

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ  
УСТРОЙСТВА



РАДИО-  
ЛОКАЦИОННЫЕ  
УСТРОЙСТВА



# РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

(ТЕОРИЯ И ПРИНЦИПЫ  
ПОСТРОЕНИЯ)

*Под редакцией*  
**В. В. ГРИГОРИНА-РЯБОВА**



**ИЗДАТЕЛЬСТВО «СОВЕТСКОЕ РАДИО»**  
**МОСКВА • 1970**

**Радиолокационные устройства (теория и принципы построения)**, М., «Советское радио», 1970, стр. 680, т. 18 500 экз., ц. 2 руб.

Авт.: Васин В. В., Власов О. В., Григорин-Рябов В. В., Дудник П. И., Степанов Б. М.

В книге изложены принцип радиолокации, методы измерения координат и обзора пространства, рассмотрены вопросы обнаружения радиолокационных сигналов, точности измерения их параметров и разрешения. Освещаются принципы построения радиолокационных устройств различного назначения и анализируются их основные характеристики.

В заключение приводятся соображения о построении радиолокационных систем, предназначенных для решения конкретных задач: для обнаружения воздушных и морских целей, для радиолокационного наблюдения наземных объектов и т. п.

Книга предназначена для студентов и слушателей радиотехнических факультетов высших учебных заведений и может служить пособием для специалистов, работающих в области радиолокации.

Табл. 2, рис. 343, назв. библиогр. 69.

#### **РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА (ТЕОРИЯ И ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ)**

Васин Владимир Васильевич  
Власов Олег Валерианович  
Григорин-Рябов Виктор Валерианович  
Дудник Павел Иванович  
Степанов Борис Михайлович

Редактор Ю. И. Суханов  
Художественный редактор В. Т. Сидоренко  
Технический редактор А. А. Белоус  
Корректоры Т. Л. Князева, Н. М. Кухтяева

Сдано в набор 12.XI 1969 г. Подписано в печать 17.VI 1970 г.  
Т-08718. Формат 84×108/32. Бумага типографская № 1.  
Объем 35,7 усл. п. л. 34,268 уч.-изд. л. Тираж 18 500 экз.  
Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, п/я 693.  
Цена 2 р. Зак. 1307

Московская типография № 16 Главполиграфпрома Комитета  
по печати при Совете Министров СССР  
Москва, Трехпрудный пер., 9.



## Предисловие

Книга написана коллективом авторов. В результате тщательного отбора материала удалось в пределах ограниченного объема охватить комплекс вопросов, связанных как с теорией радиолокации, так и с принципами построения радиолокационных систем различного назначения. Естественно, что при этом не представилось возможности детально рассмотреть некоторые вопросы и пришлось ограничиться изложением только самых необходимых сведений. Тем не менее авторы стремились создать книгу, которая была бы полезной не только впервые изучающим радиолокацию, но могла бы заинтересовать и специалистов, обладающих определенным опытом работы. Этому должно способствовать то, что в книге систематизирован новый материал, который до последнего времени можно было найти, главным образом, в периодической печати или в монографической литературе (РЛС с искусственными антенными апертурами, оптическая обработка радиолокационных сигналов и т. п.). Приводимые в книге числовые характеристики и параметры РЛС взяты из иностранных и отечественных материалов, опубликованных в открытой печати. В ряде случаев они относятся к гипотетической РЛС и служат главным образом для иллюстрации теории. Главы 19—23 написаны только по материалам иностранных изданий.

Труд авторов распределился следующим образом: В. В. Васин написал гл. 7, 8, 10, 11, 17, 23 и § 3.1, 3.2, 3.3, 13.3, 22.1, 22.2, 22.3; О. В. Власов — гл. 6 и § 13.1, 13.2; В. В. Григорин-Рябов — гл. 12 и 14; П. И. Дудник — гл. 9, 15, 18 и §§ 3.4, 3.5, 3.6, 13.4, 16.1, 16.2, 16.3, 22.4; Б. М. Степанов — гл. 4, 5, 20 и § 16.4. Главы 1, 2, 19 и 21 написаны совместно О. В. Власовым и Б. М. Степановым.

Авторы искренне благодарят В. Е. Дулевича, А. А. Коростелева, Ю. А. Мельника, Н. И. Буренина, П. О. Салганика, Н. Н. Ключева, А. В. Петрова, К. Н. Стогова за ценные указания, сделанные ими в процессе подготовки книги к изданию.

Будут благодарны авторы и тем читателям, которые сообщат им свои замечания.

# ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ

## 1

### ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОЛОКАЦИИ

#### 1.1. Задачи и применение радиолокации

*Радиолокацией* называется область радиотехники, использующая явления отражения или излучения электромагнитных волн различными объектами для обнаружения и измерения координат этих объектов. Радиотехнические устройства, предназначенные для решения указанных задач, называются радиолокационными станциями (РЛС).

Рождение радиолокационной техники и у нас в стране, и за рубежом было связано с решением задачи заблаговременного обнаружения самолетов. Радиолокационные станции позволили решить эту задачу значительно лучше (на большей дальности, с более высокой точностью, с большим быстродействием, при любых метеорологических условиях), чем все известные ранее средства обнаружения (звуковые и оптические).

Работы по созданию радиолокационных станций велись в СССР отдельными группами ученых с начала 30-х годов [1]. В 1941 г. советские ученые Ю. Б. Кобзарев, П. А. Погорелко и Н. Я. Чернецов за разработку первых серийных отечественных станций для обнаружения самолетов были удостоены Государственной премии. Приблизительно к этому же времени относится появление первых радиолокационных устройств аналогичного назначения за рубежом.

С тех пор радиолокация развивалась быстрыми темпами и в настоящее время превратилась в самостоятельную отрасль науки и техники, имеющую чрезвычайно большое значение и для военных целей, и для народного хозяйства.

С помощью радиолокационных средств решаются самые разнообразные задачи навигации, управления полетом и посадкой летательных аппаратов, проводкой кораблей, прогнозирования погоды, перехвата объектов противника и прицеливания при стрельбе по ним. Радиолокационные устройства начинают использоваться при исследовании

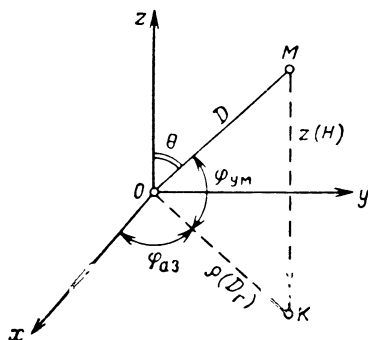


Рис. 1.1. Система координат, принятая в радиолокации.

свойств объектов наблюдения, для определения их физических и кинематических характеристик. Так, например, созданный отечественными специалистами радиолокационный комплекс для космических исследований был использован при изучении планет Венеры, Меркурия, Марса и Юпитера. Радиолокация позволила получить более точные данные о расстоянии до планет и о скоростях их вращения вокруг собственных осей, а также информацию о структуре атмосферы и поверхности планет.

При решении различных задач радиолокационные станции обеспечивают: обнаружение объектов; определение их государственной принадлежности (опознавание); измерение координат объектов и определение их положения; определение параметров движения объектов, выявление их траекторий и предсказание последующих положений; определение некоторых физических свойств и характеристик объектов.

Измерение координат объектов радиолокационными средствами осуществляется либо в сферической, либо в цилиндрической системах. За центр системы принимается место расположения РЛС (точка  $O$  на рис. 1.1). Сфериче-

скими координатами объекта наблюдения (точка  $M$  на рис. 1.1) будут:  $D$  — радиус-вектор (дальность),  $\varphi_{аз}$  — долгота (азимут),  $\varphi_{ум}$  — угол места, дополняющий полярное расстояние  $\theta$  до  $90^\circ$  ( $\varphi_{ум} = 90^\circ - \theta$ ). В цилиндрической системе положение объекта определяется аппликатой  $z$  (высота  $H$ ) и полярными координатами  $\varphi_{аз}$  и  $\rho$  (горизонтальная дальность  $D_r$ ) проекции точки  $M$  на плоскость  $xOy$ .

Объектом радиолокационного наблюдения или, как чаще говорят, целью может быть любое тело или группа тел с электрическими или магнитными свойствами, отличными от свойств среды, в которой распространяются радиоволны; целью может быть также и тело, характеризующееся собственным излучением радиоволн. Радиолокационными целями являются самолет, корабль, человек, грозовое облако, участок поверхности земли, специальный радиомаяк и т. п.

РЛС, предназначенные для решения различных задач, имеют весьма существенные конструктивные и схемные отличия. Так, например, наземные РЛС обнаружения баллистических ракет представляют собой сложные инженерные сооружения, а РЛС разведки переднего края линии фронта может уместиться в солдатском ранце. Если же обратиться к принципам устройства РЛС, их структурным схемам, оценкам основных показателей, то здесь обнаруживается очень много общего для станций самого различного назначения.

В дальнейшем изложении будут рассматриваться как общие для всей радиолокации положения, так и специфические особенности РЛС различного назначения.

## **1.2. Физические основы обнаружения целей и определения их координат и скорости**

При радиолокационном наблюдении информация о целях переносится радиолокационными сигналами. Радиолокационными сигналами называются электромагнитные колебания, параметры которых определенным образом связаны с целью.

