует два плоских луча: вертикальный и наклоненный под углом 45° к первому (рис. 8.15, а). Обоим лучам соответствуют отдельные тракты, работающие обычно на разных частотах.

Антенная система вращается вокруг вертикальной оси и облучает цель сначала вертикальным (точка A), а затем наклонным (точка B) лучом. По данным канала вертикального луча измеряется дальность D и азимут α , а по дальности D и углу поворота лучей антенны от A до B определяется высота H и угол места β цели.

Прямоугольник $ABCD$ — квадрат, так как угол между его диагональю и сторонами равен 45° . Значит, $CD = BD = H$ и, решая прямоугольные треугольники OCD и ODB , можем написать

$$H = CD = OD \sin \Delta\alpha = \sqrt{OB^2 - BD^2} \sin \Delta\alpha = \sqrt{D^2 - H^2} \sin \Delta\alpha.$$

Отсюда

$$H = D \sin \Delta\alpha / \sqrt{1 + \sin^2 \Delta\alpha}, \quad (8.7)$$

а если внести поправку на кривизну земли, радиус которой $R_3 = 6370$ км, то получим формулу

$$H = D \sin \Delta\alpha / \sqrt{1 + \sin^2 \Delta\alpha} + D^2/2R_3. \quad (8.8)$$

При V-обзоре, кроме ИКО, применяется индикатор дальность — азимут—высота (рис. 8.15, б). На экране индикатора от каждой цели получаются две отметки: нижняя A соответствует вертикальному лучу и верхняя B — наклонному. По нижней отметке определяются дальность и азимут, а по интервалу между нижней и верхней отметками — высота цели. На малых высотах интервал может оказаться настолько незначительным, что отметки сольются. Во избежание этого лучи антенны сдвигаются на угол $\alpha_0 = 10^\circ$ у основания (рис. 8.15, в).

Перед экраном индикатора размещается номограмма, на которой нанесены линии равных высот $H = 0, 2, 4, \dots$ км (рис. 8.15, б) как функции (8.8) от D и $\Delta\alpha$ с учетом угла α_0 . Номограмму перемещают по вертикали до совмещения нижней отметки цели с прямой $H=0$, и тогда по расположению верхней отметки относительно кривых номограммы определяется высота цели.

Все координаты измеряются по методу максимума, и это упрощает схему РЛС. Однако обзор V-лучом дает меньшую, чем при обзоре парциальными диаграммами, точность измерения высот, особенно быстро летящих и очень удаленных целей, и меньшую разрешающую способность по угловым координатам. Кроме того, измерения затрудняются наличием двух отметок от одной цели и необходимостью пользоваться номограммой индикатора.

Не следует смешивать эти методы с *многочастотной радиолокацией*, при которой цель облучается волнами быстро изменяющейся частоты или разных частот одновременно, что, по мнению зарубежных специалистов, очень повышает помехоустойчивость, дальность действия и точность РЛС [40].

§ 58. РЛС с многоэлементными антенными решетками [40, 47, 60]

Антенны первых радиолокаторов, работавших на метровых волнах, выполнялись в виде решеток синфазных вибраторов. Сканирование осуществлялось механическим вращением антенны. По мере внедрения в радиолокацию дециметровых, а затем сантиметровых и миллиметровых волн антенные решетки все более вытеснялись параболическими и линзовыми антеннами.

В последние годы интерес к многоэлементным антенным решеткам необычайно возрос, так как они открывают возможности решения ряда серьезных проблем современной радиолокации и радиосвязи. Для получения узкого луча требуются антенны больших размеров, но это исключает возможность механического сканирования с малым периодом об-

зора. Если же применить антенную решетку, то можно составить ее из тысяч — десятков тысяч однородных элементов (волноводных, рупорных и др.), достигнув этим очень высокой направленности; вместе с тем механическое сканирование заменяется электронным, основанным на том, что положение и форма луча в пространстве зависят от амплитудного и фазового распределения полей (токов) в элементах решетки.

Для сканирования в одной плоскости достаточно линейной решетки, а для сканирования по двум угловым координатам требуются решетки из элементов, распределенных на плоскости или поверхности шара,

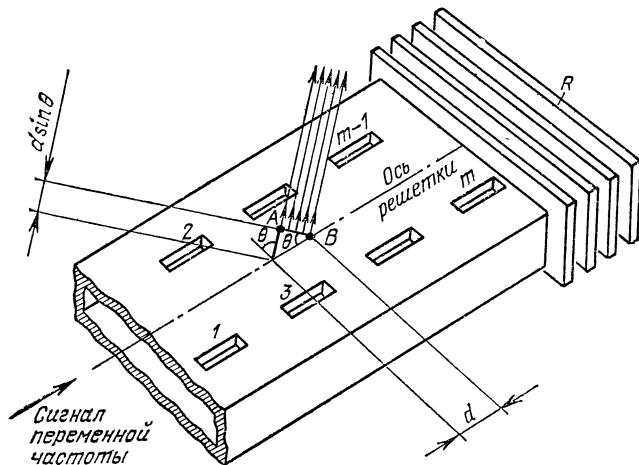


Рис. 8.16. Волноводно-щелевая антенна с последовательным возбуждением ее элементов.

цилиндра и т. д. Основные методы электронного сканирования — частотный и фазовый. Решетки с фазовым управлением называются иначе *фазированными антенными решетками (ФАР)*.

58.1. Частотный метод сканирования рассмотрим на примере волноводно-щелевой антенны с последовательным возбуждением ее элементов 1, 2, ..., m волной типа H_{10} (рис. 8.16). С одного конца волновод подключается к перестраиваемому по частоте генератору, а с другого — к согласованной нагрузке R . Обозначим длину волны в волноводе при произвольной частоте генератора через λ_B , а при средней частоте диапазона через λ_{B0} . Расстояние между соседними щелями $d = \lambda_{B0}/2$, и если бы они располагались по одной прямой, то при $\lambda_B = \lambda_{B0}$ фазовый сдвиг полей в этих щелях был бы равен $2\pi d/\lambda_{B0} = \pi$. В рассматриваемой антенне щели располагаются поочередно по обе стороны от средней линии широкой стенки волновода, этим компенсируется фазовый сдвиг π . Как линейная синфазная решетка антенна излучает волны с максимумом, перпендикулярным оси решетки.

При изменении длины волны в волноводе от λ_{B0} до λ_B сдвиг фаз полей в соседних щелях становится равным

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda_B} d - \pi = \frac{2\pi d}{\lambda_B} \left(1 - \frac{\lambda_B}{2d}\right). \quad (8.9)$$

Теперь из соседних щелей волны излучаются со сдвигом по фазе на угол ψ . Но так как фронт волны AB является геометрическим местом точек с равной фазой, то максимум излучения при длине волны в воздухе λ должен отклониться от нормали к оси решетки на такой угол θ , чтобы за счет разности хода лучей $d \sin \theta$ от соседних щелей к фронту AB фазовый сдвиг $\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$ был равен углу ψ , выраженному формулой (8.9):

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta = \frac{2\pi d}{\lambda_B} \left(1 - \frac{\lambda_B}{2d} \right).$$

Отсюда

$$\sin \theta = \frac{\lambda}{\lambda_B} \left(1 - \frac{\lambda_B}{2d} \right) = \frac{\lambda}{\lambda_{B0}} \left(1 - \frac{\lambda_B}{\lambda_{B0}} \right). \quad (8.10)$$

Согласно полученной формуле при $\lambda_B < \lambda_{B0}$ $\sin \theta > 0$ и угол $\theta > 0$, при $\lambda_B = \lambda_{B0}$ $\theta = 0$ и, наконец, при $\lambda_B > \lambda_{B0}$ $\sin \theta < 0$ и угол $\theta < 0$. Таким образом, *изменение частоты генератора в заданном диапазоне волн сопровождается сканированием диаграммы направленности антенны по обе стороны от перпендикуляра к плоскости решетки.*

Частотное сканирование требует расширения полосы пропускания антенно-фидерной системы, поэтому оно применяется только при узкополосных сигналах. Кроме того, частотное сканирование ограничивает точность углового сопровождения, так как с изменением частоты облучения несколько изменяются отражающие свойства целей.

58.2. Фазовый метод сканирования. Этот метод отличается тем, что требуемое для сканирования изменение фазового сдвига между токами (полями) соседних элементов решетки достигается перестройкой включенных в систему фазовращателей без изменения несущей частоты сигнала.

Фазированная антенная решетка (ФАР) может быть включена по параллельной, последовательной или смешанной схеме питания. В *параллельной схеме* передатчик и приемник соединяются с каждым элементом решетки A_1, A_2, A_3, \dots через отдельные фазовращатели (рис. 8.17). Система управления обзором должна создавать различные сдвиги ($\pm \psi, \pm 2\psi, \dots$) в фазовращателях.

В *последовательной схеме* все излучатели отделяются элементами, создающими одинаковые фазовые сдвиги.

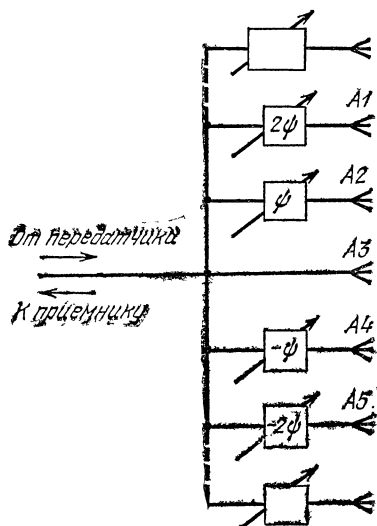
Смешанная схема питания является сочетанием последовательной и параллельной схем. Примером может служить показанная на рис. 8.18 плоская решетка с комбинированным сканированием и смешанной схемой питания: по азимуту сканирование частотное, а питание последовательное через отрезки линии задержки, создающие одинаковые фазовые сдвиги; угломестное сканирование фазовое при параллельной схеме питания. Управление фазовращателями, сдвигающими фазу на $\psi, 2\psi, 3\psi, \dots$, не зависит от перестройки частоты. Следовательно, сканирование по азимуту и углу места независимое.

В параллельной схеме более сложная система управления из-за необходимости создания значительно отличающихся между собой фа-

зовых сдвигов, особенно для крайних элементов решетки. Это, естественно, ограничивает скорость сканирования.

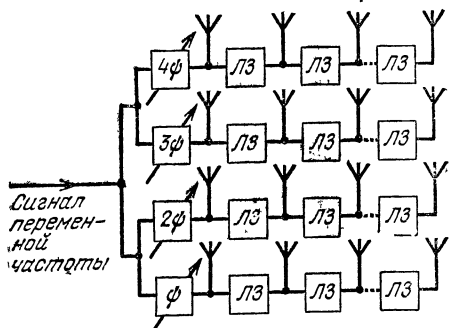
Вместе с тем параллельная схема имеет свои преимущества: а) более высокий к. п. д. и более высокий уровень допустимого излучения, так как при m фазовращателях через каждый из них проходит только m -я часть общей мощности излучения; б) большая точность сканирования за счет того, что ошибки любого фазовращателя сказываются на работе одного элемента решетки, тогда как в последовательной схеме — и на работе всех последующих.

В смешанной схеме меньше сказываются недостатки последовательной и параллельной схем: мощность излучения, к. п. д. антенны и точ-



← Рис. 8.17. Фазированная антенная решетка, включенная по параллельной схеме.

Рис. 8.18. Фазированная антенная решетка со смешанной схемой питания.



ность управления повышаются за счет уменьшения числа последовательно включенных фазосдвигающих элементов, а уменьшение ответвлений от фидера снижает диапазон изменения фазовых сдвигов, производимых фазовращателями, и это позволяет повысить скорость сканирования.

Система управления фазовращателями, которая является важнейшей частью ФАР, может быть непрерывной, дискретной или коммутационной. Первая вырабатывает *непрерывные сигналы* управления, необходимые для *плавного* сканирования диаграммы направленности. Реализация такой системы при параллельной схеме питания, где на каждый фазовращатель подается отдельный управляющий сигнал, связана с большими трудностями, особенно если решетка многоэлементная.

При *дискретном управлении* каждый фазовращатель рассчитан на фиксированное значение фазового сдвига, например 0 , $\pi/2$, π и $3\pi/2$, вводимого по команде устройства управления обзором. *Коммутационное управление* наиболее простое (рис. 8.19): указанные фиксированные сдвиги создаются в каждом элементе решетки одинаковыми комплектами нерегулируемых фазовращателей, причем каждый из них вклю-

чается через отдельный коммутатор. Управляющие сигналы посылаются из вычислительного устройства согласно требуемому закону сканирования.

Очевидно, что при дискретном и коммутационном управлении неизбежны фазовые ошибки, так как только при непрерывном управлении можно получить именно те фазовые сдвиги во всех элементах решетки, которые необходимы для точного отклонения луча на заданный угол. Из-за фазовых ошибок расширяется главный лепесток и повышается уровень боковых лепестков диаграммы направленности. Коммутационное управление наиболее простое и поэтому наиболее перспективное, особенно для многоэлементных решеток, потребность в которых растет

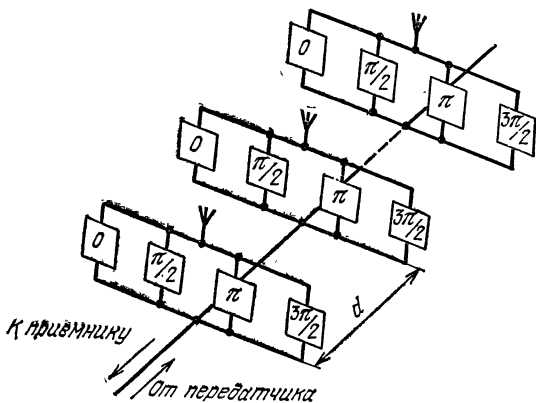


Рис. 8.19. ФАР с коммутационным управлением.

в связи с повышением требований к точности и разрешающей способности РЛС по углам. Так, для формирования луча шириной 1° антенная решетка должна содержать 10^4 элементов, а луча шириной $0,1^\circ$ — около 10^6 элементов.

Заметим, что даже при точном фазировании решетки ширина главного луча диаграммы направленности изменяется обратно пропорционально $\cos \theta$, где θ — угол отклонения луча от перпендикуляра к решетке. Это можно объяснить тем, что размер решетки, видимый под углом θ , составляет $\cos \theta$ от истинного размера. Расширение главного лепестка диаграммы заставляет ограничить сектор обзора углами 100 — 120° [2].

58.3. Многолучевые антенные решетки. Рассмотрим принцип формирования многолучевой диаграммы на примере двухэлементной ФАР, работающей в режиме приема (рис. 8.20). Сигналы, принятые элементами решетки, проходят усилители радиочастоты, фазовращатели, создающие сдвиг по фазе ψ_0 , $\psi_0 - \Delta\psi$ и $\psi_0 + \Delta\psi$ (где $\Delta\psi$ зависит от угла θ_0 отклонения луча от нормали к решетке), цепи СЦ1, СЦ2, СЦ3, ..., где попарно суммируются сигналы с тем или иным фазовым сдвигом, и радиолокационные приемники Прм1, Прм2, Прм3, за которыми следует общее выходное устройство РЛС.

При приеме по лучу Л2, перпендикулярному оси решетки, сигналы, принятые элементами А1, А2 решетки, имеют одинаковый фазовый сдвиг ψ_0 , так как проходят к А1 и А2 одинаковое расстояние от цели. Следовательно, улавливаемые лучом Л2 сигналы создают максимальное напряжение на выходе цепи СЦ2 и приемника Прм2 (канал 2).

В направлении лучей Л1 и Л3 волны приходят к элементам А1, А2 с разностью хода $\pm d \sin \theta_0$, что соответствует сдвигу фаз $2\pi d \sin \theta_0 / \lambda$. Чтобы обеспечить прием по лучу Л1 в канале 1 и по лучу Л3 в канале 3, эта разность фаз компенсируется следующим образом: сигнал задерживается по фазе на ψ_0 между А1 и СЦ1 и на угол $\psi_0 - \Delta\psi$ между А2 и СЦ1; между А1 и СЦ3 задержка фазы равна ψ_0 , тогда как между А2 и СЦ3 задержка равна $\psi_0 + \Delta\psi$.

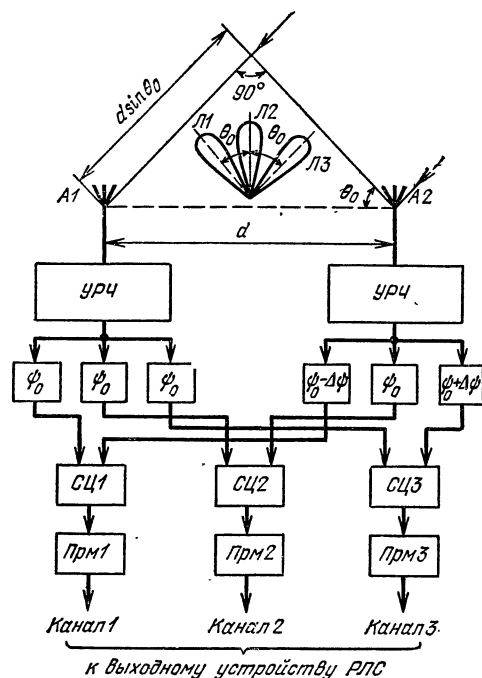


Рис. 8.20. Функциональная схема формирования трехлучевой ДН посредством двухэлементной ФАР.

Выходное устройство РЛС содержит анализатор, который по максимуму выходного сигнала определяет канал и номер луча ДН. Тем самым устанавливается направление на цель; дальность же, как обычно, определяется по времени запаздывания сигнала. Этот принцип распространяется на систему с любым числом n элементов, причем с увеличением n возрастает число лучей в диаграмме, каждый из них становится более узким и требуется больше приемных каналов. Принцип

построения решетки по обеим угловым координатам одинаковый.

На рис. 8.21 показана функциональная схема аналогово-цифровой следящей системы, предназначенной для электронного сканирования луча РЛС. В многоканальный приемник через ферритовые фазовращатели поступают сигналы с элементов А1, А2, А3, ..., А_n антенной решетки. Выходное напряжение приемника преобразуется из аналогового в цифровое для введения в ЦВУ. По этим данным ЦВУ рассчитывает управляющие сигналы, которые после преобразования из цифровых в аналоговые должны быть поданы в устройство управления фазовращателями. Оно обеспечивает требуемый закон сканирования луча. Одновременно информация об угловых координатах сопровождаемых целей поступает в индикатор.

Основные недостатки многоэлементных антенных решеток — относительная сложность и высокая стоимость. Эти недостатки успешно устраняются по мере совершенствования ферритовых и полупроводниковых фазовращателей и развития микроэлектроники. Ферритовые фазовращатели особенно эффективны как непрерывно управляемые, а полупроводниковые как коммутационные.

Дальнейший шаг в развитии многоканальных РЛС — переход от пассивных антенных решеток к решеткам из активных элементов, выполненных в виде микромодулей. Каждый модуль может быть полным

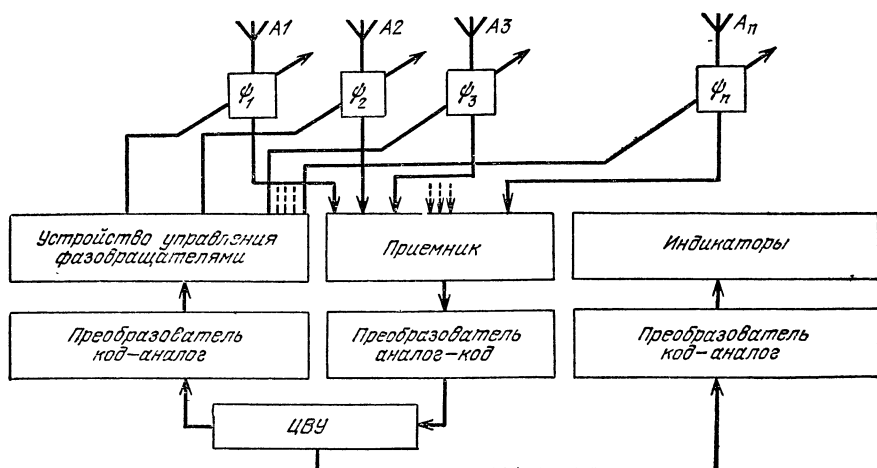


Рис. 8.21. Аналогово-цифровая следающая система РЛС с электронным сканированием луча антенны.

приемопередающим трактом с выходным сигналом промежуточной частоты, на которой сигналы, принятые всеми элементами решетки, обрабатываются совместно.

Такое решение дает дополнительные преимущества: многократное увеличение мощности излучения, значительное упрощение производства за счет однотипности активных элементов, возможность совмещения в одной системе функций различных специализированных РЛС (наблюдение за воздушными и наземными целями, обеспечение полетов на малых высотах, картографирование местности и др.), высокие надежность и помехоустойчивость.

Например, в состав самолетной бортовой РЛС типа RASSR, выполненной на твердотельных элементах высокой надежности, входит активная ФАР. Элементами решетки служат 1648 приемопередатчиков, антенных переключателей, фазовращателей и волноводных излучателей, смонтированных в 824 модулях. РЛС рассчитана на работу в различных режимах: картографирование земной поверхности, обеспечение полета в условиях грозовой деятельности и над горной местностью, взаимодействие с радиомаяками и др. Для этого ФАР формирует различные диаграммы направленности: иглообразную, плоскую и косеканс-

квадратную. Электронное сканирование производится по фазовому методу с коммутационным управлением. Коммутаторы на полупроводниковых диодах обеспечивают в фазовращателях 4 положения фазы: 45; 22,5; 11,25 и 5,625° [23].

§ 59. Оптические локационные системы [52, 57, 66]

Изобретение квантовых генераторов (1960—1961 гг.) положило начало оптической локации. Эти генераторы возбуждают монохроматические (одной частоты) когерентные лучи видимого или инфракрасного света. Антеннами оптических локаторов служат системы линз,

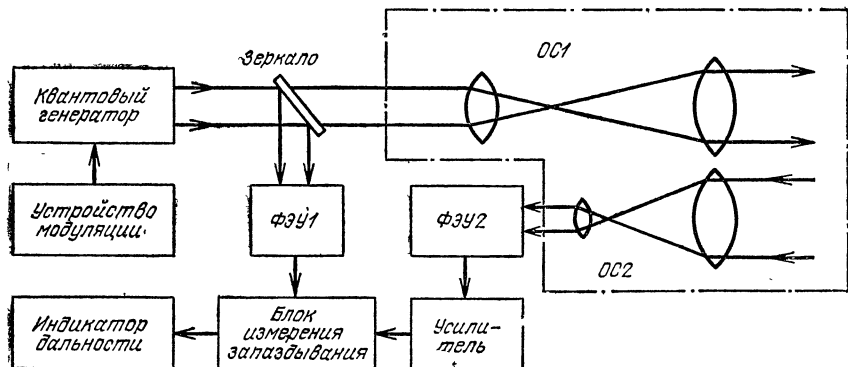


Рис. 8.22. Функциональная схема импульсного оптического дальномера.

которые сообщают нужную направленность излучению и приему световых волн. В антенную систему, кроме того, входит сканирующее устройство. Функции приемника выполняет обычно фотоэлектронный умножитель (ФЭУ) с усилителем. Выходное устройство — цифровой индикатор координат и скорости целей.

Импульсный оптический дальномер (рис. 8.22) состоит из квантового генератора, излучающего импульсы света с помощью модулирующего устройства; передающей оптической системы ОС1, излучающей в пространство световые импульсы, полученные в генераторе; приемной оптической системы ОС2, улавливающей отраженные импульсы для передачи их в ФЭУ2, который вместе со следующим за ним усилителем составляет приемник; блока измерения времени запаздывания отраженных сигналов относительно опорного сигнала, берущего начало от квантового генератора и усиливаемого в ФЭУ1 после отражения его лучей от полупрозрачного зеркала, и индикатора, показывающего дальность цели в виде высвечиваемой группы цифр.

Квантовые генераторы создают настолько короткие импульсы, что точность измерения времени запаздывания достигает 10^{-9} с; это соответствует ошибке измерения дальности около 30 см. Точность фазовых дальномеров оптического диапазона еще выше — менее 5 см.

Вторая область применения оптических локаторов — измерение радиальной скорости на основе эффекта Допплера. Здесь большие воз-

возможности открывает то, что доплеровский сдвиг частоты прямо пропорционален несущей частоте излучения, и так как в оптическом диапазоне волн эта частота больше, чем в радиочастотном диапазоне в десятки тысяч раз, то соответственно выше точность и шире диапазон измерений.

Например, один из доплеровских локаторов (США) способен при длине волны лазера 1,153 мкм определять скорость космических кораблей от 0,003 см/с до 8 км/с [63, 64].

Оптическая локация весьма успешно решает чрезвычайно важную задачу высокоточного определения направлений и разрешения целей по угловым координатам. Уже на выходе квантовых генераторов получаются узкие лучи, и оптические системы даже небольших размеров (единицы сантиметров в диаметре) сужают эти лучи до долей угловой минуты.

Такая высокая направленность, обусловленная очень малой длиной волны, делает оптические локаторы незаменимыми для наблюдения за низколетящими летательными аппаратами, когда отражение радиоволн от земли резко снижает эффективность РЛС.

Лазерная система слежения за ракетой-носителем «Сатурн-5» фирмы Sylvania Electronic Systems обеспечивает на дальности до 10 км точность углового сопровождения $\pm 1''$ [65].

До сих пор речь шла об оптических локаторах со сравнительно небольшой дальностью действия — порядка десятков километров. Но специфические методы квантового генерирования (стимулированное излучение) позволяют в случае необходимости излучать мощности порядка мегаватт в импульсе. Монохроматичность излучения дополнительно повышает спектральную яркость вплоть до того, что она оказывается больше солнечной в миллионы — сотни миллионов раз. В результате становится возможной активная оптическая локация весьма удаленных целей, например Луны (дальность действия такого локатора должна быть около 400 000 км).

Недостатки оптических локаторов: низкий к. п. д. передатчиков, невысокая чувствительность приемников, зависимость работы от метеорологических условий, узкие окна прозрачности атмосферы в диапазонах световых и инфракрасных волн и специфические помехи от рассеяния излучения в обратном к локатору направлении. Эти помехи устраняются стробированием приемника по дальности. Другие недостатки пока не устранены, поэтому оптические локационные устройства применяются только тогда, когда радиолокационные системы не в состоянии обеспечить требуемые точность и разрешающую способность. Оптическая локация требует предварительных данных о местоположении цели, чтобы осуществить беспойсковое слежение (поиск очень узким лучом света связан с большими трудностями).

§ 60. Средства пассивной радиолокации

60.1. Назначение и особенности пассивной радиолокации. Несколько расширим сведения о *пассивной радиолокации*, которая, как известно, предназначена для получения информации о целях по их собственному (пассивному) радиоизлучению.

Естественное радиоизлучение может быть тепловое и нетепловое происхождения. Тепловое излучение создается внутренними электродинамическими процессами в атомах и молекулах всех веществ, температура которых выше абсолютного нуля (-273°C). Нетепловое электромагнитное излучение исходит от любого радиопередающего устройства и возникает при грозовых и других интенсивных электродинамических процессах.

Обе разновидности собственного излучения имеют общие свойства и различия.

1. *Мощность теплового радиоизлучения очень мала, а нетеплового — большая.* Это объясняется тем, что спектр частот электромагнитных волн, излучаемых при тепловых процессах, широкий: простирается от инфракрасного ($\lambda = 0,76\text{—}750\text{ мкм}$) до сантиметрового диапазона, причем на долю радиоволн (миллиметровых и сантиметровых) приходится менее 1% излучаемой энергии. Что касается нетеплового излучения, то оно и более интенсивное и, как правило, уже по спектру. Поэтому приемники радиоволн нетеплового происхождения обычно прямого усиления, а теплового происхождения — высокочувствительные супергетеродины.

2. *Спектральная плотность теплового излучения максимальна в инфракрасном диапазоне волн* и значительно уменьшается с переходом к миллиметровым и сантиметровым волнам, тогда как нетепловое излучение лучше всего улавливается на низких частотах (ниже 10—30 кГц). При ядерных взрывах, например, наибольшее излучение наблюдается на частоте примерно 30 Гц [33, 61].

3. *Пассивная радиолокация возможна только при температурной контрастности наблюдаемых объектов, т. е. при различии их яркостных температур $T_{\text{я}}$.* Яркостная температура — это величина, равная произведению абсолютной температуры тела на коэффициент поглощения данного излучения в окружающей среде. Металлические объекты и покрытия имеют $T_{\text{я}} \leq 10\text{—}20\text{ К}$, а факелы ракетных двигателей — $T_{\text{я}} = 1500\text{—}2800\text{ К}$ [42, ч. 2].

4. Естественное излучение тел независимо от своего происхождения (теплового или нетеплового) беспорядочное; оно, как и внутренние шумы приемника и приемной антенны, флуктуационное. Следовательно, *пассивная радиолокация является процессом обнаружения шумоподобного сигнала на фоне шумов*, а это требует надлежащей обработки излучения (модуляции и квадратичного детектирования с последующим интегрированием — фильтрацией низших частот).

5. Собственное излучение непрерывное и принимается без опорных сигналов. По этой причине одноканальные пассивные РЛС не могут измерять дальность и доплеровский сдвиг частоты.

В пассивной радиолокации преимущественно используется тепловое излучение сантиметровых и миллиметровых волн. Отсюда происходит название *радиотеплолокация*; соответствующие радиолокаторы называются *радиотеплолокационными станциями (РТЛС)*.

60.2. Прием и обработка сигналов в РТЛС. Радиотеплолокационная станция (радиометр) состоит из антенного и приемного устройств и оконечного прибора. Для воспроизведения как можно большей ча-

сти спектра собственного излучения объектов нужно, чтобы антенное и приемное устройства были весьма широкополосными. В радиометрах применяются параболические, линзовые антенны и антенные решетки с игольчатой диаграммой направленности. Оконечными приборами служат ЭЛТ или более инерционные приборы: стрелочные, самописцы и др.

Основные виды приемников РТЛС: компенсационный, корреляционный и модуляционный. Первые два рассчитаны на оптимальную обработку сигналов, а третий — на неоптимальную.

Приемник радиометра компенсационного типа выполнен по супергетеродинной схеме (рис. 8.23). Так как каскады, предшествующие

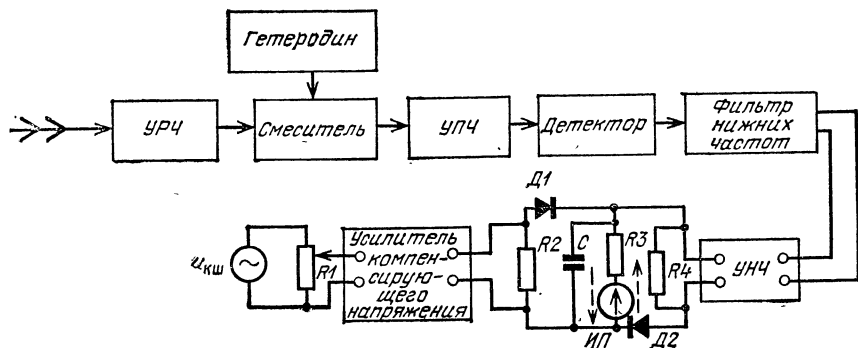


Рис. 8.23. Функциональная схема радиометра компенсационного типа.

детектору, широкополосные, то очень важно, чтобы они были малошумящими. По этой причине УРЧ выполняется на лампе бегущей волны или как молекулярный усилитель.

Среднее значение напряжения шумов равно нулю, и, чтобы наилучшим образом выделить шумоподобный сигнал на фоне собственных шумов радиометра, детектор должен быть квадратичным. Постоянная составляющая его выходного напряжения пропорциональна сумме квадратов напряжений сигнала и мешающего шума. Сигнал обнаруживается по разности выходных напряжений при наличии и отсутствии излучения объекта.

Низкочастотные каскады, наряду с усилителем, содержат узкополосный фильтр (интегратор). Чем уже полоса пропускания этого фильтра, тем больше длительность и эффективность интегрирования полезного сигнала на фоне шумов.

Для радиометра компенсационного типа характерно также наличие решающего устройства. Оно содержит усилитель компенсирующего напряжения, на вход которого поступает напряжение от генератора шума $u_{\text{ш}}$; последнее регулируется потенциометром $R1$. Выход этого усилителя подключен к плечу $R2$ мостовой схемы. Остальные плечи моста образованы элементами $D1$, $R4$, $D2$, из которых резистор $R4$ соединяется с выходными зажимами УНЧ приемника. Индикаторный прибор (ИП) введен в диагональ моста с помощью фильтра $R3$, C .

Выходное напряжение приемника детектируется диодом Д2, а компенсирующее напряжение — диодом Д1. Выпрямленные диодами токи, как видно из схемы, проходят через индикатор встречно. С помощью потенциометра *R1* добиваются нулевых показаний индикатора в отсутствие полезного сигнала. При этом условии индикатор будет реагировать только на излучение обнаруженного объекта. Нестабильность коэффициентов усиления УРЧ и УНЧ нарушает компенсацию, и тогда некомпенсированные шумы радиометра воспроизводятся индикатором как сигнал цели. Это ограничивает применение компенсационных приемников несмотря на их высокую чувствительность.

Модуляционный приемник (рис. 8.24). Через щель в волноводе, соединяющем антенну А с УРЧ приемника, проходит диск. Часть поверх-

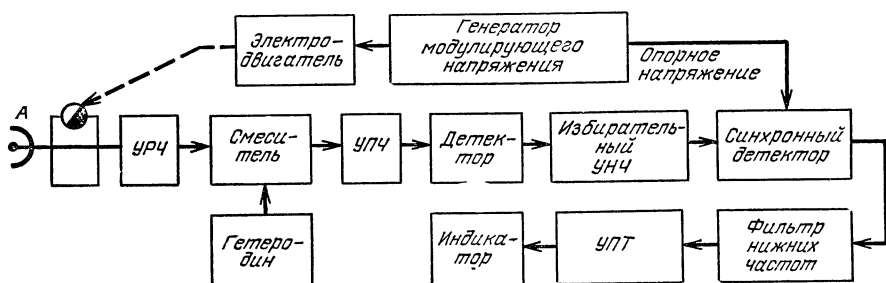


Рис. 8.24. Функциональная схема радиометра с приемником модуляционного типа.

ности диска прозрачна для электромагнитных волн, а другая часть поглощает их. Диск вращается электродвигателем, питающимся от генератора модулирующего напряжения частотой 30 Гц. В результате амплитуда шумоподобного сигнала, принятого антенной, изменяется с частотой 30 Гц по прямоугольному или синусоидальному закону в зависимости от формы диска.

Это позволяет отделить сигналы от шумов приемника, поскольку последние не модулированы. Разделение начинается после основного детектора в избирательном усилителе, настроенном на частоту полезной составляющей выходного напряжения детектора (30 Гц). Еще большую помехоустойчивость сообщает приемнику синхронный детектор, к которому кроме основного напряжения от УНЧ подводится опорное напряжение от модулирующего генератора. Полезный модулированный сигнал преобразуется синхронным детектором в постоянный ток, который после усиления в УПТ подводится к индикатору.

Преимущества модуляционного приемника: относительная простота, надежность эксплуатации и слабое влияние неустойчивости усиления (частота неустойчивости значительно ниже 30 Гц). Недостаток: снижение выходного эффекта в результате неоптимальной обработки сигнала и поглощения энергии в модулирующем диске.

Области применения пассивной радиолокации определяются ее преимуществами и недостатками по сравнению с активной. Преимущества: *скрытность работы, меньшие габариты и вес за счет отсутствия*

передающего устройства, большая надежность и возможность работы как в инфракрасном, так и в радиотехническом диапазонах волн; недостатки: сложнее решаются задачи измерения дальности и скорости, особенно многих целей и на больших расстояниях.

§ 61. Радиолокационные маяки и устройства опознавания целей

Эти устройства играют вспомогательную роль в работе радиолокационных систем. Радиолокационные маяки и ответчики устанавливаются стационарно или на движущихся объектах для более эффективного, чем при активной радиолокации по пассивным целям, определения ме-

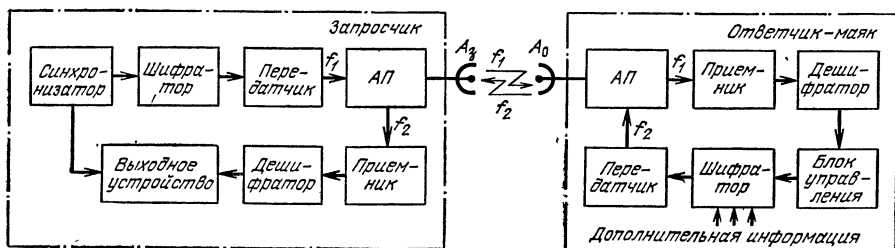


Рис. 8.25. Функциональная схема системы «запросчик — стационарный ответчик (маяк)».

стоположения целей и измерения их координат. Устройства опознавания предназначены для выявления государственной принадлежности, типа самолета, корабля и других данных о целях, на которых установлены ответчики системы опознавания.

61.1. Радиолокационные маяки. Запросчиком, взаимодействующим с радиолокационными маяками, может быть РЛС обнаружения или автономное устройство. На рис. 8.25 показана функциональная схема автономного запросчика и ответчика, играющего роль стационарного радиолокационного маяка.

Импульсами синхронизатора запускается шифратор, предназначенный для формирования кода запроса. Передатчик генерирует радиоимпульсы, соответствующие этому коду и имеющие несущую частоту f_1 . Антенна запросчика A_z излучает, а антенна ответчика A_o принимает радиоимпульсы. С выхода приемника видеоимпульсы следуют в дешифратор. Если код правильный, то через блок управления запускается шифратор, который формирует ответный код. В случае передачи дополнительной информации об объекте, последняя вводится в шифратор и отражается в коде ответного сигнала. Передатчик маяка генерирует ответные радиоимпульсы с несущей частотой f_2 .

Антенна A_o излучает, а антенна A_z принимает ответные сигналы, которые после преобразования в приемнике запросчика проверяются в дешифраторе. При правильности кода сигналы опознавания следуют в выходное устройство типа электронно-лучевого индикатора или потенциалоскопа с индикацией в виде светящихся букв и цифр.

Запросные сигналы кодируются по-разному для гражданских и военных самолетов, кораблей и других объектов. Благодаря этому ответчики меньше нагружаются: они реагируют только на запросы, обращенные к данной группе целей. Вместе с тем кодирование запроса уменьшает вероятность срабатывания ответчиков от помех или незапросных импульсов РЛС. Кодирование ответных сигналов дополнительно повышает помехозащищенность системы.

Ответчики, особенно если это маяки подвижных целей, отличаются от запросчиков меньшей мощностью передатчиков, меньшей чувстви-

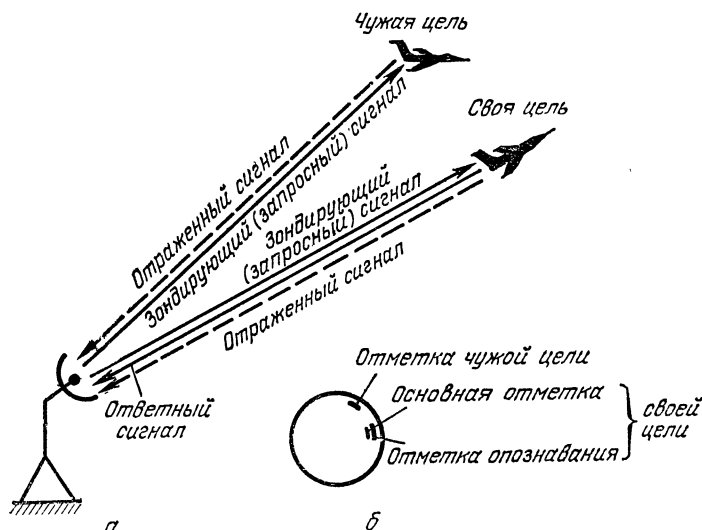


Рис. 8 26. Сигналы совмещенной системы опознавания (а) и их изображение на экране индикатора (б).

тельностью приемников и отсутствием направленности в горизонтальной плоскости. Понижение чувствительности приемника способствует повышению помехоустойчивости ответчика (последний не реагирует на слабые случайные сигналы), а малая мощность передатчика компенсируется повышенной дальностью активной радиолокации и повышенной чувствительностью приемника запросчика.

61.2. Системы опознавания [57, 67, 68, 33, 34, 39, 41, 44] удовлетворяют следующим требованиям.

1. Для того чтобы все наблюдаемые цели были опознаны, система должна иметь дальность действия и разрешающую способность не меньше, чем РЛС-запросчик.

2. Необходимо исключить возможность распознавания кодов и имитацию сигналов, особенно ответных, противником во избежание тяжелых последствий, которые может повлечь за собой несовершенная работа системы (например, ведение огня по своим целям).

3. Пропускная способность системы должна удовлетворить максимально возможному количеству запросных и ответных сигналов в реальных условиях.

Системы опознавания делятся на совмещенные, автономные и комбинированные. В совмещенной системе (рис. 8.26, а) РЛС совмещает основные функции с генерированием запросных сигналов, приемом и расшифровыванием ответных сигналов. Для запроса зондирующее излучение кодируется, а ответные сигналы чужих и своих целей различают тем, что первые образованы только отраженным сигналом, а вторые — еще и кодированным, который на экране индикатора формирует отметку опознавания (рис. 8.26, б).

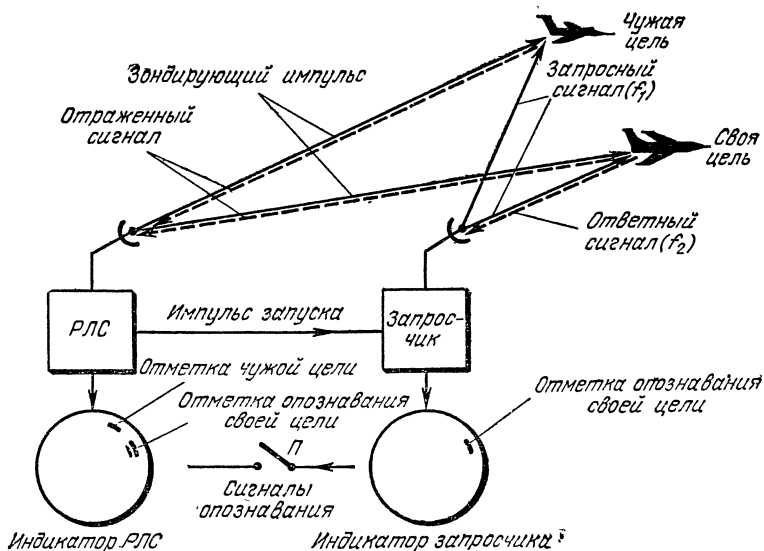


Рис. 8.27. Сигналы автономной системы опознавания и их изображение на экранах индикаторов РЛС и запросчика.

Преимущества совмещенной системы: а) в ней нет отдельного запросчика, так как функции запроса выполняет РЛС; б) благодаря острой диаграмме направленности антенны РЛС достигается высокое разрешение запроса по углам. Недостатки: а) в связи с тем, что запросчиками являются РЛС, которые могут работать на различных волнах диапазона УКВ, приходится на каждом объекте устанавливать по несколько ответчиков, охватывающих весь диапазон радиолокации; б) так как после приема ответного сигнала излучение зондирующих импульсов не прекращается, то появляются ненужные ответные сигналы и облегчается обнаружение цели противником.

В автономной системе (рис. 8.27) функции РЛС и запросчика выполняются отдельными близко расположенными устройствами. Импульс запуска следует от РЛС к запросчику, передатчик которого работает на несущей частоте f_1 . Ответные сигналы опознавания излучаются на несущей частоте f_2 . После известных преобразований ответные сигналы индицируются на экране индикатора запросчика, а при замкнутом тумблере П и на экране индикатора РЛС. С помощью блока управления

запрос прекращается, благодаря чему происходит разгрузка ответного канала и маскирование цели.

К преимуществам автономной системы относится также возможность использования ответчиков одного типа независимо от несущих частот тех РЛС, с которыми сопряжены устройства опознавания. Недостатки автономной системы: так как ее антенны имеют меньший раскрыв и работают на более длинных волнах, чем антенны РЛС, то разрешающая способность автономной системы хуже (шире луч), чем совмещенной. В результате не всегда имеется возможность точно уста-

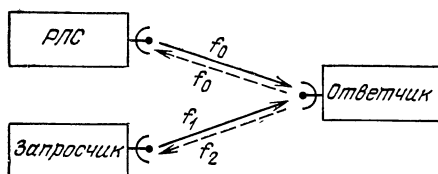


Рис. 8.28. Упрощенная схема взаимодействия РЛС, запросчика и ответчика в комбинированной системе опознавания.

новить, относится ли сигнал опознавания к той цели, которая обнаружена РЛС.

Комбинированная система опознавания. Здесь код запроса образуется зондирующим импульсом РЛС на частоте f_0 , как в совмещенной системе, и импульсами запросчика на частоте f_1 , как в автономной системе (рис. 8.28). Синхронность генерирования кода импульсов дости-

гается тем, что запросчик запускается от РЛС. В ответчике имеются отдельные приемные каналы на частотах f_0 и f_1 . С выхода каналов запускается шифратор и передатчик ответчика, причем ответный сигнал появляется только тогда, когда принята вся кодовая группа зондирующего и запросных импульсов.

Это создает большие преимущества: разрешающая способность системы опознавания определяется острым лучом антенны РЛС, и потому она выше чем в автономной системе; ответчики реагируют только на весь код запроса, и это способствует их разгрузке от ненужных для опознавания запросов; так как запрос принимается только в ту часть времени работы запросчика, когда цель облучается остронаправленной антенной РЛС, то дополнительно повышается помехозащищенность системы.

Комбинированная система несколько усложняется каналом приема зондирующих импульсов, но так как уровень этих импульсов высокий, то прием их не требует сложного устройства. В общем комбинированная система опознавания наиболее совершенная.

Глава 9. РЛС СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

§ 62. Управляемые летательные аппараты и задачи управления

62.1. Основные определения. *Радиоуправлением называется управление объектами с помощью радиотехнических средств.*

Методы и средства управления наиболее полно отражены в управлении движением летательных аппаратов (ЛА), и в частности управляе-

мых снарядов (УС). Для этой цели используются радиотехнические и нерадиотехнические приборы, но наибольшую точность обеспечивает радиотехническое управление. Системы радиоуправления включают в себя радиолокационную, радионавигационную и радиосвязную аппаратуру.

Как известно, дальнобойность реактивного снаряда очень большая и скорость воздушных целей с реактивными двигателями очень велика: в единицы — десятки раз больше скорости звука. В таких условиях необходимо точное управление летательными аппаратами, особенно реактивными снарядами. Необходимая точность была достигнута, когда стало возможным использование радиолокационных средств наблюдения за управляемыми ЛА и целями — радиолокационных визиров (координаторов). Поэтому интенсивное развитие радиоуправления связано с появлением в 40-х годах реактивной техники и радиолокации.

Применяется ручное, автоматическое и универсальное управление ЛА. *Ручное (неавтоматическое) управление* осуществляется пилотом (оператором), но так как в настоящее время информация, необходимая для оператора, поступает из различных автоматических устройств, то такое управление иногда называют *автоматизированным*. В *автоматическом управлении* человек непосредственного участия не принимает, его функции сводятся к периодическому контролю работы системы и замене неисправной аппаратуры. *Универсальное управление* означает, что в контур автоматического управления может включаться оператор.

Ручное управление наименее точное и наиболее инерционное. Быстродействие и точность автоматического управления высоки и повышаются по мере внедрения в системы управления ЭВМ. Вместе с тем наблюдается тенденция к использованию универсального управления даже в тех ЛА, которые ранее проектировались как беспилотные. Возможность включения оператора в контуры автоматической системы управления придает системе большую гибкость.

Система управления снарядом является составной частью комплекса УС, который в общем случае содержит также стартовое устройство, пункт управления, иначе называемый *командным пунктом (КП)*, собственно УС и др.

Метод и способы управления, траектория и весь комплекс УС выбираются с учетом таких факторов, как: неподвижно или подвижно место старта; неподвижна, малоподвижна или весьма подвижна цель; возможность использования излучающих и отражающих свойств цели; дальность действия УС и др.

Основные способы управления следующие: автономное, самонаведение и командное (телеуправление). *Автономное управление* осуществляется по программе, которая вводится перед стартом в бортовое устройство УС. *Самонаведение* означает, что управляющие сигналы вырабатываются на борту УС, но под воздействием сигналов, излучаемых или переизлучаемых целью. Отличительной чертой *командного управления* является то, что имеется КП, на котором формируются команды управления снарядом. Применяется еще *комбинированное*

управление — это сочетание двух или более основных способов управления.

62.2. Управляемые ЛА. Одну группу управляемых ЛА составляют атмосферные аппараты: пилотируемые самолеты и вертолеты; автоматически управляемые самолеты-снаряды, самолеты-мишени и самолеты-разведчики. Другую группу образуют космические аппараты: искусственные спутники Земли или других планет и межпланетные корабли.

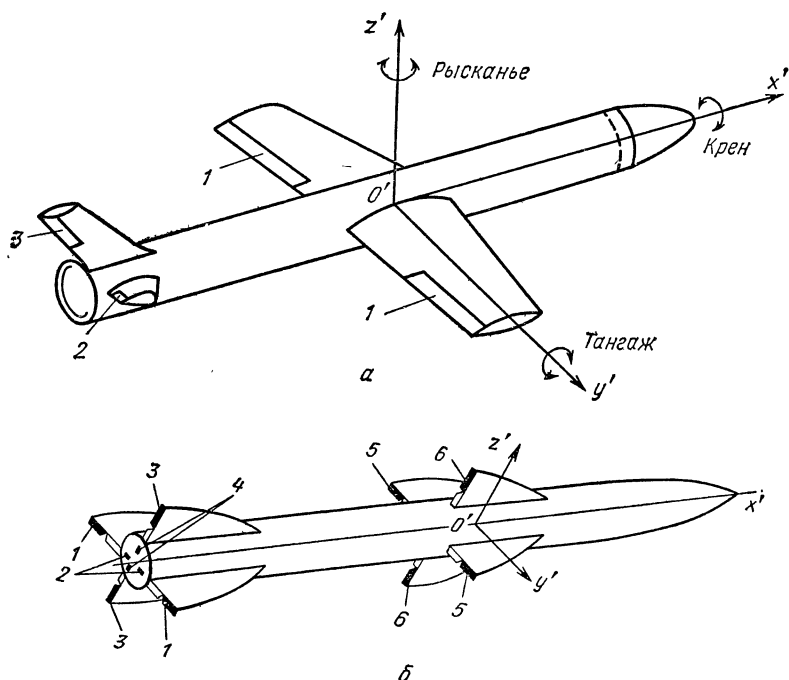


Рис. 9.1. Управляемые снаряды.

Управляемые снаряды (УС) классифицируются по точкам нахождения старта и цели: «поверхность—воздух» (зенитные ракеты), «воздух—поверхность», «воздух—воздух» (авиационные) и «поверхность—поверхность» (баллистические).

Управление летательным аппаратом складывается из *управления полетом*, т. е. движением центра тяжести O' аппарата, и *управления ориентацией* — поворотами вокруг этого центра (рис. 9.1, а). Поворот, совершаемый относительно продольной оси $O'x'$, называется *креном*, вокруг поперечной оси $O'y'$ — *тангажом* (наклоном) и вокруг перпендикулярной к ним оси $O'z'$ — *рысканием* (скольжением). Система координат $O'x'y'z'$ жестко связана с ЛА.

Другая система координат $Oxyz$, называемая *стартовой*, имеет начало в центре тяжести ракеты, находящейся на стартовой площадке; ось Ox направлена на цель, ось Oz — в зенит и Oy — перпендикулярна

первым двум осям. Координаты точки O' в стартовой системе (дальность x , боковое перемещение y и высота z) позволяют судить о движении центра тяжести ЛА.

При исследовании динамики движения ЛА пользуются *инерциальной системой координат*, начало которой расположено в центре тяжести Земли или ЛА, а оси ориентированы относительно какой-либо звезды, которая представляется неподвижной в мировом пространстве. С некоторым приближением *земную систему координат* считают инерциальной, но это применимо только к УС, движущимся в земной атмосфере.

Для изменения положения и ориентации ЛА следует изменить его линейную и угловые скорости, а чтобы сообщить ускорение аппарату, нужно приложить к нему соответствующие силы.

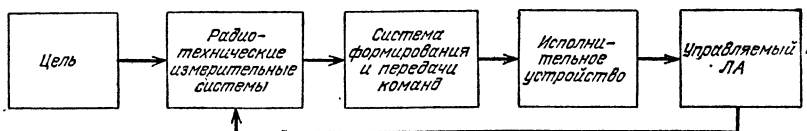


Рис. 9.2. Упрощенная функциональная схема системы радиоуправления.

Самолет-снаряд (рис. 9.1, а) называют иначе крылатым *управляемым снарядом*, так как основная подъемная сила сообщается ему крыльями. Крылатый снаряд управляется по такой же аэродинамической схеме, как самолет. Угол крена регулируется элеронами 1, расположенными на крыльях: если один из элеронов поднимается, другой на равный угол опускается, и действующий на них воздушный поток создает момент вращения вокруг продольной оси ЛА. Рули тангажа (высоты) 2 одновременно поднимаются или опускаются, от чего ЛА наклоняется к оси $O'y'$. Поворот руля курса 3 сопровождается вращением ЛА вокруг оси $O'z'$, т. е. изменяет угол скольжения (рысканья) ЛА.

Ракета или не имеет крыльев, или они малой протяженности. Различают полярное рулевое управление ракетой, которое производится по самолетной схеме (рис. 9.1, а), и управление в прямоугольной системе координат с основными рулями: тангажа 1, 2 и курса 3, 4 (рис. 9.1, б). Эти рули могут быть аэродинамическими (реагирующими на воздушные потоки) (1, 3) и газовыми (2, 4) (реагирующими на струи газов, выходящих из сопла двигателя). Для управления в прямоугольной системе характерно также, что элероны (5, 6) только стабилизируют крен; если же элеронов, как и крыльев, на ракете нет, то появляющийся крен компенсируется поворотом рулей (3, 4) в разные стороны от нейтрального положения.

62.3. Упрощенная функциональная схема управления летательными аппаратами. В общем случае для радиоуправления ЛА (снарядом) требуются (рис. 9.2): система измерения пространственных координат и параметров движения цели и управляемого ЛА; система формирования и передачи командных сигналов; исполнительное устройство (рулевые машины), преобразующие командные сигналы в перемещения рулей управления, и, наконец, объект управления ЛА (УС).

В состав измерительного устройства входят: радиолокационные визиры, различные радиотехнические и нерadiотехнические датчики (чувствительные элементы) и др. Система формирования команд и исполнительное устройство образуют *автопилот*, в котором имеются каналы управления тангажом, курсом и креном.

Устройства управления в целом образуют сложную замкнутую (реже разомкнутую) систему автоматического регулирования с внешними и внутренними контурами. *Внешние контуры* соответствуют управлению движением центра масс ЛА, а *внутренние* — управлению ориентацией ЛА.

Основные режимы работы этой системы следующие: *режим стабилизации*, направленный на поддержание постоянного углового положения (ориентации) ЛА, которое может быть нарушено внешними возмущениями (порывом ветра, отделением ступеней ракеты и др.); *режим слежения*, при котором полет управляемого ЛА следует за движением цели или профилем местности, над которой пролетает ЛА; *режим программного регулирования*, обеспечивающий движение ЛА по заданной программе.

§ 63. Траектории ЛА и основные способы управления

63.1. Траектории ЛА. Полет ЛА совершается по фиксированной или нефиксированной траектории с активными и пассивными участками. *Фиксированная траектория* используется при заранее извест-

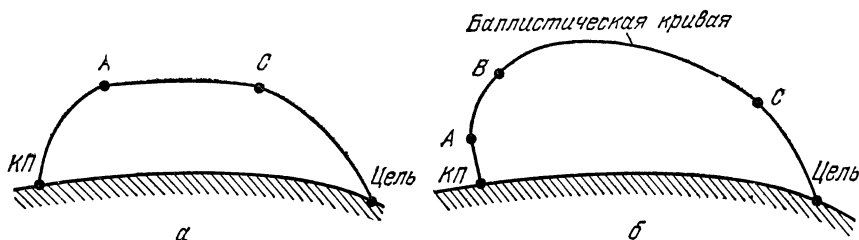


Рис. 9.3. Траектории полета самолета-снаряда (а) и баллистической ракеты (б).

ных координатах старта и цели. Это позволяет еще до вылета ЛА рассчитать траекторию аппарата и составить программу управления.

Самолет-снаряд класса «поверхность—поверхность» описывает следующую фиксированную траекторию (рис. 9.3, а): старт с наклонного лафета, ускоренный набор высоты (от КП до А), полет на заданной высоте (от А до С) и пикирование на цель.

Траектория баллистической ракеты (БР) тоже фиксированная (рис. 9.3, б): БР стартует вертикально вверх от КП до точки А, летит по программированной кривой АВ; в точке В ракетный двигатель выключается и активная часть траектории кончается; БР описывает в разреженной атмосфере баллистическую кривую ВС и через плотные слои атмосферы пролетает к цели. Основное различие между управле-

нием движения БР и самолета-снаряда в том, что во время полета в безвоздушном пространстве БР не испытывает воздействия окружающей среды и летит по инерции, тогда как самолет-снаряд на всем протяжении полета находится под таким воздействием и нуждается в управлении; только непродолжительный этап пикирования можно сделать пассивным.

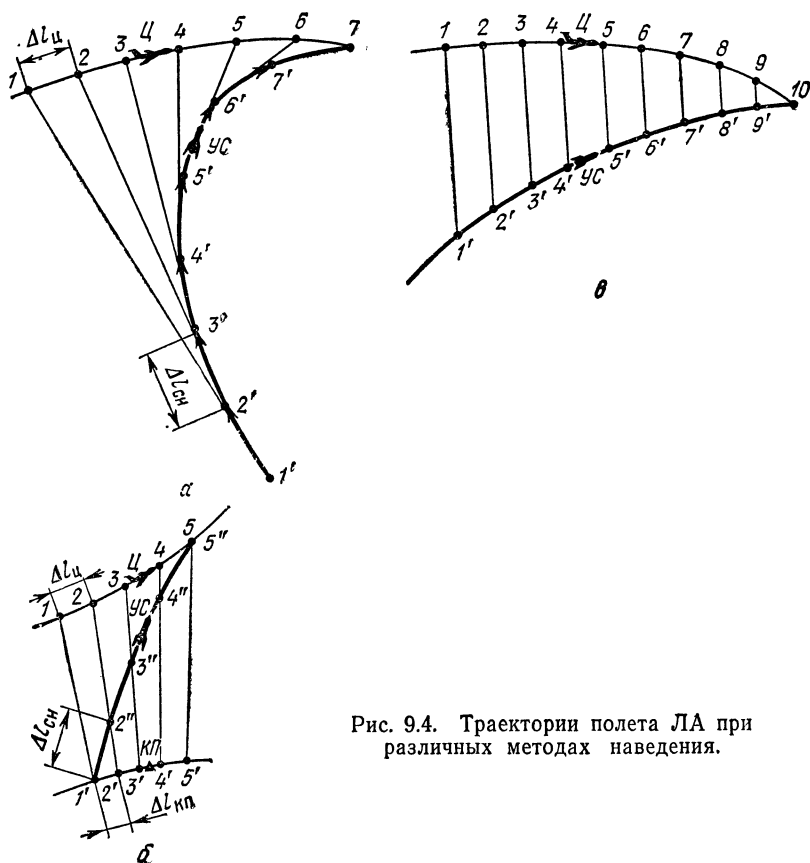


Рис. 9.4. Траектории полета ЛА при различных методах наведения.

Нефиксированные траектории реализуются двухточечными или трехточечными методами. Двухточечный метод означает, что траектория определяется взаимным расположением ЛА и цели, а *трехточечный* — ЛА, цели и КП. Нефиксированная траектория зависит еще от метода наведения: по кривой погони, параллельного сближения, накрытия и т. д.

Если наведение производится по кривой погони, то в любой момент времени вектор скорости управляемого снаряда (УС) направлен на цель. Кривая погони при двухточечном наведении такова (рис. 9.4, а): в каждой точке этой траектории 1', 2', 3', ... УС летит по направлению к цели Ц из занимаемого им в данный момент времени положения.

При равной длине $\Delta l_{\text{ц}}$ элементарных участков 1-2, 2-3, ..., пролетаемых целью, постоянных скоростях цели $v_{\text{ц}}$ и снаряда $v_{\text{сн}}$ последний пролетает соответствующие участки $\Delta l_{\text{сн}}$ своей траектории 1'-2', 2'-3', ... за равное время:

$$\Delta t = \Delta l_{\text{ц}}/v_{\text{ц}} = \Delta l_{\text{сн}}/v_{\text{сн}}, \quad (9.1)$$

откуда

$$\Delta l_{\text{сн}} = v_{\text{сн}} \Delta l_{\text{ц}}/v_{\text{ц}}. \quad (9.2)$$

Зная, что вектор скорости УС должен быть направлен на цель, и определяя по формуле (9.2) длину каждого элементарного участка $\Delta l_{\text{сн}}$, можно построить кривую погони за целью, движущейся по известной траектории. По кривой погони наводятся зенитные и авиационные ракеты, а также истребители. При этом используется, в частности, бортовой радиолокатор управляемого ЛА для визирования цели относительно продольной оси ЛА.

Недостаток наведения по кривой погони — значительное уменьшение радиуса кривизны траектории с приближением к цели, что может вызвать чрезмерную поперечную перегрузку УС и пролет его мимо быстро движущейся цели ($v_{\text{ц}} \geq 30$ м/с).

Этот недостаток слабее выражен в *методе накрытия цели*, который, однако, может быть использован только при трехточечном наведении. Отличительная черта этого метода состоит в том, что в любой момент времени цель Ц, внешний КП и УС, наводимый с этого КП на цель, должны находиться на одной прямой (рис. 9.4, б). При определении траектории снаряда 1', 2'', 3'', ... учитывается также, что отрезки пути $\Delta l_{\text{ц}}$, $\Delta l_{\text{сн}}$, $\Delta l_{\text{кп}}$, пройденные за один и тот же промежуток времени Δt целью, УС и КП, пропорциональны их скоростям $v_{\text{ц}}$, $v_{\text{сн}}$, $v_{\text{кп}}$ (командный пункт может быть подвижным, примером подвижного КП является самолет-ракетоносец). КП снабжается двумя РЛС, из которых одна служит радиовизиром цели, а другая — радиовизиром снаряда, и по выходным данным радиолокаторов вырабатывается команда управления на УС. Согласно командам угол рассогласования между направлениями КП — цель и КП — УС сводится к минимуму.

Когда скорость цели настолько велика, что близка к скорости снаряда, выбирают траекторию с упреждением. Этим избегают чрезмерного уменьшения радиуса кривизны с приближением УС к цели. Именно таким свойством обладает метод *параллельного сближения*. В двухточечном варианте этого метода (рис. 9.4, в) линия визирования цели УС—Ц не изменяет своего наклона, благодаря чему встреча УС с целью происходит в упрежденной точке 10.

§ 64. Автономное управление летательными аппаратами

64.1. Принцип действия. Автономным управлением ЛА называется такой способ управления, при котором вся информация, необходимая для получения управляющих сигналов, и сами сигналы получаются с помощью бортовой аппаратуры; более того, никаких других приборов, кроме имеющихся на борту ЛА, для управления не требуется.

Система автономного радиуправления (рис. 9.5) состоит из программно-временного и радиоизмерительного устройств, автопилота и объекта управления — летательного аппарата. Это система автоматического регулирования, внешний контур которой замыкается через радиоизмерительное устройство, определяющее текущие параметры движения центра масс ЛА. Внутренние контуры системы замыкаются через нерадиотехнические датчики ориентации ЛА и рулевого тракта.

Траектория полета и изменения во времени параметров движения ЛА, т. е. его скорости, высоты, углов тангажа, крена, курса и др., рассчитываются до вылета. Эти данные вводятся в бортовое програм-

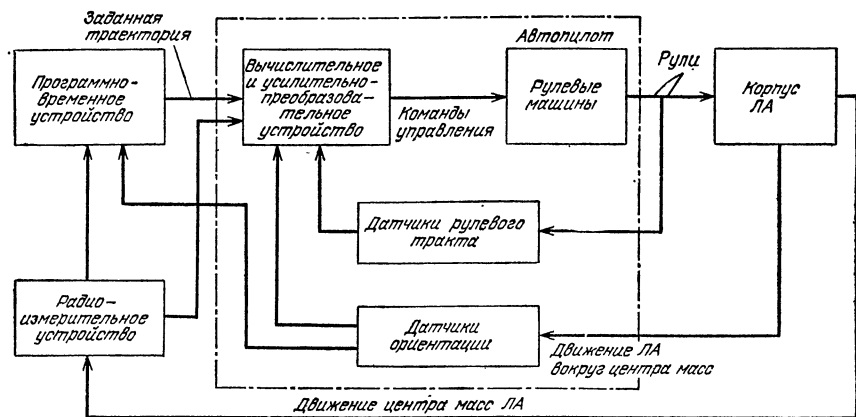


Рис. 9.5. Функциональная схема автономного управления ЛА.

мно-временное устройство. Автопилот начинается с вычислительного устройства, в которое вводятся программа полета и выходные данные радиоизмерительного устройства внешнего контура автоматического регулирования. Это позволяет рассчитать текущие координаты ЛА и сопоставить их с запрограммированными для данного момента полета.

В результате вычислений выявляется сигнал рассогласования, который должен быть усилен, сформирован в команды управления (управляющие сигналы) и в таком виде подан на исполнительное устройство (рулевые машины). Усилители управляющих сигналов используются одновременно для таких вычислительных операций, как, например, суммирование. Так как усиливать предпочтительнее сигналы переменного тока (нет дрейфа нуля), то напряжения постоянного тока, снимаемые с датчиков, преобразуются в напряжения переменного тока, усиливаются и затем снова преобразуются в постоянные напряжения. Прямое преобразование производится в модуляторе, а обратное — в демодуляторе.

Рулевые машины, реагируя на управляющие команды, перемещают рули управления таким образом, чтобы сигнал рассогласования был сведен к нулю. Этому способствует уточнение управляющих сигналов по данным, которые поступают в вычислительно-преобразовательное

устройство с датчиков положения рулевых органов, углового положения ЛА и др. Таким образом, одновременно производится автоматическое управление как полетом (по внешнему контуру регулирования), так и ориентацией и стабилизацией ЛА (по внутреннему контуру регулирования).

Программно-временное устройство выдает жесткую или гибкую программу. В первом случае программа полностью соответствует расчетам, произведенным до старта ЛА, а во втором предусматривается обратная связь от измерителей и датчиков к программно-временному устройству, что позволяет автоматически корректировать программу согласно реальным условиям полета ЛА.

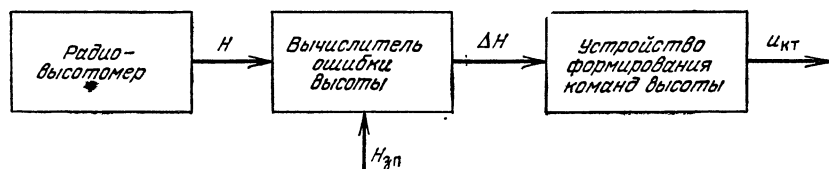


Рис. 9.6. Функциональная схема автономного радиуправления высотой полета ЛА.

64.2. Радиотехнические измерительные устройства. В данную группу радиоустройств входят: доплеровские измерители скорости, радиовысотомеры, радиоастроориентаторы, радиовертиканты, измерители типа панорамной РЛС и радиоизмерители полуавтономных систем управления.

Радиовысотомер, измеряющий высоту H полета ЛА. В вычислителе (рис. 9.6) результат измерения высоты H сравнивается со значением высоты $H_{зп}$, вводимой из запоминающего устройства. Вычисленное расхождение $\Delta H = H - H_{зп}$ преобразуется в команду $u_{кп}$, по которой канал автопилота, предназначенный для управления по тангажу, устраняет расхождение.

Доплеровский измеритель скорости в совокупности с радиовысотомером, программным и вычислительным устройствами образует систему автономного радиуправления. По измеренным значениям скорости и высоты полета вычисляются текущие координаты ЛА, которые сравниваются с запрограммированными координатами; в результате выявляется сигнал ошибки и формируется команда управления исполнительному устройству.

Высокую точность управления обеспечивает *автономная навигационная система счисления пути*, составленная из доплеровского измерителя путевой скорости и угла сноса, датчика курса, навигационного вычислителя и автопилота (рис. 9.7). К вычислителю текущих координат поступает информация о путевой скорости w и угле сноса α — от ДИСС, о курсовом угле (КУ) — от датчика курса и о координатах начального пункта — из запоминающего устройства. По этим данным вычислитель выполняет следующие операции: определяет северную и восточную составляющие скорости ЛА; интегрирует их во времени и этим определяет соответствующие приращения пути; прибавляет ко-

ординаты старта и выдает северную и восточную составляющие текущих координат ЛА. Следующий вычислитель сопоставляет текущие координаты с координатами цели, вводимыми из запоминающего устройства. В итоге получается сигнал курса на цель, из которого формируются команды управления для автопилота. Кроме того, вычисляется расстояние до цели. В пилотируемых ЛА предусматривается указатель, на котором индицируются текущие координаты, требуемый курс и расстояние до цели.

Радиоастроориентатор — прибор, предназначенный для определения местонахождения ЛА по результатам пеленгации радионизлучения небесных тел.

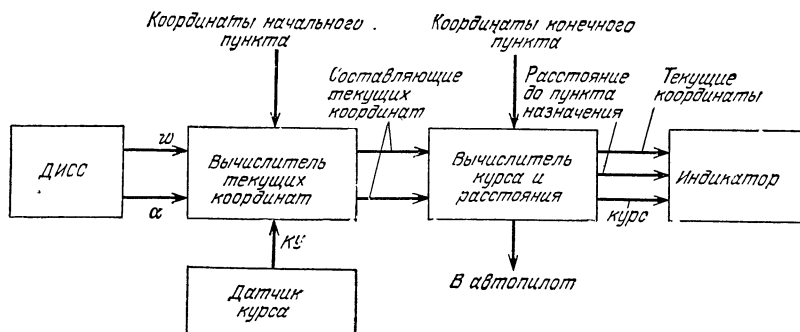


Рис. 9.7. Функциональная схема автономной навигационной системы.

Положение точки на земной поверхности задается ее географическими координатами — широтой φ и долготой λ (рис. 9.8, а). *Широтой точки M* называется угол между плоскостью экватора и радиусом Земли OM , проходящим через параллель этой точки. Широта φ принимает значения от 0 до $\pm 90^\circ$, а долгота λ — от 0 до $\pm 180^\circ$. Положительным значениям φ соответствуют северные широты φ_N , отрицательным — южные φ_S . *Долготой точки M* называется двугранный угол λ между плоскостями двух меридианов, из которых один $NMM'S$ пересекает данную точку M , а другой NQS является нулевым меридианом, пересекающим место расположения Гринвичской обсерватории. Положительные величины λ означают восточную долготу, а отрицательные — западную.

Принцип вычисления географических координат ЛА с помощью астронавигационного ориентатора заключается в следующем. Если мысленно соединить прямой линией центр Земли O с небесным телом Z (рис. 9.8, б), то точка пересечения этой линии с земной поверхностью называется *геометрическим местом светила* (ГМС). В произвольной точке Земли M луч, исходящий из светила Z , образует с горизонтальной площадкой AB угол h , который называется *высотой светила*. В ГМС светило находится в зените и поэтому высота его максимальная ($h = 90^\circ$).

Можно провести круги равных высот с центром в ГМС (рис. 9.8, в). Радиусы кругов тем больше, чем меньшим высотам h данного светила

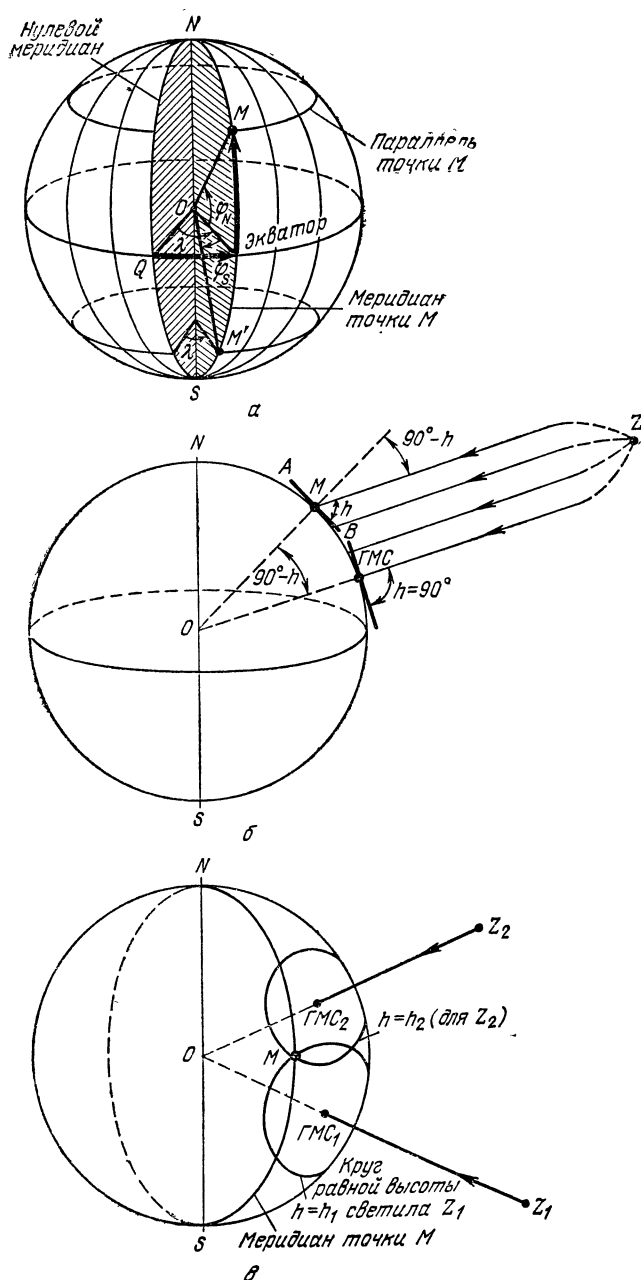


Рис. 9.8. Географические координаты точки земной поверхности (*а*) и принцип вычисления этих координат посредством астронавигационных ориентаторов (*б, в*).