Известно несколько методов получения радиолокационных сигналов. Наиболее распространенным является метод *активной радиолокации*, основанный на облучении цели электромагнитной энергией и приеме отраженных (рас-

сеянных) целью радиоволн приемным устройством РЛС. Отражение радиоволн возникает на границе раздела двух сред, обладающих различными электрическими и магнитными свойствами. Следует подчеркнуть, что электромагнитные колебания, облучающие цель, еще не являются радиолокационным сигналом, так как они не содержат информации о цели; таким сигналом является лишь отраженная целью волна.

При решении некоторых задач радиолокационные сигналы образуются методом активного ответа. В этом случае при облучении цели электромагнитной энергией срабатывает установленный на цели ретранслятор (ответчик), который посылает вполне определенные радиосигналы; эти сигналы принимаются приемником РЛС.

В последние годы все чаще обращаются к методу *пассивной радиолокации*, заключающемуся в приеме сигналов собственного радиоизлучения целей (радиотепловое излучение тел, излучение собственных радиотехнических устройств и др.).

В данной книге основное внимание уделяется методу активной радиолокации как наиболее важному в практическом применении; что касается двух других методов, то рассмотрены лишь их принципиальные возможности.

Обнаружение целей состоит в фиксации поступающих на вход приемного устройства РЛС радиолокационных сигналов. Наличие такого сигнала свидетельствует о существовании цели, а при его отсутствии следует полагать, что цели нет.

Измерение координат обнаруженных целей основано на определении значений параметров радиолокационных сигналов, несущих информацию об этих целях. При этом используются следующие физические свойства радиоволн:

1) скорость распространения радиоволн в свободном пространстве ( $c$ ) имеет конечное и приблизительно постоянное значение <sup>1</sup>;

2) траектории распространения радиоволн можно считать прямыми линиями <sup>2</sup>;

---

<sup>1</sup> В расчетах скорость распространения принимается равной  $3 \cdot 10^8$  м/сек.

<sup>2</sup> Как известно, реальные траектории радиоволн несколько отличаются от прямых; при необходимости это отличие может быть рассчитано и учтено.

3) частота принимаемых электромагнитных колебаний отличается от частоты излученных колебаний в том случае, если цель перемещается относительно РЛС (эффект Допплера).

Постоянство скорости и прямолинейность распространения радиоволн позволяют определить дальность цели. Время распространения радиоволн от РЛС до цели и обратно  $t_D$  связано с дальностью цели очевидным соотношением

$$t_D = \frac{2D}{c}$$

и, следовательно,

$$D = \frac{ct_D}{2}. \quad (1.1)$$

Таким образом, для определения дальности цели при использовании метода активной радиолокации необходимо измерить время распространения радиоволн между РЛС и целью в обе стороны; обычно величину  $t_D$  называют *временем запаздывания* отраженного сигнала.

Определение угловых координат (пеленгация) целей основывается на прямолинейности распространения радиоволн. Для этого используются антенные устройства направленного действия.

Измерение радиальной составляющей скорости движения цели относительно РЛС ( $V_p$ ) основано на использовании эффекта Допплера. В активной радиолокации эффект Допплера проявляется дважды: во-первых, частота электромагнитных колебаний, переизлучаемых движущейся целью  $f_{отр}$ , отличается от частоты излученных колебаний  $f_{изл}$ :

$$f_{отр} = f_{изл} \left( 1 \pm \frac{V_p}{c} \right),$$

и, во-вторых, частота колебаний, принятых приемником РЛС, отличается от частоты отраженных сигналов:

$$f_{пр} = f_{отр} \left( 1 \pm \frac{V_p}{c} \right).$$

Таким образом,

$$f_{пр} = f_{изл} \left( 1 \pm \frac{V_p}{c} \right)^2.$$

Принимая во внимание, что  $\frac{V_p}{c} \ll 1$ , приходим к приближенному соотношению

$$f_{\text{пр}} \approx f_{\text{изл}} \left( 1 \pm 2 \frac{V_p}{c} \right); \quad (1.2)$$

знак «+» соответствует сближению РЛС и цели, знак «—» — их удалению.

Величина  $F_d = \frac{2V_p}{c} f_{\text{изл}} = \frac{2V_p}{\lambda}$  представляет собой доплеровское смещение частоты отраженных от целей радиолокационных сигналов. Для определения радиальной составляющей скорости движения цели следует измерить доплеровский частотный сдвиг сигнала

$$V_p = \frac{F_d c}{2f_{\text{изл}}}. \quad (1.3)$$

Принимаемые радиолокационные сигналы содержат ограниченную информацию о координатах целей и их производных. Обработка сигналов позволяет определить дальность целей, их угловые координаты и радиальную составляющую скорости движения относительно РЛС. Возможности измерений расширяются, если имеется возможность наблюдать цель и принимать сигналы в течение некоторого времени: анализ изменения угловых координат и дальности цели позволит определить и угловую скорость и обе составляющие (радиальную и тангенциальную) линейной скорости цели относительно РЛС.

В следующей главе рассматриваются методы измерения координат целей, а также основные расчетные соотношения, позволяющие определять координаты и их производные.

### 1.3. Тактические данные и технические характеристики РЛС

Начиная проектировать новую РЛС или оценивая возможности использования уже созданной станции, прежде всего четко формулируют задачу, которая должна быть решена с помощью данной РЛС, и указывают необходимую вероятность выполнения поставленной задачи. Возможности решения этой задачи характеризуются *тактическими*



данными аппаратуры. К тактическим данным РЛС обычно относят:

- размеры области пространства, в пределах которой осуществляется наблюдение целей,— зону обзора;
- время, требующееся для осмотра заданной области, или период обзора  $T_{\text{обз}}$ ;
- измеряемые координаты;
- точность измерения координат и скорости целей;
- разрешающую способность;
- эксплуатационную надежность;
- помехозащищенность.

Зона обзора ограничивается максимальной ( $D_{\text{макс}}$ ) и минимальной ( $D_{\text{мин}}$ ) дальностью действия и секторами обзора в горизонтальной ( $\Phi_{\text{аз}}$ ) и вертикальной ( $\Phi_{\text{ум}}$ ) плоскостях (рис. 1.2).

При оценке точности измерений, осуществляемых с помощью РЛС, принимают во внимание лишь случайные

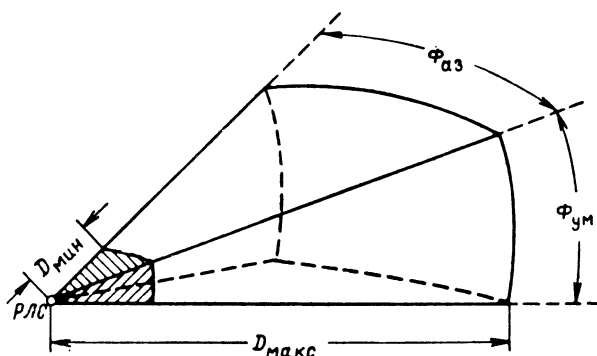


Рис. 1.2. Зона обзора РЛС.

составляющие ошибок измерений; предполагается, что систематические составляющие ошибок могут быть определены и учтены. В подавляющем большинстве случаев, представляющих практический интерес, случайные ошибки радиолокационных измерений распределены по нормальному закону, и для характеристики точности работы РЛС указывают среднееквадратическое значение или дисперсию ошибки измерения. Среднееквадратические значения ошибок измерения будем обозначать: дальности —  $\sigma_D$ , угловой координаты —  $\sigma_\varphi$ , скорости —  $\sigma_v$ .

Разрешающая способность РЛС характеризует возможность раздельного наблюдения целей, которые отличаются либо значением одной из координат, либо скоростью движения. *Разрешающая способность по дальности  $\delta(D)$*  определяется минимальным расстоянием между двумя целями, имеющими одинаковые угловые координаты и скорости, при котором эти цели наблюдаются раздельно. Если расстояние между целями станет меньше  $\delta(D)$ , то РЛС будет воспринимать их как одну цель.

*Разрешающая способность по угловой координате  $\delta(\varphi)$*  определяется минимальным углом между направлениями на две цели, характеризующиеся одинаковыми дальностями и скоростями движения, при котором возможно раздельное наблюдение целей.

*Разрешающая способность по скорости  $\delta(V_p)$*  определяется минимальным различием скоростей двух целей, наблюдаемых раздельно, при условии равенства их дальностей и угловых координат.

*Эксплуатационной надежностью* РЛС называется ее свойство выполнять заданные функции в течение определенного времени в допустимых при эксплуатации условиях. Обычно эксплуатационную надежность характеризуют вероятностью безотказной работы станции в течение заданного промежутка времени.

*Помехозащищенностью* называется способность радиолокационного устройства сохранять свои основные тактические показатели при воздействии помех того или иного вида. Для оценки помехозащищенности не выработано пока числовых показателей. Можно только сказать, что из двух РЛС та будет обладать более высокой помехозащищенностью, у которой при прочих равных условиях воздействие помехи вызовет меньшее ухудшение тактических данных (дальности действия, точности и разрешающей способности).

К тактическим данным относят иногда и те условия, в которых должна работать станция (характеристики целей, условия погоды, место размещения и т. д.).

Тактические данные РЛС определяются ее *техническими характеристиками*. К техническим характеристикам относятся:

— принцип построения РЛС (метод получения радиолокационных сигналов, вид излучаемых колебаний, способ обработки сигналов в приемнике);

- несущая частота излучаемых колебаний  $f$  или длина волны  $\lambda$ ;
- закон модуляции излучаемых колебаний;
- средняя  $P_{\text{ср}}$  и пиковая  $P_{\text{и}}$  мощности излучения;
- форма и ширина диаграммы направленности антенны  $\theta_{\text{аз}}, \theta_{\text{ум}}$ ;
- чувствительность приемного устройства по мощности ( $P_{\text{пр мин}}$ ) или энергии ( $E_{\text{пр мин}}$ );
- тип выходного устройства.