Z они соответствуют. Искомая точка M находится на пересечении двух кругов, из которых один соответствует высоте h_1 светила Z_1 , а другой — высоте h_2 светила Z_2 . Данные углы измеряются раздельно с помощью двух *радиосекстантов*, автоматически сопровождающих эти светила по направлению. Результаты пеленгации вводятся в счетно-решающее устройство для автоматического определения места ЛА.

Антенны радиосекстантов смонтированы на общей горизонтально стабилизированной платформе. Луч каждой антенны совершает коническое сканирование. Это необходимо не только для АСН светила, но и потому, что амплитудная модуляция флукуационного радиоизлучения светила позволяет отличить его от внутренних шумов радиосекстантов.

Оптимальными значениями длины волны λ для *радиосекстантов* считают $\lambda \simeq 2$ см и $\lambda = 8,7$ мм. При длинах волн, меньших 8,7 мм, сильно сказывается поглощение в атмосфере, а при больших 2 см требуются более громоздкие антенны. По мнению зарубежных специалистов, более перспективны радиосекстанты ЛА с рабочей длиной волны 8,7 мм, так как они могут работать в любую погоду и вместе с тем дают большую точность сопровождения, чем при $\lambda \simeq 2$ см [7].

Радиовертиканты. Эти приборы предназначены для определения вертикали к поверхности, над которой находится ЛА. Применяются однолучевые и многолучевые радиовертиканты. В однолучевых используются АСН по методу конического сканирования. Когда ось сканирования перпендикулярна облучаемой поверхности, амплитуда отраженных сигналов не меняется, а когда наклонена к местной вертикали, происходит амплитудная пеленгация сигналов. По огибающей этих радиосигналов вырабатывается сигнал ошибки и устраняется рассогласование оси сканирования с вертикалью.

В четырехлучевом радиовертиканте лучи антенной системы располагаются как в ДИСС, а угол отклонения от вертикали определяется по сумме и разности сигналов, принятых по двум парам лучей.

Таким образом, радиовертикант может непрерывно измерять угловые отклонения ЛА относительно местной вертикали, а это позволяет с помощью вычислителя и остальных устройств следящей системы обеспечить стабилизацию ЛА по углам.

Радиоизмеритель типа бортовой панорамной РЛС. Радиолокационное изображение, снимаемое этой РЛС, сопоставляется с образом радиолокационной карты местности, над которой должен находиться ЛА по заданной программе. Данные о смещении изображения вводятся в навигационный вычислитель, рассчитывается сигнал ошибки и по нему корректируется траектория ЛА.

Радиоизмерители полуавтономной системы управления ЛА. В данном случае управляющие сигналы полностью формируются на борту, но для работы системы требуются искусственные радиоориентиры, находящиеся вне ЛА. Такими ориентирами могут служить, например, радиомаяки или ответчики, расположенные в известных опорных пунктах. Тогда местоположение ЛА определяется по одному из известных методов радионавигации, например по разностно-дальномерному.

64.3. Нерадиотехнические датчики автономной системы управления. Из этой группы датчиков рассмотрим гироскопические, инерциальные и астронавигационные. *Гироскопические датчики* предназначены для угловой ориентации ЛА. Ротору гироскопа сообщают очень быстрое вращение, и за счет весьма значительного кинетического момента ротора направление его оси сохраняется неизменным в пространстве. На этом явлении основывается действие гироскопических датчиков, из которых наибольшее применение получили свободные (трехстепенные) и скоростные (двухстепенные) гироскопы.

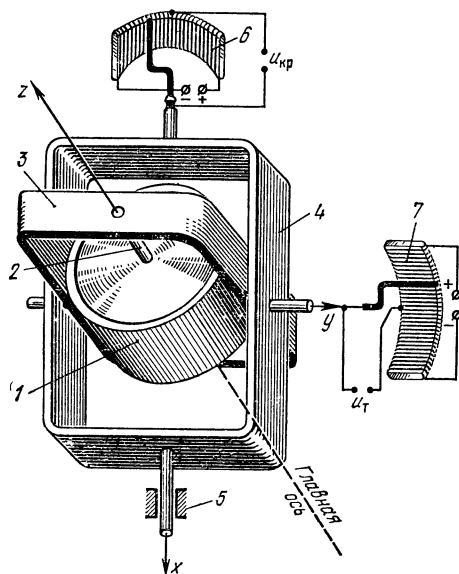


Рис. 9.9. Трехстепенный гироскоп.

В свободном гироскопе (рис. 9.9) массивный ротор 1 вращается на подшипниках вокруг своей оси z , называемой *главной осью гироскопа*. Скорость вращения достигает 36 тыс. оборотов в минуту. Вал ротора 2 охватывается внутренней рамкой 3 карданового подвеса, которая, в свою очередь, помещается на опорах в наружной рамке 4 и может вращаться вместе с ротором вокруг оси y . Третья степень свободы выражается в том, что наружная рамка вместе с внутренней и ротором может вращаться относительно корпуса 5 вокруг оси x .

При произвольном изменении ориентации ЛА главная ось гироскопа сохраняет свое на-

правление в пространстве, но положение рамок относительно корпуса изменяется. Если с осями рамок гироскопа жестко связаны движки потенциометров, а обмотки этих потенциометров жестко связаны с корпусом ЛА, то напряжения, снимаемые с потенциометров, пропорциональны углам ориентации ЛА. Пусть, например, ось ротора z направлена вертикально. Тогда отклонение внутренней рамки и напряжение U_t потенциометра 7 пропорциональны углу тангажа, а отклонение наружной рамки и напряжение $U_{кр}$ потенциометра 6 пропорциональны углу крена. Эти напряжения можно использовать для стабилизации ЛА по тангажу и крену.

В гировертиканте ось ротора гироскопа совпадает с горизонтально-поперечной осью ЛА, находящегося в горизонтальном полете. При таком расположении главной оси гироскопа последний не реагирует на угол тангажа и позволяет стабилизировать ЛА по углам курса и крена. Таким образом, с помощью двух свободных гироскопов можно измерить все три угла ориентации ЛА. На основе свободных гироскопов можно создать платформу, стабилизированную в инерциальном пространстве.

В двухстепенном гироскопе внешняя рамка зажата в корпусе, а ось внутренней рамки связана с кожухом гироскопа пружиной. В таких условиях угол поворота рамки пропорционален угловой скорости вращения ЛА относительно оси, перпендикулярной плоскости рамки. Следовательно, для измерения угловых скоростей по тангажу, курсу и крену требуются три скоростных гироскопа. Такие гироскопы используют, например, в качестве датчиков угловых скоростей в цепях обратной связи автоматов стабилизации, так как введение в контур регулирования производной от угла способствует устойчивости системы стабилизации ЛА по этому углу.

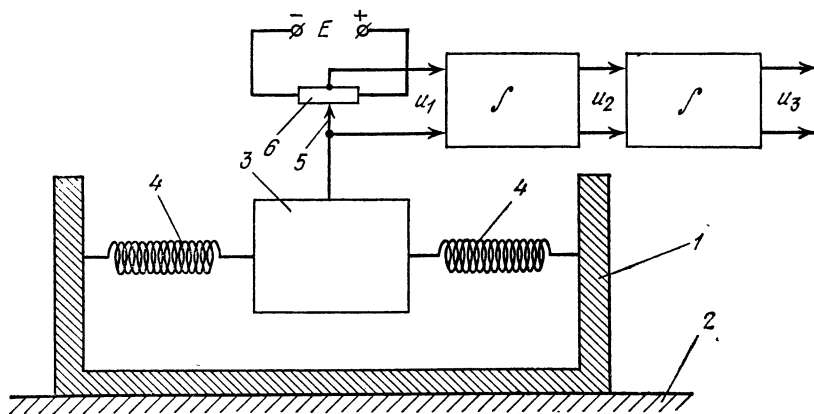


Рис. 9.10. Функциональная схема инерциального координатора.

Инерциальные датчики предназначены для получения данных о движении ЛА путем интегрирования ускорений, измеряемых акселерометрами. На площадке, стабилизированной в плоскости горизонта с помощью гироскопов, размещены три акселерометра с взаимно перпендикулярными измерительными осями.

Функциональная схема одного акселерометра показана на рис. 9.10. Корпус прибора 1 прикреплен к стабилизированной с помощью свободных гироскопов платформе 2. Массивное тело 3 оттягивается пружинами 4 и, подчиняясь закону инерции, реагирует на ускорение ЛА в направлении измерительной оси акселерометра. Это приводит к тому, что движок 5 смещается относительно обмотки потенциометра 6 пропорционально данному ускорению. По такому же закону изменяется напряжение u_1 , снимаемое с потенциометра. После первого интегрирования u_1 во времени получается напряжение u_2 , пропорциональное скорости, а после второго — u_3 , пропорциональное пройденному пути.

Благодаря применению гиростабилизированной платформы выходные данные интеграторов соответствуют неподвижной, т. е. инерциальной, системе координат. Вычислительное устройство пересчитывает

эти координаты в стартовую систему, т. е. относительно Земли. В вычислительное устройство вводят также координаты старта и таким образом получается *инерциальная система счисления пути*, которая используется для управления дальностью полета ракеты.

Инерциальное измерение ускорений не требует никаких внешних ориентиров и приборов. Следовательно, инерциальная система управления автономная в полном смысле этого слова. Существенный недостаток системы — непрерывное накапливание ошибок измерений.

Астронавигационные датчики (секстанты) имеют такое же назначение, как и радиосекстанты, только они измеряют высоты светил по их световому излучению, а не по радиоизлучению. Это имеет свои преимущества и недостатки. В то время как радиоастроориентаторы работают в любое время суток и в любую погоду, астроориентаторы работают только при оптической видимости небесных светил. С другой стороны, астроориентаторы — более точные навигационные приборы, чем радиоастроориентаторы.

64.4. Комбинированные системы автономного управления. Автономные системы управления с применением любого из рассмотренных измерителей имеют свои ограничения и недостатки. Например, гироскопические приборы не реагируют на боковые сносы ЛА, так как это не сопровождается поворотами корпуса аппарата, а при инерциальных датчиках ошибки измерений накапливаются с течением времени. Астронавигационная система, хотя и свободна от этого недостатка, но требует очень большой точности изготовления и тщательной предполетной подготовки.

В связи с этим находят применение комбинированные системы автономного управления. Примером может служить использование гиросtabilизированной платформы для размещения акселерометров или антенн доплеровского измерителя скорости и угла сноса. Тем самым стали возможными измерения на ЛА в инерциальной (гироскопической) системе координат. Сочетание инерциальной системы управления с гироскопической позволяет избежать ошибок от бокового сноса ЛА.

Применяются и такие комбинированные системы, как астроинерциальная, инерциально-доплеровская и др. *Астроинерциальная система* свободна от накопления ошибок, так как данные инерциальных измерителей корректируются астронавигационными измерениями. В *инерциально-доплеровской системе* ошибки инерциальной части корректируются доплеровским измерителем; возможна также обратная коррекция.

В заключение отметим достоинства и недостатки автономных систем управления. Достоинства: а) в системе нет такого канала, по которому противник мог бы создавать помехи управлению; б) высокая точность и практически неограниченная дальность действия. Недостатки: еще до пуска УС требуются точные данные о месте старта, координатах и параметрах движения цели; бортовая аппаратура сложнее, чем в других системах управления.

Автономное управление применяется преимущественно для наведения ракет класса «поверхность—поверхность».

§ 65. Самонаведение летательных аппаратов [12, 20, 29, 31, 35]

65.1. Типы систем самонаведения. Самонаведение может быть пассивным, полуактивным и активным. *Пассивное самонаведение* производится по собственному излучению цели, *полуактивное* — при «подсвете» цели с места пуска УС и *активное* — при облучении цели бортовой антенной системы самонаведения.

Пассивная система в наибольшей мере защищена от умышленных помех противника благодаря полной скрытности своей работы, но дальность действия ее обычно невелика и в большой степени зависит от интенсивности и направленности излучения цели.

В активных системах вся необходимая для самонаведения аппаратура находится на борту УС. Поэтому самолет или корабль, с которого запущен УС, может совершать любой маневр, какого потребует обстановка. Кроме того, интенсивность собственного излучения цели не играет никакой роли при активном самонаведении. Недостатки этой системы: наличие передатчика существенно увеличивает вес и габариты бортовой аппаратуры и лишает РЛС скрытности.

Полуактивная система отличается наибольшей дальностью действия, поскольку станция подсвета наземная и мощность ее передатчика, а также усиление ее антенны можно сделать намного большими, чем в бортовом радиопередающем устройстве. Кроме того, отсутствие передатчика способствует снижению веса и габаритов бортовой аппаратуры.

Не все волны (звуковые, световые, инфракрасные, радиотехнического диапазона) в равной мере отвечают требованиям самонаведения.

Самонаведение УС на источник звуковых волн крайне затрудняется акустическими шумами ЛА и малой скоростью распространения звука. *Самонаведение по видимым лучам* ($\lambda = 0,76 — 0,4$ мкм) ограничивается тем, что цели при солнечном и лунном свете, дожде, снеге и тумане теряют оптическую контрастность. *Инфракрасные, т. е. тепловые, волны* ($\lambda = 420 — 0,76$ мкм) меньше оптических подвержены затуханию в гидрометеорах атмосферы, и все же действие инфракрасных систем сильно зависит от метеорологических условий. *Радиотехнические системы самонаведения* отличаются наибольшей стабильностью действия благодаря наименьшим потерям энергии радиоволн в атмосфере. Однако собственное радиоизлучение большинства радиолокационных целей недостаточно для эффективного самонаведения, если только на цели нет работающего радиопередатчика. В литературе [12] преимущественно освещены инфракрасные системы для пассивного самонаведения и радиотехнические — для полуактивного и активного.

Старту УС предшествует поиск цели, обнаружение и опознавание, а при наличии нескольких целей — и выбор одной из них для поражения снарядом. Затем должно быть определено наиболее выгодное направление пуска, произведен пуск и обеспечен переход УС в режим самонаведения. Это облегчает захват цели бортовой РЛС снаряда. В месте пуска УС (на земле или самолете-носителе) размещается РЛС обнаружения целей. В случае полуактивного самонаведения здесь же

размещается РЛС «подсвета» цели. Можно применить общую РЛС, но тогда во время наведения УС на одну цель наблюдение за другими целями будет невозможно.

65.2. Головки самонаведения. Визир (координатор) цели и устройство вычисления и формирования управляющего сигнала самонаведения размещаются в носовой части УС. Вся эта аппаратура называется *головкой самонаведения (ГС)*.

Основная задача визира ГС — автопеленгация цели. Визир головки самонаведения воспринимает первичное или вторичное излучение цели, по которому измеряется угол рассогласования. Эти данные являются исходными для расчета и формирования команд управления с учетом

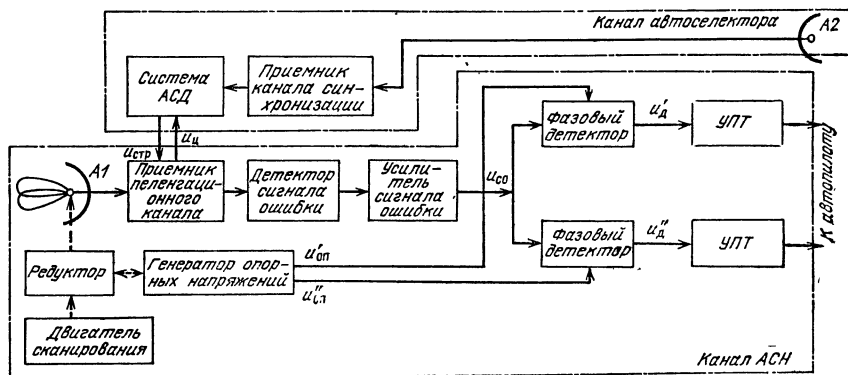


Рис. 9.11. Функциональная схема головки самонаведения [13, 84, 85].

принятого кинематического метода наведения (без упреждения, с упреждением, по кривой погони, параллельного сближения и т. д.). Исполнительное устройство перемещает рули управления и сводит угол рассогласования к минимуму. АСН производится по методу конического сканирования или моноимпульсному методу с использованием неследающей или следающей антенны.

В визире с неследающей антенной последняя закрепляется на УС неподвижно. В таких условиях равносигнальное направление (РСН) совпадает с продольной осью снаряда, вследствие чего самонаведение на быстролетающие цели сопровождается очень резкими разворотами снаряда. При визирах со следающей антенной такого рода перегрузки значительно меньше, поскольку не УС, а гиостабилизированная платформа, на которой смонтирована антенна, вращается с изменением угла визирования цели. В такой системе имеются два контура автоматического регулирования: один для перемещения равносигнальной оси антенны, а другой — для изменения траектории УС согласно управляющим сигналам ГС.

Рисунок 9.11 относится к визиру полуактивной радиотехнической системы самонаведения с пеленгацией целей по методу АСН с коническим сканированием (см. § 47).

Так как размеры антенны А1 этого канала ограничены условиями размещения аппаратуры на УС, то разрешающая способность пелен-

гатора недостаточна, чтобы исключить возможность облучения антенной нескольких целей. Здесь на помощь приходит канал автоселекции по дальности, а в случае непрерывного излучения — автоселекции по скорости. Память по дальности и скорости, которой обладает АСД и АСС, дает возможность при случайном пропадании сигнала или отклонении от УС луча подсвета сохранить на некоторое время управление снарядом.

Рассматриваемый канал автоселекции по дальности отличается от описанной в § 44 системы АСД и автопоиска цели только тем, что опорные импульсы, необходимые для запуска генератора следящих импульсов, поступают извне, от РЛС подсвета цели. Антенна А2, расположенная в хвостовой части УС, улавливает зондирующие радиоимпульсы этой РЛС. В приемнике канала синхронизации радиоимпульсы усиливаются и преобразуются в видеоимпульсы. Ими запускается в системе АСД каскад временной задержки, который управляет задержкой следящих импульсов. Строб $u_{стр}$, отпирающий приемник пеленгационного канала, несколько шире и задерживается несколько меньше, чем следящие импульсы. Видеоимпульсы цели u_d совпадают со стробом $u_{стр}$. В это время происходит АСД, а следовательно, и селектирование данной цели по дальности. Поиск и захват цели осуществляются, как известно, с помощью пилообразного напряжения генератора поиска.

Приемник пеленгационного канала должен быть рассчитан на очень широкий динамический диапазон (80—100 дБ) и большую быстроту изменения сигналов. Это связано с тем, что УС приближается к цели на наименьшее расстояние по сравнению с любым другим ЛА. В таких условиях целесообразно применение смешанной АРУ: с механической регулировкой — для получения широкого динамического диапазона и электронной — для обеспечения необходимого быстродействия [12].

В радиовизирах с непрерывным излучением используется доплеровский эффект для визирования и АСС для селекции целей по скорости. В данном случае особенно существенны преимущества непрерывного излучения, состоящие в меньших ограничениях минимальной дальности действия и в простоте осуществления селекции целей, и только при активном самонаведении большие затруднения вызывает развязка передающего и приемного каналов.

В некоторых ракетах система самонаведения монтируется на носовом конусе, например в ракете «Посейдон (США)» [69]. Самонаведение применяется при повышенных требованиях к точности наведения УС (допустимый промах порядка единиц — десятков метров) [29, 35] и при дальности действия до нескольких десятков — сотен километров [29, 70].

§ 66. Системы командного радиуправления и радиотеленаведения

Так называются системы, в которых наведение на цель производится с пункта управления (КП), расположенного вне управляемого ЛА. Если команды управления полностью формируются на КП и на объект управления (например, УС) передаются по отдельному каналу,

то это система *командного радиоуправления*, иначе называемого *радиотелеуправлением* (ТУ). Применяется телеуправление первого и второго вида (ТУ-1 и ТУ-2). При ТУ-1 аппаратура для измерения параметров движения цели и УС полностью сосредоточена на КП, а при ТУ-2 — преимущественно на борту УС.

Радиотеленавечение, называемое иначе *наведением по радиолучу*, можно рассматривать как частный случай ТУ, при котором канал передачи команд заменен управляющей радиозоной (радиолучом).

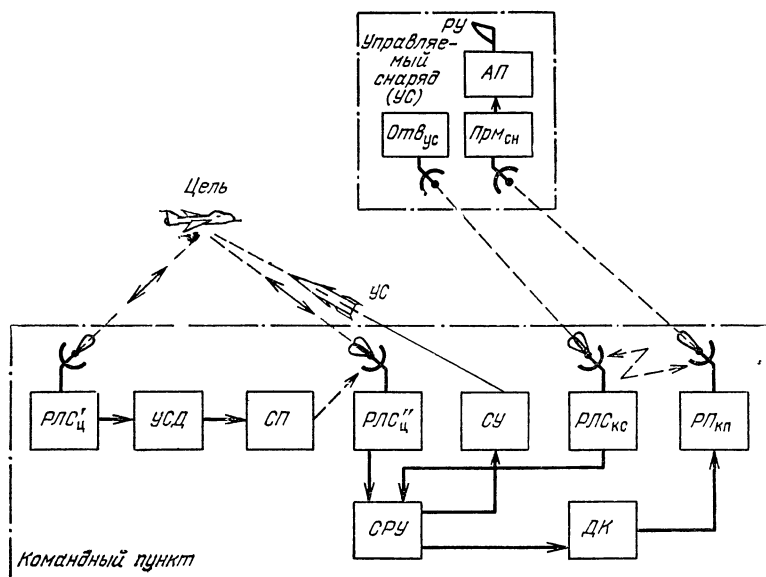


Рис. 9.12. Функциональная схема системы командного радиоуправления ТУ-1.

Рассмотрим ТУ-1 и радиотеленавечение как наиболее часто применяемые для управления снарядами типа «воздух—воздух», «поверхность—воздух» и непилотируемыми самолетами.

66.1. Система командного радиоуправления ТУ-1. Эта система (рис. 9.12) состоит из трех каналов: а) радиовизирования цели; б) радиовизирования снаряда и в) радиолинии передачи команд с КП на УС.

Обнаружение цели производится станцией $РЛС'_ц$ по сигналам, отраженным от цели. Выходные сигналы этого радиолокатора с помощью устройства съема данных (УСД) воздействуют на силовой привод (СП) таким образом, что на ту же цель наводится антенна станции автосопровождения $РЛС''_ц$. Текущие координаты и параметры движения цели, выявленные $РЛС''_ц$, вводятся в счетно-решающее устройство (СРУ), которое, в частности, производит все расчеты, необходимые для запуска УС со стартового устройства (СУ). Как только снаряд пролетит неуправляемый участок, в действие вступит локатор для автоматического сопровождения снаряда $РЛС_к$. В данном случае используется воз-

можность повысить эффективность радиовизирования снаряда применением активного ответа, для чего на УС устанавливается ответчик (Отв_{yc}).

В счетно-решающем устройстве (СРУ) сопоставляются выходные данные РЛС_ц и РЛС_к для выявления параметров рассогласования снаряда и цели и расчета управляющих сигналов, которые должны соответствовать выбранному кинематическому методу наведения. По этим сигналам датчик команд (ДК) формирует команды, передаваемые по радиолинии на УС. В состав радиолинии входят передающее устройство (РП_{рд}), установленное на КП, и бортовое приемное устройство снаряда (Прм_{сн}). Передающая антенна командной радиолинии всегда ориентирована на УС благодаря электромеханической связи антенн станций РЛС_к и РП_{рд}. На УС принятые и преобразованные командные сигналы выполняются автопилотом (АП) и рулями управления (РУ).

Если РЛС командного пункта разнесены на большое расстояние, то счетно-решающее устройство вносит поправки на параллакс. Можно объединить станции обнаружения и автосопровождения цели РЛС_ц и РЛС_ц в одну, но это будет очень громоздкий радиолокатор, так как от него потребуются большая дальность обнаружения пассивных целей при точном автосопровождении их. Иногда одновременно используют общие устройства (передатчик, приемник, антенна) для автосопровождения УС и передачи на него команд, это уменьшает размеры и вес системы.

66.2. Системы управления по радиолучу. Это такие системы, в которых для наведения УС на цель требуется один радиолокационный канал, причем команды управления формируются на борту снаряда. Облучение цели производится со стороны РЛС наведения, которая расположена на КП и производит АСН цели по методу конического сканирования (рис. 9.13). Стартовая площадка размещается вблизи РЛС наведения с расчетом на то, что снаряд с неуправляемого участка полета должен безотказно войти в равносигнальную зону. Тогда вступает в действие бортовая аппаратура УС: приемное устройство, которое измеряет отклонение снаряда от РСН, формирователь команд управления (ФКУ) и автопилот, устраняющий отклонение УС от РСН, направляя тем самым УС на цель.

Отсутствие генератора опорного напряжения (ГОН) на борту требует передачи на УС опорного сигнала с РЛС наведения. Рассмотрим один из возможных вариантов решения задачи.

В РЛС наведения (рис. 9.14) привод конического сканирования (ПС) связан с ГОН, напряжение которого $u_{он}$ подается на триггер и систему автоматического сопровождения радиовизира цели (АСЦ). Когда опорное напряжение $u_{он}$ проходит нулевое значение, триггер опрокидывается и его перепадами напряжения $u_{тр}$ запускается шифратор, который формирует определенные кодовые группы импульсов $u_{шф}$. На рис. 9.14, б каждая группа состоит из трех импульсов с интервалами τ_1 , τ_2 при возрастании и обратными интервалами (τ_2 , τ_1) при понижении опорного напряжения.

Импульсы синхронизатора $u_{сн}$ с периодом следования T_c суммируются с кодовыми импульсами $u_{шф}$ и совместно (u_{Σ}) модулируют генератор радиочастоты (ГРЧ). Радиопульсы передатчика через антенный переключатель следуют в антенну с конически сканируемой диаграммой направленности. Отраженные от цели радиосигналы принимаются той же антенной, усиливаются и преобразуются приемником (Прм), а затем системой АСЦ таким образом, что отклонение РСН от

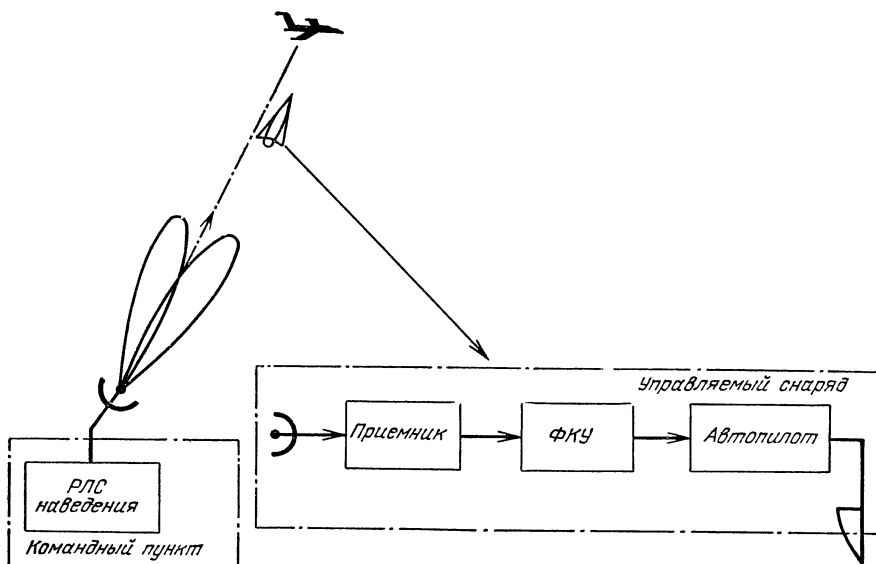


Рис. 9.13. Упрощенная функциональная схема системы управления по радиолучу.

цели устраняется поворотом антенны с помощью силового привода (СПА). Одновременно с АСН в системе АСЦ происходит АСД, а иногда и АСС цели.

Принятые на борту УС радиосигналы имеют огибающую, форма и начальная фаза которой зависят от положения УС относительно РСН. В приемнике (Прм) (рис. 9.15) эти сигналы усиливаются и детектируются. Полученные видеоимпульсы u_v поступают в детектор сигнала ошибки (ДСО) с фильтром огибающей (ФСО) и в блок опорного сигнала. Последний состоит из дешифраторов, реагирующих на код нуля возрастающего (ДШФ 1) и падающего (ДШФ 2) опорных напряжений, и триггера. Выходные импульсы дешифраторов $u_{дш1}$, $u_{дш2}$ поочередно опрокидывают схему триггера.

Вместе с тем сигнал ошибки расщепляется на управляющие сигналы тангажа $u_{ут}$ и курса $u_{ук}$. Это происходит в фазовых детекторах коммутаторного типа $\PhiД_т$ и $\PhiД_к$, на которые кроме сигнала ошибки $u_{с0}$ подаются со сдвигом $\pi/2$, т. е. на четверть периода сканирования луча $T_{сн}/4$, опорные импульсы $u_{тр}$ и $u'_{тр}$. По управляющим сигналам $u_{ут}$ и $u_{ук}$ автопилот устраняет отклонение УС от РСН. Управление

по углу крена сводится к стабилизации снаряда по данному углу, которая осуществляется автономным способом. Это, кстати, имеет место и при командном радиоуправлении.

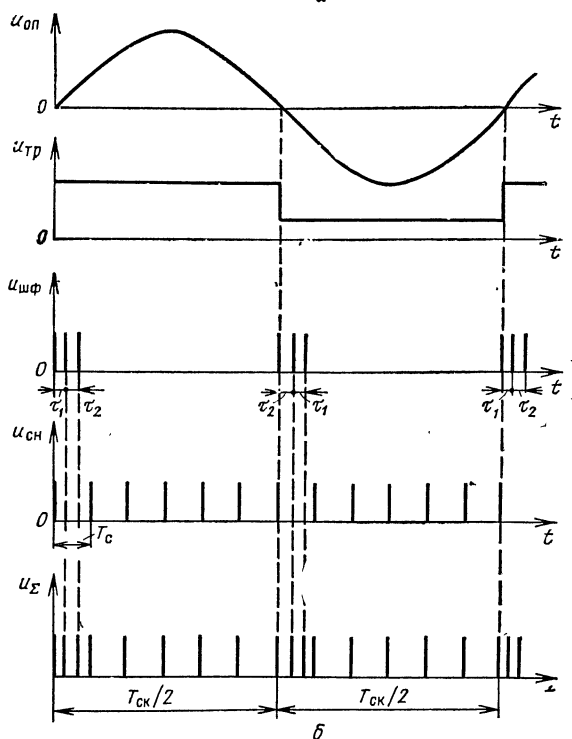
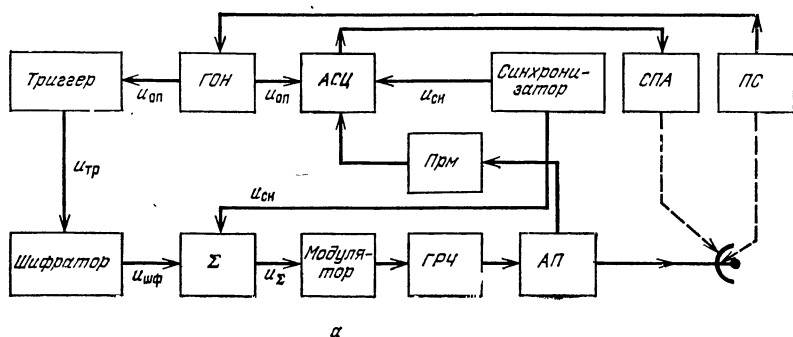


Рис. 9.14. Функциональная схема РЛС наведения по радиолучу (а) и временные диаграммы напряжений в РЛС (б).

Как видно, наведение УС на цель происходит без упреждения, по методу накрытия цели. Для наведения с упреждением, которое желательно при быстро движущихся целях, метод сближения УС и цели должен быть трехточечным. В данном случае это означает, что радио-

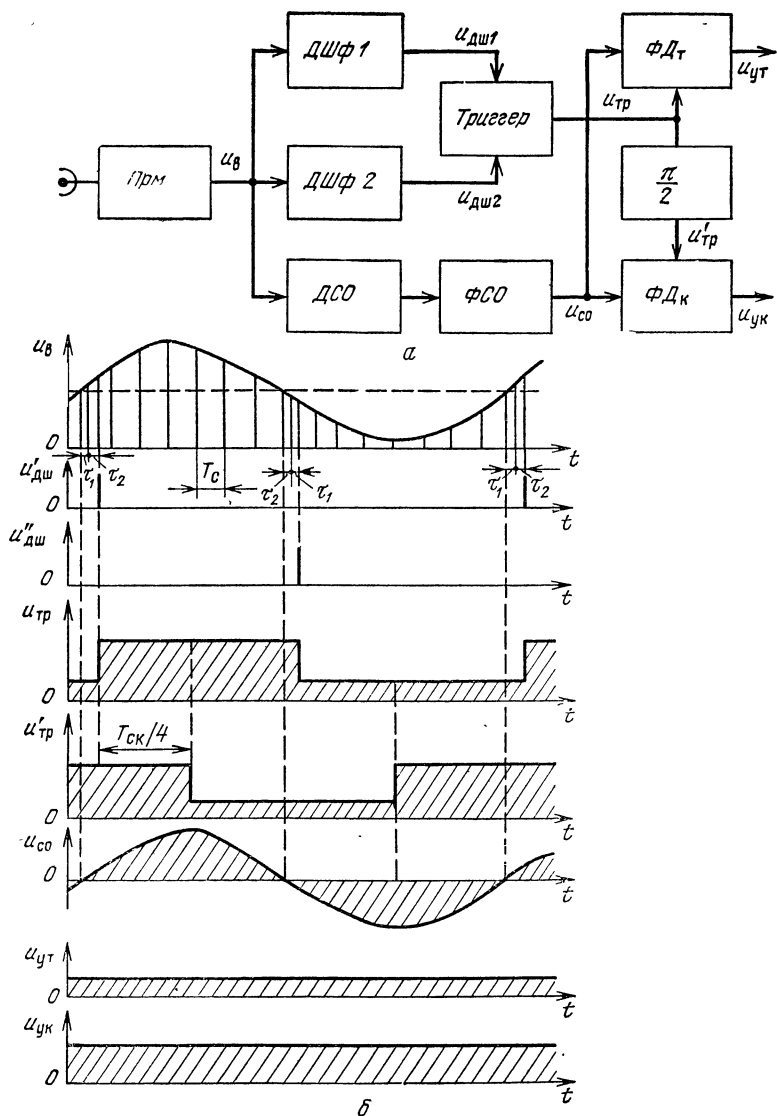


Рис. 9 15. Функциональная схема приемного тракта бортовой аппаратуры системы наведения УС по радиолучу (а) и временные диаграммы напряжений в этом тракте (б).

визирование цели и наведение УС производятся разными РЛС, каждая из которых формирует соответствующее равносигнальное направление (РСН). Заметим, что в первом варианте радиотеленаведения тоже целесообразно формирование двух лучей: широкого ($20\text{--}50^\circ$) для ввода УС на управляемую траекторию и узкого (около 3°) для точного наведения на цель. Так как оба луча имеют одинаковое РСН, то схема сохраняет название однолучевой.

§ 67. Сравнение неавтономных методов радиоправления

Самонаведение имеет преимущество перед автономным управлением в том, что оно может быть использовано при отсутствии предварительной (до вылета ЛА) информации о цели. С другой стороны, активное и полуактивное самонаведение, в отличие от автономного управления, подвержено влиянию помех, создаваемых противником. Пассивное радиотехническое самонаведение свободно от этого недостатка, но, как уже упоминалось, требует интенсивного излучения радиоволн целью, что не всегда имеет место. Этим объясняется, почему пассивное самонаведение используется преимущественно не на радиоволнах, а на тепловых с $\lambda < 15$ мкм.

Телеуправление уступает самонаведению в точности, но имеет преимущество в значительно большей дальности действия. Другие преимущества: командное телеуправление производится как с неподвижного, так и с подвижного КП; оно отличается возможностью выбора любой, наиболее выгодной траектории и простотой бортовой аппаратуры управляемого ЛА.

Радиотеленаведение имеет преимущества перед командным ТУ-1, состоящие: а) в меньшем числе радиоканалов системы, особенно при однолучевой схеме; б) в упрощении бортовой аппаратуры УС за счет исключения из нее ответчика; в) в максимальной пропускной способности, что выражается в возможности одновременного управления несколькими снарядами, выпущенными против одной и той же цели. Основной недостаток наведения по радиолучу — заметное понижение точности управления по мере удаления ЛА от РЛС наведения.

Телеуправление второго вида ТУ-2 реализуется, в частности, таким образом: на УС имеется устройство передачи телевизионного изображения цели на КП, где оператор по принятому изображению судит о взаимном расположении УС и цели; на этом основании дается команда наведения, которая по радиолинии передается на УС и реализуется с помощью автопилота и рулей управления. Как видно, ТУ-2 и самонаведение обладают общим свойством — основные измерения рассогласования осуществляются на УС, но так как система самонаведения проще и меньше подвержена помехам, то ТУ-2 применяется значительно реже.

§ 68. Радиовзрыватели [62]

Эффективное поражение цели осколками снаряда требует применения неконтактных взрывателей, предназначенных для подрыва боевого

заряда в момент наиболее вероятного поражения цели $t_{пз}$. Из неконтактных взрывателей наибольшее применение получили те, что работают в радиотехническом и инфракрасном диапазонах волн. Радио- и инфракрасные взрыватели — это разомкнутые радиотелемеханические системы, т. е. устройства для подачи команд на расстоянии без обратной связи.