Зависимости тактических данных радиолокационной станции от ее технических показателей носят сложный характер. Анализ этих зависимостей, а также пояснение методики обоснования тактических требований к РЛС изложены в разделе «Особенности радиолокационных устройств различного назначения» (стр. 522).

## 2

### МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ И СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

#### 2.1. Методы измерения дальности

Определение дальности целей, как уже указывалось, основано на измерении времени запаздывания  $t_D$  радиолокационных сигналов. Известны различные подходы к классификации методов измерения дальности. В настоящей работе эта классификация связана с параметрами сигнала, которые играют основную роль при измерении времени запаздывания. В соответствии с этим метод измерения может быть амплитудным, частотным или фазовым.

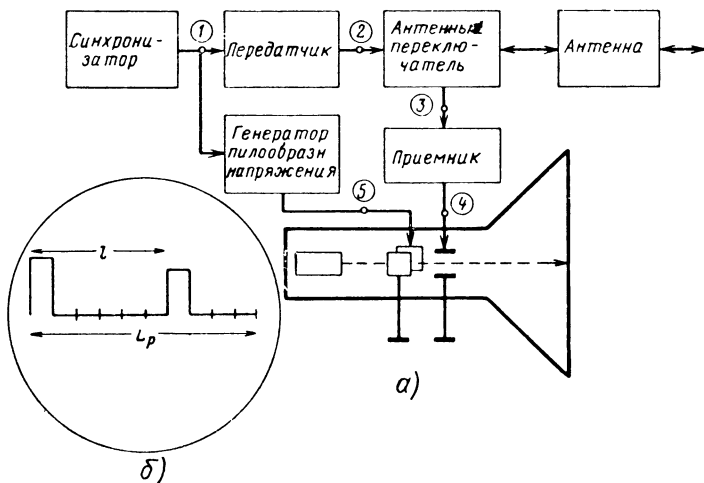
##### *1. Амплитудный метод*

При амплитудном методе измерения определяется время запаздывания характерного изменения амплитуды принимаемого радиолокационного сигнала. Из различных видов модуляции излучаемых колебаний наиболее употребительной является импульсная.

Рассмотрим устройство импульсной дальномерной РЛС (рис. 2.1 и 2.2а). Передатчик станции генерирует радиоимпульсы длительностью  $\tau_n$  с периодом повторения  $T_n$  (напряжение  $u_2$  на рис. 2.2). Антенный переключатель (АП) подсоединяет антенну к передатчику на время генерации ( $\tau_n$ ) и к приемнику на все остальное время. Отраженные импульсные сигналы запаздывают на время  $t_D$ ; на вход приемника поступают и колебания передатчика и отраженные сигналы ( $u_3$ ).

Время запаздывания отраженных сигналов мало (оно составляет тысячные или даже миллионные доли секунды), и обычные часовые механизмы для его измерения непригодны. Одним из наиболее употребительных приборов для измерения времени запаздывания является электроннолу-

чаявая трубка. На рис. 2.1, *a* показана трубка с электростатическим управлением. К вертикально отклоняющим пластинам трубки подводятся импульсы напряжения с выхода приемника  $u_4$ ; к горизонтально отклоняющим пластинам от специальной схемы подводится пилообразное отклоняющее напряжение  $u_5$  (рис. 2.2). Передатчик и схема создания



**Рис. 2.1.** Функциональная схема импульсного измерителя дальности (а) изображение сигналов на экране электроннолучевого индикатора (б).

пилообразного, напряжения запускаются одновременно импульсами синхронизирующего устройства  $u_5$ , поэтому одновременно с излучением импульса передатчика начинается горизонтальное перемещение пятна по экрану трубки.

Картина, наблюдаемая на индикаторе, иллюстрируется рис. 2.1, б, пятно воспроизводит огибающие излученного и отраженного импульсов, расстояние между которыми  $l$  пропорционально дальности обнаруженной цели:

$$l = V_{\text{н}} t_D = V_{\text{н}} \frac{2D}{c}, \quad (2.1)$$

где  $V_{\text{п}}$  — скорость движения пятна по экрану индикатора, откуда

$$D = \frac{c}{2V_{\Pi}} l. \quad (2.2)$$

По положению отраженного сигнала на экране можно отсчитывать дальность целей. Возможны и иные технические решения при создании импульсного дальномера.

К достоинствам импульсных дальнометров следует отнести: возможность построения РЛС с одной антенной;

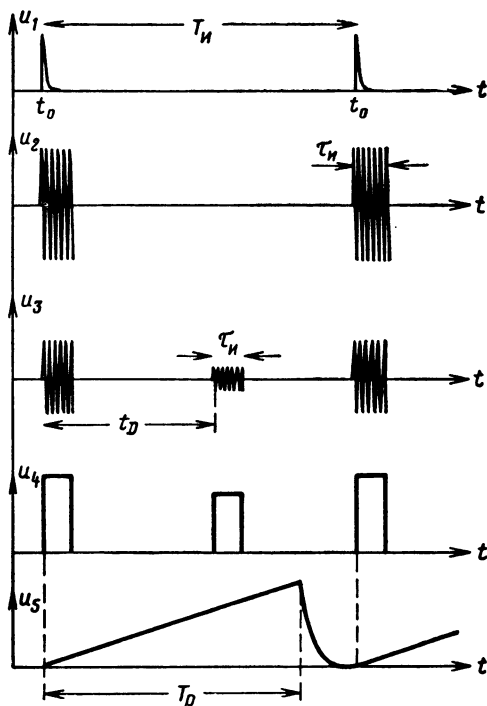


Рис. 2.2. Эпюры напряжений в точках 1—5 схемы импульсного дальномера (рис. 2.1, а).

простоту индикаторного устройства; удобство одновременного измерения дальности многих целей; простоту разделения излучаемых импульсов, длящихся очень малое время  $\tau_n$ , и принимаемых сигналов.

Основными недостатками импульсного метода являются: необходимость использования больших импульсных мощностей передатчиков; невозможность измерения малых дальностей; большая минимальная дальность станции (определяющаяся длительностью излучаемых импульсов и временем протекания переходных процессов в антенном пере-

ключателе), которая составляет сотни или даже тысячи метров.

Существуют амплитудные дальномерные устройства, в которых используются другие законы модуляции. В гл. 15 рассматривается устройство дальномера с непрерывным излучением и амплитудной модуляцией колебаний шумоподобным напряжением.

## 2. Частотный метод

Частотный метод определения дальности основан на использовании частотной модуляции излучаемых непрерывных колебаний; время запаздывания определяется путем

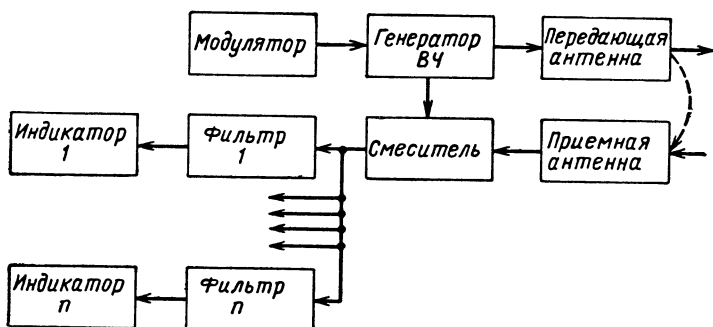


Рис. 2.3. Функциональная схема измерителя дальности с частотной модуляцией.

измерения разности частот излученных колебаний и отраженного сигнала. Функциональная схема РЛС с частотной модуляцией изображена на рис. 2.3.

Генератор высокой частоты, управляемый модулятором, вырабатывает колебания с частотой, изменяющейся по периодическому закону (рис. 2.4, сплошная линия). Частота сигнала, отраженного от неподвижной цели, будет изменяться по такому же закону, но только со сдвигом по временной оси на время запаздывания  $t_D$ . На рис. 2.4, а частота отраженных колебаний показана штриховой линией. Отраженные сигналы и колебания генератора подводятся к смесителю. Образующаяся на выходе смесителя разност-

ная частота (рис. 2.4, б) (частота биений) пропорциональна дальности цели. Если круговая частота излучения

$$\omega_{\text{изл}} = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_M}{T_M} t,$$

где  $\Delta\omega_M$  — девиация частоты передатчика, то частота сигнала, отраженного от неподвижной цели, будет равна

$$\omega_{\text{отр}} = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_M}{T_M} (t - t_D) = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_M}{T_M} \left( t - \frac{2D}{c} \right).$$

Разностная частота, выделяемая на выходе смесителя,

$$\omega_p = \omega_{\text{изл}} - \omega_{\text{отр}} = \frac{2\Delta\omega_M}{cT_M} D = \frac{4\pi F_M \Delta f_M}{c} D. \quad (2.3)$$

Откуда

$$D = \frac{c\omega_p T_M}{2\Delta\omega_M} = \frac{cf_p}{2\Delta f_M F_M}. \quad (2.4)$$

На рис. 2.4, в показано изменение разностной частоты

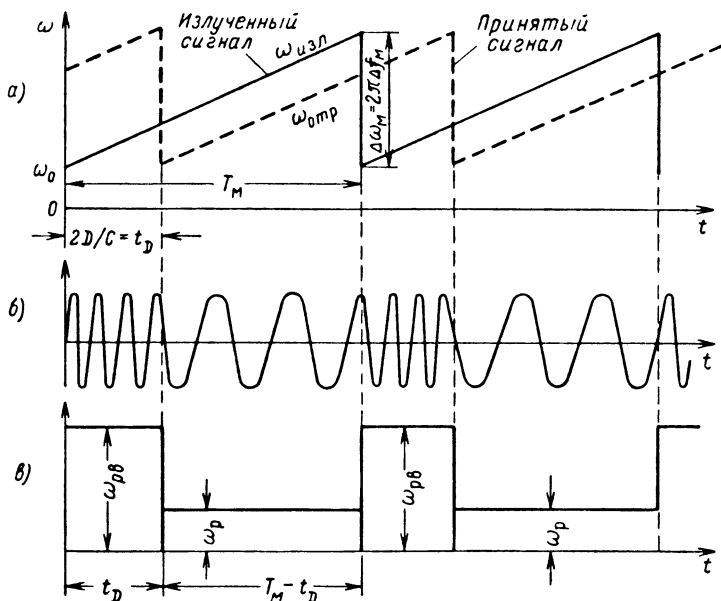


Рис. 2.4. Изменение частоты излучаемых и принимаемых колебаний:

а — частоты излученного и принятого сигналов; б — преобразованный сигнал (биения); в — изменение частоты преобразованного сигнала.



Формулы (2.3) и (2.4) поясняют зависимость между дальностью цели и разностной частотой и позволяют понять сущность метода.

Для измерения разностных частот используются фильтры или счетчики импульсов. При использовании фильтров возможны два варианта: применяется группа фильтров, настроенных на фиксированные частоты, или один фильтр с переменной настройкой. Попадание сигнала разностной частоты в тот или иной фильтр (на что укажет соответствующий индикатор, например неоновая лампочка) позволит определить дальность цели.

Дальномеры рассмотренного типа позволяют измерять очень малые дальности и использовать передатчики с малой мощностью излучения. Как будет показано в гл. 15, дальномеры такого типа в принципе позволяют одновременно измерять дальность и скорость целей. Практически же в использующихся дальномерах одновременное измерение дальности и скорости из-за сложности аппаратуры не применяется, а наличие эффекта Доплера приводит лишь к ухудшению точности измерения дальности.

Недостатки дальномеров с частотной модуляцией:

- необходимость использования либо двух антенн, либо сложного устройства для разделения излучаемых и принимаемых колебаний;

- ухудшение чувствительности приемника вследствие просачивания в приемный тракт через антенну излучения передатчика, подверженного случайным изменениям;

- высокие требования к линейности изменения частоты.

Устройства с большим числом анализирующих фильтров характеризуются также сложностью и громоздкостью анализатора. Если использовать один перестраиваемый фильтр, с помощью которого последовательно просматриваются различные участки дальности, то анализирующее устройство упрощается, но зато резко увеличивается время обзора заданной области.

Более подробно частотный метод будет рассмотрен в гл. 15.

### *3. Фазовые методы*

Фазовые методы основаны на измерении разности фаз излученных синусоидальных колебаний и принятых радиосигналов. Функциональная схема простейшего фазового

дальномера изображена на рис. 2.5. Генератор создает незатухающие колебания частоты  $\omega_0$ , излучаемые в пространство. Фаза излученных колебаний

$$\psi_{\text{изл}} = \omega_0 t + \psi_1,$$

где  $\psi_1$  — начальное значение фазы.

Фаза принимаемого сигнала

$$\psi_{\text{пр}} = \omega_0 (t - t_D) + \psi_{\text{отр}} + \psi_{\text{РЛС}} + \psi_1.$$

Здесь  $\psi_{\text{отр}}$  — фазовый сдвиг, связанный с отражением радиоволны от цели;

$\psi_{\text{РЛС}}$  — фазовый сдвиг в цепях РЛС, который можно считать известным, так как он поддается измерению и может быть учтен.

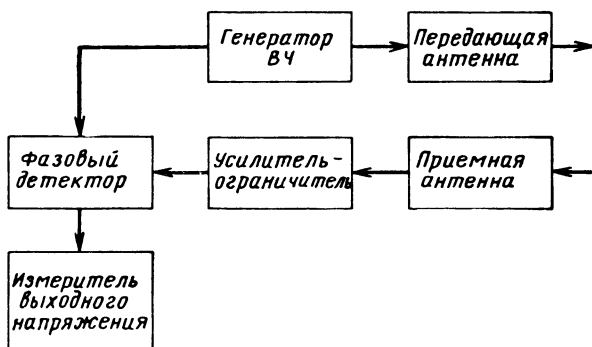


Рис. 2.5. Функциональная схема простейшего фазового измерителя дальности.

Принятые колебания сравниваются с колебаниями высокочастотного генератора; разность фаз пропорциональна дальности цели

$$\Delta\psi = \psi_{\text{изл}} - \psi_{\text{пр}} = \omega_0 t_D - \psi_{\text{отр}} - \psi_{\text{РЛС}} \quad (2.5)$$

или

$$\Delta\psi = \frac{4\pi}{\lambda} D - \psi_{\text{отр}} - \psi_{\text{РЛС}}. \quad (2.6)$$

Рассмотренный метод измерения практически использовать нельзя по двум обстоятельствам. Во-первых, очень мал диапазон однозначного измерения и, во-вторых, в формулу (2.6) входит неизвестная случайная величина  $\psi_{\text{отр}}$ .

Неоднозначность измерений определяется тем, что фазометрическое устройство позволяет определять фазовые сдвиги только в пределах от 0 до  $2\pi$ . Допустив, что  $\Delta\psi \leq \leq 2\pi$ , из формулы (2.6) получим, что диапазон однозначного измерения дальности не превышает половины длины волны:  $\Delta D_{\text{одн}} < \frac{\lambda}{2}$ .

В радиолокации используются ультракороткие волны и, следовательно, диапазон однозначно измеряемой дальности не превышает единиц метров. Что касается фазового

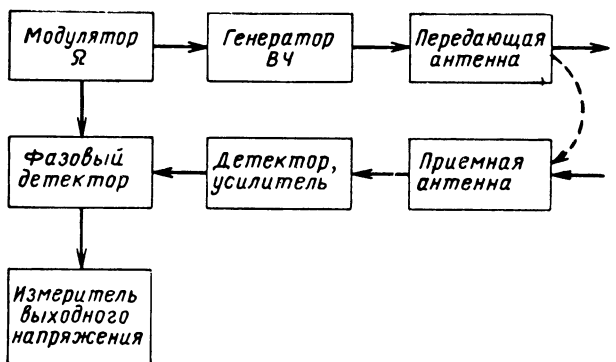


Рис. 2.6. Функциональная схема фазового измерителя дальности с модулятором.

сдвига  $\psi_{\text{отр}}$ , образующегося при отражении высокочастотных колебаний от цели, то, поскольку он весьма сложным образом зависит от конфигурации цели, ее размеров и расположения относительно РЛС (см. § 3.3), его заранее знать нельзя и поэтому нельзя корректировать показания измерителя.

Указанные недостатки простейшего фазового дальномера устраняются при использовании более сложных схем, в которых применяется не менее двух частот. На рис. 2.6 изображена функциональная схема фазового дальномера с использованием низкой частоты  $\Omega$ , на которой осуществляется измерение фазового сдвига, и высокой  $\omega_0$ , играющей роль переносчика информации.

Модулятор создает синусоидальное напряжение  $U_m \cos(\Omega t + \psi_0)$ , модулирующее по амплитуде колебания

генератора высокой частоты:

$$u_{\text{ген}} = U_0 [1 + m \cos (\Omega t + \psi_0)] \cos (\omega_0 t + \psi_1),$$

где  $m$  — коэффициент модуляции.

Модулированные колебания излучаются в пространство. Принятые сигналы после усиления детектируются, и выделяется их огибающая, фаза которой сравнивается с фазой колебаний модулятора. Фаза огибающей принятых сигналов зависит от дальности цели

$$\psi = \Omega (t - t_D) + \psi_0 + \psi_{\text{РЛС}} = \Omega \left( t - \frac{2D}{c} \right) + \psi_0 + \psi_{\text{РЛС}}. \quad (2.7)$$

В формулу (2.7) не включен фазовый сдвиг огибающей колебаний при отражении  $\psi_{\text{отр}}$ , который пренебрежимо мал.

Фазовый сдвиг в цепях РЛС  $\psi_{\text{РЛС}}$ , как уже отмечалось, может быть измерен и учтен при градуировке фазометрического устройства. Разность фаз низкочастотных колебаний

$$\Delta\psi = \frac{2\Omega}{c} D$$

позволяет определить дальность цели

$$D = \frac{c}{2\Omega} \Delta\psi. \quad (2.8)$$

Частота  $\Omega$  может быть выбрана достаточно низкой, что обеспечит большой диапазон однозначно измеряемых дальностей. Например, при  $\Omega = 1000 \text{ рад/сек}$  этот диапазон равен 940 км.

Рассмотренное дальномерное устройство характеризуется рядом достоинств: требуется малая мощность излучения, так как генерируются незатухающие колебания; точность измерения дальности практически не зависит от доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала; относительно просто само измерительное устройство.