Основные требования к радиовзрывателям:

— возможность определения угловых координат и дальности или скорости цели в системе координат, связанной с УС; это требование определяется тем, что наивыгоднейший момент подрыва заряда $t_{пз}$

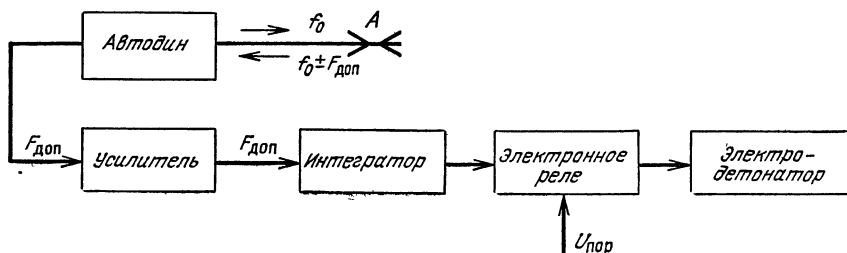


Рис. 9.16. Функциональная схема радиовзрывателя

зависит от взаимного расположения векторов скоростей цели и УС, зоны наибольшей плотности осколков снаряда и радиуса эффективного действия осколков;

- безопасность эксплуатации;
- высокая механическая прочность и надежность;
- помехоустойчивость, достаточная для исключения подрыва заряда от помех;
- минимальное время срабатывания.

Малая дальность действия и невысокая точность измерений позволяют во многом упрощать радиолокационные взрыватели. Например, нередко отказываются от определения угловых координат и измеряют лишь скорость сближения УС с целью или расстояние между УС и целью.

Радиолокационные взрыватели разделяются на неавтономные и автономные, с непрерывным (немодулированным или с ЧМ) и импульсным излучением. *Неавтономные взрыватели* получают команду на подрыв с КП. Из автономных наибольшее применение получили *радиовзрыватели с активным самонаведением*, тем более, что малая дальность действия взрывателя позволяет ограничиться малой мощностью передатчика. Такой передатчик не увеличивает существенно вес и габариты бортовой аппаратуры.

В радиолокационном взрывателе доплеровского типа (рис. 9.16) антенна А излучает непрерывные немодулированные колебания несущей частоты f_0 , которые возбуждаются автодином. Это нелинейный каскад, совмещающий функции автогенератора и преобразователя частоты. При сложении в автодине колебаний, генерируемых автодином

с частотой f_0 и отраженных от цели с частотой $f_0 \pm F_{\text{доп}}$, получаются колебания, амплитуда которых изменяется с доплеровской частотой $F_{\text{доп}}$. Эта частота, пропорциональная радиальной скорости снаряда относительно цели ($F_{\text{доп}} = 2v_{\text{д}}/\lambda_0$), выделяется автодином в процессе преобразования. Полученные колебания частотой $F_{\text{доп}}$ детектируются, усиливаются и накапливаются (в интеграторе). Затем следует электронное реле с электродетонатором.

Если бы боевой заряд был ненаправленным и цель поражалась в то же мгновение, когда подрывался заряд, то наибольший эффект подрыва был бы при минимальном расстоянии между снарядом и целью, т. е. при $F_{\text{доп}} = 0$. В реальных условиях оптимальному моменту подрыва $t_{\text{п}}$ в соответствии доплеровская частота, не равная нулю, хотя бы потому, что антенна радиовзрывателя обладает направленностью. Диаграмма направленности антенны радиовзрывателя (ДН) показана на рис. 9.17.

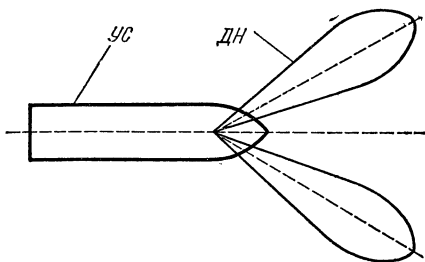


Рис. 9.17. Диаграмма направленности антенны радиовзрывателя.

Значит, большое усиление должно быть в некоторой области доплеровских частот и соответствующих им скоростей сближения УС с целью, где наиболее вероятно поражение цели. Для этого в усилитель вводится фильтр нижних частот с соответствующей граничной частотой. Фильтр одновременно снижает вероятность срабатывания взрывателя от помех. Помехоустойчивость дополнительно повышается интегратором в виде детектора доплеровских колебаний и RC -фильтра нижних частот: в интеграторе отраженные сигналы накапливаются значительно дольше, чем короткие импульсы помех. Если проинтегрированное напряжение превышает порог $U_{\text{пор}}$, то с электронного реле на электродетонатор подается команда подрыва.

§ 69. Радиотехнические системы контроля и управления движением космических аппаратов

69.1. Траектории космических аппаратов (КА). Большинство КА совершает движение в центральном поле земного тяготения, в связи с чем на их траекторию влияет соотношение между кинетической $W_{\text{к}}$ и потенциальной $W_{\text{п}}$ энергиями КА. Отношению $W_{\text{к}}/W_{\text{п}} = 0,5$ соответствует первая космическая скорость v_1 . Если такую скорость сообщить ракете в направлении, параллельном горизонту, то орбита КА будет круговой (рис. 9.18). Радиус орбиты $R_{\text{ко}}$ равен радиусу Земли $R_{\text{з}}$, когда $v_1 = 7,9$ км/с, а круговой орбите с радиусом $R_{\text{ко}} = R_{\text{з}} + 200$ км соответствует скорость $v_1 = 7,79$ км/с.

Баллистическая ракета (БР) стартует вертикально вверх, но затем с помощью автономной инерциальной системы управления угол тан-

гажа уменьшается и в граничной точке двигатель выключается. Наступает пассивный (свободный) полет БР по незамкнутой эллиптической траектории (замыканию препятствует Земля).

При скорости объекта $v > v_1$ размеры эллипса становятся достаточно большими, чтобы траектория замкнулась и КА стал искусственным спутником Земли (ИСЗ). Точка эллипса, наиболее удаленная от центра Земли, называется *апогеем*, а наименее удаленная — *перигеем*. Круговая орбита — частный случай эллиптической, когда

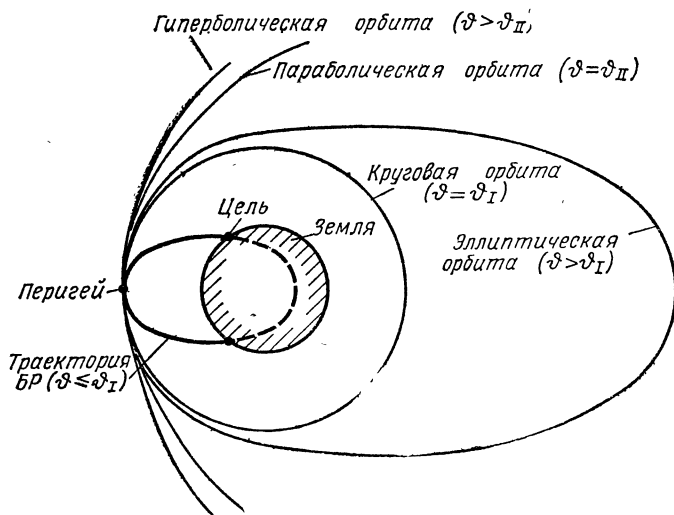


Рис. 9.18. Траектории космических аппаратов.

$v = v_1$. При второй космической скорости $v_{11} \approx 11,2$ км/с; когда $W_k = W_{11}$, объект освобождается от силы земного тяготения и орбита его принимает форму *параболы*, а при $v > v_{11}$ — *гиперболы*.

КА выводится на заданную орбиту с помощью ракет-носителей. Перед пуском ракеты ее ориентируют на стартовой площадке и в бортовую систему управления вводят исходные данные. Бортовая система управления действует на всех стадиях активного полета, начиная с того момента, когда ракета приобретает скорость, достаточную для управления ее движением. По командам управления один за другим выключаются двигатели, и ступени, связанные с ними, отделяются. В интервалах между этими операциями производится стабилизация ракеты. После сброса последней ступени вступает в действие система управления движением собственно космического аппарата. Управление ориентацией КА производится автономной системой, а управление движением центра масс КА — командной системой КУ-1. При стыковке космических аппаратов используется самонаведение.

69.2. Контроль траектории КА. Управление полетом космических аппаратов, в частности ИСЗ, корректирующее, т. е. оно кратковременное и основывается на длительном контроле траектории КА. Число

контролируемых параметров устанавливается из следующих сообщений.

Невозмущенная орбита ИСЗ подчиняется закону Кеплера, выведенному в предположении, что на ИСЗ действует только сила земного тяготения, а Земля имеет форму шара. В этих условиях положение ИСЗ на орбите полностью определяется тремя пространственными координатами, тремя проекциями вектора путевой скорости в граничной точке и временем свободного полета спутника. Удобно начинать отсчет времени от момента прохождения спутником перигея орбиты (в этой точке доплеровский сдвиг частоты равен нулю). Так как по закону Кеплера на один из пространственных параметров накладывается ограничение, то остается шесть независимых параметров.

Отклонения возмущенной траектории от невозмущенной рассматриваются как изменения параметров кеплеровой орбиты. Возмущения вызываются сопротивлением атмосферы, сплюснутостью и неоднородностью Земли, неточностью запуска ИСЗ и др.

Для траекторных измерений наиболее пригодны радиотехнические системы, содержащие средства радиолокации, радионавигации, радиоправления и электронной цифровой вычислительной техники.

Эти системы имеют свои особенности.

1. Радиолинии «Земля—космос» и «космос—Земля» пересекают тропосферу и ионосферу. Следовательно, затухание в тропосфере должно быть минимальным и нужно избежать отражения радиоволн от ионосферы. Этим требованиям удовлетворяют сантиметровые и дециметровые волны и коротковолновая часть метрового диапазона волн.

2. Очень большая протяженность космических радиолиний требует того, чтобы хотя бы в наземном комплексе были использованы весьма мощные передатчики, высокочувствительные приемники и остронаправленные антенны.

3. В связи с вращением Земли и движением КА необходимо автоматическое слежение антенн за радиолинией.

4. Большая скорость движения КА и высокие несущие частоты космических радиолиний связи являются причиной больших доплеровских смещений частоты (до сотен тысяч герц). В таких условиях необходимы особые меры для быстрого вхождения в связь и слежения за сигналом с помощью систем автоподстройки по фазе (ФАП) или частоте (ЧАП).

5. Контроль траектории и управление движением КА облегчаются возможностью увеличения дальности радиолокации и опознавания КА благодаря применению бортовых ответчиков, а также наличием предварительных данных о расчетной траектории КА, это упрощает траекторные измерения (определяются не абсолютные координаты КА, а их отклонения от расчетных) и облегчается вхождение в связь (приблизительно известно, как должны быть ориентированы антенны и на какую частоту должны быть настроены радиоприемники).

6. КА в процессе полета неоднократно оказывается за радиогоризонтом данной радиолинии, и тогда должны вступать в строй вторая, третья и т. д. линии связи; для этого контрольно-измерительный ком-

плекс должен включать в себя радиотехнические средства, расположенные на очень больших расстояниях один от другого.

7. Искключительно большую роль играет математическая обработка многочисленной и сложной информации, связанной с полетом КА. Обработка осуществляется с помощью ЭЦВМ, входящих как в наземный, так и в бортовой комплекс аппаратуры.

8. Бортовая аппаратура КА должна быть весьма экономичной, минимальной по габаритам и весу и очень надежной в исключительно сложных условиях ее эксплуатации (космическая радиация, механические перегрузки при взлете и посадке, невесомость в космосе, большая длительность работы и т. д.).

69.3. Неавтономные радиотехнические средства контроля траектории КА. Эти средства рассчитываются на непосредственный или косвенный контроль. При *непосредственном* контроле все параметры траектории измеряются непосредственно, а при *косвенном* — измерению подвергаются параметры одного вида (дальности, углы), остальные же вычисляются.

В аппаратуре космических измерений непрерывное излучение используется больше, чем импульсное; это позволяет добиться большей точности совместного измерения дальности, направления и радиальной скорости КА и получить большую энергию сигнала за данное время наблюдения [35]. Результаты измерений представляются в цифровой форме и вводятся в ЭЦВМ.

Угловые координаты КА сравнительно просто измеряются фазовыми радиопеленгаторами. Бортовое передающее устройство малой мощности излучает непрерывные немодулированные колебания, которые принимаются на Земле с помощью разнесенных приемных антенн, ориентированных попарно в направлениях юг—север, запад—восток. Фазовые сдвиги принятых волн выявляются фазометрами и регистрируются в цифровой форме. Неоднозначность отсчета устраняется многошкальной системой пеленгации. Антенная пара для точного отсчета имеет базу порядка десятков длин волн, а для среднего и грубого отсчета достаточно значительно меньшей базы.

В 1959 г. для наблюдения за советскими ракетами был впервые применен пеленгатор ФИАН. Его данные: длина волны $\lambda = 1,63$ м, база $d = 176$ м, точность измерения $1-2'$. Мощность бортового маяка небольшая — 0,03 Вт, но этого было достаточно для пеленгации КА, находившегося около Луны.

Измерение дальности КА имеет некоторые особенности: с одной стороны, нет ограничений, связанных с разрешением целей, а с другой — из энергетических и других соображений дальномер должен быть рассчитан на непрерывное излучение.

Дальномер строится по такому принципу: несущее колебание модулируется по фазе, реже — по частоте или амплитуде дальномерным сигналом низкой частоты. Модулированные колебания посылаются на борт и на другой несущей частоте ретранслируются ответчиком. В наземной станции эти колебания демодулируются, выделяется дальномерный сигнал и с помощью цифрового измерителя определяется его запаздывание относительно запросного сигнала.

Радиальная скорость КА измеряется по доплеровскому сдвигу частоты с применением беззапросного или запросного метода. При беззапросном методе на КА находится передающая часть, а в наземной РЛС — приемная часть измерителя радиальной скорости v_d . С КА излучаются колебания строго стабильной частоты f_0 , а в РЛС они принимаются с доплеровским сдвигом частоты на $\pm v_d/c$. Этот сдвиг, а следовательно, и скорость v_d выявляются смесителем приемника с помощью местного гетеродина такой же эталонной частоты f_0 .

При запросном методе передающее устройство РЛС посылает колебания эталонной частоты f_3 , на КА они принимаются и ретранслируются на частоте $f_3 \pm v_d/c$ и возвращаются в наземную РЛС, имея частоту $f_{отв} \simeq f_3 \pm 2v_d/c$. Эти колебания смешиваются с исходными колебаниями частотой f_3 , в результате чего на выходе преобразователя приемника выявляется доплеровский сдвиг частоты $F_{доп} = f_{отв} - f_3 = \pm 2v_d/c$. Для того чтобы сохранить информацию о знаке сдвига, т. е. о направлении движения КА, к доплеровской частоте прибавляют частоту подставки. Так же поступают и при беззапросном методе.

Как видно, беззапросный метод проще в осуществлении, но он требует строгого равенства частот эталонных генераторов передатчика КА и приемника наземной РЛС. При запросном методе эталонный генератор не нужен, но система усложняется за счет дополнительной аппаратуры (передатчика РЛС и приемника ответчика) и схем, обеспечивающих развязку передающего и приемного каналов (эти схемы несколько смещают частоты запросного и ответного каналов). Выходным устройством служат цифровые измерители, построенные по принципу частотомера или периодомера (см. § 53). Такие измерители дают малую погрешность и легко сопрягаются с ЭЦВМ.

69.4. Автономные радиотехнические средства контроля. Для пилотируемых КА представляет интерес автономный контроль элементов орбиты КА, поскольку автономные средства контроля могут быть использованы и в отсутствие радиосвязи с наземным комплексом. Основными радиотехническими средствами автономного контроля траектории КА являются радиовысотомеры, доплеровские или корреляционные измерители скорости и радиовертиканты [20].

Радиовысотомеры с ЧМ измеряют малые высоты. — от 1 м до 10—15 км, а импульсные радиовысотомеры — до нескольких сотен километров. Отраженные сигналы подвергаются длительной статистической обработке, и это способствует высокой точности измерений: даже импульсные высотомеры дают погрешность менее ± 15 —20 м.

Доплеровские измерители скорости определяют с точностью до десятых долей процента все три составляющие вектора скорости.

Радиовертиканты определяют направление местной вертикали к поверхности ближайшей планеты. Точность измерения должна быть не хуже десятых долей градуса. Заметим, что в условиях невесомости и шести степеней свободы гиравертикаль очень сложна и это дает преимущества радиовертиканту.

Перечисленные средства автономного контроля траектории КА применяются при высотах полета, не превышающих нескольких сотен ки-

лометров, так как на больших высотах не удается выявить весьма слабые отраженные сигналы вследствие их флуктуации и наличия внутриприемных шумов. На таких высотах более пригодна радиоинерциальная система.

§ 70. Радиолинии систем управления

Для командного управления обычно требуется радиолиния для передачи плавных команд курса и тангажа и двух-трех разовых команд. *Плавная команда* означает, что ее значения плавно изменяются в пределах, соответствующих крайним положениям рулей управления. *Разовые команды* представляют собой дискретные кодированные сигналы, которые подаются для включения или выключения того или иного двигателя, отдельных приборов, системы ориентации антенн и т. д.

Радиолинии контроля имеют в своем составе линии трансляции выходных данных системы траекторных измерений и радиотелеметрические линии, по которым сообщаются с ЛА и КП данные о состоянии здоровья экипажа, режиме полета ЛА, об окружающей среде и др. Так как по таким радиолиниям одновременно передается много различной информации, то они должны быть многоканальными. Разделение каналов может быть частотным, временным или логическим.

При *частотном уплотнении* каждый канал имеет свою поднесущую частоту, относительно которой размещаются боковые частоты спектра данного канала. Затем этими спектрами модулируются колебания общей несущей частоты. На приемном конце радиолинии сигналы детектируются и с помощью частотных фильтров разделяются по каналам.

При *временном уплотнении* передача и прием сообщений происходят последовательно с различных каналов. Поэтому таким способом можно передавать только дискретные сигналы или дискретные значения непрерывных величин.

В случае *логического уплотнения* передача сообщений, как и при частотном уплотнении, происходит одновременно по всем каналам, но разделение каналов осуществляется логическими устройствами.

Ознакомимся с одним из возможных вариантов командной радиолинии, связывающей КП с управляемым ЛА. Данная линия (рис. 9.19) предназначена для передачи и приема плавных команд управления по тангажу и курсу. Сигналы этих команд u'_k , u''_k поступают из счетно-решающего устройства в преобразователь, где они подвергаются временному уплотнению.

Этапы этого процесса следующие.

1. Генерирование последовательности тактовых импульсов $u_{тв}$ с периодом $T_{тв}$.

2. Временная импульсная модуляция данной последовательности сигналами u'_k и u''_k , в результате которой получаются два рабочих импульса $u'_{рн}$ и $u''_{рн}$; из них первый соответствует входной команде по каналу тангажа и имеет временное положение T'_1 , T''_1 , а второй соответ-

3. Импульсно-временное кодирование тактовых и рабочих импульсов, т. е. каждый из них преобразуется в свою кодовую группу импульсов. На временных диаграммах тактовый код u_{TK} составлен из трех равноотстоящих импульсов, а рабочие коды u_{RL} , u_{RLI} — из четырех импульсов.

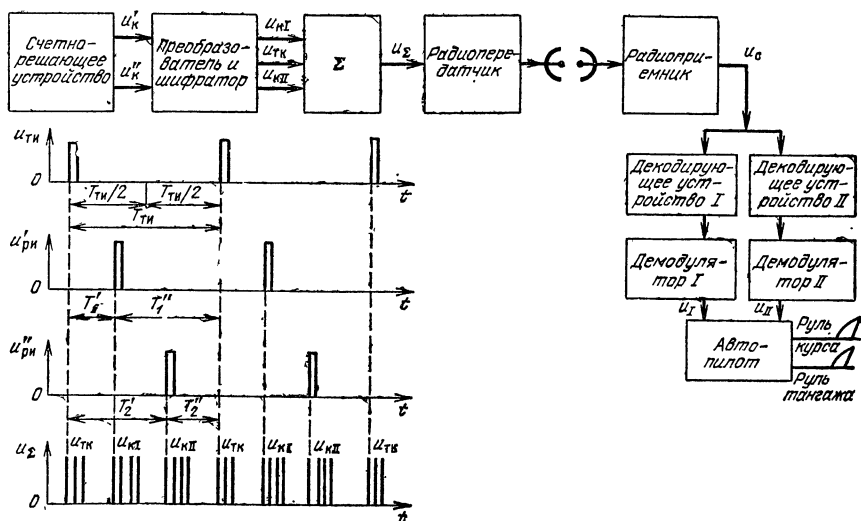


Рис. 9.19. Функциональная схема и временные диаграммы радиолинии командного управления.

На борту ЛА находится радиоприемное устройство, его выходные сигналы u_e разделяются на два канала с помощью декодирующих устройств I, II , за которыми следуют демодуляторы. В них восстанавливаются командные сигналы u_I, u_{II} , которые с помощью автопилота воздействуют на рули тангажа и курса.

Поступающая по радиолинии информация иногда оказывается настолько большой по объему, что наряду с ЭЦВМ, обрабатывающей этот поток, приходится использовать специальное устройство запоминания оставшейся информации, которая обрабатывается позднее. В системах ближнего космоса поток информации больше, чем в системах дальнего космоса. Поэтому обычно в системах ближнего космоса используется импульсное широкополосное излучение, а в системах дальнего космоса — непрерывное узкополосное излучение [1].

§ 71. Управление космическими аппаратами по данным траекторных измерений

Для этой цели предусматривается командно-измерительный комплекс (КИК) и соответствующая бортовая аппаратура. В состав КИК входят измерительные пункты ИП1, ИП2, ИП3, ... и координационно-

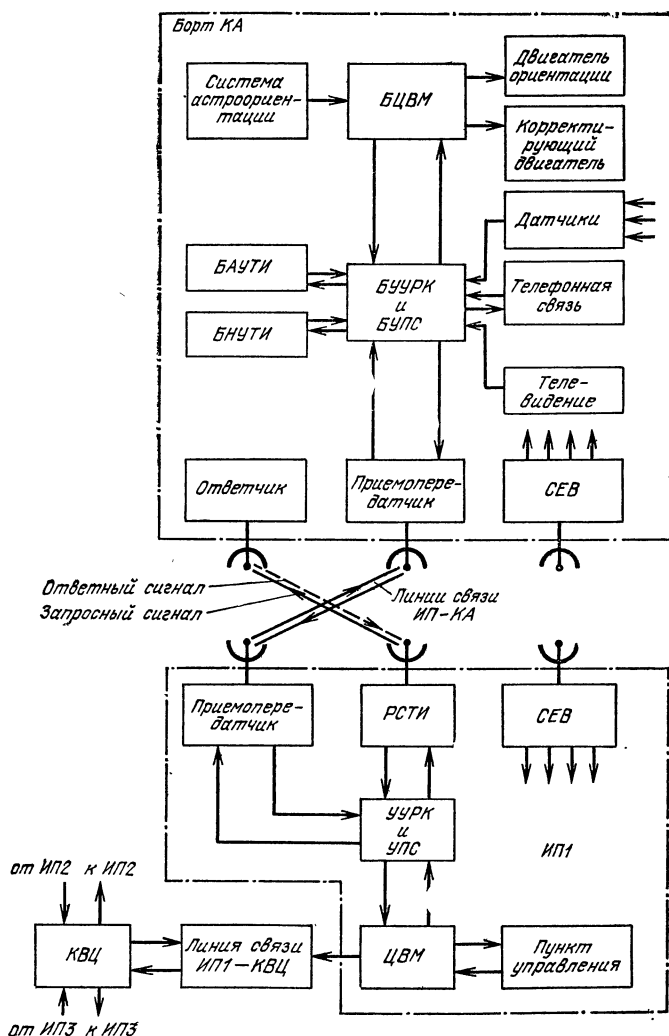


Рис. 9.20. Функциональная схема командно-измерительного комплекса и бортовой аппаратуры системы управления КА.

вычислительный центр (КВЦ), охваченные линиями связи (рис. 9.20). В некотором КИК входят не только наземные, но и самолетные и корабельные измерительные пункты.

Основой каждого ИП является радиотехническая система траекторных измерений (РСТИ). Это может быть одно- или многопараметрическая система. *Однопараметрическая* определяет траекторию КА с помощью нескольких разнесенных РЛС, измеряющих одновременно один и тот же параметр, например дальность КА. В *многопараметрической системе* все шесть параметров одновременно определяются из одного пункта одной, достаточно сложной по своей структуре РЛС. Возможно и такое решение: сократить число измеряемых координат и скоростей за счет использования другого параметра — времени, т. е. траекторию определять по измерениям меньшего (чем шесть) числа параметров, произведенным с одних и тех же ИП, но в разные моменты времени, а следовательно, в разных точках орбиты данного КА.

Выходные данные РСТИ должны иметь цифровую форму, так как они вводятся в ЦВМ измерительного пункта. Здесь результаты траекторных измерений накапливаются и усредняются. Это повышает точность системы и позволяет уменьшить емкость линии связи ИП—КВЦ. К той же линии подводится телеметрическая информация, принятая с борта КА антенной радиолинии ИП—КА.

Важную роль играет служба единого времени (СЕВ), представляющая собой совокупность весьма точных электронных часов, находящихся на всех ИП и борту КА и согласованных по сигналам точного времени. Эти сигналы поступают от специального радиопередающего устройства к приемным устройствам СЕВ. Благодаря СЕВ измерительная информация дополняется еще одним параметром — временем, к которому относят каждый усредненный результат траекторных измерений.

Со всех ИП измерительная, телеметрическая и вспомогательная (в частности, данные СЕВ) информация концентрируется в КВЦ. Здесь производится ее вторичная обработка: сопоставляются данные о движении КА, полученные от ИП, уточняется, отображается и регистрируется траектория, прогнозируется дальнейшее движение КА и на основании этого вырабатываются указания измерительным пунктам. Командно-измерительные комплексы могут не содержать КВЦ. Тогда обработка информации, производимая в пределах данного ИП с помощью ЦВМ и отображаемая на пункте управления, предназначается не для передачи в КВЦ, а для целеуказаний станциям данного измерительного пункта.

Основные расчеты на борту КА производятся бортовой цифровой вычислительной машиной (БЦВМ). Последняя связана с источниками входных данных и потребителями выходных данных непосредственно или через устройства преобразования сигналов (БУПС), уплотнения и распределения каналов (БУУРК). Каждому маневру КА предшествует ориентация аппарата. БЦВМ рассчитывает команды, подаваемые двигателю ориентации согласно измерениям, производимым системой астроориентации. Основой этой системы являются секстанты.

В зависимости от применяемой системы траекторных измерений БЦВМ связывается через бортовое устройство преобразования сигналов, уплотнения и распределения каналов с бортовым автономным (БАУТИ) или неавтономным (БНУТИ) устройством траекторных измерений. В первом случае используется программа, хранящаяся в блоке

памяти БЦВМ, и параметры движения КА, измеренные БАУТИ. Во втором случае используются команды, передаваемые с измерительных пунктов по радиолинии ИП—КА и данные БНУТИ. Корректирующий двигатель исполняет команды, окончательно рассчитанные БЦВМ.

Телеметрическая информация, поступающая от различных датчиков, телефонные и телевизионные сигналы — все это проходит через устройства преобразования, распределения и уплотнения, имеющиеся в КВЦ, ИП и на борту КА. Преобразование сигналов связано с их кодированием и декодированием, а уплотнение и распределение каналов вызвано необходимостью передачи обширной информации по одной или немногим линиям связи. Кодирование, кроме того, улучшает качество связи.

Как видно, роль БЦВМ в управлении КА очень велика. Достаточно сказать, что вычисления должны производиться с относительной ошибкой не более 10^{-7} — 10^{-8} , а быстродействие исчисляется сотнями тысяч операций в секунду, и все это совмещается с требованиями обширного объема памяти, малых габаритов и веса и высокой надежности вычислительной машины.

Раздел IV

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Глава 10. НАЗЕМНЫЕ И СУДОВЫЕ РЛС

По назначению наземные радиолокаторы разделяются на РЛС дальнего обнаружения самолетов и ракет; РЛС обнаружения воздушных целей и наведения на них истребителей; РЛС орудийной наводки и наведения зенитных управляемых ракет; РЛС управления воздушным движением; метеорологические РЛС и др. Рассмотрим особенности и тактико-технические данные некоторых из этих станций.

§ 72. Наземные РЛС обнаружения воздушных целей противника и наведения на них истребителей-перехватчиков

Это обычно импульсные или импульсно-доплеровские РЛС с системой СДЦ. Если максимальная высота полета самолетов противника $H = 20\text{—}30$ км, а высота антенны РЛС $h \ll H$, то предельная дальность действия РЛС

$$\begin{aligned} D_{\text{пред}} (\text{км}) &= 4,12 (\sqrt{H (\text{м})} + \sqrt{h (\text{м})}) \simeq 4,12 \sqrt{H (\text{м})} = \\ &= 4,12 \sqrt{(20\text{—}30) \cdot 10^3} = 580\text{—}713 \text{ км}. \end{aligned}$$

Дальности $D_{\text{пред}}$ соответствует предельно допустимая частота следования импульсов

$$F_{\text{сред}} = c/2D_{\text{пред}} = 3 \cdot 10^8/2 (580 - 713) \cdot 10^3 \simeq 210 - 260 \text{ Гц}.$$

Максимальная дальность действия РЛС $D_{\text{макс}}$ не может быть больше предельной дальности $D_{\text{пред}}$. Вместе с тем величина $D_{\text{макс}}$ должна быть достаточно большой, чтобы цели, летящие со скоростью $v_{\text{ц}}$, не успели за время развертывания средств ПВО приблизиться к защищаемому объекту на расстояние $D_{\text{мин}}$, на котором еще можно уничтожить данную группу противника с заданной вероятностью. Следовательно, $D_{\text{макс}} \geq D_{\text{мин}} + v_{\text{ц}} t_{\text{об}}$.

Сектор обзора желательно иметь равным 360° по азимуту α и 90° по углу места β , но поскольку на рубеже перехвата $D_{\text{мин}}$ самолеты противника переходят под контроль РЛС зенитных орудий, то можно ограничить обзор по углу места до $\beta_{\text{макс}} = 45^\circ$.

При данной высоте полета воздушной цели H угол β возрастает с приближением цели к РЛС (уменьшением ее наклонной дальности D). Из рис. 10.1 видно, что

$$\beta = \arcsin (H/D). \quad (10.1)$$

Следовательно, максимальный угол места воздушной цели $\beta_{\text{макс}}$ соответствует наибольшей высоте $H_{\text{макс}}$ и минимальной дальности $D_{\text{мин}}$, а угол $\beta_{\text{мин}}$ соответствует высоте $H_{\text{мин}}$ и дальности $D_{\text{макс}}$:

$$\beta_{\text{макс}} = \arcsin \left(\frac{H_{\text{макс}}}{D_{\text{мин}}} \right); \quad (10.2)$$

$$\beta_{\text{мин}} = \arcsin \left(\frac{H_{\text{мин}}}{D_{\text{макс}}} - \frac{D_{\text{макс}}}{2R_{\text{з}}} \right). \quad (10.3)$$

Вычитаемым в (10.3) учитывается уменьшение угла $\beta_{\text{мин}}$ за счет кривизны земной поверхности (радиус Земли $R_{\text{з}} = 6370$ км, но если иметь в виду нормальную атмосферную рефракцию, то принимают $R_{\text{з}} = 8500$ км).

Пусть

$H_{\text{мин}} = 10$ км; $H_{\text{макс}} = 25$ км; $D_{\text{мин}} = 90$ км; $D_{\text{макс}} = 250$ км.

Тогда

$$\beta_{\text{мин}} = 1^{\circ}15', \beta_{\text{макс}} = 16^{\circ}.$$

При очень малых углах места облучаемой цели дальность действия РЛС, как показывает диаграмма видимости, резко уменьшается, и поэтому приходится принимать особые меры для обнаружения низколетящих целей ($H < 300$ м).

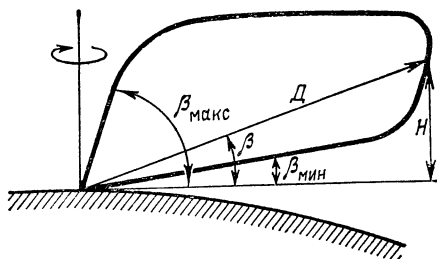


Рис. 10.1. Диаграмма видимости РЛС обнаружения воздушных целей.

Азимутальную ширину диаграммы направленности $2\phi'$ выбирают исходя из заданной разрешающей способности по азимуту. Отсюда достаточно ширины диаграммы направленности $2\phi'$ в несколько градусов, при которой азимут измеряется с точностью $\sigma_{\alpha} \approx 0,1-0,5^{\circ}$ [13].

Диаграмма направленности РЛС должна иметь форму веера, сжатого в горизонтальной плоскости; тогда можно применить круговой обзор как наиболее быстрый. При больших скоростях $v_{\text{ц}}$ современных самолетов период обзора $T_{\text{обз}}$ должен длиться не более 10 с, чтобы избежать пропуска цели или поступления информации о ней с большими интервалами.

Для измерения трех координат целей недостаточно плоской ДН. Нужно применить обзор пространства V-лучом, парциальными диаграммами или применить систему РЛС, в которой одна совершает круговой обзор вокруг вертикальной оси с помощью ДН, сжатой в горизонтальной плоскости, а другая (их может быть несколько) совершает секторный обзор вокруг горизонтальной оси с помощью ДН, сжатой в вертикальной плоскости. При этом первая РЛС измеряет дальность и азимут цели, а вторая — высоту и дальность. Если индикаторы обеих радиолокационных станций показывают одинаковую дальность цели, то азимут и высота, измеренные индикаторами, относятся к той же самой цели.

При неавтоматическом обнаружении сигналов основным выходным устройством РЛС обнаружения и наведения является индикатор кругового обзора.

По мере развития радиолокационной техники в РЛС обнаружения и наведения все больше используются радиоимпульсы с внутренней модуляцией, оптимальная обработка сигналов и ввод выходных данных в вычислительное устройство. Этим достигаются достаточно большая дальность обнаружения целей, высокая точность измерения и наведения, высокая разрешающая способность и быстрый темп выдачи данных.

§ 73. РЛС наземных зенитных ракетных комплексов ближнего действия [70, 71, 72]

Зарубежные военные специалисты придают большое значение зенитным ракетным комплексам (ЗРК) как средству борьбы с самолетами противника и уничтожения баллистических ракет ближнего действия. В состав комплекса входят управляемые снаряды «поверхность—воздух», установки для запуска этих ракет, наземные РЛС обнаружения, целеуказания и сопровождения, аппаратура управления огнем и др.

На рис. 10.2 представлена функциональная схема зенитного ракетного комплекса «Хок» (США). Имеются отдельные РЛС для обнаружения удаленных на большие расстояния высоколетящих целей и для обнаружения низколетящих целей. Первая РЛС — импульсная с системой опознавания «свой—чужой», а вторая — с непрерывным излучением, где используется эффект Доплера для селекции сигналов мало-высотных целей из помех, вызванных отражениями радиоволн от местных предметов. Синхронное вращение антенн этих РЛС, происходящее со скоростью 20 об/мин, облегчает сопоставление информации о целях, получаемых с помощью обоих радиолокаторов.

В данном комплексе применяется полуактивное самонаведение УС. Оно осуществляется бортовой аппаратурой УС по сигналам, отраженным от цели, которая облучается наземной РЛС подсвета. Эта РЛС работает в режиме автосопровождения цели при непрерывном излучении.

Информация о целях, полученная обеими РЛС обнаружения и опознавания (1) и поступающая от КП системы ПВО (2), является исходной для целеуказания (3), которое направлено к РЛС подсвета аппаратурой управления огнем. В ответ на это РЛС подсвета выдает данные (4) о сопровождаемой цели. На их основании азимут цели вводится в радиодальномер (5) для наведения его антенны на ту же цель. Вместе с тем от РЛС подсвета поступает к стартовой установке сигнал (6) для подготовки к запуску УС; кроме того, при наличии помех следует запрос (7), на который дальномер сообщает точное значение координаты дальности (8), необходимое для селекции сопровождаемой цели по дальности. Аппаратура управления, учитывающая в расчетах все эти данные и координаты (9) стартовой установки, вырабатывает команду (10) на пуск ракеты.