Отрицательные стороны данного технического решения заключаются в следующем: отсутствует разрешение по дальности, так как при наличии одновременно двух целей их сигналы раздельно наблюдать нельзя; чувствительность приемника ухудшается вследствие просачивания излучения передатчика; необходимы две антенны или система развязки излучаемых и принимаемых колебаний.

Известен другой вариант двухчастотного фазового даль-  
номера (рис. 2.7). РЛС включает два генератора высоко-  
частотных колебаний и два приемника, работающих соот-  
ветственно на частотах  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Колебания обоих генера-  
торов подводятся к передающей антенне, а также к первому

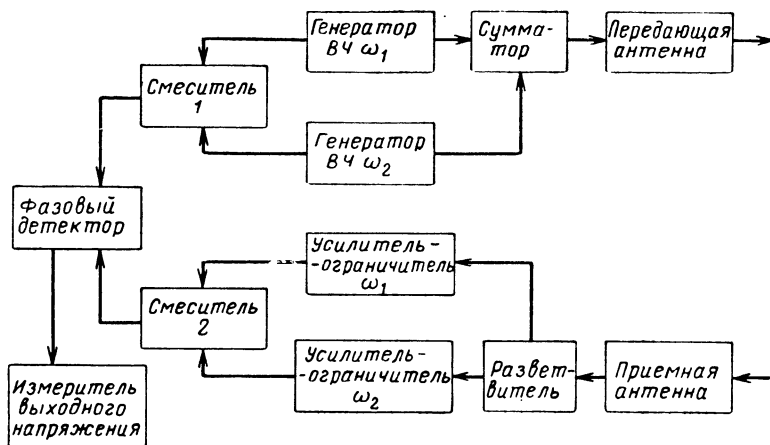


Рис. 2.7. Функциональная схема двухчастотного фазового измери-  
теля дальности.

смесителю; с выхода приемников два сигнала воздействуют  
на второй смеситель.

Пусть напряжения генераторов:

$$u_1(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \psi_{01})$$

и

[94

$$u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t + \psi_{02}).$$

На выходе первого смесителя получим колебания первой  
разностной частоты

$$u_{p1}(t) = U_{p1} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \psi_{01} - \psi_{02}].$$

Если не учитывать фазовых сдвигов в цепях РЛС, то оба  
принятых сигнала могут быть записаны как

$$u_{p1} = U_{p1} \cos[\omega_1(t - t_D) + \psi_{01} + \psi_{отр1}].$$

$$u_{p2} = U_{p2} \cos[\omega_2(t - t_D) + \psi_{02} + \psi_{отр2}]$$

и напряжение второй разностной частоты на выходе второго смесителя

$$u_{p2}(t) = U_{p2} \cos [(\omega_1 - \omega_2)t - (\omega_1 - \omega_2)t_D + (\psi_{01} - \psi_{02}) + (\psi_{отр1} - \psi_{отр2})].$$

При условии, что излучаемые частоты мало отличаются друг от друга  $\left| \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} \right| \ll 1$ , фазовые сдвиги при отражении от цели на обеих частотах можно считать одинаковыми, т. е.  $\psi_{отр1} \approx \psi_{отр2}$ .

Напряжения разностной частоты  $u_{p1}$  и  $u_{p2}$  подводятся к фазовому детектору, выходное напряжение которого будет пропорционально разности фаз колебаний:

$$\Delta\psi = \psi_{p1} - \psi_{p2} = (\omega_1 - \omega_2)t_D. \quad (2.9)$$

Измерение фазового сдвига  $\Delta\psi$  позволяет определить дальность цели

$$D = \frac{c}{2(\omega_1 - \omega_2)} \Delta\psi. \quad (2.10)$$

Анализ формулы (2.10) показывает, что в рассмотренном дальномере может быть обеспечен большой диапазон однозначного измерения дальности [разность  $(\omega_1 - \omega_2)$  является малой величиной], а также исключается влияние на результат измерений фазового сдвига  $\psi_{отр}$ . Такому дальномеру присущи перечисленные выше достоинства и недостатки, свойственные всем РЛС с непрерывным излучением. Такой дальномер, как и другие фазовые устройства, не обладает разрешением по дальности.

В принципе имеются возможности построения фазометрических РЛС, обеспечивающих разрешение одновременно наблюдаемых целей по доплеровскому смещению частот сигналов с последующим измерением дальности. Однако вследствие сложности устройства подобные РЛС практического применения пока не находят.

## 2.2. Методы измерения угловых координат

Для определения угловых координат целей используются угломерные или пеленгационные радиолокационные устройства.

Угломерное устройство включает антенну (антенную систему), приемник для обработки принятых радиолока-

ционных сигналов и измерительное устройство. Одной из основных характеристик угломерного устройства является его *пеленгационная характеристика*, представляющая собой зависимость выходного напряжения приемника от направления прихода радиоволны  $U_{\text{вых}}(\varphi)$ . В зависимости от того, какой параметр сигнала — амплитуда, частота или фаза — оказывает основное влияние на формирование пеленгационной характеристики, методы измерения угловых координат можно подразделять на амплитудные, частотные и фазовые. Практически находят применение амплитудные и фазовые методы, которые и будут здесь рассмотрены.

### 1. Амплитудные методы

В настоящее время известны и широко используются несколько амплитудных методов: максимума; минимума; сравнения; равносигнальный.

Рассмотрим их существо и принципы технической реализации.

При пеленгации *по методу максимума* плавно изменяется угловое положение антенны, и она в течение некоторого

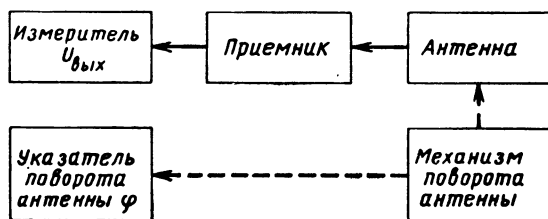


Рис. 2.8. Функциональная схема угломерного устройства с отсчетом по максимуму.

времени принимает сигналы цели; отсчет угловой координаты цели производится в тот момент, когда амплитуда сигнала на выходе приемника достигает наибольшего значения. Функциональная схема соответствующего угломерного устройства показана на рис. 2.8. Механизм поворота вращает антенну; одновременно приводится в действие указатель поворота, по шкале которого отсчитывается

направление оси антенны. Когда цель окажется в пределах диаграммы направленности антенны  $F(\varphi)$ , в приемник начнут поступать сигналы. Амплитуда сигналов зависит от углового положения антенны по отношению к цели. При вращении антенны выходное напряжение приемника  $U_{\text{вых}}$  повторяет форму диаграммы направленности антенны (рис. 2.9). Это и будет пеленгационная характеристика угломерного устройства

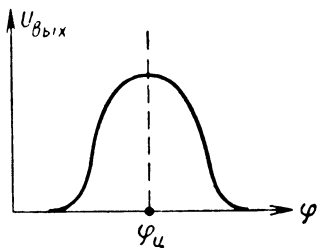


Рис. 2.9. Пеленгационная характеристика при пеленгации по максимуму.

$$U_{\text{вых}}(\varphi) = kF(\varphi), \quad (2.11)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности.

Когда ось антенны совпадает с направлением на цель, выходное напряжение приемника достигнет максимума; в этот момент указатель поворота антенны покажет пеленг цели  $\varphi_{\text{ц}}$ .

Достоинствами метода являются простота его технической реализации и получение наибольшей (при прочих равных условиях) амплитуды принимаемого сигнала в момент точного пеленга; другие амплитудные методы характеризуются меньшей амплитудой сигнала в момент пеленгации. Основной недостаток метода состоит в относительно низкой точности измерений угловой координаты.

Точность измерения угла характеризуется *пеленгационной чувствительностью*, представляющей собой крутизну пеленгационной характеристики вблизи направления на цель:

$$S_{\text{п}} = \left| \frac{dU_{\text{вых}}(\varphi)}{d\varphi} \right|_{\varphi=\varphi_{\text{ц}}}. \quad (2.12)$$

Если измерительное устройство позволяет заметить минимальное изменение выходного напряжения, равное  $\Delta U_{\text{мин}}$ , то эта величина связана с соответствующей угловой ошибкой  $\Delta\varphi$  очевидным соотношением

$$\Delta U_{\text{мин}} = \Delta\varphi \frac{dU_{\text{вых}}(\varphi)}{d\varphi} = \Delta\varphi S_{\text{п}}. \quad (2.13)$$

Следовательно, чем больше пеленгационная чувствительность, тем выше точность измерения угловой координаты.



При пеленгации по максимуму для диаграмм направленности любого типа пеленгационная чувствительность очень мала (при точном пеленге  $\frac{dU_{\text{вых}}(\varphi)}{d\varphi} = 0$ ), поэтому и точность измерения координат относительно низка.

*Метод пеленгации по минимуму* отличается тем, что отсчет угловой координаты производится в момент уменьшения до минимума выходного напряжения приемника.

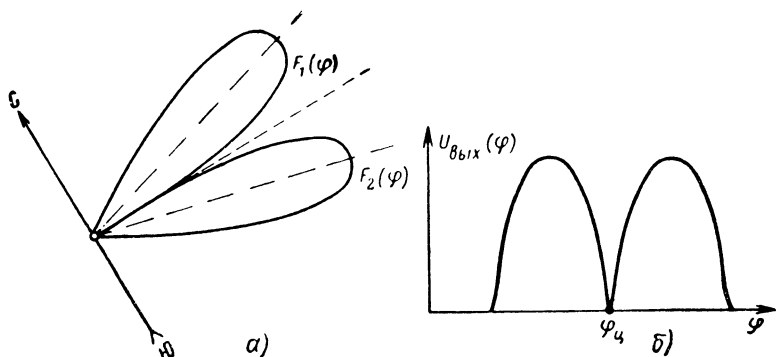


Рис. 2.10. Диаграмма направленности антенного устройства (а) и пеленгационная характеристика при пеленгации по минимуму (б).

Диаграмма направленности антенны пеленгатора должна иметь в средней части провал до нуля. Этого можно добиться, например, если использовать две антенны, повернутые в пространстве одна относительно другой на угол, равный ширине диаграммы направленности по нулевому уровню (рис. 2.10, а). Функциональная схема пеленгационного устройства такая же, как и при пеленгации по максимуму (см. рис. 2.8). Изменения амплитуды сигнала на выходе приемника при повороте антенны характеризуются графиком рис. 2.10, б; аналогичный вид имеет и пеленгационная характеристика  $U_{\text{вых}}(\varphi) = kF(\varphi)$ , где функция  $F(\varphi)$  — результирующая диаграмма направленности.

При пеленгации по минимуму может быть получена высокая точность измерения угловой координаты, так как пеленгационная чувствительность велика. Но амплитуда сигнала вблизи направления пеленга мала; при точном пеленге она становится равной нулю.

Практически по методу минимума можно пеленговать только источники мощного собственного излучения. Поэто-

му метод пеленгации по минимуму, получивший широкое применение в радионавигации, в радиолокации не используется.

*Метод сравнения* характеризуется тем, что пеленг цели определяется по соотношению амплитуд сигналов, принятых одновременно двумя антеннами. Функциональная схема пеленгационного устройства, в котором использован

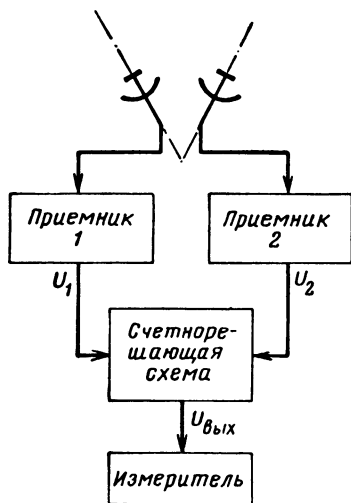


Рис. 2.11. Функциональная схема пеленгатора, в котором используется метод сравнения.

метод сравнения, приведена на рис. 2.11; графики рис. 2.12 характеризуют пространственное расположение диаграмм направленности антенного устройства.

Амплитуды сигналов на выходе приемников пропорциональны модулям векторов  $\bar{F}_1(\varphi_{\text{ц}})$  и  $\bar{F}_2(\varphi_{\text{ц}})$  (рис. 2.11):

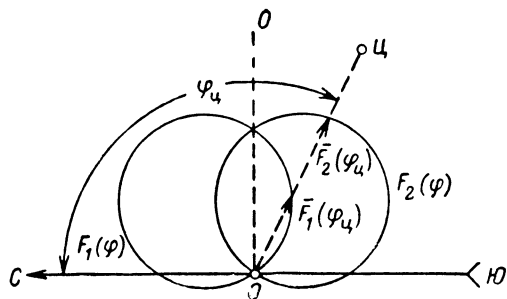
$$U_1 = k_1 F_1(\varphi_{\text{ц}}) \quad \text{и} \quad U_2 = k_2 F_2(\varphi_{\text{ц}}).$$

В счетнорешающей схеме осуществляется сравнение амплитуд сигналов. Технически наиболее просто осуществить вычитание одного сигнала из другого, т. е.

$$U_{\text{вых}}(\varphi) = k_1 F_1(\varphi_{\text{ц}}) - k_2 F_2(\varphi_{\text{ц}}). \quad (2.14)$$

При этом выходное напряжение зависит от абсолютных значений амплитуд сигналов и, следовательно, будет изме-

няться в зависимости от расстояния между РЛС и целью, отражающих свойств цели, поглощения в среде и т. д. Исключить влияние изменения амплитуд сигналов на результат измерений можно либо с помощью системы АРУ,



**Рис. 2.12.** Пространственное расположение диаграмм направленности при использовании метода сравнения.

управляющей усилением обоих приемников, либо осуществляя деление одного сигнала на другой:

$$U_{\text{вых}}(\varphi) = \frac{k_1 F_1(\varphi_{\text{ц}})}{k_2 F_2(\varphi_{\text{ц}})}. \quad (2.15)$$

Выполняют, например, оба приемника с логарифмическими амплитудными характеристиками. Тогда на выходе приемников получим

$$U_1 \equiv \ln k_1 F_1(\varphi_{\text{ц}}), \quad U_2 \equiv \ln k_2 F_2(\varphi_{\text{ц}}),$$

а после вычитания

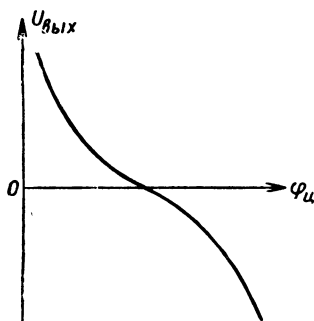
$$U_{\text{вых}}(\varphi) \equiv \ln \frac{k_1 F_1(\varphi_{\text{ц}})}{k_2 F_2(\varphi_{\text{ц}})}, \quad (2.16)$$

т. е. пеленгационная характеристика представляет собой логарифм отношения амплитуд сигналов. Вид пеленгационной характеристики иллюстрирует рис. 2.13.

Основным достоинством метода сравнения является возможность мгновенного определения направления на цель в пределах относительно широкого сектора при неподвижной антенной системе. Наиболее существенным недостатком является относительно низкая точность измерения, существенно меняющаяся в зависимости от вида и взаимного расположения диаграмм направленности антенн, а также от направления прихода волны.

Частным случаем метода сравнения является *равносигнальный метод* пеленгации. Он также основан на сравнении амплитуд сигналов, принимаемых двумя антеннами, но для отсчета углового положения добиваются равенства сигналов. При пеленгации цели по равносигнальному методу антенное устройство поворачивают до тех пор, пока выходное напряжение [см. формулу (2.14)] не окажется равным нулю. В этот момент угловая координата цели определяется по положению антенны.

Равносигнальный метод характеризуется высокой точностью, так как при измерении используется небольшой



**Рис. 2.13.** Пеленгационная характеристика при использовании метода сравнения.

участок диаграмм направленности (вблизи равносигнального направления  $OO$ , рис. 2.12) с относительно большой крутизной. Этот метод часто используют для автоматического слежения за целью по угловым координатам. При этом выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  подводят к системе управления механизмом поворота антенны. В зависимости от знака рассогласования между равносигнальным направлением  $OO$  и направлением на цель механизм будет поворачивать антенну в ту или иную сторону, чтобы свести напряжение  $U_{\text{вых}}$  к нулю; при этом равносигнальное направление антенны все время будет оставаться направленным на цель.

Равносигнальный метод может быть реализован при использовании одной антенны, диаграмма направленности которой периодически изменяет свое положение в про-

странстве. В этом случае сравнению подлежат сигналы, принятые в различные моменты времени при разных положениях диаграммы направленности (см. гл. 16).

## 2. Фазовые методы

Фазовые методы основаны на измерении разности фаз электромагнитных колебаний, принимаемых различными антеннами. Пусть в точках 1 и 2 расположены две приемные антенны (рис. 2.14), расстояние между которыми (база)

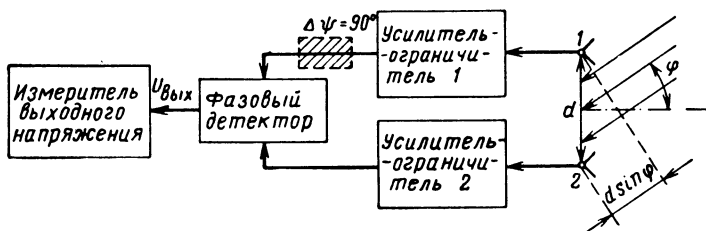


Рис. 2.14. Функциональная схема фазового измерителя угловых координат.

равно  $d$ . Принятые антеннами сигналы подводятся к фазовому детектору. Выходное напряжение фазового детектора будет определяться только разностью фаз колебаний (можно считать амплитуды обоих колебаний на входе детектора одинаковыми)

$$U_{\text{вых}} = k \cos \Delta\psi.$$

Если направление прихода радиоволны составляет угол  $\varphi$  с перпендикуляром к базе, то фазовый сдвиг высокочастотных колебаний в антеннах равен

$$\Delta\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \varphi, \quad (2.17)$$

а при малых значениях  $\varphi$ , когда приближенно можно считать  $\sin \varphi \approx \varphi$ ,

$$\Delta\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \varphi. \quad (2.18)$$

С учетом (2.18) пеленгационная характеристика будет

$$U_{\text{вых}}(\varphi) = k \cos \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \varphi \right) \quad (2.19)$$

(кривая 1 на рис. 2.15).

Измеряя  $U_{\text{вых}}$ , можно определить направление прихода радиоволны при неподвижном антенном устройстве.