Более совершенный ЗРК типа SAM-D разрабатывается в США с 1967 г [72]. Отличительные черты этого комплекса: а) многоцелевое назначение — борьба с самолетами, летящими на больших, средних и малых высотах, и с баллистическими ракетами тактического значе-

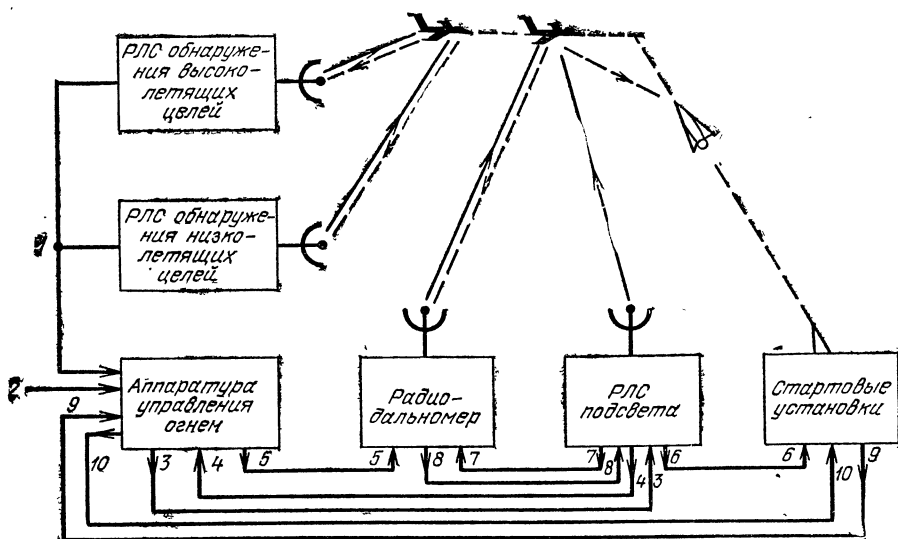


Рис. 10.2. Функциональная схема зенитного ракетного комплекса.

ния; б) высокая мобильность — весь комплекс смонтирован на транспортерах; в) высокая надежность при малых габаритах, достигаемая применением микроэлектронных твердотельных элементов; г) значительное сокращение обслуживающего персонала за счет широкой автоматизации.

Для действий на поле боя этого комплекса достаточно трех самоходных машин. На одной из них смонтирована система управления огнем, на второй — пусковая установка и на третьей — центр управления. В систему управления входят многофункциональная РЛС, работающая в диапазоне частот 1550 — 5200 МГц, счетно-решающее устройство, средства связи и агрегат питания. Достаточно сказать, что РЛС осуществляет обнаружение, опознавание целей, слежение за ними и обеспечивает командное наведение с Земли и полуактивное самонаведение УС. Это эквивалентно девяти обычным РЛС, выполняющим раздельно функции обнаружения, опознавания и т. д.

Большую роль в совместном решении перечисленных задач играет антенна РЛС, представляющая собой фазированную решетку из многочисленных активных элементов. Каждая линейная решетка имеет свой передатчик и приемник. Суммарная средняя мощность излучения около 50 кВт. Сканирование электронное с помощью ферритовых фазовращателей. Последние коммутируются диодами по управляющим сиг-

налам счетно-решающего устройства. Антенная решетка крепится на механически вращающемся основании, благодаря чему можно изменять ее положение. Вес станции около 4,5 т.

Транспортер с пусковой установкой содержит также шесть ракет с обычным или ядерным зарядом и связную аппаратуру. Третий транспортер перевозит быстродействующее счетно-решающее устройство, аппаратуру радиосвязи и все остальное, что необходимо для координации ведения огня батарей. Связь в комплексе радиотелефонная; передача производится в цифровой форме.

§ 74. РЛС противоракетной обороны [73, 74, 75, 9, 27, 29]

Из станций дальнего обнаружения особый интерес представляют РЛС противоракетной обороны (ПРО). Баллистические ракеты (БР) — самое грозное современное оружие: они управляемы, имеют дальность действия до 16 000 км и более, полет ракеты совершается преимущественно в разреженной атмосфере со скоростью 6,8—7,9 км/с на высоте 1300—1400 км; головная часть ракеты имеет сравнительно малую поверхность и может появиться с любого направления. Такую цель, естественно, очень трудно уничтожить, а это крайне необходимо для обороняющейся стороны, особенно если ракета несет атомный заряд.

Для ПРО решающее значение имеет максимальная дальность действия РЛС обнаружения. При высоте полета БР, равной 1400 км, предельная дальность обнаружения, обусловленная сферичностью Земли:

$$D_{\text{пред}} = 4,18 \sqrt{H(\text{м})} = 4,18 \sqrt{1,4 \cdot 10^6} = 4932 \text{ км.}$$

Исходя из этого РЛС обнаружения ракет проектируют на максимальную дальность действия $D_{\text{макс}}$ до 5000 км.

Имеются системы ПРО двух видов: дуэльного и экранирующего. *Дуэльная ПРО* предусматривает уничтожение ракет противника встречными антиракетами, которые запускаются с наземных или подземных установок по командам и программам, вырабатываемым соответствующей аппаратурой. *Экранирующая ПРО* означает, что имеется несколько тысяч ИСЗ, из которых, по крайней мере, один способен в данный момент времени поразить баллистическую ракету противника по команде с Земли.

Обратимся к ПРО дуэльного типа. Боевые посты ПРО являются частью системы ПВО страны (континента). В эту систему входят посты раннего обнаружения, выдвинутые далеко за пределы границ страны (континента), оперативный центр управления с быстродействующими ЭВМ и система связи. Центр управления исходя из информации, поступающей от постов РЛС раннего обнаружения, поручает определенному боевому посту ПРО дальнейший поиск БР противника в направлении предполагаемого полета этой цели.

Расположенная на боевом посту (рис. 10.3) РЛС обнаружения имеет меньшую дальность действия (около 1600 км), чем РЛС раннего обнаружения [29]. Выходные данные ЭВМ обнаружения, с которой

сопрягается РЛС того же назначения, поступают в РЛС опознавания и в основную ЭВМ поста.

Задача РЛС опознавания заключается в том, чтобы по характеру флуктуаций отраженных сигналов и другим признакам отличить сигналы головной части БР от сигналов ложных целей, но этим не ограничиваются при опознавании целей. Основная ЭВМ совершает логическую операцию сравнения параметров целей, установленных по выходным данным РЛС обнаружения и опознавания, с параметрами БР противника, записанными в блоке памяти ЭВМ. Если сравнение покажет, что

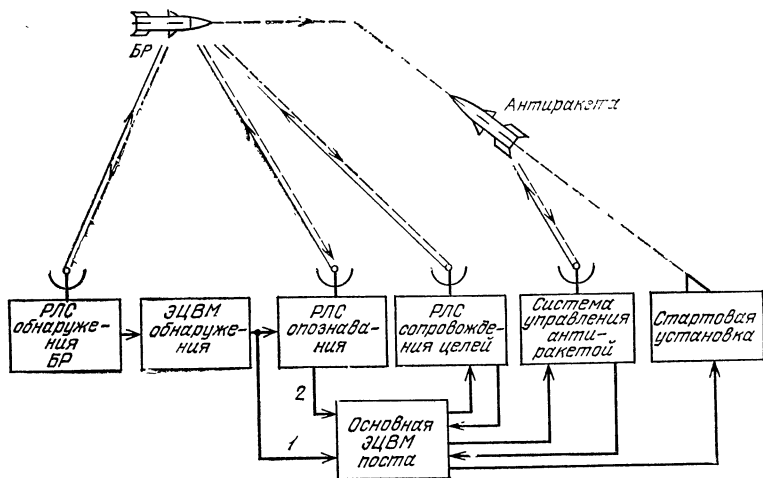


Рис. 10.3. Функциональная схема боевого поста ПРО.

среди обнаруженных сигналов имеются отраженные от БР противника, то данные этой цели вводятся в РЛС сопровождения, предназначенную для точного измерения текущих координат и параметров полета БР.

По результатам измерений основная ЭВМ рассчитывает траекторию БР и вычисляет наиболее выгодный момент для старта антиракеты. Соответствующая команда подается на стартовую установку.

Наземная часть системы управления антиракетой рассчитана на командное радиоуправление ТУ-1. Поэтому в ее состав входят радиовизоры с дальностью действия около 300 км и передатчик командной радиолинии. Команды управления рассчитываются основной ЭВМ. Радиовизоры цели и антиракеты моноимпульсные, первая работает по отраженному сигналу, вторая — с использованием ответчика на антиракетке.

§ 75. Наземные РЛС обеспечения полетов

В эту группу входят следующие РЛС: обзорные, диспетчерские, посадочные и наблюдения в зоне аэропорта. *Обзорные и диспетчерские РЛС* предназначены для контроля и управления воздушным движением, но диспетчерские РЛС охватывают зону радиусом 100—150 км,

а обзорные — радиусом 500 км. *Посадочные радиолокаторы* служат для контроля и руководства посадкой самолетов с помощью радиотехнических средств. *РЛС наблюдения в зоне аэропорта* позволяет руководить движением самолетов и транспорта в аэропорту и вблизи от него.

Все эти РЛС, поскольку они управляют движением своих самолетов, могут работать с активным ответом. Отсюда — большая дальность действия. Например, в автоматизированном радиолокационном комплексе «Утес» обзорная РЛС имеет $D_{макс} = 450\text{—}500$ км при вероятности $P_{по} = 80\%$ по самолету с $S_{эфц} = 10$ м, летящему на высоте $H = 25$ км. Это достигается работой РЛС на двух частотах дециметровых волн при $\tau_{и} = 3$ и $1,5$ мкс; $F_c = 250$ и 750 Гц, мощности $P_{и} = 6$ МВт, которая поступает от передатчика с импульсным клистрономом на выходе каждого канала в антенну с отражателем двойной кривизны (параболоид, тор) размерами $18 \times 10,5$ м. Двухканальный приемник чувствительностью $-3,5$ дБ рассчитан на СДЦ для подавления пассивных помех от местных предметов. Как пассивный радиолокатор «Утес» определяет дальность и азимут, а как активный — еще и высоту самолета, его бортовой номер и запас горючего. После первичной обработки эта информация поступает в цифровой форме в ЭЦВМ. Вместе с тем имеется выход на ИКО с экраном диаметром $d_{тр} = 450$ мм и добротностью ЭЛТ $Q_{ф} = 750$ [59].

Диспетчерские РЛС аналогичны обзорным, но так как их дальность действия меньше, то они работают на сантиметровых волнах и уступают им в мощности передатчика, чувствительности приемника и усилении антенны.

Антенные системы должны быть рассчитаны на переход от линейной поляризации волн к круговой, когда требуется подавление помех от гидрометеоров. Кроме того, принимаются меры для предельного ослабления боковых лепестков диаграммы направленности во избежание запуска самолетных ответчиков с боковых направлений.

По рекомендациям Международной конференции по воздушной радионавигации, аэродромные РЛС должны иметь сектор обзора по азимуту — 360° и по углу места — от 2 до $25\text{—}30^\circ$, разрешающую способность — не более 400 м по дальности и 2° по азимуту, точность измерения — не хуже 400 м по дальности, 1° — по азимуту и 300 м — по высоте (при $H = 3$ км, $D = 30$ км и $\beta = 2\text{—}25^\circ$), период обзора — до 15 с [76, 33].

От *РЛС наблюдения в зоне аэропорта* требуется небольшая дальность действия (несколько километров), поэтому удастся значительно улучшить остальные показатели, особенно важные для станции такого назначения. Примером тому может служить РЛС типа ASDE [40], работающая на миллиметровых волнах. Ее несущая частота $f_0 = 24$ ГГц ($\lambda_0 = 1,25$ см). При столь высокой частоте сравнительно небольшая антенна с рефлектором $3,6 \times 1,2$ м имеет диаграмму направленности шириной $0,25^\circ$ по азимуту и 1° по углу места. В результате разрешающая способность по азимуту достигает $0,25^\circ$, что соответствует дуге 3 м на дальности 700 м. В отсутствие атмосферных осадков применяются линейно-поляризованные волны, а при наличии осадков — волны с круговой поляризацией.

Малая дальность действия РЛС D_{\max} отразилась на выборе не только несущей частоты (потери в атмосфере не играют большой роли при малой D_{\max}), но и длительности $\tau_{\text{и}} = 0,02$ мкс (отсюда высокая разрешающая способность по дальности $\Delta D_{\text{мин}} = 3$ м) и частоты следования $F_c = 14,4$ кГц (скважность $q_{\text{и}} = 3330$). ИКО, применяемый в станции, работает на ЭЛТ с $d_{\text{тр}} = 400$ мм и $Q_{\text{ф}} = 1000$. Независимо от погоды и условий видимости на экране индикатора видны контуры саолетов и транспорта и их взаимное расположение на летном поле.

По сведениям зарубежной печати, уже разработана РЛС управления воздушным движением, которая рассчитана на взлет и посадку до 80 самолетов в час.

§ 76. Назначение и основные особенности судовых РЛС

Судовые РЛС устанавливаются на морских и речных судах торгово-пассажирского и военного флотов. О насыщенности кораблей радиолокационной аппаратурой можно судить по тому, что даже портовые буксиры имеют РЛС, а на линкоре или авианосце число их достигает более тридцати пяти. В их состав входят станции навигационного типа, предназначенные для кораблевождения по радиолокационной информации, полученной в процессе обзора надводной и береговой поверхности; станции наблюдения за воздушным противником; станции корректировки стрельбы корабельных орудий; станции управления торпедной стрельбой; станции наведения управляемых снарядов и др. [78].

Обратимся к наиболее специфичным судовым РЛС, а именно, предназначенным для навигации и обнаружения низкорасположенных целей. Навигационная РЛС определяет истинный курс и истинную скорость корабля по радиолокационным ориентирам, а также с помощью доплеровского измерителя скорости. Особенности этих РЛС следующие.

1. Работа любой судовой РЛС, особенно навигационной, сильно зависит от гидрометеорологических условий. На морях и океанах наблюдаются повышенная влажность, частые туманы и низкая облачность, возможно обледенение. Это влечет за собой значительное поглощение и рассеивание волн в гидрометеорах и, как следствие, понижение дальности действия РЛС.

2. Для устранения помех от гидрометеоров применяют круговую поляризацию волн. Кроме того, для устранения пассивных помех от морских волн в приемник вводят временную регулировку усиления, а амплитудную характеристику УПЧ подчиняют логарифмическому закону.

3. Рассматриваемые станции двухкоординатные, поскольку они предназначены для радиолокационного наблюдения за надводными и береговыми целями. Это обстоятельство упрощает систему обзора пространства. Имеется возможность применить круговой или секторный обзор плоским вертикальным лучом при скорости вращения антенны от 15 до 80 об/мин.

4. Дальность действия этих РЛС в значительной степени ограничивается низким расположением надводных и береговых объектов, а

также антенн радиолокаторов. Задача осложняется тем, что обнаружение низкорасположенных целей требует малого угла наклона нижнего лепестка ДНА, для чего высота антенны РЛС должна во много раз превышать длину рабочей волны. По этим причинам антенну РЛС кругового обзора размещают на мачте корабля, но с подъемом антенны на большую высоту расширяется мертвая зона (антенна облучает более удаленные цели) и возрастают потери энергии вследствие удлинения волноводного тракта. Наконец, антенна должна быть размещена так, чтобы избежать затенения ее диаграммы направленности мачтами и грузовыми стрелами.

5. Судовые РЛС работают в условиях килевой и бортовой качки корабля. Луч антенны, наклоняясь, может миновать цель. В связи с этим возникает необходимость расширения сектора обзора по углу места до $15-30^\circ$, несмотря на то, что угол места наблюдаемых целей, в том числе и низколетящих самолетов, не превышает $1-2^\circ$ в зоне обзора. В некоторых РЛС влияние качки корабля компенсируют стабилизацией платформы с помощью гироскопов и следящего привода, но это значительно сложнее, чем расширение диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости, и потому применяется редко.

6. Выбор ширины диаграммы в горизонтальной плоскости $2\varphi_{0,5}$ определяется требованиями линейной разрешающей способности по азимуту между соседними кораблями (десятки метров) и высокой точности измерения их азимутов (менее 1°). В полной мере эти требования пока удовлетворить не удастся, так как невозможно разместить на мачте корабля антенну, линейные размеры которой превышали бы длину рабочей волны λ в тысячи раз. Однако в применяемых на практике корабельных навигационных РЛС получают сравнительно узкие по азимуту диаграммы: $2\varphi_{0,5} = 0,15-2,5^\circ$. Меньший предел соответствует $\lambda = 8$ мм, больший — $\lambda = 10$ см. Более короткие радиоволны не используются из-за чрезмерно больших потерь в атмосфере, насыщенной гидрометеорами.

7. Судовые РЛС работают в сравнительно большом диапазоне дальностей — до 60 миль (1 морская миля равна 1852 м). Вместе с тем требуется хорошее разрешение и точное измерение координат близкорасположенных целей. Это заставляет вводить много шкал дальности и при переходе с одной шкалы на другую менять параметры радиоимпульсов. На шкалах в десятые доли мили применяются радиоимпульсы, длительность τ_n которых составляет десятые—сотые доли микросекунды и даже наносекунды; частота следования F_c велика — до 6000 Гц, длина волны λ мала — 3,2 см или 8 мм. На шкалах больших дальностей $\tau_n = 1$ мкс, F_c — около 500 Гц и λ — до 10 см.

Обычно F_c уменьшается во столько раз, во сколько τ_n увеличивается, чтобы средняя мощность магнетронного генератора оставалась постоянной. Импульсная мощность передатчика, в зависимости от дальности действия РЛС, имеет величину от единиц до 100 киловатт [46, т. 3].

§ 77. Выходные устройства судовых РЛС

Выходным устройством большинства судовых РЛС служат индикаторы с ЭЛТ. Как правило, это ИКО, поскольку они в наибольшей мере соответствуют круговому обзору, применяемому в навигационных РЛС. Для более точного определения координат используют секторный индикатор со смещенным центром. Особое значение приобретают ориентировка и стабилизация изображения на экране, а также индикация относительного и истинного движения целей.

Ориентировка производится по курсу или по норду. В первом случае курсовая черта, соответствующая диаметральной плоскости ко-

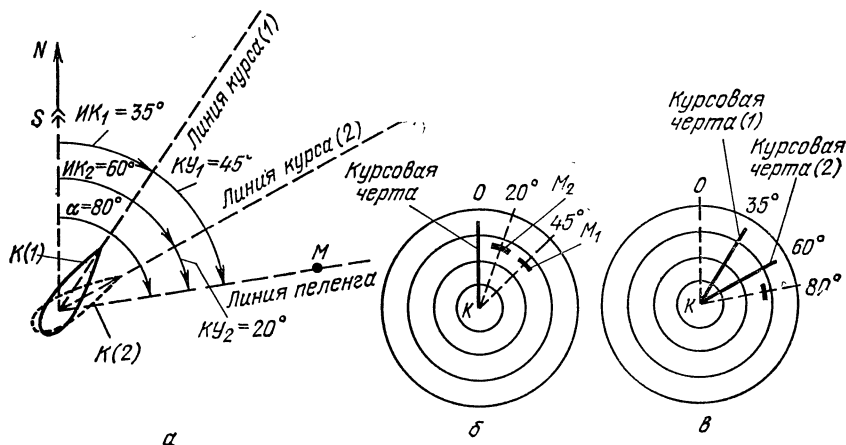


Рис. 10.4. Взаимное расположение корабля и цели (а) и изображение их на экране ИКО при ориентировке по курсу (б) и норду (в).

рабля (К), неизменно направлена от центра развертки вверх. Пусть истинный курс (ИК) корабля, который измеряется курсовым углом (КУ) относительно северного меридиана N , увеличился от $ИК_1 = 35^\circ$ до $ИК_2 = 60^\circ$, а курсовой угол цели M соответственно уменьшился от $КУ_1 = 45^\circ$ до $КУ_2 = 20^\circ$ (рис. 10.4, а); тогда при ориентировке по курсу отметка цели на экране ИКО из положения M_1 попадет в положение M_2 , повернувшись на угол $45^\circ - 20^\circ = 25^\circ$ (рис. 10.4, б).

При ориентировке по норду (рис. 10.4, в) с вертикальным направлением на экране постоянно совпадает направление на север, и поэтому отметка данной цели остается неподвижной (ее пеленг $\alpha = 80^\circ$), но изображение курсовой черты поворачивается из положения 1 (35°) в положение 2 (60°).

При ориентировке по курсу изображение на экране индикатора соответствует картине, которая наблюдается с мостика судна. Такой режим целесообразно применять при операциях расхождения судов. Если требуется сопоставление с навигационными картами, то удобнее ориентировка по норду, к тому же это исключает «размывание» изображения на экране, вызванное изменением курса корабля. В современ-

ных судовых РЛС предусматривают как первый, так и второй вид ориентировки. Стабилизация изображения по норду осуществляется с помощью следящей системы, которая управляется от судового гирокомпаса и поворачивает отклоняющие катушки ИКО на угол, равный по величине и обратный по знаку приращению КУ судна.

Индикаторы относительного движения. Одной ориентировки по норду недостаточно, чтобы изображение на экране индикатора отражало истинное движение целей: ведь отметка движущегося корабля (К), находясь в центре экрана, неподвижна, а отметки неподвижных целей (допустим, 1, 4 на рис. 10.5, а) перемещаются по экрану, так как на-

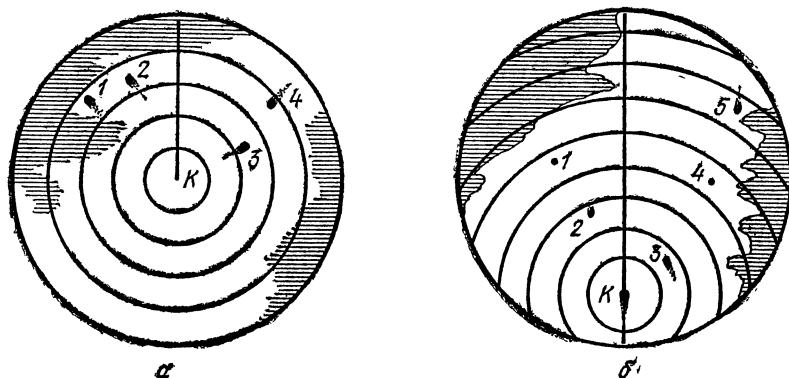


Рис. 10.5. Изображение на экранах индикаторов относительного (а) и истинного (б) движения корабля.

встречу этим целям (или от них) плывет корабль. При такой индикации очертания берегов и имеющихся на них навигационных ориентиров получаются размытыми.

Индикаторы истинного движения (ИИД) свободны от перечисленных недостатков. В них (рис. 10.5, б) начало развертки дальности перемещается по экрану согласно направлению и скорости движения корабля К, на котором установлена данная РЛС. По следу отметки К видно, в каком направлении плывет корабль (на рис. 10.5, б в направлении юг—север); по форме других отметок можно судить о том, каким целям они соответствуют — неподвижным (1, 4) или движущимся (2, 3, 5) и каково направление вектора скорости последних. Кораблевождение облегчается также ясными и четкими изображениями берегов и навигационных ориентиров.

В блок ЭЛТ индикатора (рис. 10.6) вводятся видеоимпульсы целей, меток дальности и курса (1) — от видеоусилителя-смесителя к модулятору трубки; импульсы развертки — от соответствующего канала к одной паре отклоняющих катушек ЭЛТ (2); импульсы смещения начала развертки — от вычислительного устройства ИИД к формирователю токов другой пары катушек (3); импульсы электронного визира — от соответствующего формирователя ко второй дополнительной паре катушек (4).

ИИД требует такого смещения начала развертки, чтобы оно компенсировало движение судна. Для этого к вычислительному устройству ИИД подводятся данные о скорости судна — от лага; о КУ — от гирокомпаса; о скорости и направлении течения — от соответствующего датчика. После расчета северной и восточной составляющих полной скорости судна производится интегрирование этой скорости во времени. Результат выражает составляющие пути, проходимого судном в направлениях юг — север и запад — восток. В блоке ЭЛТ пропорционально этим составляющим генерируются токи, которые питают одну из вспомогательных пар взаимно перпендикулярных катушек. В итоге получается необходимое смещение начала развертки.

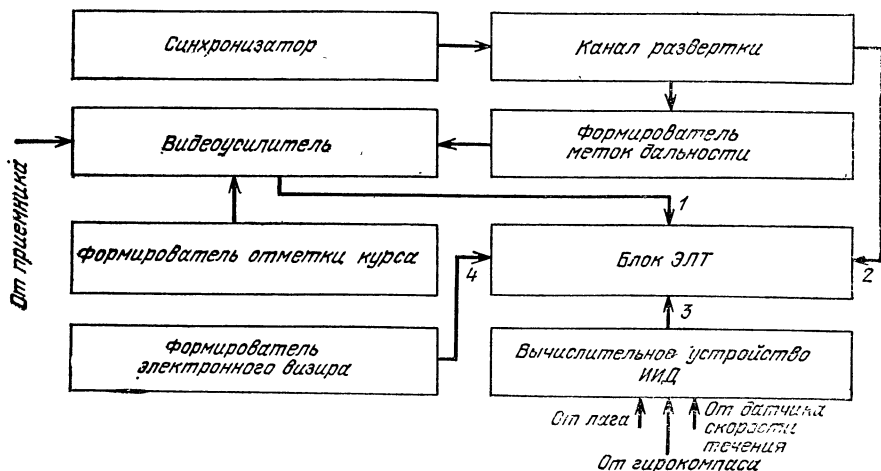


Рис. 10.6. Функциональная схема смещения начала развертки в индикаторе истинного движения корабля.

Движение своего корабля сопровождается приближением его отметки К к краю экрана. В нужный момент срабатывает устройство сигнализации. Реагируя на сигнал, оператор ручным способом перемещает начало развертки в нужную точку. Начинается новый цикл интегрирования скорости судна. Электронный визир формируется на дополнительной развертке, центр которой совпадает с началом основной развертки. Тем самым исключаются ошибки отсчета, вызванные смещением начала развертки.

В корабельных РЛС все шире используются автоматические выходные устройства.

§ 78. Технические и эксплуатационные характеристики некоторых судовых РЛС [46, 86, 53, 55]

Для удобства размещения и эксплуатации на корабле судовые РЛС составляют из отдельных приборов (блоков), которые обычно имеют индексы: А — антенно-волноводное устройство, П — приемопередаю-

щее устройство, И — индикаторное устройство, В — выпрямительное устройство (источник питания), Г — устройство сопряжения с гирокомпасом (имеется не во всех РЛС).

Приемопередатчик желательно размещать как можно ближе к антенне, чтобы избежать больших потерь в длинном волноводном тракте. Вместе с тем индикаторы нельзя выносить за пределы ходовой или штурманской рубки, где расположены другие навигационные приборы. Следовательно, блоки РЛС должны быть расположены в разных помещениях, и все управление станцией и контроль за ее работой должны осуществляться с пульта индикаторного устройства. Все блоки снабжаются амортизаторами для ослабления тряски и вибрации аппаратуры. Принимаются меры и к тому, чтобы помещения, в которых размещена радиолокационная аппаратура, отапливались и были сухими.

Приводим данные судовой навигационной станции типа «Океан». Станция двухдиапазонная ($\lambda = 3,2$ и 10 см). Это во многом разрешает противоречия в выборе длины волны. На больших дальностях (до 64 миль) РЛС преимущественно работает на волне 10 см, а при меньших дальностях — на волне $3,2$ см. Приемопередатчики для волн 3 и 10 см отдельные, а общая антенна в виде параболического отражателя размерами 3300 мм по горизонтالي и 700 мм по вертикали облучается двумя пирамидальными рупорами, вынесенными из поля излучения отражателя. Один рупор работает при $\lambda = 3,2$ см, а другой — при $\lambda = 10$ см. Антенна совершает круговой или секторный обзор, вращаясь со скоростью 16 об/мин. Вращающийся переход волноводно-коаксиального типа выполнен таким образом, что сигналы с различными длинами волн разветвляются по отдельным каналам [46, 86].

Диаграмма направленности антенны имеет ширину на уровне половинной мощности: 15° в вертикальной плоскости; $0,7^\circ$ (при $\lambda = 3,2$ см) и $2,5^\circ$ (при $\lambda = 10$ см) в горизонтальной плоскости. Боковые лепестки ослаблены по сравнению с главным не менее чем на 25 — 28 дБ.

Параметры радиоимпульсов: $\tau_{\text{и}} = 0,1$ — 1 мкс; $F_c = 845$ Гц на дальностях 1 — 32 мили и $F_c = 422$ Гц на дальностях до 64 миль, $F_c = 910$ Гц при секторном обзоре; $P_{\text{и}} = 100$ кВт; чувствительность приемника 10^{-12} Вт.

Кроме основного индикатора имеется упрощенный. Основной индикатор рассчитан на ориентацию по курсу и по норду, а также на режимы относительного и истинного движения. Как всегда, в режиме истинного движения ориентация производится только по норду.

В состав выходных устройств РЛС, кроме индикаторов, входят блок вычислителя и прибор для записи параметров движения как своего, так и соседних судов, что необходимо для решения задачи их расхождения. Станция позволяет осуществить ручной захват цели с последующим автоматическим сопровождением ее по дальности и азимуту. Предусмотрена сигнализация о появлении надводной цели в заданном секторе.

Глава 11. САМОЛЕТНЫЕ РЛС

Всю самолетную радиолокационную аппаратуру можно разделить на две группы: РЛС обзора пространства и РЛС землеобзора. К первой группе относятся радиолокаторы, предназначенные для защиты своих самолетов и перехвата самолетов противника, обхода препятствий в воздухе и на местности. Вторую группу составляют РЛС кругового обзора, РЛС бокового обзора и, в частности, самолетные радиолокационные бомбоприцелы.

§ 79. Комбинированные РЛС, устанавливаемые на пассажирских и военно-транспортных самолетах [40, 54, 77]

79.1. Режимы работы. Комбинированные РЛС рассчитаны на следующие режимы работы: обнаружение центра грозовой деятельности; предотвращение столкновений с воздушными и наземными препятствиями и навигация по сигналам наземных радиолокационных маяков. Для РЛС такого назначения наиболее подходящие длины волн 3 и 5 см. При $\lambda = 3$ см можно осуществить меньшую по весу и габаритам РЛС и более точно выявить центры грозовой деятельности, но в случае интенсивного дождя и снега дальность действия 5-см станции будет больше. На тех и других волнах получается достаточно узкий иглообразный луч (единицы градусов) для предупреждения столкновений с метеорологическими, воздушными и наземными препятствиями; для совместной работы с наземными маяками формируется веерный луч, расширенный в вертикальной плоскости по закону косеканс-квадрат.

Антенна монтируется на площадке, которая стабилизируется в пространстве, чтобы поперечный и продольный крены самолета не изменяли оси вращения луча антенны и не нарушали этим наблюдения за встречными самолетами и препятствиями. Кроме того, для контроля метеорологического состояния атмосферы на разных высотах предусматривают изменение наклона антенны.

Сектор обзора рассматриваемой РЛС ограничивают передней полусферой (до $\pm 120^\circ$ по азимуту). Благодаря этому сокращается период обзора и, что еще важнее, упрощается размещение станций: антенна с обтекателем монтируется в носовой части самолета, а РЛС — под антенной. Дальность действия РЛС в режиме «препятствия» достигает нескольких десятков километров, а в режиме «маяк» — 300—350 км благодаря применению активного ответа. Однозначному измерению этих дальностей соответствуют частоты следования импульсов около 1,5 кГц и 400 Гц.

При выбранной системе обзора пространства наиболее подходящий индикатор — секторный с вынесенным центром (рис. 11.1). Удаление центра развертки C от экрана определяется граничными значениями сектора обзора по азимуту ($\pm 75^\circ$ на рис. 11.1, а). Масштабные метки получают электронным способом, причем метки дальности имеют форму дуг с центром в точке C , а метки азимута радиально расходятся из той же точки.

Первая масштабная метка дальности (ноль дальности) находится вне центра развертки, она имеет вид дуги OO на экране. Полученное таким образом изображение с «открытым центром» значительно улучшает различимость сигналов по азимуту в области малых дальностей. Для «раскрытия центра» зондирующий импульс передатчика задерживают относительно запуска развертки дальности на время движения электронного луча от C до O .

79.2. Схема «изоэхо». Как известно, динамический диапазон изменения яркости отметок на экране ИКО небольшой. Поэтому, если не принять особых мер, то не удастся выявить центр грозовой деятельности

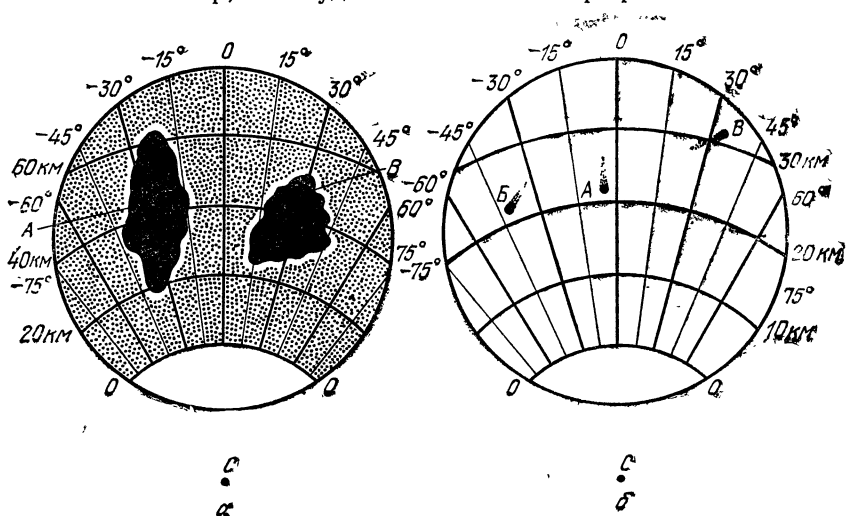


Рис. 11.1. Экран индикатора РЛС метеорологического обеспечения полетов при облучении грозowych фронтов (а) и воздушного пространства (б).

сти, представляющий из-за высокой турбулентности (завихрений) большую опасность для самолета. Турбулентность пропорциональна изменению (градиенту) интенсивности дождя. Это и позволяет с помощью так называемой схемы изоэхо получить четкие контуры зоны наибольшей грозовой активности.

Схема изоэхо состоит из двух пороговых каскадов: один каскад подавляет очень слабые сигналы (шумы, отражения от неинтенсивных осадков), а второй пропускает только сильные сигналы, соответствующие наиболее интенсивным осадкам. Затем выходное напряжение второго каскада меняет свой знак и складывается с сигналами, пропущенными первым каскадом. В результате области наибольших осадков получают на экране индикатора затемненными (А и В на рис. 11.1, а), а за пределами этой области изображение осадков оказывается ярким, так как оно создается сигналами, пропущенными только первым пороговым каскадом. Чем меньше расстояние между внешним и внутренним контуром области грозовой деятельности, тем больше изменение (градиент) интенсивности осадков. С пульта пилота можно регулировать

верхний порог, от которого зависит граница изображения центра грозовой деятельности.

Схема изозох значительно облегчает маневрирование и освобождает пилота от необходимости облетать всю штормовую зону, которая может быть очень большой по размерам.

79.3. Обход препятствий. Послесвечение экрана трубки должно быть достаточно большим для определения трассы встречного самолета (рис. 11.1, б). Если отметка самолета перемещается к центру раз-

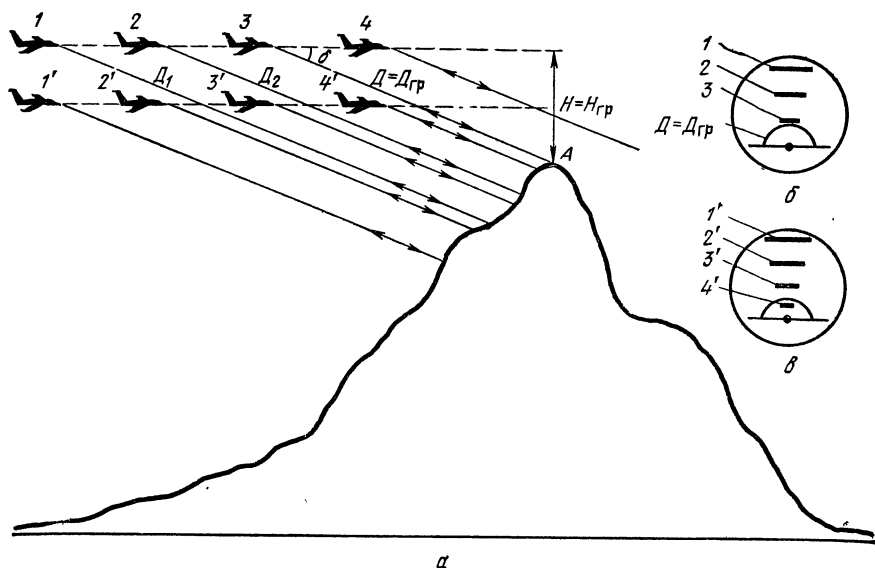


Рис. 11.2. Влияние высоты полета самолета относительно наземного препятствия на положение отметки этого препятствия относительно кольца безопасности.

вертки (цель A), то опасность столкновения с ним наибольшая и пилоту необходимо немедленно изменить курс. Если же отметки движутся в других направлениях (цели B , B), то столкновения с соответствующими самолетами маловероятны или полностью исключены.

К числу особых меток на экране индикатора относится так называемое *кольцо безопасности*, соответствующее наклонной дальности $D = D_{гв}$ (рис. 11.2). Центр этого кольца совпадает с началом смещенной развертки. Кольцо используется в режиме «препятствия». Так как в этом режиме секторный (круговой) обзор производится иглообразным лучом, то антенна облучает только полосу земной поверхности, удаленную от самолета на расстояние

$$D = H \operatorname{cosec} \delta, \quad (11.1)$$

где H — высота полета относительно этой полосы; δ — угол наклона луча антенны.

Пусть самолет летит по линии 1, 2, 3, 4, ... на предельно допустимой высоте $H_{гв}$ относительно вершины A возвышенности (рис. 11.2, а).

Так как дальность цели постепенно уменьшается ($D_1 > D_2 > D_{гр}$), отметка возвышенности (рис. 11.2, б) приближается к кольцу безопасности и в положении 3 сливается с ним. После этого (4') возвышенность не облучается антенной РЛС и новой отметки не появляется. В случае полета на меньшей высоте (1', 2', 3') отметка 4 оказывается внутри кольца безопасности (рис. 11.2, а, в), и это требует от пилота подъема на большую высоту.

В режиме «маяк» РЛС посылает запросные радиоимпульсы, на которые наземный радиомаяк отвечает со сдвигом по несущей частоте. Благодаря этому ответный сигнал, который принимается и дешифруется по второму приемному каналу самолетной РЛС, свободен от помех, вызываемых отражениями от местности. Обычно кодирование ответного сигнала производится в виде серии импульсов, равноотстоящих по дальности примерно на 1,6 км. Так как отметки этих импульсов располагаются радиально, то по первой отметке можно определить дальность, а по их совокупности — азимут маяка.

§ 80. РЛС перехвата и прицеливания [13, 22, 33, 78]

80.1. Назначение. Основным радиолокационным прибором истребителя является радиодальномер или РЛС перехвата и прицеливания.

Радиолокационный дальномер предназначен для автоматического определения дальности цели с вводом этой координаты в вычислитель оптического или инфракрасного прицела. Если такого прицела на истребителе нет, то используется *импульсная РЛС перехвата и прицеливания*, функции которой шире, чем дальномера, а именно: обзор пространства в одном или более секторах (в передней, задней и боковых полусферах); обнаружение и опознавание целей; переход в режим автосопровождения одной или нескольких целей с точным измерением их координат и скоростей с последующей выдачей этих данных в вычислитель огневых средств.

80.2. Тактические и технические показатели РЛС. По мере совершенствования истребителей меняются функции и технические показатели устанавливаемых на них РЛС, например РЛС перехвата и прицеливания РП-1, предназначенная для обзора только передней полусферы ($\pm 60^\circ$ по азимуту и от $+26$ до -14° по углу места), имеет такие данные: РЛС работает в импульсном режиме на сантиметровых волнах (заметим, что при волнах $\lambda < 2$ см сильно сказывались бы потери в атмосфере и при $\lambda > 5$ см потребовалось бы значительное увеличение размеров антенны); длительность радиоимпульсов $\tau_{\text{и}} = 0,5$ мкс (уменьшение $\tau_{\text{и}}$ сопровождается уменьшением энергетического потенциала и дальности действия РЛС, а увеличение $\tau_{\text{и}}$ — ухудшением разрешающей способности по дальности); частота следования $F_c = 2$ кГц (при малых F_c сказывается уменьшение числа интегрируемых импульсов, а при больших F_c возможно неоднозначное определение дальности цели); мощность передатчика (импульсная $P_{\text{и}} = 50$ кВт) ограничена допустимыми для истребителя габаритами и весом РЛС.

Многофункциональная РЛС такого современного истребителя, как F-14 (США)*, имеет такие данные: длина волны $\lambda = 3,15$ см с перестройкой $\pm 4,5\%$ для борьбы с помехами; режимы — импульсно-доплеровский, непрерывный и импульсный, причем в первом случае средняя мощность передатчика $P_{\text{ср}} = 4,5$ кВт, в последнем мощность в импульсе $P_{\text{и}} = 375$ кВт.

Радиолокационная станция в импульсно-доплеровском режиме обнаруживает цели на расстоянии до 240 км и в процессе обзора автоматически сопровождает до шести обнаруживаемых целей, выбранных для поражения ракетами AIM-54A «Феникс» с расстояния 140 км, а также осуществляет полуактивное наведение ракеты «Спарроу» AIM-7F на одну цель. Для наведения ракеты «Спарроу» AIM-7E предусмотрено непрерывное облучение цели. Импульсный режим применяется при атаках на боковые цели, не дающие большого доплеровского сдвига частоты вследствие малых радиальных скоростей целей, расположенных под такими ракурсами. Выходные данные радиолокационной станции вводятся в быстродействующую электронно-вычислительную машину, которая вычисляет команды управления ракетами и пушкой, также имеющейся на самолете.

Важнейшей частью данной радиолокационной станции, обеспечивающей ее многофункциональность, является фазированная антенная решетка диаметром 91 см, луч которой управляется электронным способом согласно вычислениям, производимым электронно-вычислительной машиной. Фазированная антенная решетка содержит 2400 волноводных элементов и соответствующее число фазовращателей. Ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны $2\varphi_{0,5} = 2,5^\circ$ и сектор сканирования луча антенны $\pm 65^\circ$.

8.3. Приемоиндикаторная часть радиолокационной станции. Выходное устройство РЛС содержит индикаторы и, поскольку ими пользуется пилот истребителя, число этих индикаторов должно быть сведено к минимуму. В РЛС РП-1 применяется индикатор типа В, дополненный метками «верх—низ». На экран выносятся также вспомогательные *метки авиагоризонта*, предназначенные для индикации крена самолета (рис. 11.3). Ориентирами служат две яркие горизонтальные линии 6, ограниченные углами азимута — $(60-30^\circ)$ и $+(30-60^\circ)$. Между этими углами (от -30 до $+30^\circ$) расположена линия авиагоризонта 7. Если самолет идет на снижение без крена, она горизонтальна и находится под ориентирами (рис. 11.3, а). На рис. 11.3, б линия авиагоризонта 7 указывает, что самолет снижается и имеет правый крен, а на рис. 11.3, в — что самолет набирает высоту с левым креном.

Управляющие напряжения для схемы формирования меток авиагоризонта снимаются с потенциометров продольного и поперечного кренов; движки потенциометров связаны с гироскопом, который служит датчиком кренов.

80.4. Подавление сигналов, отраженных от земли. В процессе обзора возможно облучение земной поверхности и, поскольку протя-

* По материалам зарубежной печати.

женность земли очень велика, отметки, соответствующие изображению ее отражающей поверхности, могут засветить столь значительную часть развертки дальности, что наблюдение за некоторыми воздушными целями станет невозможным.

Каскад подавления (рис. 11.4) выполнен на двойном триоде Л1А, Л1Б. С выхода приемника к коаксиальному разъему подводятся положительные видеосигналы длительностью 0,5 мкс. На сетку три-

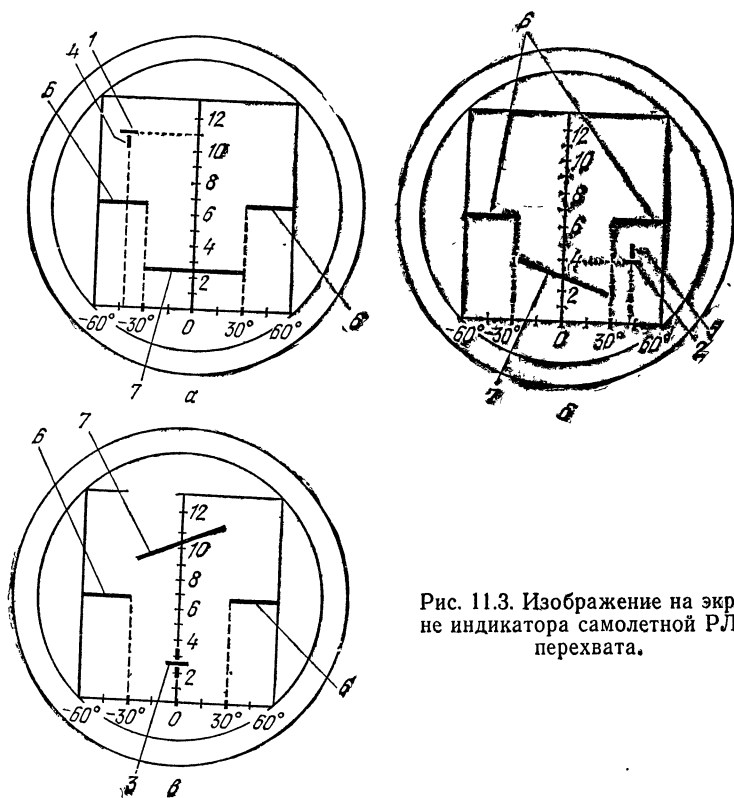


Рис. 11.3. Изображение на экране индикатора самолетной РЛС перехвата.

ода Л1А они поступают через интегрирующие цепи $R1$, $C1$, $R2$, $C2$, $R3$, $C3$, $R4$ и переходную цепь $C4$, $R5$, а на сетку Л1Б — через линию задержки на 1 мкс и переходную цепь $C8$, $R13$, $R12$.

В исходном состоянии триоды заперты отрицательным напряжением смещения, которое снимается с делителя напряжения $R8$, $R9$. Поскольку длительность импульсов цели невелика (0,5 мкс), во время их приема выходное напряжение интегрирующих цепей недостаточно для отпирания триода Л1А. Наоборот, импульсы, отраженные от Земли, имеют настолько большую длительность, что уже через 1 мкс интегрирования они отпирают этот триод и тогда с сопротивления анодной нагрузки $R10$ снимаются отрицательные импульсы. Последние через переходную цепь $C7$, $R12$ подводятся к сетке триода Л1Б и полностью

компенсируются положительными видеоимпульсами, задержанными линией на то же время (1 мкс). Поэтому импульсы, отраженные от Земли, не выделяются на катодной нагрузке R_{11} , тогда как видеоимпульсы

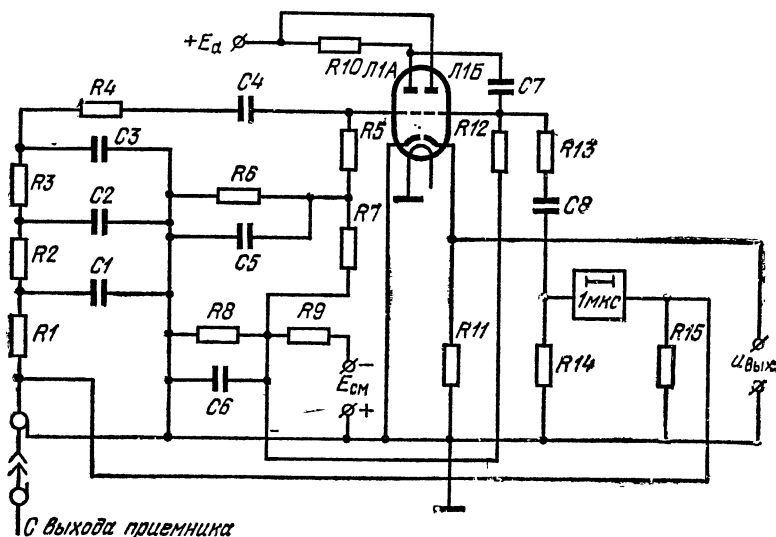


Рис. 11.4. Принципиальная схема каскада подавления импульсов, отраженных от Земли.

цели, поступающие на сетку Л1Б через линию задержки, ничем не компенсируются (Л1А заперт). Они воспроизводятся на выходе катодного повторителя ($u_{\text{вых}}$) и далее поступают в индикатор РЛС.

§ 81. РЛС защиты летательных аппаратов [13, 33, 68]

Для защиты от атаки истребителей бомбардировщики и военнотранспортные самолеты оборудуются средствами создания радиолокационных помех и стрелковым оружием, которое в большинстве случаев размещается в кормовой части защищаемых самолетов. РЛС предупреждения и радиолокационный кормовой прицел составляют радиолокационный комплекс защиты ЛА.

РЛС предупреждения сравнительно несложная по своему построению. Зона обзора ее, равная 360° по азимуту и $\pm 45^\circ$ по углу места, определяется направлениями возможной атаки истребителей. Подготовка к атаке и атака требуют работы РЛС истребителя. Это позволяет исключить передающую часть и применить приемное устройство с дальностью действия, на 25—50% большей дальности действия РЛС истребителя. Дальнейшее повышение чувствительности приемника РЛС предупреждения нежелательно, так как это может вызвать прием излучения, не исходящего от аппаратуры истребителя. Следует к тому же учесть, что от РЛС предупреждения требуется только обнаружить

истребитель и ориентировочно с точностью $\pm (30-45^\circ)$ установить угловой сектор, в котором он находится.

Из этих соображений РЛС можно выполнить как многоканальную (4—6 каналов) с детекторным широкополосным приемником в каждом канале. Функциональная схема одного канала показана на рис. 11.5. Рупорная антенна ориентирована на прием в одном из угловых секто-

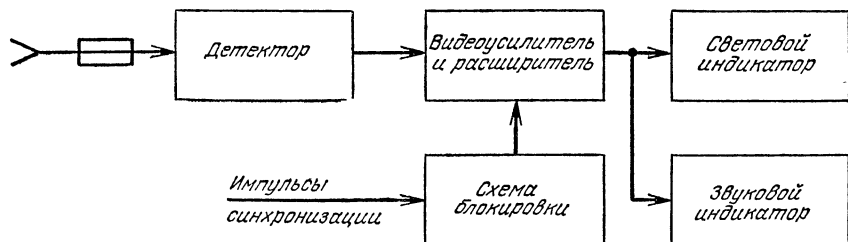


Рис. 11.5. Функциональная схема приемного канала РЛС предупреждения.

ров шириной $60-90^\circ$. Детектор преобразует принятые радиоимпульсы в видеоимпульсы, которые после усиления расширяются по длительности для более уверенной индикации. Предусматривается световая индикация с помощью лампочки накаливания и звуковая индикация

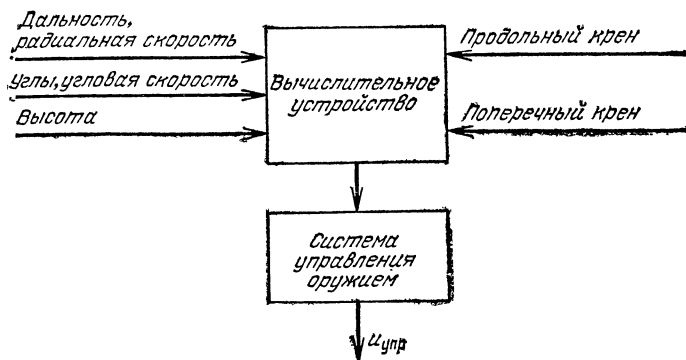


Рис. 11.6 Функциональная схема сопряжения радиолокационного прицела с системой огневой защиты самолета.

с помощью генератора низкой частоты, который возбуждается под воздействием видеоимпульсов от приемника. Если сигналы прерывистые, то это признак того, что РЛС обнаруженного истребителя работает в режиме обзора, а если непрерывные, то в режиме автосопровождения. Видеоусилитель запирается схемой блокировки на время излучения импульсов данной бортовой РЛС. Это исключает возможность получения ложных сигналов предупреждения, вызванных бортовой аппаратурой защищаемого самолета.

Радиолокационный прицел кормовой стрелковой установки имеет много общего с РЛС перехвата. Различия определяются в основном

тем, что первый используется для управления пушкой, защищающей самолет со стороны кормовой части, а вторая — для управления снарядами атакующего истребителя. В режиме обзора дальность действия этих РЛС примерно одинаковая — 10—15 км.

Отличия имеются в выходном устройстве. Индикатор радиолокационного прицела играет вспомогательную роль. Его назначение — индизировать цели и их координаты на экране, чтобы ориентировать экипаж самолета в окружающей обстановке. Управляющее напряжение для стрелковой установки $u_{упр}$ (рис. 11.6) поступает из системы управления оружием, которая действует согласно расчетам, производимым вычислительным устройством. В это устройство вводятся исходные данные: дальность, углы, радиальная и угловая скорости цели — от соответствующих систем РЛС; высота, продольный и поперечный крены защищаемого самолета — от соответствующих датчиков. Оружие наводится согласно управляющему напряжению $u_{упр}$, а огонь открывается при получении определенного напряжения дальности цели.

§ 82. Некогерентные РЛС кругового и бокового обзора [79, 80, 9, 14, 18, 48, 68]

К РЛС землеобзора относятся, как известно, бортовые РЛС кругового и бокового обзора, которые называются иначе *панорамными радиолокаторами*. Их назначение — картографирование местности, воздушная разведка, навигация по наземным ориентирам и радиолокационным маякам, точное метание бомб и торпед, независимо от оптической видимости. Панорамные радиолокаторы особенно полезны в районах, где нет или очень мало наземных средств навигации, и при полетах над территорией противника.

82.1. Самолетные РЛС кругового обзора. В таких РЛС антенна с веерной ДН, сжатой в горизонтальной плоскости, совершает круговой (рис. 11.7) или секторный обзор земной поверхности.

Отраженные сигналы воспроизводятся на ИКО. Наиболее отчетливо видны на экране границы между водой и сушей. Гладкая водная поверхность дает зеркальное отражение, а земная поверхность, поскольку она неровная и по характеру неоднородная, рассеивает волны во всех направлениях. В результате изображение земной поверхности получается в виде более или менее ярких массивов, на которых выделяются отметки возвышенных участков и обладающих высокой проводимостью объектов (крыши зданий, металлические конструкции). Имеет значение и угол падения, например волны, падающие на гладкую поверхность перпендикулярно, отражаются обратно к антенне РЛС, и изображение этого участка получается ярким.

Задачи, решаемые панорамными радиолокаторами, требуют очень высокого разрешения целей, чтобы можно было в любое время суток в любых метеорологических условиях получить изображение местности, близкое по качеству к аэрофотоснимкам.

Если умножить ширину диаграммы направленности по азимуту $2\varphi_{0,5}$, выраженную в радианах, на дальность цели D , то получим дли-

ну дуги луча в месте соприкосновения его с целью (рис. 11.8). Это и будет разрешаемое расстояние по азимуту ΔD_α при наклонной дальности D . Учитывая, что $2\varphi_{0,5} = \lambda/d_A$, где d_A — ширина раскрыва антенны, можем записать

$$\Delta D_\alpha = 2\varphi_{0,5}D = \lambda D/d_A. \quad (11.2)$$

Как видно, величина ΔD_α зависит от дальности D . Даже при малой длине волны $\lambda = 2$ см и большой (для самолетной вращающейся антенны) ширине раскрыва $d_A = 60\lambda = 120$ см, обеспечивающих сравнительно узкую диаграмму направленности $2\varphi_{0,5} = \lambda/d_A = 2/120 = 1/60$ [рад] $\simeq 1^\circ$, линейная разрешающая способность по азимуту оказывается низкой, например на дальности $D = 90$ км $\Delta D_\alpha = 2\varphi_{0,5}D = 90/60 = 1,5$ км.

Для сравнения обратим внимание на то, что при длительности $\tau_n = 0,1$ мкс разрешение по дальности в сто раз выше: $\Delta D_{\text{мин}} = c\tau_n/2 = 15$ м.

82.2. Режимы работы индикатора. Индикаторы РЛС кругового обзора работают в различных режимах: при наличии кольца высоты, с закрытым центром, в режимах кругового вращения луча антенны, секторного вращения луча, с нормальным центром развертки, вынесенным центром и др.

Если радиальная развертка (i_p) начинается одновременно с излучением радиоимпульса передатчика ($t = t_0$ на рис. 11.9, а), то в ИКО вокруг центра экрана образуется темное пятно, называемое *кольцом высоты*. Причина этого в том, что первый отраженный сигнал

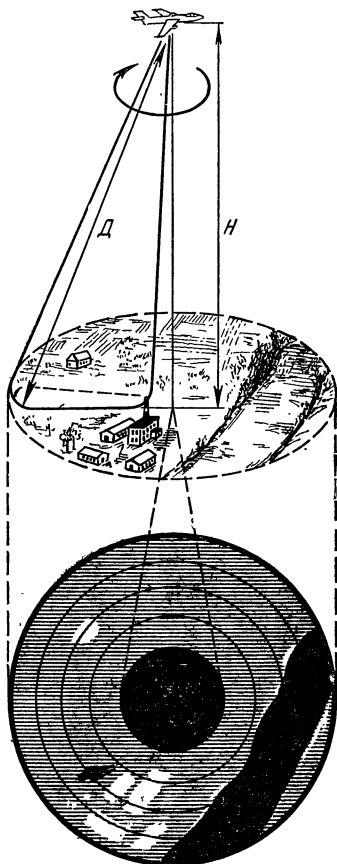


Рис. 11.7. Связь между панорамой местности, облучаемой самолетной РЛС кругового обзора, и изображением на экране ИКО.

принимается не ранее чем через время $t_1 - t_0 = 2H/c$, необходимое для распространения радиоволны на удвоенную высоту полета самолета.

Чтобы полностью использовать экран, прибегают к *закрытию центра*: развертка задерживается на время $2H/c$ относительно зондирующего импульса, в результате чего кольцо высоты стягивается к центру экрана (рис. 11.9, б).

Для измерения с повышенной точностью расстояния до цели, удаленной более чем, скажем, на $20N$ км, где $N = 1, 2, 3, \dots$, используют

задержку развертки, большую чем на время $2H/c$, а именно на $t_2 - t_0 = 2 (20 N/c)$, где скорость c выражена в км/с (рис. 11.9, в). При этом дальность цели определяется суммой отсчетов шкал схемы задержки ($20 N$ км) и индикатора. Первая задержка ступенчатая (кратна 20 км), а вторая — плавная.

Режим с открытым центром заключается в том, что начало развертки не только не отстает от зондирующего импульса (t_0), но даже опережает его (рис. 11.9, г). Поэтому темное кольцо высоты (H) больше, чем на рис. 11.9, а, и нулевой дальности соответствует не центр экрана,

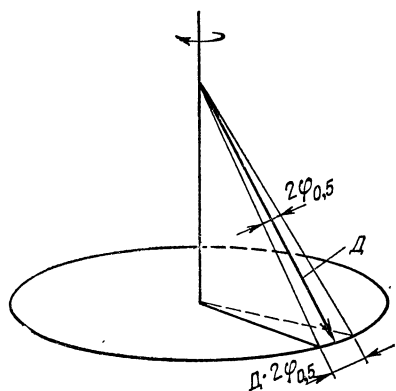


Рис. 11.8. Луч антенны самолетной РЛС кругового обзора.

а «кольцо передатчика». Столь малое использование площади экрана компенсируется повышенной различимостью по азимуту близко расположенных целей.

Для сокращения периода обзора предусматривается качание антенны в заданном секторе, и тогда на экране ИКО наблюдается только сектор обзора.

82.3. Гиперболическая развертка. Панорамная РЛС решает задачи навигации тем успешнее, чем полнее соответствие между изображением на экране индикатора и расположением объектов на местности. Для этого

должен быть постоянным радиальный масштаб по горизонтальной дальности m_r , а не по наклонной m_d , как для других видов РЛС.

Если приращению радиуса развертки Δr соответствуют приращения наклонной ΔD и горизонтальной ΔD_r дальностей, то

$$m_d = \Delta r / \Delta D; \quad m_r = \Delta r / \Delta D_r, \quad (11.3)$$

но так как $D_r = \sqrt{D^2 - H^2}$, то

$$r = m_r D_r = m_r \sqrt{D^2 - H^2} = m_r D \sqrt{1 - H^2/D^2}.$$

Обозначив через t_H и t время распространения электромагнитной волны соответственно на удвоенную высоту $2H$ и расстояние $2D$, получим

$$r = m_r ct/2 \sqrt{1 - (ct_H/2)^2/(2ct)^2} = m_r ct/2 \sqrt{1 - t_H^2/t^2}.$$

По условию, масштаб m_r должен быть постоянным. Кроме того, постоянны t_H (при данной высоте H) и c . Это позволяет считать величину $m_r c/2 = A$ постоянной и убедиться, что движение луча по радиусу экрана r с течением времени t должно происходить по гиперболическому закону

$$r = At \sqrt{1 - t_H^2/t^2}. \quad (11.4)$$

Зависимость (11.4) иллюстрируется рис. 11.10, б. При $H=0$ время $t_H = 2H/c = 0$ и $r = At$, т. е. идеальная развертка линейная, как это неоднократно отмечалось. Когда самолет находится на высоте

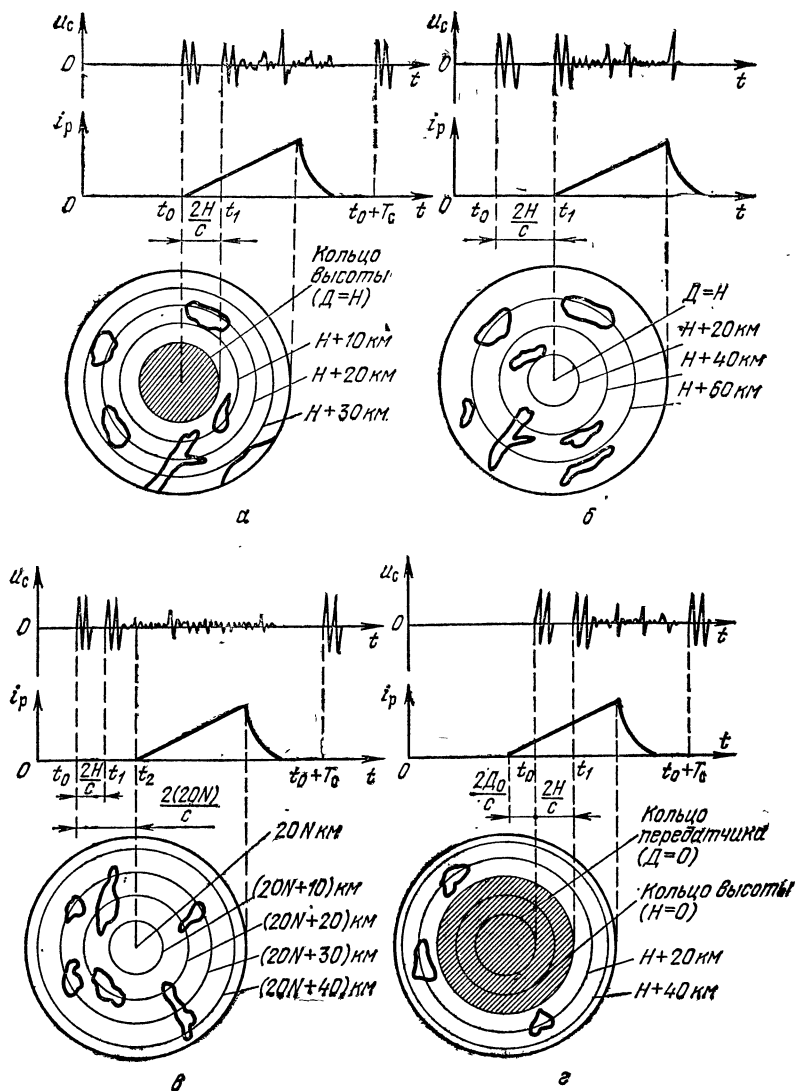


Рис. 11.9. Режимы работы ИКО.

$H \neq 0$, развертка должна начинаться в момент $t = t_H$. Такой вывод следует хотя бы из того, что при $t_H > t$ подкоренное выражение формулы (11.4) становится отрицательным, а r — мнимым. С течением времени ($t > t_H$) отношение t_H/t постепенно уменьшается и зависимость

(11.4) приближается к линейной. Чем больше высота H (на рис. 11.10, б $H_3 > H_2 > H_1$), тем больше задержка начала ($t_{H3} > t_{H2} > t_{H1}$) и начальная скорость ($\vartheta_3 > \vartheta_2 > \vartheta_1$) развертки.

Используемые на практике генераторы гиперболической развертки лишь приближенно отвечают зависимости (11.4). Схема одного из та-

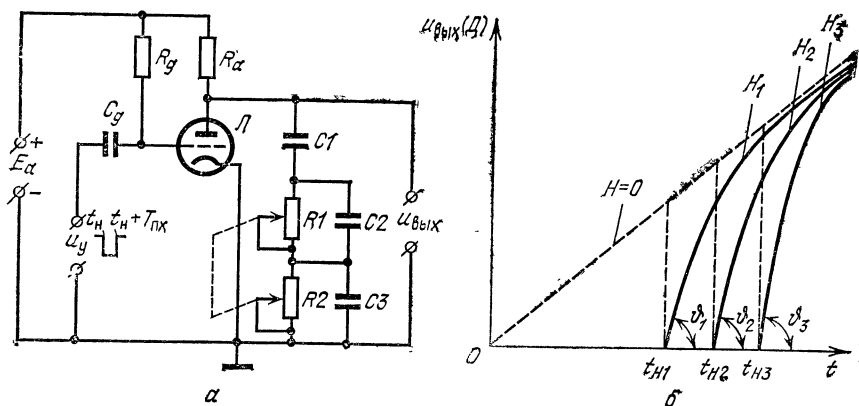


Рис. 11.10. Принципиальная схема (а) и формы выходного напряжения (б) генератора гиперболической развертки.

ких генераторов показана на рис. 11.10, а. В исходном состоянии коммутирующая лампа Л отперта и выходное напряжение генератора $u_{\text{вых}}$ близко к нулевому. В момент $t_H = 2H/c$, соответствующий за-

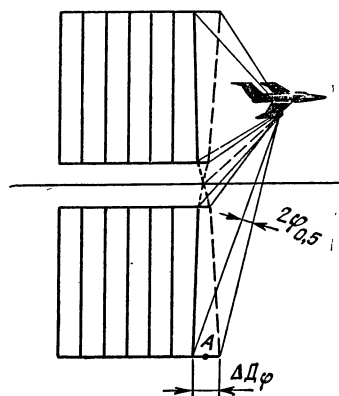


Рис. 11.11. Боковой радиолокационный обзор земной поверхности.

держке на высоту H , лампа запирается управляющим импульсом u_y , который формируется в схеме задержки на высоту, и начинается зарядка конденсаторов цепи $R_a, C1; R1, C2; R2, C3$. Основными элементами зарядной цепи являются $R_a, C1$, так как $C3 \ll C1, C2 \ll C1$. Если бы не было конденсаторов $C2, C3$, то выходное напряжение имело бы трапециoidalную форму. Эти конденсаторы, заряжаясь, сглаживают начальный скачок напряжения, но роль их постепенно уменьшается, рост напряжения $u_{\text{вых}}$ замедляется и приближается к экспоненте с большой постоянной времени $R_a C1$. В момент $t = t_H + T_{\text{пх}}$ лампа отпирается, в связи с чем конденса-

торы быстро разряжаются. При подъеме самолета на новую высоту оператор ручкой сдвоенных потенциометров $R1, R2$ увеличивает их сопротивления и этим повышает начальную скорость развертки. Той же ручкой одновременно изменяются параметры схемы задержки на высоту t_H , и задержка t_H также увеличивается.

82.4. Некогерентные РЛС бокового обзора. Антенна этой РЛС неподвижна и выполняется в виде многоэлементной решетки, например волноводно-щелевой, которая размещается вдоль одной или обеих сторон фюзеляжа. При таком расположении лучи антенны перпендикулярны продольной оси ЛА и совершают боковой обзор земной поверхности (рис. 11.11). Индикацию целей производят, например, так: выходные сигналы приемника $y_{\text{пр}}$ после их усиления вызывают яркостные отметки на развертке дальности ЭЛТ; с экрана трубки изображение проектируется на фотопленку, которая перематывается со скоростью,

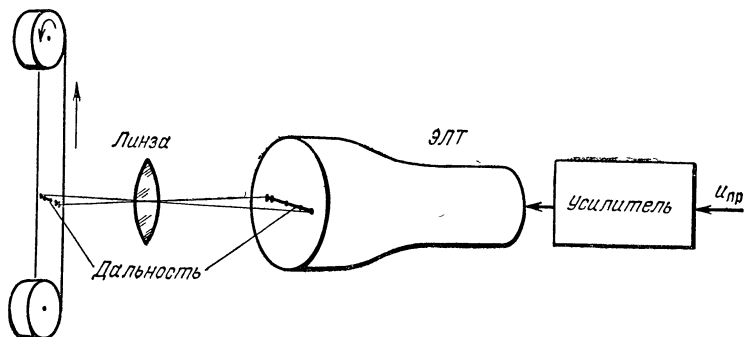


Рис. 11.12. Индикация целей в некогерентной РЛС бокового обзора.

пропорциональной путевой скорости ЛА (рис. 11.12). В результате на пленке получается радиолокационное изображение местности, охватываемой лучами антенны во время полета ЛА.

Раскрыв антенны бокового обзора, поскольку она неподвижна и размещается вдоль фюзеляжа, можно сделать в несколько раз большим, чем в РЛС кругового обзора (до 10—12 м), и этим повысить разрешение по углам — до 10—20' в диапазоне сантиметровых волн [33]. Например, если $2\varphi_{0,5} = 15' = 0,25^\circ$, а $D = 90$ км, то разрешение $\Delta D_\alpha = 2\varphi_{0,5} D = 0,25 \cdot 90/60 = 0,375$ км = 375 м, что еще недостаточно. Достижение требуемой разрешающей способности по угловым координатам стало возможным тогда, когда была разработана система когерентной обработки сигналов методом *синтезирования антенной решетки*.

§ 83. Когерентные РЛС бокового обзора [81, 82]

83.1. Метод синтеза антенны. Выделим на полосе бокового обзора произвольную точку A (рис. 11.11). В этой точке волны отражаются тогда, когда точка A охватывается лучом антенны РЛС, т. е. в течение времени

$$T_{\text{обл}} = \Delta D_\alpha / \omega = 2\varphi_{0,5} D / \omega = \lambda D / d_A \omega, \quad (11.5)$$

где ΔD_α — ширина луча при дальности D точки A ; d_A — раскрыв реальной антенны; ω — скорость движения ЛА по линии пути (путевая скорость).

В данном случае когерентная обработка сигналов заключается в том, что все отраженные от цели (от точки A) импульсы запоминаются в течение времени $T_{\text{зап}} \leq T_{\text{обл}}$ и затем складываются с учетом их фаз.

Реальную антенну ЛА, как бы ни была она сложна, можно рассматривать как одиночный излучающий элемент, расположенный в фазовом центре антенны. Так как этот центр перемещается вместе с ЛА,

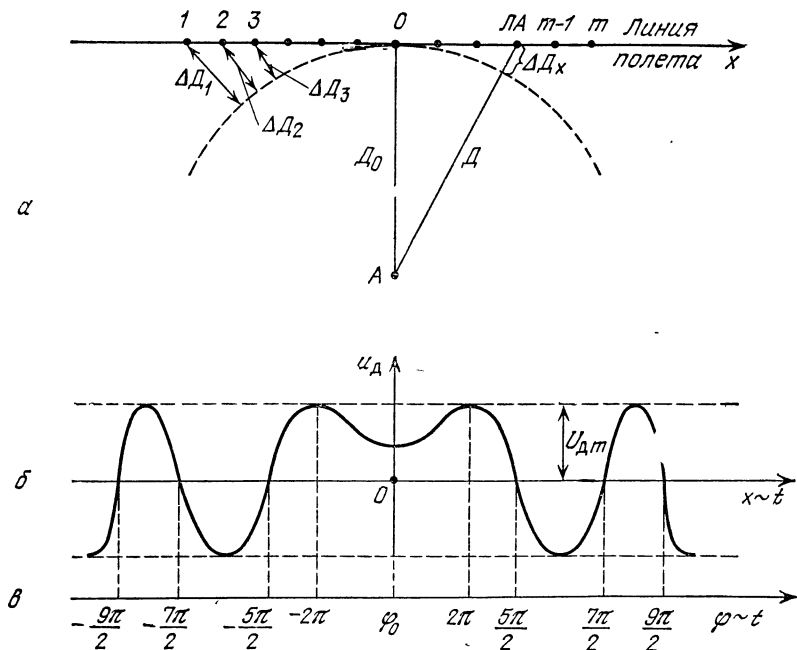


Рис. 11.13. К обработке сигналов в РСА.

с каждым принимаемым реальной антенной импульсом появляется новый элемент $1, 2, 3, \dots, m$ воображаемой антенной решетки (рис. 11.13, а), причем в соответствии с периодом следования импульсов T_c расстояние между соседними элементами

$$d_{\text{эл}} = \omega T_c. \quad (11.6)$$

Полученная решетка называется синтезированной: действие ее основано на когерентном суммировании (синтезе) радиоимпульсов, принятых реальной антенной в течение времени запоминания, т. е. на отрезке полета

$$d_{\text{сА}} = \omega T_{\text{зап}}. \quad (11.7)$$

Это и есть раскрытие синтезированной антенны.

Можно провести аналогию между реальной и синтезированной решетками: в реальной суммируются сигналы, принятые элементами решетки одновременно, причем суммирование происходит в фидере антенны, а в «элементах» синтезированной решетки, роль которых вы-

полняет одна и та же реальная антенна, сигналы принимаются *в разное время*, поэтому их когерентному суммированию должно предшествовать запоминание сигналов. Такую обработку сигналов можно назвать *пространственно-временной*.

83.2. Фокусированные и нефокусированные антенны. При исследовании реальной антенной решетки исходят из того, что фронт излучаемой или принимаемой волны плоский. В случае синтезированной решетки, поскольку раскрыв ее значительно больше раскрыва реальной решетки, пренебрегать сферичностью фронта волны нельзя. Синтезированная антенна считается сфокусированной, если при пространственно-временной обработке вносится поправка на разность хода лучей $\Delta D_1, \Delta D_2, \Delta D_3, \dots$ к «элементам» решетки 1, 2, 3, ... и тем самым достигается максимальная направленность, свойственная синфазной линейной решетке. Фокусировка должна производиться автоматически, так как изменение дальности цели D влечет за собой изменение отрезков $\Delta D_1, \Delta D_2, \Delta D_3, \dots$. Если коррекция фазовых сдвигов не производится, то антенна называется *нефокусированной*.