Из формулы (2.19) можно видеть, что точность измерения угловой координаты вблизи значения  $\varphi = 0$  низка. Кроме того, нельзя определить направление смещения цели от перпендикуляра к базе. Оба недостатка могут быть устранены, если ввести искусственный фазовый сдвиг сигнала

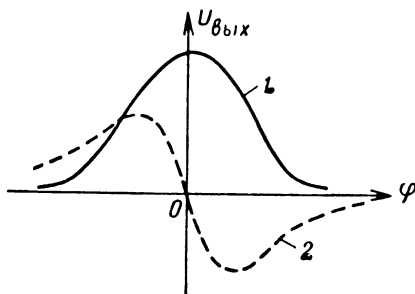


Рис. 2.15. Пеленгационные характеристики фазового пеленгатора.

на  $90^\circ$  в одном из усилителей. На рис. 2.14 такой фазосдвигающий элемент изображен пунктиром в верхнем усилительном канале.

При введении дополнительного фазового сдвига получим

$$U_{\text{вых}} = k \sin \Delta\psi = k \sin \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \varphi \right) \quad (2.20)$$

(кривая 2 на рис. 2.15).

Метод характеризуется относительно высокой точностью измерения; он может быть использован для автоматического слежения за целями по угловым координатам. Существенными недостатками фазового метода являются неоднозначность отсчета и отсутствие разрешения целей. Если диапазон однозначного измерения фазы принять равным  $2\pi$ , то пределы однозначного измерения угла могут быть определены с помощью формулы (2.18)

$$\Delta\varphi_{\text{одн}} = \frac{\lambda}{d}.$$

При использовании сантиметровых волн обычно справедливо неравенство  $\lambda \ll d$ , поэтому  $\Delta\varphi_{\text{одн}} \ll 1$ . Например, при

$\lambda = 3 \text{ см}$  и  $d = 15 \text{ см}$   $\frac{\lambda}{d} = \frac{1}{5}$  и диапазон однозначного измерения угловой координаты фазовым методом составляет всего  $11^\circ,5$ .

Неоднозначность измерения угловых координат фазовым методом может быть устранена, если в пеленгаторе используются антенны с достаточно узкими диаграммами направленности  $\theta_A < \Delta\varphi_{\text{одн}}$ , где  $\theta_A$  — ширина диаграммы направленности антенны.

### 2.3. Методы измерения радиальной скорости

Измерение радиальной скорости основано на определении доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала. Схема простейшей станции, обеспечивающей измерение доплеровской частоты сигналов, приведена на рис. 2.16.

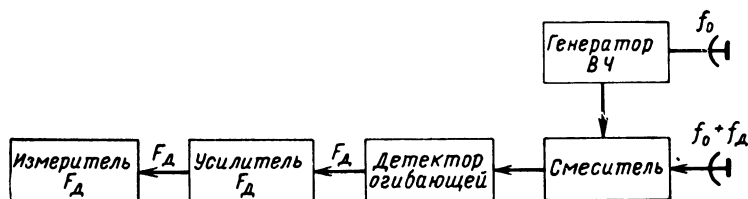


Рис. 2.16. Функциональная схема измерителя доплеровской частоты.

Генератор высокой частоты ( $f_0$ ) создает незатухающие колебания, излучаемые в пространство. Частота сигнала, отраженного от движущейся цели, будет отличаться от  $f_0$  на доплеровский сдвиг  $F_d$ ; отраженный сигнал можно записать таким образом:

$$u_c = A_c \cos [2\pi (f_0 + F_d) t + \psi_c].$$

Принятые колебания смешиваются с колебаниями генератора  $u_r = A_r \cos (2\pi f_0 t + \psi_r)$ . На выходе смесителя образуются колебания с частотой Доплера. Огибающая высокочастотных колебаний (частота биений) выделяется с помощью амплитудного детектора. Далее колебания на частоте  $F_d$  усиливаются и подводятся к измерителю частоты. Шкала измерителя градуируется прямо в единицах радиальной скорости цели

$$V_p = \frac{F_d \lambda}{2}. \quad (2.21)$$

Рассмотренному радиолокационному устройству при-  
сущи все перечисленные выше достоинства и недостатки  
станций с непрерывным излучением.

К специфическим достоинствам самого метода измерения  
следует отнести: простоту устройства станции; нечувстви-  
тельность к медленным уходам частоты генератора.

Наиболее существенные недостатки метода: высокие  
требования к кратковременной стабильности частоты гене-  
ратора (за время распространения радиоволн до цели  
и обратно); влияние любой паразитной модуляции колеба-  
ний генератора на работоспособность устройства; возник-  
новение помех работе станции при наличии нескольких  
целей (на выходе детектора будут образовываться комбина-  
ции доплеровских частот и их гармоник  $[kF_{дi} \pm mF_{дj}]$ ).

В гл. 13 будут рассмотрены возможности измерения  
радиальной скорости целей и при импульсном режиме  
работы радиолокационных станций.

## 2.4. Определение координат целей и их производных расчетным путем

Как отмечалось в гл. 1, расчетным путем можно опреде-  
лить любую координату и ее производную. Рассмотрим  
наиболее употребительные расчетные методы.

### 1. Расчетные методы определения дальности

Имеются возможности определения дальности целей  
с помощью РЛС, непосредственно не измеряющих даль-  
ность. Могут быть использованы РЛС, измеряющие ради-  
альную скорость или угловые координаты целей.

Если с момента  $t = t_0$  станция начала измерять ради-  
альную составляющую скорости цели Ц, а расстояние  
до цели в момент  $t_0$  было известно (например, использо-  
валось визуальное наблюдение цели), то текущая дальность  
цели будет равна

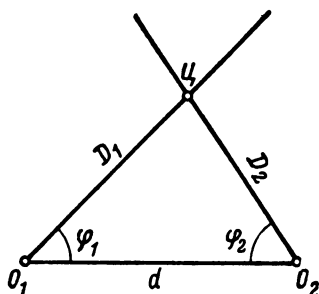
$$D = D_0 - \int_{t_0}^t V_p dt. \quad (2.22)$$

Теперь представим себе, что имеются две РЛС, позво-  
ляющие измерять только угловые координаты целей. Пусть



эти РЛС расположены в точках  $O_1$  и  $O_2$  и расстояние между ними равно  $d$  (рис. 2.17). Измерив углы между базой и на-

**Рис. 2.17.** Определение дальности цели станциями, расположенными в двух точках  $O_1$  и  $O_2$ .



правлением на цель  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  из треугольника  $O_1CO_2$  можем определить  $D_1$  и  $D_2$ :

$$D_1 = \frac{\sin \varphi_2}{\sin (\varphi_1 + \varphi_2)} d, \quad (2.23)$$

$$D_2 = \frac{\sin \varphi_1}{\sin (\varphi_1 + \varphi_2)} d. \quad (2.24)$$

## 2. Расчетные методы определения угловых координат

Угловые координаты целей можно определять с помощью РЛС, измеряющих только дальность. Если в точках  $O_1$  и  $O_2$  (рис. 2.17) расположены дальномерные РЛС, расстояние между которыми равно  $d$ , то, измерив расстояния до цели  $D_1$  и  $D_2$ , можно рассчитать ее угловые координаты в плоскости треугольника  $O_1CO_2$ :

$$\varphi_1 = \arccos \frac{D_1^2 + d^2 - D_2^2}{2D_1d}, \quad (2.25)$$

$$\varphi_2 = \arccos \frac{D_2^2 + d^2 - D_1^2}{2D_2d}. \quad (2.26)$$

## 3. Расчетные методы определения скорости движения

Скорость движения цели  $V_{\text{ц}}$  удобно определять через ее ортогональные составляющие: радиальную  $V_{\text{р}}$ , направленную по линии РЛС — цель, и тангенциальную  $V_{\text{т}}$ :

$$V_{\text{ц}} = \sqrt{V_{\text{р}}^2 + V_{\text{т}}^2}. \quad (2.27)$$

Составляющие скорости равны

$$V_p = \frac{dD}{dt} \quad \text{и} \quad V_\tau = D \frac{d\varphi}{dt} = D\omega_\varphi, \quad (2.28)$$

где  $\omega_\varphi$  — угловая скорость поворота в пространстве линии визирования цели.

Если можно пользоваться усредненными за интервал  $\Delta t$  значениями составляющих скорости, то

$$(V_p)_{cp} = \frac{D_1 - D_2}{\Delta t}$$

и

$$(V_\tau)_{cp} = \frac{D_1 + D_2}{2} \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{\Delta t}. \quad (2.29)$$

Здесь  $D_1, D_2, \varphi_1$  и  $\varphi_2$  — измеренные значения координат цели, соответствующие началу и концу интервала  $\Delta t$ .

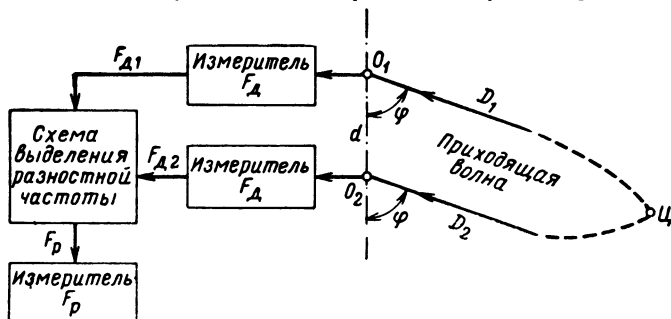


Рис. 2.18. Функциональная схема доплеровского измерителя угловой скорости целей.