Когда время запоминания равно длительности облучения любой точки землеобзора ($T_{\text{зап}} = T_{\text{обл}}$), то раскрыв синтезированной решетки достигает максимума, который находим из (11.5), (11.7):

$$d_{\text{сА}} = d_{\text{сА макс}} = wT_{\text{обл}} = w \frac{\lambda D}{d_A w} = \frac{\lambda}{d_A} D. \quad (11.8)$$

Если такая решетка сфокусирована, то ей соответствует минимальная ширина диаграммы направленности

$$2\varphi_{0,5 \text{ сф}} = \frac{\lambda}{2d_{\text{сА макс}}} = \frac{\lambda d_A}{2\lambda D} = \frac{d_A}{2D}. \quad (11.9)$$

Коэффициентом 2 учитывается удвоение фазового сдвига между сигналами соседних элементов синтезированной решетки вследствие распространения волны к цели и обратно, а не только в одном направлении, как в реальной решетке, работающей на передачу или прием.

Подставив в формулу (11.2) полученный угол $2\varphi_{0,5 \text{ сф}}$, найдем разрешаемое расстояние по азимуту сфокусированной антенны

$$\Delta D_{\alpha \text{ сф}} = D2\varphi_{0,5 \text{ сф}} = Dd_A/2D = d_A/2. \quad (11.10)$$

Таким образом, *предельное значение линейной разрешающей способности по азимуту радиолокационной станции с синтезированной антенной (РСА) не зависит от дальности цели D и равно половине раскрыва реальной антенны*. Результат совершенно неожиданный: для улучшения показателя $\Delta D_{\alpha \text{ сф}}$ нужно протяженность антенны d_A устанавливать малой. Однако здесь имеются ограничения: размер d_A не должен быть меньше удвоенного расстояния между элементами синтезированной решетки, чтобы избежать неоднозначности измерений азимута в РСА:

$$d_A \geq 2d_{\text{эл}} = 2wT_{\text{с}}. \quad (11.11)$$

Нефокусированная антенна неэквивалентна в полной мере синфазной решетке, и ее синтезированный раскрыв $d_{\text{нф}}$ приходится уста-

навливать меньшим $d_{сА макс}$, за счет сокращения времени запоминания. Исходя из того, что на краях раскрыва нескомпенсированный фазовый сдвиг не должен превышать $\pi/2$, крайние лучи AB и AC (рис. 11.14) имеют большую длину, чем D , на $\lambda/8$, а за счет прямого и обратного движения волны эта разность хода составит $\lambda/4$. Из прямоугольного треугольника ABO находим $D^2 + (d_{нф}/2)^2 = (D + \lambda/8)^2$, или $4D^2 + d_{нф}^2 = 4D^2 + D\lambda + \lambda^2/16$.

Пренебрегая $\lambda/16$ по сравнению с D , получаем следующую формулу максимально допустимого раскрыва нефокусированной решетки

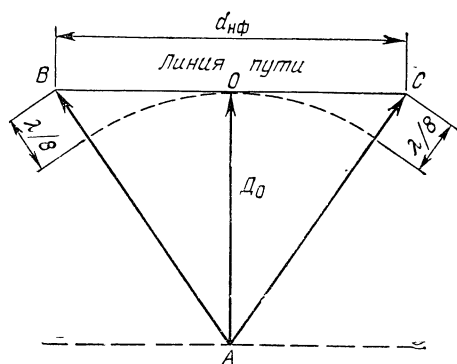


Рис. 11.14. Геометрические соотношения в нефокусированной антенне.

$$d_{нф} = \sqrt{D\lambda}. \quad (11.12)$$

Отсюда ширина диаграммы направленности

$$2\varphi_{0,5 нф} = \lambda/d_{нф} = \lambda/\sqrt{D\lambda} = \sqrt{\lambda/D}, \quad (11.13)$$

и линейное разрешаемое расстояние по азимуту, которое равно проекции луча на земную поверхность в тангенциальном направлении:

$$\Delta D_{\alpha нф} = D \cdot 2\varphi_{0,5 нф} = D \sqrt{\lambda/D} = \sqrt{D\lambda}. \quad (11.14)$$

Примечательно, что при обычной антенне линейное разрешение по углу ухудшается пропорционально дальности цели ($\Delta D_{\alpha} = D \cdot 2\varphi_{0,5}$), при нефокусированной — пропорционально только \sqrt{D} , а при фокусированной антенне значение $\Delta D_{\alpha сф}$ совсем не зависит от дальности. Итак, наилучшие результаты дает фокусированная антенна. Тем не менее часто отдают предпочтение нефокусированным решеткам, чтобы освободиться от фазовой коррекции разности хода лучей.

Пример 11.1. Определить, какой эффект дает переход от обычной антенны ($d_A = 120$ см; $\lambda = 2$ см; $2\varphi_{0,5} = 1^\circ$; $\Delta D_{\alpha} = 1,51$ км при $D = 90$ км) к фокусированной и нефокусированной синтезированным антеннам с тем же реальным раскрывом. Путевая скорость ЛА $w = 0,5$ км/с, частота следования импульсов РЛС $F_c = 1$ кГц.

В случае *фокусированной антенны* имеем: ширину синтезированного раскрыва

$$d_{сА макс} = \lambda D/d_A = 2 \cdot 90/120 = 1,5 \text{ км};$$

длительность запоминания сигналов

$$T_{зап} = T_{обл} = d_{сА макс}/w = 1,5/0,5 = 3 \text{ с};$$

интервал между элементами синтезированной решетки

$$d_{эл} = wT_c = w/F_c = 0,5 \cdot 10^3/10^3 = 0,5 \text{ м},$$

что удовлетворяет условию однозначности: $d_A = 1,2 \text{ м} > 2d_{\text{эл}}$; число элементов синтезированной решетки

$$m = d_{\text{сА макс}}/d_{\text{эл}} = 1,5 \cdot 10^3/0,5 = 3000;$$

ширину диаграммы направленности

$$2\varphi_{0,5 \text{ сф}} = d_A/2D = 1,2/2 \cdot 90 \cdot 10^3 = 0,67 \cdot 10^{-5} \text{ рад} = 3,8 \cdot 10^{-4} \text{ град};$$

линейное разрешаемое расстояние по азимуту

$$\Delta D_{\alpha \text{ сф}} = d_A/2 = 120/2 = 60 \text{ см.}$$

В случае *нефокусированной антенны*

$$d_{\text{вф}} = \sqrt{D\lambda} = \sqrt{90 \cdot 10^5 \cdot 2} = 4,24 \cdot 10^3 \text{ см} = 42,4 \text{ м};$$

$$T_{\text{зап}} = d_{\text{вф}}/\omega = 42,4/500 = 84,8 \cdot 10^{-3} \text{ с} = 84,8 \text{ мс};$$

$$m = d_{\text{вф}}/d_{\text{эл}} = 42,4/0,5 \simeq 85;$$

$$2\varphi_{0,5 \text{ вф}} = \sqrt{\lambda/D} = \sqrt{2/90 \cdot 10^5} = 0,47 \cdot 10^{-3} \text{ рад} = 2,69 \cdot 10^{-2} \text{ град};$$

$$\Delta D_{\alpha \text{ вф}} = \sqrt{D\lambda} = d_{\text{вф}} = 42,4 \text{ м.}$$

83.3. Обработка сигналов в РСА. Введем следующие обозначения (рис. 11.13, а): D_0 — кратчайшее расстояние от отражающей точки A до линии пути; D — наклонная дальность точки A ; x — расстояние, пройденное ЛА за время t от точки O ; ω — путевая скорость ЛА; ω_0 — несущая частота сигнала. Запишем сдвиг по фазе $\varphi(t)$, вызванный запаздыванием t_d отраженного сигнала относительно зондирующего (опорного), в виде

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \omega_0 t_d = \omega_0 \cdot 2D/c = 2\omega_0 \sqrt{D_0^2 + x^2}/c = \\ &= 2\omega_0 D_0 \sqrt{1 + x^2/D_0^2}/c, \end{aligned} \quad (11.15)$$

но так как $x = \omega t$, то

$$\varphi(t) = 2\omega_0 D_0 \sqrt{1 + \omega^2 t^2/D_0^2}/c. \quad (11.16)$$

При разложении в ряд по биному Ньютона ограничимся двумя слагаемыми, так как $x = \omega t \ll D_0$:

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= 2\omega_0 D_0/c + (2\omega_0 D_0/c) (\omega^2 t^2/2D_0^2) = \\ &= 2\omega_0 D_0/c + \omega_0 \omega^2 t^2/cD_0. \end{aligned} \quad (11.17)$$

Взяв производную по времени от фазового угла $\varphi(t)$, убедимся, что частота ω принимаемого сигнала прямо пропорциональна времени:

$$\omega = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{2\omega_0 \omega^2}{cD_0} t. \quad (11.18)$$

Следовательно, движение РЛС вызывает линейную частотную модуляцию и оптимальная обработка сигналов в РСА сводится к сжатию импульсов с помощью корреляторов или фильтров, согласованных с ЛЧМС.

Устройство обработки сигналов (УОС) должно начинаться с вектомерного фазового детектора, чтобы сохранить полезную информа-

цию, заключенную в сдвиге фаз $\varphi(t)$ принимаемого u_c и опорного $u_{оп}$ сигналов. Согласно (2.26) выходное напряжение фазового детектора пропорционально косинусу этого фазового сдвига

$$u_d = U_{dm} \cos \varphi(t) = U_{dm} \cos [\varphi_0 + \Delta\varphi(t)]. \quad (11.19)$$

На рис. 11.13, б показана временная диаграмма напряжения u_d , а на рис. 11.13, в — шкала фазового сдвига $\varphi(t)$. Эта шкала неравномерная: согласно (11.17) при $t = 0$ угол $\varphi(t) = \varphi_0 = 2\omega_0 D_0/c$, а с изменением t приращение угла $\varphi(t)$ пропорционально t^2 . Если $\varphi(t)$ равно нечетному числу π , то $\cos \varphi = 0$ и $u_d = 0$; если же $\varphi(t)$ равно четному числу π , то $\cos \varphi = \pm 1$ и $u_d = \pm U_{dm}$.

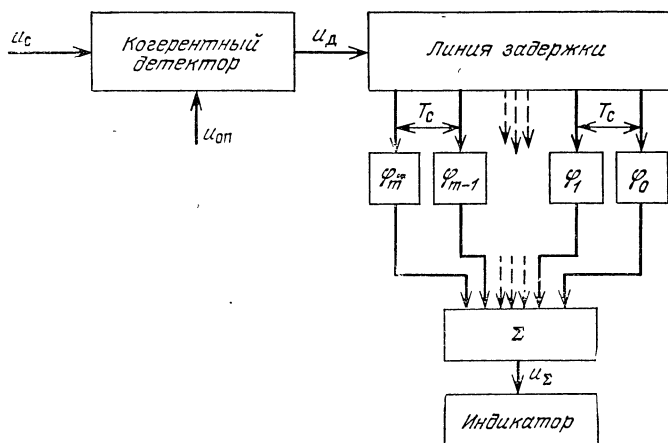


Рис. 11.15. Функциональная схема устройства оптимальной обработки сигналов в РСА.

Теперь обратимся к функциональной схеме УОС (рис. 11.15). Видеосигналы u_d , снимаемые с выхода когерентного детектора, накапливаются в линии задержки. Каждое звено линии создает задержку, равную периоду следования отраженных сигналов T_c . До поступления в сумматор (Σ) сигналы сдвигаются по фазе на углы $\varphi_0, \varphi_1, \dots, \varphi_m$. Этим фокусируется антенна, т. е. компенсируется разность хода отраженных волн к различным «элементам» синтезированной решетки. С помощью индикатора результирующий сигнал u_Σ представляется в удобном для отсчета дальности и азимута виде.

Большой объем информации (сотни сигналов от каждой цели) и большая длительность накопления (около секунды) накладывают свой отпечаток на реализацию рассмотренной функциональной схемы. Вместо линии задержки используется фотопленка, на которой напряжение u_d записывается и запоминается как в РЛС бокового обзора (см. рис. 11.12). Записанные сигналы подвергаются синтезированию (оптимальной обработке) с помощью оптического коррелятора или оптического согласованного фильтра.

Согласованный фильтр (рис. 11.16) состоит из источника когерентных параллельных лучей света; фотопленки с записью сигналов; фокусирующих линз Л1, Л2; прозрачного транспаранта, который выполняет основные функции оптимального фильтра, и вторичной фотопленки для индикации целей. Кроме того, имеется щель, пропускающая к вторичной пленке отфильтрованный пучок света. Обе пленки и транспарант находятся в фокальных плоскостях, т. е. на фокусных расстояниях f от соответствующих линз.

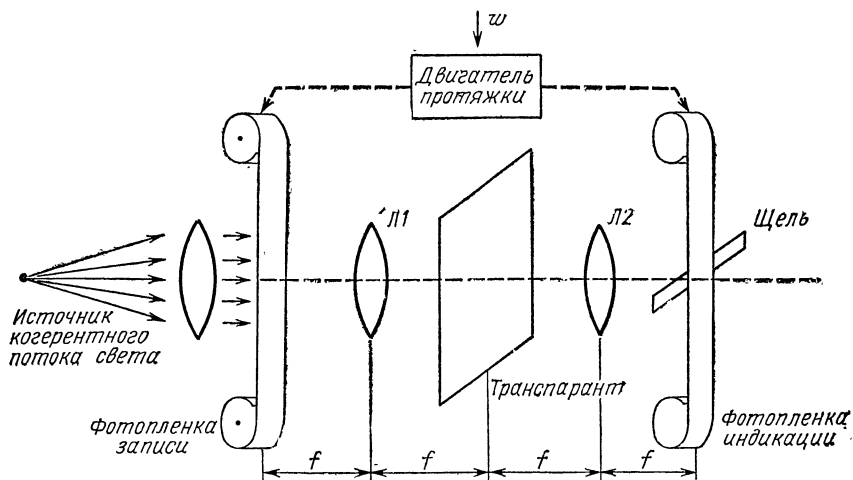


Рис. 11.16. Синтезирование сигналов в РСА с помощью оптического согласованного фильтра.

Замечательное свойство таких оптических систем заключается в том, что при переходе от одной фокальной плоскости к другой временные изменения светового сигнала преобразуются в спектральные (прямое преобразование Фурье), и наоборот (обратное преобразование Фурье). В данном случае освещенность фотопленки записи соответствует изменению сигналов u_d во времени, а падающий на транспарант поток света воспроизводит частотный спектр тех же сигналов.

Транспарант обработан таким образом, чтобы коэффициент пропускания света его поверхностью полностью соответствовал частотной характеристике оптимального фильтра сигнала точечной цели. Благодаря этому световой поток на выходе транспаранта пропорционален произведению спектра сигнала на частотную характеристику фильтра, т. е. выражает спектр сжатого во времени сигнала цели. Линза Л2 совершает обратное преобразование Фурье и на вторичной фотопленке воспроизводится сам сигнал. Щель способствует оптимальной фильтрации тем, что пропускает к фотопленке индикации только полезные сфокусированные сигналы, принимаемые в данный момент времени во всем диапазоне дальности.

Обе фотопленки протягиваются от общего двигателя со скоростью, пропорциональной путевой скорости ЛА. Так как вдоль пленки фик-

сируется положение целей по линии пути ЛА, а поперек—их дальность, то условное (на первичной пленке) и радиолокационное (на вторичной пленке) изображения местности получаются двумерными. Здесь движение пленки позволяет заменить временную переменную второй пространственной координатой, которая воспроизводится с большим разрешением.

К замечательным свойствам оптических систем обработки радиолокационных сигналов относится не только очень большая емкость запоминания и двумерность изображения на пленке, но и то, что обработка по всему диапазону дальности происходит одновременно. На каждый миллиметр пленки приходится 20 и более каналов. Соответственно на обычной 35-мм пленке можно разместить 500—1000 каналов [33].

Недостаток оптических систем — большое время обработки (не менее 10—15 мин), выполняемой к тому же после полета. Электронные системы обработки свободны от этого недостатка, но они сложнее и более громоздкие.

§ 84. Радиолокационные бомбоприцелы

Так называются самолетные панорамные РЛС, которые наряду с навигацией решают задачу точного метания бомб и торпед. Радиолокационные бомбоприцелы (РБП) работают в режимах «поиск», «маяк» и «прицеливание».

В режиме «поиск» осуществляется навигация по земным и надводным ориентирам путем сопоставления изображения на экране индикатора с навигационной или радиолокационной картой местности.

В режиме «маяк» РЛС работает совместно с наземными или корабельными маяками — ответчиками. Сигналы маяка воспроизводятся на экране индикатора двумя или более отметками: по одной из них измеряются дальность и азимут маяка относительно самолета, а по числу отметок и интервалу между ними расшифровывается код маяка. Тем самым определяется местоположение самолета.

В режиме «прицеливание» РЛС подключается к счетно-решающему прибору (СРП) через блок связи (БС). Совокупность этих устройств называется радиолокационным бомбоприцелом (РБП). Его совмещают с оптическим прицелом бомбометания (ОПБ). Каждый из них имеет свои преимущества: разрешающая способность и точность измерения по направлению выше в ОПБ, а точность измерений дальности, высоты, дальность действия и независимость от погоды выше в РБП.

84.1. Схема бомбометания (рис. 11.17, а). Пусть самолет летит по курсу $O'B$, а наземная цель находится в точке C'' . Угол визирования β , образуемый вертикалью OA и линией визирования цели OC'' , непрерывно изменяется. Например, $\beta = \beta'$, когда самолет находится в точке O' , а в точке сбрасывания бомбы угол $\beta = \beta_{сбр}$. Дальность и высота связаны зависимостью

$$D = H \sec \beta. \quad (11.20)$$

Обозначим через v воздушную скорость самолета в точке O и через T время падения бомбы. Если бы не было ветра и сопротивления воз-

духа, самолет за время T пролетел бы расстояние $OB = vT$ и бомба упала бы в точку B' , являющуюся проекцией на землю точки B . Но из-за сопротивления воздуха происходит отставание бомбы на расстояние Δ , и этому соответствует точка падения B'' (отрезок $B''B' = \Delta$). Под влиянием ветра самолет отклоняется в направлении вектора u на расстояние $BC = uT$; следовательно, бомба сносится на $B''C'' = BC$ и ее действительной точкой падения является точка C'' , которая расположена на так называемой линии разрывов EF , параллельной горизонтальной проекции AC' линии пути самолета OC .

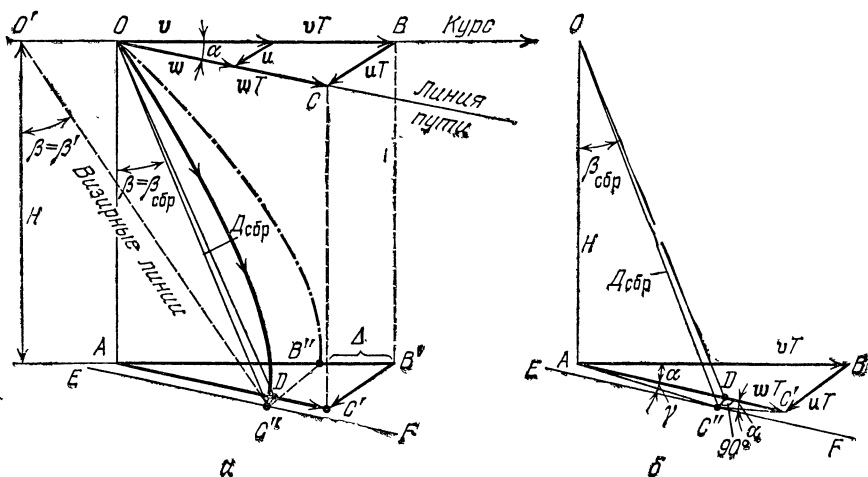


Рис. 11.17. Геометрические построения прицеливания при бомбосбрасывании.

Перенесем на рис. 11.17, б навигационный треугольник $AB'C'$ со сторонами $AB' = vT$, $B'C' = uT$ и $AC' = wT$, треугольник OAC'' , расположенный в плоскости визирования, и линию разрывов EF . Теперь спроектируем цель C'' на AC' и полученную точку D соединим с принадлежащей самолету точкой O . В образовавшемся треугольнике OAD $OA = H$; $AD = AC' - DC' = wT - C''C' \cos \alpha = wT - \Delta \cos \alpha$; $OD \simeq OC'' = D_{сбр}$.

Отсюда получаем формулу дальности сбрасывания

$$D_{сбр} = \sqrt{OA^2 + AD^2} = \sqrt{H^2 + (wT - \Delta \cos \alpha)^2}. \quad (11.21)$$

Таким образом, вывод самолета для точного бомбометания требует прицеливания по направлению и дальности. Первая часть прицеливания заключается в установлении линии пути AC' , параллельной линии разрывов EF со сдвигом на $C'D = C''C' \sin \alpha = \Delta \sin \alpha$, а вторая часть — в сбрасывании бомбы, когда наклонная дальность $D = D_{сбр}$ удовлетворяет формуле (11.21).

84.2. Прицеливание по направлению и дальности. Из схемы бомбометания (рис. 11.17, б) видно, что угол между курсом самолета AB' и направлением на цель AC'' должен быть равен $\alpha + \gamma$. В условиях прицеливания только угол сноса α постоянный, а угол γ , как и угол

визирования β , непрерывно изменяется. Поэтому полученного изображения на экране РБП (рис. 11.18, а) недостаточно, чтобы проверить правильность прицеливания по направлению.

Эта задача решается с помощью следящей системы, автоматически поворачивающей изображение на экране ИКО на угол $\alpha + \gamma$ против сноса самолета. Тогда отметки цели, расположенные на линии разрывов, будут находиться на вертикальной линии, исходящей из центра А. Эта линия называется *продольной меткой бомбометания* (рис. 11.18, б).

Прицеливание по дальности производится с помощью полуавтоматической системы, в которой участие оператора (штурмана) заключает-

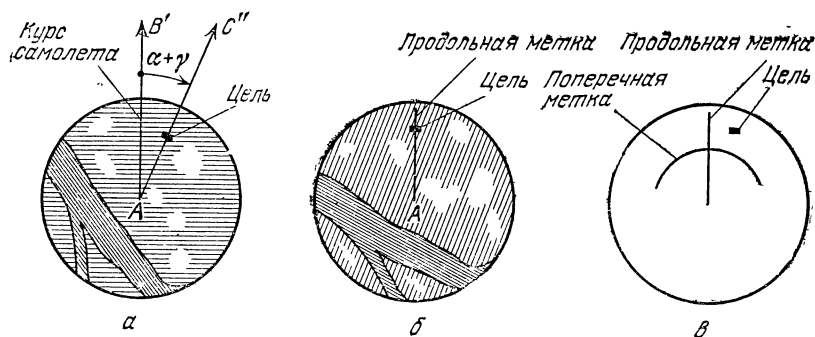


Рис. 11.18. Изображения на экране радиолокационного бомбприцела.

ся в регулировках, обеспечивающих совпадение отметки цели с *поперечной меткой бомбометания*. Последняя, как всякая метка дальности в ИКО, имеет форму дуги окружности (рис. 11.18, в).

В СРП оптического прицела (рис. 11.19) вводятся данные о высоте летательного аппарата H и об отставании Δ бомбы. Данные об угле визирования β и скорости его изменения $\frac{d\beta}{dt}$ поступают в процессе прицеливания и корректируются соответственно ручками «визирование» и «синхронизация».

В СРП рассчитывается наклонная дальность $D = H \sec \beta$, и в блоке связи с ОПБ вырабатывается пропорциональное ей напряжение u_d , которое управляет генератором плавной задержки. Этот генератор запускается импульсами синхронизации $u_{сн}$ (см. также рис. 11.20, а, б). Задержанные импульсы $u_{пз}$ отстают от $u_{сн}$ на время $t_{пз}$, пропорциональное управляющему напряжению дальности u_d . От импульсов $u_{пз}$ запускаются генератор импульсов $u_{пм}$ поперечной метки и канал импульсов развертки u_p с таким расчетом, чтобы эта метка отставала от начала развертки на половину длительности прямого хода развертки $T_{пх}/2$. В итоге поперечная метка остается неподвижной и пересекает продольную метку бомбометания посередине, что крайне облегчает прицеливание.

В видеоусилителе приемника импульсы $u_{пм}$ смешиваются с видеосигналами цели u_c , после чего они подаются на управляющий электрод ЭЛТ и совместно наблюдаются на экране индикатора.

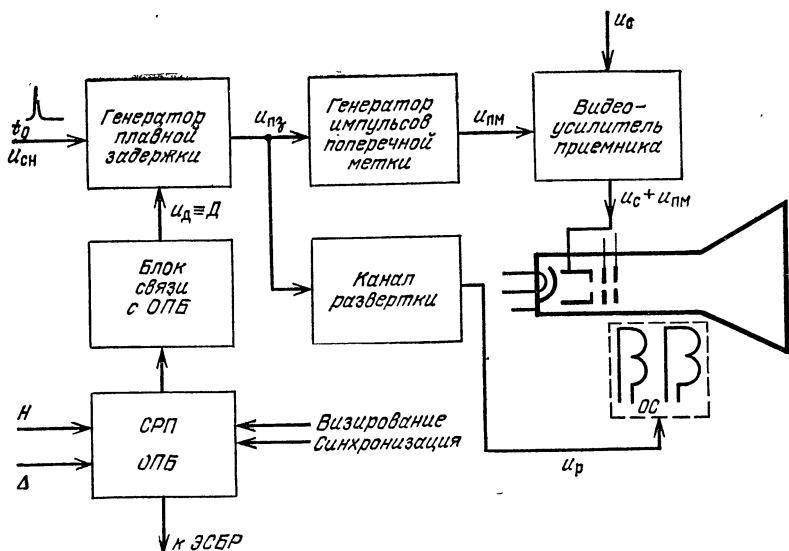


Рис. 11.19. Функциональная схема поворота изображения на экране ИКО для прицеливания по направлению.

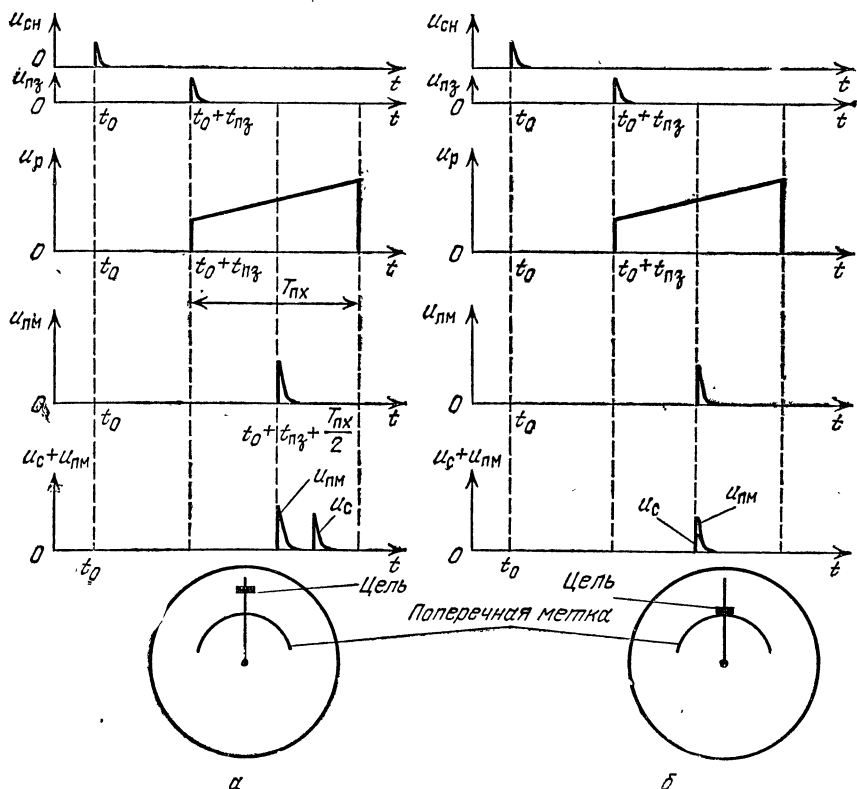


Рис. 11.20. Временные диаграммы напряжений в схеме прицеливания по дальности и соответствующие им изображения меток бомбометания на экране ИКО

Когда дальность цели D становится равной дальности сбрасывания $D_{сбр}$, вырабатывается импульс, который подается из СРП в электро-сбрасыватель бомб и ракет (ЭСБР).

Если отметка цели и поперечная метка не совпадают, как на рис. 11.18, в, то оператор добивается их совпадения (рис. 11.19) поворотом ручки «визирование», от которой косвенно регулируются время задержки $t_{пв}$ в РБП и положение визира в ОПБ. Если нарушается совпадение импульсов u_c и $u_{пм}$, то ручкой «синхронизация» вводятся коррективы в расчеты, связанные с путевой скоростью самолета.

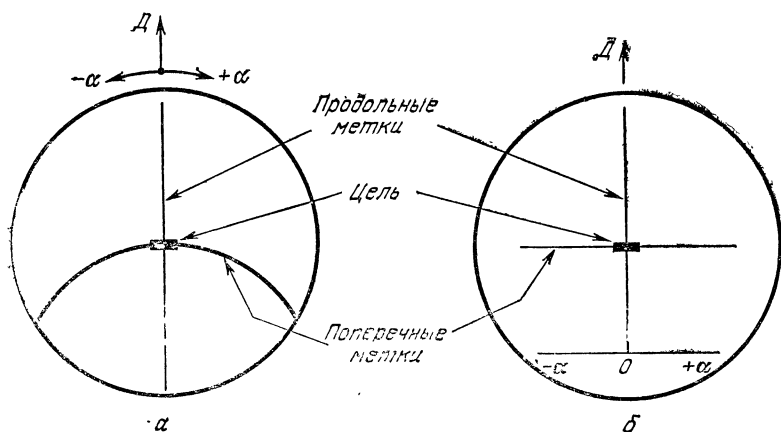


Рис. 11.21. Экраны индикаторов радиолокационного бомбоприцела: ИКО с вынесенным центром (а); с прямоугольным растром (б).

Итак, прицеливание сводится к трем операциям: развороту самолета до совпадения отметки цели с продольной меткой бомбометания; поворотом ручки «визирование» отметка цели доводится до пересечения с поперечной меткой бомбометания; ручкой «синхронизация» не допускается уход от перекрестия отметки цели.

Цель и метки бомбометания изображаются одинаково на экране индикатора и отражателе оптического прицела. Благодаря этому штурман совершает одинаковые операции прицеливания по РБП и ОПБ. В режиме прицеливания целесообразно использовать ИКО с вынесенным центром (рис. 11.21, а) или индикатор «дальность — азимут» в прямоугольных координатах (рис. 11.21, б), поскольку при этом представляет интерес только небольшой сектор пространства.

84.3. Функциональная схема РБП. На рис. 11.22 показаны функциональная схема РБП и соответствующие ей временные диаграммы. Синхронизатором служит кварцевый генератор, синусоидальные колебания которого (эюра 1) отличаются высокой стабильностью частоты. Этими колебаниями синхронизируются делители частоты с коэффициентами деления 1 : 1, 1 : 5, 1 : 2, предназначенные для генерирования остроконечных импульсов с интервалами, соответствующими дальностям 2 км (эюра 2), 10 км (эюра 3) и 20 км (эюра 4). Делителями

служат блокинг-генераторы. Коэффициент деления 1 : 1 означает, что первый блокинг-генератор работает в режиме синхронизации от кварцевого генератора. Для этого частота кварцевого генератора устанавливается равной примерно 75 кГц.

Используются 2-, 10- и 20-км импульсы для получения масштабных меток на экране ИКО. Далее следует делитель частоты с коэффициентами деления 1 : 6, 1 : 13, 1 : 25, на выходе которого получаются управляющие импульсы (эпюра 5), которыми запускаются передатчик и генераторы ступенчатой и плавной задержки развертки индикатора. Коэффициенты деления 1 : 6, 1 : 13, 1 : 25 соответствуют трем режимам: «прицеливание» («Пр»), в котором требуется наименьшая дальность действия РЛС (до $20 \times 6 = 120$ км), «поиск» («П») (дальность до $20 \times 13 = 260$ км) и «навигация по маякам» («НМ») (наибольшая дальность действия до $20 \times 25 = 500$ км). В результате частота следования управляющих импульсов $F_c = 1/T_c$ оказывается равной 1250 Гц (для режима прицеливания), 600 Гц (для режима «поиск») и 300 Гц (для режима навигации по маякам).

При индикации с открытым центром импульс передатчика (эпюра 7) должен опережать импульс развертки; на этот случай предусмотрена схема задержки на 20 км управляющего импульса (эпюра 5) перед запуском им передатчика (эпюра 6). На выходе приемника получаются видеоимпульсы (эпюра 8): опорный (а) и цели (б). Они смешиваются в видеоусилителе с импульсами масштабных меток (эпюра 9), переключаемыми посредством В1, и с импульсом электронного визира, задержка которого плавно регулируется потенциометром R1. Электронный визир должен быть совмещен с отметкой цели. В зависимости от дальности цели генератор импульсов визира запускается либо одновременно с передатчиком, либо ступенчато-задержанными импульсами (эпюра 10). Величина ступенчатой задержки (20, 40, ..., 20N км) определяется положением переключателя В2 (на эпюре 10 $N = 1$). Дальность цели определяется суммой показаний шкал переключателя В2 и потенциометра R1 («дальность»).

Запуск развертки дальности (эпюра 11) производится ступенчато-задержанными импульсами (в положении «Ст» переключателя В3) и плавно задержанными импульсами (в положении «Пл» того же переключателя). Величина плавной задержки, которая используется только на малых дальностях, регулируется потенциометром R3. Все это относится к режимам поиска и навигации, когда переключатели В4 и В5 находятся в положении «П, НМ».

Если же РЛС работает в режиме прицеливания, то ступенчатая задержка не требуется, переключатель В3 находится в положении «Пл», переключатели В4 и В5 переводятся в положение «Пр» и величина плавной задержки развертки дальности (эпюра 12) задается напряжением, поступающим из блока связи с ОПБ. Напомним, что это напряжение пропорционально наклонной дальности цели, которая рассчитывается с помощью счетно-решающего прибора ОПБ и блока связи с ОПБ. С этого же блока в канал развертки вводится напряжение, пропорциональное углу $\alpha + \gamma$, для поворота изображения, производимого для прицеливания по направлению. Что касается поперечной метки, тре-

буемой для прицеливания по дальности, то она создается генератором, который запускается с постоянной задержкой по отношению к началу развертки дальности. Импульс поперечной метки (эпюра 13) совпадает по времени с серединой этой развертки и поступает на ЭЛТ совместно с выходными импульсами приемника.

Для развертки по азимуту предусмотрена механическая связь отклоняющей системы ЭЛТ или ротора сельсин-трансформатора с антенно-волноводным устройством.

84.4. Технические характеристики РБП и его блоков [13]. РБП работают на волнах $\lambda = 2\text{--}4$ см. При $\lambda > 4$ см не удается получить требуемые разрешающую способность и точность измерений по направлению, а при $\lambda < 2$ см невозможно обеспечить требуемую дальность поиска и навигации из-за чрезмерных потерь энергии в атмосфере. Длительность радиоимпульсов $\tau_{\text{и}}$ выбирается минимальной в режиме «прицеливание» и максимальной в режиме «маяк», так как в первом случае важна разрешающая способность по дальности, а во втором важен высокий энергетический потенциал РЛС для обеспечения требуемой дальности действия.

Этот потенциал определяется супергетеродинным приемником высокой чувствительности ($P_{\text{с мин}} = 10^{-12} \text{--} 10^{-13}$ Вт) и магнетронным передатчиком с мощностью в импульсе $P_{\text{и}}$ до ста и более киловатт. Скважность импульсов $q_{\text{и}} = 1/\tau_{\text{и}} F_{\text{с}}$ во всех режимах работы РЛС одинаковая: в режиме «прицеливание», где в нашем примере частота следования $F_{\text{с}} = 1200$ Гц, длительность $\tau_{\text{и}} = 0,5$ мкс; в режиме «поиск» $F_{\text{с}} = 600$ Гц, $\tau_{\text{и}} = 1$ мкс и в режиме «маяк» $F_{\text{с}} = 300$ Гц, $\tau_{\text{и}} = 2$ мкс.

Антенна панорамной РЛС — рефлекторная с цилиндрическим зеркалом специального профиля и линейным облучателем сегментно-параболического типа [8, т. 2, с. 242]. Для точного измерения азимута горизонтальный размер рефлектора выбирают максимально возможным. Антенна даже несколько выступает за пределы фюзеляжа, и тогда при $\lambda = 2\text{--}4$ см ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости $2\phi'_{0,5} \simeq 1\text{--}3^\circ$ [13].

Профиль рефлектора устанавливается исходя из условия, что мощность сигнала на входе приемника $P_{\text{с}}$ не должна зависеть от наклонной дальности D , а только соответствовать размерам и отражающим свойствам объекта. Для этого согласно формуле (4.7) отношение $D_{\text{А}}^3/D^4$ должно быть постоянной величиной, но так как $D = H \sec \beta$, то КНД антенны $D_{\text{А}}$ должен быть пропорциональным квадрату косеканса угла наклона луча:

$$D_{\text{А}} \sim \sec^2 \beta = \operatorname{cosec}^2 (90^\circ - \beta). \quad (11.22)$$

§ 85. Применение пассивной радиолокации в авиации

Относительная простота и надежность пассивных радиолокаторов — качества, весьма важные для авиации. Ниже приводятся два примера применения радиотеплолокационных станций (РТЛС) в авиации.

Снятие радиометрической карты местности с самолета. Земная и водная поверхности, а также находящиеся на них объекты создают

различное по интенсивности тепловое излучение. Это используется для получения яркостного изображения панорамы местности на экране ЭЛТ. Панорама снимается с летательного аппарата РТЛС, совершающей обзор земной поверхности двумя иглообразными диаграммами направленности приемной антенны. Диаграммы качаются вокруг горизонтальной оси в некотором секторе углов (рис. 11.23, а). В индикаторе происходит развертка по горизонтали синхронно с качанием ДН и по вертикали — пропорционально скорости ЛА. Качество радиолокационного изображения получается высоким. В этом можно убедиться, сравнив радиометрическую карту, полученную на миллиметровых волнах (рис. 11.23, б), с географической картой той же местности (рис. 11.23, в).

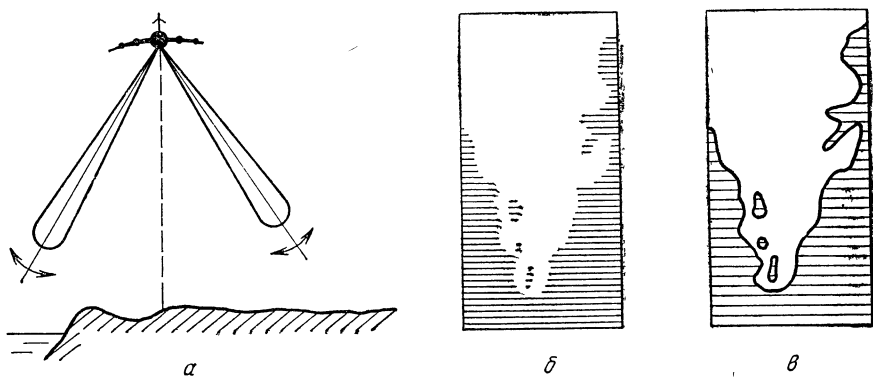


Рис. 11.23. Сканирование луча антенны РТЛС (а), радиометрическая карта местности, получаемая с помощью РТЛС, (б) и географическая карта той же местности (в).

Самолетные РТЛС для пассивного обнаружения целей используются для защиты задней полусферы бомбардировщика от истребителей противника. В состав станции входят детекторный приемник с видеоусилителем, реагирующий на излучение РЛС истребителя, интегратор и пороговое устройство.

Как известно, одноканальный пассивный радиолокатор не позволяет измерять дальность и скорость цели. Поэтому для управления стрельбой с бомбардировщика требуется более сложный (двухканальный) пассивный радиолокатор.

Функциональная схема американской станции такого назначения «Padar» показана на рис. 11.24. Один канал радиолокатора с широкополосным детекторным приемником предназначен для приема прямого сигнала, другой канал с широкополосным супергетеродином — для приема отраженных от Земли сигналов. Угол места β истребителя относительно бомбардировщика определяется по методу конического сканирования в канале прямого сигнала. Огибающая радиопульсов выделяется амплитудным детектором; напряжение огибающей усиливается в видеоусилителе и поступает вместе с опорным сигналом генератора сканирования в фазовый детектор. В результате получается

постоянное напряжение, пропорциональное углу места цели β . Одновременно измеряется время запаздывания Δt отраженного сигнала $u_{отр}$ относительно прямого $u_{пр}$. Вместе с данными об угле места β и времени Δt в вычислительное устройство вводятся данные от радиовысотомера о высоте полета H . Затем вычисляется расстояние между бомбардировщиком и истребителем

$$D = \frac{4H^2 - (c \Delta t)^2}{2c \Delta t - 4H \sin \beta}.$$

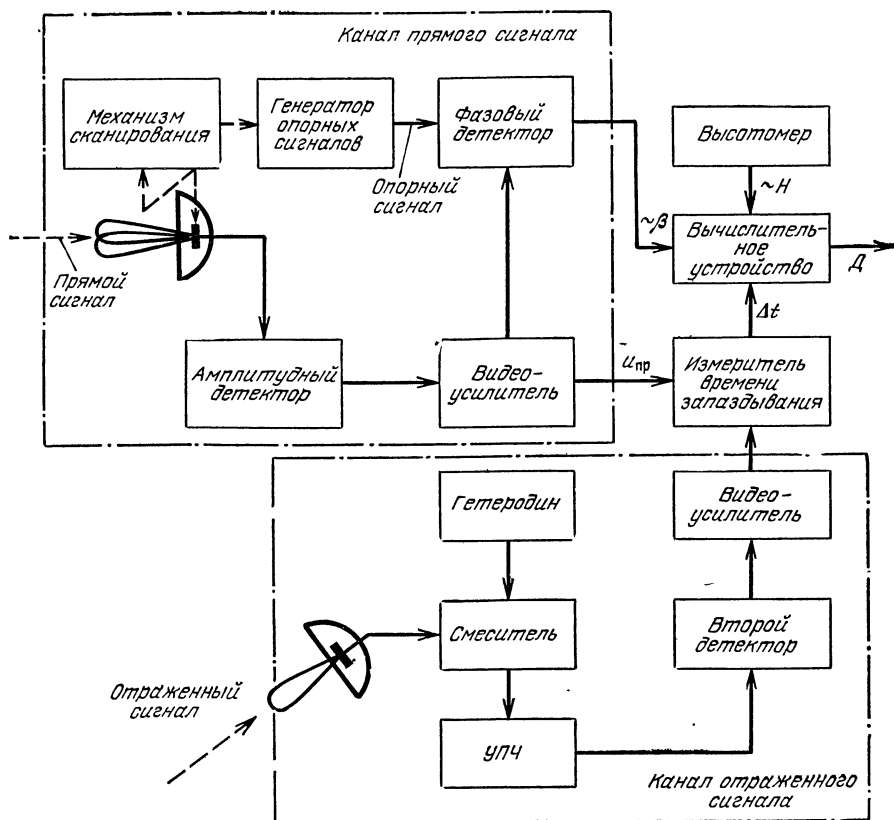


Рис. 11.24. Функциональная схема самолетной РЛС типа «Padar».

Если бортовая РЛС истребителя излучает ЧМ колебания, то дальность D определяют по разности частот прямой и отраженной от земли волн, а также измеряют скорость истребителя относительно бомбардировщика u_d по доплеровскому сдвигу частоты. Точность измерений получается не ниже чем при активной радиолокации. В частности, ошибка определения дальности равна 20—30 м [56].

Список литературы

1. Агаджанов П. А., Дулевич В. Е., Коростелев А. А. Космические траекторные измерения. М., «Сов. радио», 1969.
2. Антенны и устройства СВЧ. Под ред. Д. И. Воскресенского. М., «Сов. радио», 1972. Авт.: Д. И. Воскресенский, Р. А. Грановская, В. Л. Гостюхин, В. С. Филиппов и др.
3. Астащенко П. Т. Радиоэлектроника в управлении снарядами. М., Воениздат, 1960.
4. Атражев М. П., Ильин В. А., Марьин Н. П. Борьба с радиоэлектронными средствами. М., Воениздат, 1972.
5. Бакулев П. А. Радиолокация движущихся целей. М., «Сов. радио», 1964.
6. Белавин О. В. Основы радионавигации. М., «Сов. радио», 1967.
7. Белавин О. В., Зерова М. В. Современные средства радионавигации. М., «Сов. радио», 1965.
8. Белоцерковский Г. Б. Основы радиотехники и антенны. Т. 1, 2. М., «Сов. радио», 1969.
9. Белоцерковский Г. Б. Радиолокационные устройства. М., Оборонгиз, 1961.
10. Важенина З. П., Волкова Н. Н., Чадович И. И. Методы и схемы временной задержки импульсных сигналов. М., «Сов. радио», 1971.
11. Вакин С. А., Шустов Л. Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М., «Сов. радио», 1968.
12. Волковский С. А., Оноприенко Е. И., Савинов В. А. Радиоустройства систем управления летательными аппаратами. М., «Машиностроение», 1972.
13. Власов О. В., Смокин И. В. Радиооборудование летательных аппаратов. М., Воениздат, 1971.
14. Буренин Н. И. Радиолокационные станции с синтезированной антенной. М., «Сов. радио», 1972.
15. Гнеденко Б. В., Хинчин А. Я. Элементарное введение в теорию вероятностей. М., «Наука», 1970.
16. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М. «Сов. радио», 1971.
17. Григорьянц В. Г. Технические показатели радиолокационных станций. М., Воениздат, 1963.
18. Губин В. А., Коростелев А. А., Мельник Ю. А. Пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов. ЛВИКА им. А. Ф. Можайского, 1970.
19. Гуткин Л. С. Современная радиоэлектроника и ее проблемы. М., «Сов. радио», 1968.
20. Гуткин Л. С., Пестряков В. Б., Типугин В. Н. Радиоуправление. М., «Сов. радио», 1970.
21. Дудко Г. К., Резников Г. Б. Допплеровские измерители скорости и угла сноса самолета. М., «Сов. радио», 1964.
22. Ермолаев Г. И. Основы радиолокации и радиолокационное оборудование летательных аппаратов. М., «Машиностроение», 1967.
23. Коллинз, Харуэлл. Фазированная антенная решетка РЛС RASSR. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1973, № 6.
24. Красноголовый Б. Н. Индикаторные устройства. Минск, «Высшейшая школа», 1970.
25. Красноголовый Б. Н. Проектирование и расчет элементов индикаторных устройств. Минск, «Высшейшая школа», 1971.
26. Малышкин Е. А. Пассивная радиолокация. М., Воениздат, 1961.
27. Мельник Ю. А., Стогов Г. В. Основы радиотехники и радиотехнические устройства. М., «Сов. радио», 1973.
28. Мищенко Ю. А. Загоризонтная радиолокация. М., Воениздат, 1972.
29. Основы радиоуправления. Под ред. В. А. Вейцеля и В. Н. Типу-

- гина. М., «Сов радио», 1973. Авт.: Л. В. Березин, В. А. Вейцель, С. А. Волковский и др.
30. **Первачев С. В., Валуев А. А., Чиликин В. М.** Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. М., «Сов. радио», 1973.
 31. **Плонский А. Ф.** Радиоуправление. М., «Знание», 1971.
 32. **Пронин Л. Н.** Ракеты для космических исследований. М., Воениздат, 1973.
 33. **Радиолокационные устройства.** Под ред. В. В. Григорина-Рябова. М., «Сов. радио», 1970. Авт.: В. В. Васин, О. В. Власов, В. В. Григорин-Рябов, П. И. Дудник, Б. М. Степанов.
 34. **Радиотехнические системы.** Под ред. Ю. М. Казаринова. М., «Сов. радио», 1968. Авт.: Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский, Ю. К. Пестов, С. В. Толоконников, В. И. Шломин.
 35. **Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами.** Под ред. Л. С. Гуткина. М., «Сов. радио», 1968. Авт.: Л. С. Гуткин, Ю. П. Борисов, А. А. Валуев и др.
 36. **Сайбель А. Г.** Основы радиолокации. М., «Сов. радио», 1961.
 37. **Самолетные навигационные системы.** Сборник материалов. Под ред. В. Ю. Поляка. М., Воениздат, 1973.
 38. **Самсоненко С. В.** Цифровые методы оптимальной обработки радиолокационных сигналов. М., Воениздат, 1968.
 39. **Сиверс А. П., Суслов Н. А., Метельский В. И.** Основы радиолокации. Л., Судпромгиз, 1959.
 40. **Сколник М.** Введение в технику радиолокационных систем. М., «Мир», 1965.
 41. **Смирнов Г. Д., Горбачев В. П.** Радиолокационные системы с активным ответом. М., Воениздат, 1962.
 42. **Смирнов Г. А., Панов В. И.** Современная радиолокация. Ч. 1, 2. М., «Знание», 1972.
 43. **Справочник по основам радиолокационной техники.** Под ред. В. В. Дружинина. М., Воениздат, 1967. Авт.: А. М. Педак, П. И. Баклашов, Л. Л. Барвинский и др.
 44. **Справочник по радиоэлектронике.** Под ред. А. А. Куликовского. М., «Энергия», т. 1, 1967; т. 3, 1970, Авт.: А. Ф. Богданов, В. В. Васин, В. Н. Дулин и др.
 45. **Степанов Ю. Г., Цветков И. Ф.** Следящий электропривод судовых радиолокаторов. Л., «Судостроение», 1973.
 46. **Судовые радиолокационные станции и их применение.** Под ред. В. И. Ракова. Л., «Судостроение», т. 1, 1969, т. 2, 3, 1970. Авт.: В. И. Власов, Н. Л. Коган, В. И. Раков и др.
 47. **Суриков Б. Т.** Ракетные средства борьбы с низколетящими целями. М., Воениздат, 1973.
 48. **Теоретические основы радиолокации.** Под ред. В. Е. Дулевича. М., «Сов. радио», 1964.
 49. **Теоретические основы радиолокации.** Под ред. Я. Д. Ширмана. М., «Сов. радио», 1970.
 50. **Тимаков О. Н., Любченко В. К.** Селекторы импульсов. М., «Сов. радио», 1966.
 51. **Типугин В. Н., Вейцель В. А.** Радиоуправление. М., «Сов. радио», 1962.
 52. **Федоров Б. Ф.** Лазеры и их применение. М., ДОСААФ, 1973.
 53. **Фридман В. Ц., Малышев В. М., Блинов В. В.** Судовые навигационные радиолокационные станции «Кивач-1» и «Кивач-2». М., «Пищевая промышленность», 1971.
 54. **Черный М. А., Кораблин В. И.** Самолетовождение. М., «Транспорт», 1973.
 55. **Шустер А. Я.** Судовые радионавигационные приборы. Л., «Судостроение», 1973.
 56. **Electr. Communication.** — ITT, 1966, v. 39, № 2, p. 178.
 57. **Skolnic M. J.** Radar Handbook. Mc. Graw-Hill Book Co., 1970.

58. **Mason J., Sclater N.** Over-the-horizon radar scan skies for FOBS. — «Electronic Design», 1967, v. 15, № 26.
59. **Бамбуркин А. П., Кузнецов В. А.** Наземные радиосветотехнические средства обеспечения полетов. М., «Транспорт», 1973.
60. **Радиотехнические системы в ракетной технике.** Под ред. В. И. Галкина, И. И. Захарченко, Л. В. Михайлова, М., Воениздат, 1974.
61. **Aviation Week**, 1959, № 7, 14, 19; 1960, № 4.
62. **Hinman W. S. J. R. a cledo Brunetti.** Radio Proximity-Fuse Development. — «Proc. IRE and Waves and Electrons», 1946, v. 34, № 12.
63. **Aviation Week**, 1962, 30 July.
64. **Electronics News**, 1962, 23 July.
65. **Джонсон, Вайс.** Лазерная система слежения с автоматическим повторным поиском и захватом цели. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1969, № 3.
66. **Electronic Weekly**, 1962, May 23, № 90, p. 29.
67. **Харрис К. Е.** Некоторые вопросы построения обзорных радиолокационных систем с активным ответом. М., «Сов. радио», 1957.
68. **Бортовые радиолокационные системы.** Пер. с англ. Под ред. К. Н. Трофимова. М., Воениздат, 1964.
69. **Морозов П. В.** Управляемое ракетное оружие. М., Воениздат, 1961.
70. **Das Flugabwehr raketenbatalion HAWK — Wehrausbildung**, 1973, № 4.
71. **Surface-to-air-tactical.** — «Jane's Weapon Systems», 1969—1970, p. 40—70.
72. **Зимин Г. В.** Послевоенное развитие ПВО (по материалам иностранной печати). — «Вестник ПВО», 1971, № 8.
73. **Lowenhar H.** ABM Radars With vs Reality. — «Space Aeronautics», 1969, v. 52, № 6, p. 56—64.
74. **Джонсон С. М.** Радиолокационные станции противоракетной обороны. Экспресс-информация «Радиолокация, телевидение, радиосвязь», 1970, № 29.
75. **Леонов А. И.** Радиолокация в противоракетной обороне М., Воениздат, 1967.
76. **Труды конференции по воздушной радионавигации.** М., «Сов. радио», 1948.
77. **Вайс.** Система активного запроса и ответа для управления воздушным движением. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 29.
78. **Размахнин М. К.** Радиолокация без формул, но с картинками. М., «Сов. радио», 1973.
79. **Holdam J. V. S. Mc Grath and Cole A. D.** Radar for Blind Bombing. — «Electronics», 1946, v. 19, № 5, 6.
80. **РЛС бокового обзора.** М., «Сов. радио», 1970. Авт.: А. П. Петов и др.
81. **Катрона, Лейф, Палермо, Парчелло.** Оптические системы фильтрации и обработки сигналов. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 10.
82. **Гоуфер.** Оптическая обработка сигналов импульсно-доплеровских радиолокационных станций. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1964, № 4.
83. **Уимберли Лейн.** Радиовысотометр AN/APN-22. — «Вопросы радиолокационной техники». М., ИЛ, 1955, № 4.
84. **Петров П., Сочинко А. А.** Управление ракетами. М., «Воениздат», 1963.
85. **Крысенко Г. О.** Управление ракетными снарядами. М., «Воениздат», 1960.
86. **Байрашевский А. М., Ничипоренко Н. Т.** Судовые радиолокационные станции. М., «Транспорт», 1973.

Предметный указатель

- Автодальномер:
импульсный 170—178
с двумя интеграторами 177—178
— одним интегратором 174—177
- Автоматическая регулировка усиления (АРУ) 26
быстродействующая (БАРУ) 110—112, 191—192, 193, 196, 215
мгновенная (МАРУ) 215
по шумам (ШАРУ) 215
смешанная 267
- Автопилот 254, 257, 269, 270
- Автоподстройка частоты (АПЧ) 26
частотная (ЧАП) 179—180
фазовая (ФАПЧ) 179—180
- Автопоиск и захват цели 174, 181
- Автосопровождение:
по дальности (АСД) 169—178, 267, 270
— направлению (АСН) 181—182, 194—196, 269
— — метод конического сканирования 182—189
— — моноимпульсный метод 189—194
по скорости (АСС) 178—181, 267
- Амплитудный метод пеленгации 87—91
- Антенна:
линзовая 235
Людсберга 233
параболическая 166—169, 189, 232, 291
с круговой поляризацией 291, 292
— синтезированным раскрытием 311—313, 315—318
— — фокусирующая 313
— — нефокусирующая 313—314
- Антенная решетка 235—236, 237—242, 288
- Антенный переключатель (АП) 25—26, 166, 214
- Астатизм 176—178, 188
- AN-APN-96 222—224
- База 12, 91
- Баллистическая ракета (БР) 254—255, 275, 289
- Вероятность:
ложной тревоги 13—14, 54, 58
случайных ошибок 15
правильного обнаружения 13—14, 54, 58
— обнаружения 14
пропуска сигнала (цели) 13—14
- Визир:
механический 143—144, 150
электронный 145—146, 150
- Временная регулировка усиления (ВРУ) 112—113, 215, 292
- Временной модулятор 170
— различитель 173
- Время запаздывания сигнала 7
- Выходное устройство РЛС, индикаторное 131—134, 215—216, 287
— — автоматическое 169, 196—197, 215—216
- Генератор:
масштабных импульсов 146—148
опорного сигнала 43, 45—46
развертки 84—85, 134—137
- Гетеродин когерентный 113—114
Гиперболическая развертка 308—310
- Дальномер:
импульсный 61—64
фазовый 80—82
— двухчастотный 82—83
частотный 75—79
- Дальность действия РЛС 13, 93—96, 285, 301
- Датчик:
астронавигационный 264
гироскопический 262—263, 293
инерциальный 263—264
- Детектор:
амплитудный 42—43
— квадратичный 42—43
— линейный 43
фазовый векторомерный 43—45, 180—181
— коммутаторный 185—188
- Диаграмма видности 266
— ЭПР самолета 100
- Дискриминатор:
временной 170—173
частотной 179
фазовой (см. детектор фазовой)
- Дисперсия случайной величины 16—18, 30
- Допплеровский измеритель радиальной скорости 84—85
— — скорости и сноса 218—221
- Запоминающее устройство:
аналоговое 48, 199—201
дискретное 48, 199, 201—202
- Запросчик 9, 11, 247—250
- Затухание радиоволн 101—102
- Зона обзора 13, 27—28, 285—286, 291, 298, 302, 304
- Измерение траекторий КА 278
автономное 279—280
неавтономное 278—279
- Индикатор:
дальности типа А 134—137
— — J 137—139
истинного движения (ИИД) корабля 295—296
кругового обзора 148—150, 294, 307—308
— — с вращающимися отклоняющими катушками 155—158
— — неподвижными отклоняющими катушками 159—160
секторный дальность — азимут 162—165, 298—300
— РЛС перехвата 165—169, 302—304
- Индикация целей в РЛС бокового обзора 311, 317
- Интегрирование:
внутрипериодное 33, 36—38, 51
межпериодное 33, 38—42, 45—48, 51, 170—172, 188
- Информация радиолокационная 6
- Калибровка РЛС по дальности 146—148
- Каналы квадратурные 45—46
- Квантование 197—198, 201
- Когерентно-импульсные системы 113
с внешней когерентностью 118

— внутренней когерентностью 114—116, 116—118, 217

Код:

Баркера 74

двоичный 197, 210

циклический 210

Кодирование 11, 126, 202—211, 269

Кольцо безопасности 300—301

— высоты 307—308

Компенсация движения РЛС 118

Координаты:

сферические 5

цилиндрические 5

Космический аппарат (КА) 275—276

Коэффициент:

затухания радиоволн 101—102

использования экрана 133

направленного действия антенны (КНД) 93—96

подавления 103, 105

потерь приемного и выходного устройств РЛС 45—46, 55

различимости 35—36, 56—58

сжатия 66, 69, 73

шума приемника 34—35, 215

Линия визирования 318

— задержки 67, 72—73, 119, 200—201

— положения 11—12

— пути 319

— разрывов 319

Масштаб:

индикатора дальности 62, 133, 138, 162

индикатора азимута 162

дальномерный 11

дальномерно-угломерный 5—6, 12

разностно-дальномерный 11—12

угломерный 12

Метод отсчета 144—145

Метки:

авиаторизонта 302

«верх — низ» 167—169, 302

Наведение:

по кривой погони 255—256

методом накрытия цели 256, 266, 271

— параллельного сближения 256, 266

Навигация 5, 11, 12

Надежность эксплуатационная 18, 25

Направление равносигнальное (РСН) 90—

91, 182—185, 190—191, 193—196

Неоднозначность отсчета 64, 80, 82, 83

Обзор пространства 20—22

параллельный 21

последовательный 21

— винтовой 21

— зигзагообразный 22

— спиральный 21—22

круговой плоским лучом 21, 286

секторный плоским лучом 21

смешанный 22

Обнаружение сигналов 6, 28

параллельное 28

последовательное 28

последовательно-параллельное 28

Обработка сигналов 18, 32

додетекторная (ДДОС) 27, 36—42

вторичная 196, 198

в РЛС с синтезированным раскрывом 315—318

— квазиоптимальном фильтре 37—38, 56

корреляционная 48—54, 75, 229—231

корреляционно-фильтровая 76—78

оптимальной фильтрацией 36—37, 38—42, 72—75

первичная 27—29, 196, 198

последдетекторная (ПДОС) 27, 46—48

суммарно-разностная 189—191; 192—194

Однозначные показания дальномера 64, 71, 76, 80

— — пеленгатора 92

Ответчик (ретранслятор) 7, 247—250

Отражение зеркальное 30

Ориентировка:

по норду 294

— курсу 294

Отметка:

амплитудная 132—133

яркостная 132—133

Отношение сигнал/шум 31—33, 36—37, 38, 39, 45, 46, 48, 57

Отражатель:

дипольный 97—98, 104—105

угловой 99

Ошибка:

дискретного счета дальности 78, 82, 202, 207, 210, 211

отсчета координат 141—145

измерения грубая 15

— систематическая 15, 140—141

— случайная 15

скоростная дальности 177

среднеквадратическая 18

— потенциальная 64, 80, 81, 88, 91

— дальности 140—142, 178, 202

Пеленгаторы:

одноканальные 89, 91, 183—185

многоканальные 89, 189—194

Пеленгация по методу:

максимума 87—89

минимума 89—91

равносигнальному 90—91, 182—185

сравнения 89—91, 189—193

фазовому 91—93, 193—194

Переизлучение резонансное 20

Период обзора 21—22

Плотность:

мощности шума спектральная 30, 33

— помех 106

потока мощности 94

вероятности случайных ошибок 16—18

Покрытие:

поглощающее 105

интерференционного типа 106

Полоса пропускания приемника 31

— — эффективная шумовая 30—31

Помеха:

активная 106—108

естественная 103, 104, 113, 29, 302

заградительная 103, 104, 107

имитирующая 103, 108

умышленная 29, 103, 104—106

маскирующая 103, 104—106, 108

модулированная шумом 107

немодулированная 106—107

несинхронная 104

пассивная 103, 104, 113, 292, 302

прицельная 103, 104, 107, 108

синхронная 104, 108

флукуационная 29—31, 189

Помехозащищенность РЛС 18, 217, 231

Преобразователь:

аналог — код 197

код — аналог 197

Преселектор 199—202

Приемник:

детекторный 305, 326

компенсационный 245—246

корреляционный 245

модуляционный 246

оптимальный 36

супергетеродинный 26, 214—215

Прицел:

оптический 318, 320—325

радиолокационный 305, 318, 319—325

Рабочие характеристики приемника (РХП)

54—56

- Радиоастроориентатор 259
- Радиовзрыватель 273—275
- Радиовертикант 261, 279
- Радиовысотомер 224, 258, 279
- Радиометр 244, 326—327
- Радиолокационная станция (РЛС) 5
 - бокового обзора 311—313
 - диспетчерская 290, 291
 - доплеровская 221—222, 222—224, 279
 - зенитного ракетного комплекса (ЗРК) 287—289
 - импульсная 212—218, 222—224
 - многолучевая 232—235, 238—242
 - наведения по лучу 268, 269—270
 - наблюдения в зоне аэропорта 291
 - обнаружения 285—288, 290
 - «Океан» 297
 - опознавания 290
 - оптическая 242—243
 - посадочная 291
 - противоракетной обороны 289—290
 - сопровождения 290, 301
 - с синтезированной антенной (РСА) 311—318
 - частотной модуляцией 224—229
 - шумовой модуляцией 229—231
 - тепловая (РТЛС) 244—247
- Радиолокация 5, 23—25
 - активная 9—11, 301
 - пассивная 9—11, 243—244, 325—327
 - полупассивная 9—11
 - многочастотная 235
- Радиотеленаведение 268, 269—273
- Радиотелеуправление 268—269, 280—282, 288
- Разрешающая способность РЛС 14, 144, 266
 - — потенциальная 59—61, 64—65, 78—79, 88, 91
 - — реальная 140
 - — ЭЛТ 134
- Распределитель импульсов 206, 209
- Рефракция радиоволн 102
- Рассеянное диффузное 20
- Самолет-снаряд 253—254
- Самонаведение:
 - активное 265, 274
 - пассивное 265
 - полупассивное 265, 287, 288
 - головка 266—267
- Селекция:
 - движущихся целей 113—118
 - сигналов по длительности 126
 - по коду 126—128
 - — частоте 124—126, 128—129
 - поляризационная 129
 - пространственная 129—130
- Сжатие сигнала 66—71, 72—73
- Сигнал импульсный:
 - простой 19, 61
 - квазинепрерывный 19
 - когерентный 19
 - некогерентный 19
 - с внутренней линейной частотной модуляцией (ЛЧМС) 66, 75—76
 - — фазовой манипуляцией 71, 74—75
- Сигнал непрерывный с ЧМ 75—76
- Система автономная навигационная численности пути 258—259
 - опознавания 248
 - автономная 249—250
 - — комбинированная 250
 - — совмещенная 249
 - координат инерциальная 2
 - — стартовая 252
- Сканирование:
 - электронное 236
 - фазовое 237, 238—239
 - частотное 236—237
 - частотно-фазовое 237—238
- «Слепая» скорость 116
- Служба единого времени (СЕВ) 283
- Схема «изозох» 299—300
- Счетчик импульсов 77, 78, 82, 201—202, 210, 227—228
- SAM-D 288—289
- Спектроанализатор 78, 85
- Температура шумовая антенны 34
- Точность измерения координат 14, 64—65
- Управление автономное 251, 256—258
 - ориентацией 252, 257
 - — креном 252
 - — тангажом (наклоном) 252, 280
 - — рысканьем (курсом) 252, 280
- Усилитель с линейно-логарифмической АЧХ 108—110, 292
- Устройство преобразования сигналов (УПС) 283
 - — — бортовое (БУПС) 283
 - уплотнения и распределения каналов (УУРК) 283
 - — — бортовое (БУУРК) 283
- Фильтр:
 - гребенчатый 40—42, 124—125
 - доплеровских частот 85
 - сжатия 67—71, 71—73
 - следающий 180
- Функция корреляции 49—51, 53
- Характеристика амплитудно-частотная (АЧХ) приемника 30
 - — оптимального фильтра 36, 39
 - фазочастотная (ФЧХ) оптимального фильтра 36, 39
 - дискриминатора временного 173
 - — углового 90—91, 190—192
 - — фазового 92
- Цель радиолокационная 5
 - ложная 105
 - сложная 100
 - элементарная 97—99
- Частота дальности 76
 - масштабная 79, 80, 82
- Череспериодная компенсация сигналов 118
 - с помощью УЗЛЗ 118—121
 - — потенциалоскопа 121—123
- Чувствительность пеленгационная 91
 - приемника 35—36, 58
- Шкала:
 - механическая 137, 141—142, 150
 - электронная 142—143, 150
- Энергетический потенциал РЛС 72, 94
- Эффект Доплера 8, 84—85, 242—243
- Эффективная площадь рассеяния (ЭПР) 94—96, 97—100
 - — антенны 94—96
- Эффект Кабанова 102—103

Оглавление

Предисловие	3
Р а з д е л I. ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ	5
Г л а в а I. Общие сведения о радиолокации и радиолокационных системах	5
§ 1. Основные определения и понятия	5
§ 2. Физические основы радиолокации	6
§ 3. Методы радиолокации	9
§ 4. Тактические показатели радиолокационных станций	13
§ 5. Технические показатели РЛС	19
§ 6. Из истории развития радиолокации	23
Г л а в а 2. Обнаружение радиолокационных сигналов	25
§ 7. Общие принципы обнаружения сигналов	25
§ 8. Взаимодействие радиолокационных сигналов и шума	29
§ 9. Чувствительность радиолокационного приемника	33
§ 10. Додетекторная оптимальная фильтрация сигналов	36
§ 11. Видеодетектор при когерентном приеме сигналов	42
§ 12. Оптимальная фильтрация некогерентных импульсов	46
§ 13. Корреляционная обработка сигналов	48
§ 14. Рабочие характеристики приемника и коэффициент различимости.	54
Г л а в а 3. Методы измерения координат и параметров движения целей	59
§ 15. Общие сведения о радиолокационных измерителях	59
§ 16. Импульсный метод радиодальнометрии с излучением простых радиопульсов	61
§ 17. Импульсный метод радиодальнометрии с применением сложных по форме радиопульсов	66
§ 18. Частотный метод радиодальнометрии	75
§ 19. Фазовые методы дальнометрии	79
§ 20. Измерения, основанные на эффекте Доплера	84
§ 21. Радиопеленгация. Основные определения. Амплитудные методы	87
§ 22. Фазовый метод радиопеленгации	91
Г л а в а 4. Максимальная дальность действия РЛС	93
§ 23. Максимальная дальность активной радиолокации по пассивным-целям	93
§ 24. Дальность действия радиотехнических систем с активным ответом	96
§ 25. Эффективная площадь рассеяния (ЭПР) целей	97
§ 26. Влияние условий распространения радиоволн на дальность радиолокационного обнаружения	101
Г л а в а 5. Противодействие работе РЛС и защита от радиолокационных помех	103
§ 27. Противодействие радиолокационному наблюдению	103
§ 28. Защита РЛС от помех, основанная на автоматической регулировке усиления приемника	108

§ 29. Селекция движущихся целей как средство защиты от пассивных помех	113
§ 30. Компенсация сигналов неподвижных объектов при СДЦ	118
§ 31. Защита от помех селекцией сигналов	124

Раздел II. ВЫХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ 131

Глава 6. Индикаторные устройства РЛС 131

§ 32. Назначение и классификация индикаторных устройств РЛС	131
§ 33. Индикаторы дальности с прямолинейной разверткой (типа А)	134
§ 34. Индикаторы дальности с кольцевой равномерной разверткой (типа J).	137
§ 35. Влияние индикаторов дальности на тактические показатели РЛС	139
§ 36. Ошибки отсчета дальности	141
§ 37. Калибраторы дальности	146
§ 38. Индикатор кругового обзора как выходное устройство РЛС кругового обзора	148
§ 39. Отклоняющие катушки ЭЛТ как нагрузка канала развертки	151
§ 40. Получение радиально-круговой развертки в ИКО с вращающимися отклоняющими катушками	155
§ 41. Индикаторы кругового обзора с неподвижными отклоняющими катушками.	159
§ 42. Секторные индикаторы дальность — азимут	162
§ 43. Индикаторы с условной меткой третьей координаты	165

Глава 7. Автоматические выходные устройства РЛС 169

§ 44. Автоматическое сопровождение по дальности (АСД)	170
§ 45. АСД как система автоматического управления	174
§ 46. Автоматическое сопровождение по скорости (АСС)	178
§ 47. Автоматическое сопровождение по направлению (АСН) методом конического сканирования	181
§ 48. Моноимпульсные системы АСН	189
§ 49. Общие сведения об автоматических выходных устройствах дискретного действия	196
§ 50. Предварительная селекция сигналов	199
§ 51. Получение двоичного кода дальности	202
§ 52. Получение двоичного кода угловой координаты	207
§ 53. Получение двоичного кода скорости цели [1]	210

Раздел III. СТРУКТУРА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ И СИСТЕМ 212

Глава 8. Принципы построения радиолокационных устройств. 212

§ 54. Одноканальные импульсные РЛС [33, 34]	212
§ 55. Доплеровские РЛС	218
§ 56. РЛС с непрерывным излучением [40, 83, 9]	224
§ 57. Многолучевые РЛС с механическим сканированием	232
§ 58. РЛС с многоэлементными антенными решетками [40, 47, 60]	235
§ 59. Оптические локационные системы [52, 57, 66]	242
§ 60. Средства пассивной радиолокации	243
§ 61. Радиолокационные маяки и устройства опознавания целей	247

Глава 9. РЛС систем управления 250

§ 62. Управляемые летательные аппараты и задачи управления	250
§ 63. Траектории ЛА и основные способы управления	254
§ 64. Автономное управление летательными аппаратами	256
§ 65. Самонаведение летательных аппаратов [12, 20, 29, 31, 35]	265
§ 66. Системы командного радиоуправления и радиотеленаведения	267
§ 67. Сравнение неавтономных методов радиоуправления	273

§ 68. Радиовзрыватели [62]	273
§ 69. Радиотехнические системы контроля и управления движением космических аппаратов	275
§ 70. Радиолинии систем управления	280
§ 71. Управление космическими аппаратами по данным траекторных измерений	282
Раздел IV. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА	285
Глава 10. Наземные и судовые РЛС	285
§ 72. Наземные РЛС обнаружения воздушных целей противника и наведения на них истребителей-перехватчиков	285
§ 73. РЛС наземных зенитных ракетных комплексов ближнего действия [70, 71, 72]	287
§ 74. РЛС противоракетной обороны [73, 74, 75, 9, 27, 29]	289
§ 75. Наземные РЛС обеспечения полетов	290
§ 76. Назначение и основные особенности судовых РЛС	292
§ 77. Выходные устройства судовых РЛС	294
§ 78. Технические и эксплуатационные характеристики некоторых судовых РЛС [46, 86, 53, 55]	296
Глава 11. Самолетные РЛС	298
§ 79. Комбинированные РЛС, устанавливаемые на пассажирских и военно-транспортных самолетах [40, 54, 77]	298
§ 80. РЛС перехвата и прицеливания [13, 22, 33, 78]	301
§ 81. РЛС защиты летательных аппаратов [13, 33, 68]	304
§ 82. Некогерентные РЛС кругового и бокового обзора [79, 80, 9, 14, 18, 48, 68]	306
§ 83. Когерентные РЛС бокового обзора [81, 82]	311
§ 84. Радиолокационные бомбоприцелы	318
§ 85. Применение пассивной радиолокации в авиации	325
Список литературы	328
Предметный указатель	331

Григорий Бенционович Белоцерковский

Основы радиолокации и радиолокационные устройства

Редактор *Е. В. Вязова*
Художественный редактор *З. Е. Вендрова*
Обложка художника *Б. К. Шаповалова*
Технический редактор *А. А. Белоус*
Корректор *Г. М. Денисова*

Сдано в набор 2/IV-75 г. Подписано в печать 22/IX-75 г. Т-16902
Формат 60 × 90/16. Бумага типографская № 2
Объем 21 усл. п. л., 23,796 уч.-изд. л.
Тираж 36 000 экз. Зак 231. Цена 93 к.
Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
Москва, И-41, Б. Переяславская, 46.

93 к.