В тех случаях, когда это необходимо, можно непрерывно определять текущие значения составляющих скорости. Радиальная составляющая определяется дифференцированием непрерывно измеряемого значения дальности цели. В устройствах автосопровождения по дальности (см. гл. 12) создается напряжение, пропорциональное дальности цели  $U_D(t)$ . Подведя это напряжение к дифференцирующей цепочке, на ее выходном сопротивлении получим напряжение, пропорциональное скорости изменения дальности:

$$U_R \equiv \frac{dD}{dt} = V_p. \quad (2.30)$$

Когда требуется получать текущее значение угловой скорости обнаруженной цели, применяют автоматическое сопровождение цели по угловой координате (или по обоим угловым координатам).

Угловая скорость цели может быть определена также с помощью двух РЛС, измеряющих доплеровский частотный сдвиг. Пусть в точках  $O_1$  и  $O_2$ , расположенных на расстоянии  $d$  одна от другой, помещены антенны двух измерителей доплеровской частоты сигнала (рис. 2.18). Если  $d$  мало по сравнению с расстоянием между РЛС и целью ( $d \leq \frac{D}{1000}$ ), то направления прихода волн в обе точки можно считать одинаковыми. Как выше было показано [см. формулу (2.17)] фазовый сдвиг колебаний в точках  $O_1$  и  $O_2$  будет зависеть от разности хода волны до этих точек

$$\Delta\psi = \frac{2\pi(D_1 - D_2)}{\lambda} = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \varphi.$$

Продифференцировав обе части равенства по времени, получим

$$\frac{dD_1}{dt} - \frac{dD_2}{dt} = d \cos \varphi \frac{d\varphi}{dt}.$$

Так как

$$\frac{dD_1}{dt} = \frac{\lambda F_{д1}}{2}, \quad \frac{dD_2}{dt} = \frac{\lambda F_{д2}}{2} \text{ и } \frac{d\varphi}{dt} = \omega_\varphi,$$

то

$$\omega_\varphi = \frac{\lambda}{2d \cos \varphi} (F_{д1} - F_{д2}). \quad (2.31)$$

Для  $\varphi \leq 10^\circ$

$$\cos \varphi \approx 1 \quad \text{и} \quad \omega_\varphi = \frac{\lambda}{2d} (F_{д1} - F_{д2}). \quad (2.32)$$

Таким образом, измерение разности доплеровских частот сигнала в двух близко расположенных точках пространства позволяет определить угловую скорость цели относительно этих точек.

Зная  $\omega_\varphi$ , по формуле (2.29) можно вычислить тангенциальную составляющую скорости цели и по (2.28) — полную скорость  $V_{ц}$ .

#### 4. Расчетные методы определения высоты

Один из распространенных методов определения высоты основан на измерении дальности и угла места цели и вычисления высоты по формуле

$$H = D \sin \varphi_{\text{ум}}. \quad (2.33)$$

С учетом кривизны Земли эта формула должна быть уточнена

$$H = D \sin \varphi_{\text{ум}} + \frac{D^2}{2R_0}, \quad (2.34)$$

где  $R_0$  — эффективный радиус Земли, учитывающий рефракцию радиоволн ( $R_0 \approx 8500$  км).

Часто для определения высоты целей используются РЛС с двумя плоскими диаграммами направленности, одна из которых расположена вертикально, а вторая — наклонно, под углом  $\gamma$  к первой (РЛС с V-образной диаграммой).

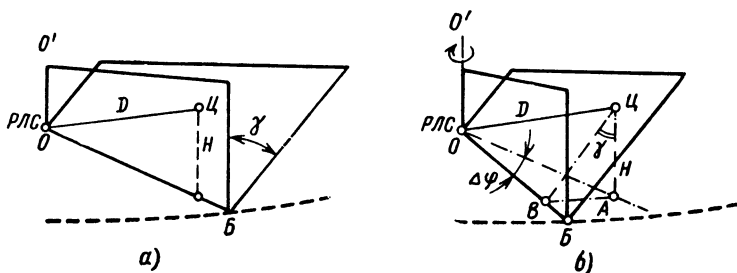


Рис. 2.19. Измерение высоты целей с помощью V-образной диаграммы.

Обе диаграммы вращаются с постоянной скоростью вокруг вертикальной оси  $OO'$ . Сначала цель попадает в вертикальную диаграмму направленности (рис. 2.19, а), а затем, при повороте на угол  $\Delta\varphi$ , — в наклонную (рис. 2.19, б). Пусть цель находится в наклонной диаграмме. Опустим из точки  $C$  перпендикуляр на горизонтальную плоскость, проходящую через точку  $O$ , а из точки  $A$  опустим перпендикуляр на основание диаграмм — линию  $OB$ . Из треугольника  $ABC$ :  $AB = H \operatorname{tg} \varphi$ , а из прямоугольного треугольника  $OBA$   $OA = \frac{AB}{\sin \Delta\varphi}$ .

Так как  $OA^2 = D^2 - H^2$  (из прямоугольного треугольника  $OCH$ ), то

$$D^2 - H^2 = \frac{H^2 \operatorname{tg}^2 \gamma}{\sin^2 \Delta \varphi}$$

или

$$H = \frac{D \sin \Delta \varphi}{\sqrt{\operatorname{tg}^2 \gamma + \sin^2 \Delta \varphi}}, \quad (2.35)$$

т. е. высота цели может быть определена через дальность и угол поворота антенны РЛС ( $\Delta \varphi$ ) между попаданиями цели в вертикальную и наклонную диаграммы.

При выводе формулы (2.35) не учитывалась кривизна Земли. Если учесть этот фактор, то

$$H = \frac{D \sin \Delta \varphi}{\sqrt{\operatorname{tg}^2 \gamma + \sin^2 \Delta \varphi}} + \frac{D^2}{2R_3}. \quad (2.36)$$

## ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

### 3.1. Основные свойства и классификация

Основными характеристиками объектов, рассматриваемых в качестве радиолокационных целей, являются:

- отражающая способность, определяющая свойство цели переизлучать большую или меньшую долю падающей на нее электромагнитной энергии;
- закон распределения и спектр флуктуаций амплитуды (мощности) отраженного сигнала;
- закон распределения и спектр флуктуаций фазового фронта отраженного сигнала;
- особенности траектории движения.

Отражающие свойства цели наряду с данными РЛС определяют ее дальность действия. Отражающие свойства зависят от размеров цели, материала, из которого она выполнена, конфигурации, от длины волны РЛС и направления

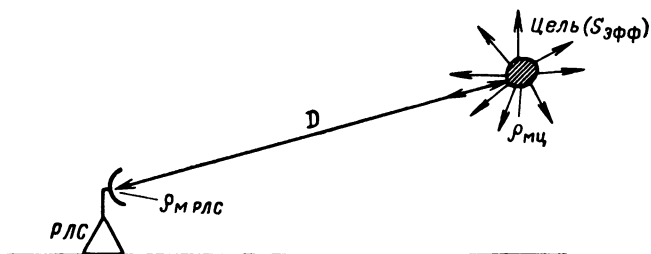


Рис. 3.1. К определению эффективной отражающей площади цели.

облучения. Практическая невозможность точного учета всех перечисленных факторов привела к необходимости введения специальной расчетной величины — *эффективной отражающей площади цели*. Эффективная отражающая площадь цели определяется следующим образом (рис. 3.1).

Пусть РЛС создает у цели, находящейся на расстоянии  $D$ , плотность потока мощности  $\rho_{мц}$ . Цель частично поглощает падающую на нее энергию, переизлучая остальную часть в пространство. Переизлучение происходит во многих случаях неравномерно. Чтобы не иметь дела с коэффициентом отражения и характеристиками переизлучения цели, в расчет вводят некоторую фиктивную поверхность, имеющую площадь  $S_{эфф}$ . Эта поверхность не обладает поглощением и переизлучает всю падающую на нее электромагнитную энергию во все стороны с одинаковой интенсивностью. При этом величина  $S_{эфф}$  выбирается из условия, чтобы у приемной антенны РЛС создавалась такая же плотность потока мощности  $\rho_{мРЛС}$ , как и от реальной цели. Таким образом, если цель с эффективной отражающей площадью  $S_{эфф}$  воспринимает мощность

$$P_{ц} = \rho_{мц} S_{эфф},$$

то у антенны станции при принятых условиях будет создана плотность потока мощности, равная

$$\rho_{мРЛС} = \frac{P_{ц}}{4\pi D^2} = \frac{\rho_{мц}}{4\pi D^2} S_{эфф}.$$

Отсюда

$$S_{эфф} = 4\pi D^2 \frac{\rho_{мРЛС}}{\rho_{мц}}. \quad (3.1)$$

Учитывая, что мощность пропорциональна квадрату напряженности электромагнитного поля, получим другой вид формулы (3.1):

$$S_{эфф} = 4\pi D^2 \frac{\mathcal{E}_{РЛС}^2}{\mathcal{E}_{ц}^2}, \quad (3.2)$$

где  $\mathcal{E}_{РЛС}$  и  $\mathcal{E}_{ц}$  — напряженности поля вблизи РЛС и цели соответственно.

На основании сказанного можно дать следующее определение для эффективной отражающей площади: *эффективной отражающей площадью цели* называется такая фиктивная поверхность, являющаяся изотропным и не поглощающим энергию переизлучателем, которая, будучи помещена в точку цели, создает у антенны РЛС такую же плотность потока мощности отраженного сигнала, как и реальная цель.

Эффективная отражающая площадь является одной из важнейших характеристик радиолокационной цели, необходимой для расчета дальности действия РЛС.

При неравномерной диаграмме переизлучения реальных целей сложной конфигурации всякое случайное или регулярное изменение ракурса их облучения со стороны РЛС приводит к флуктуациям мощности отраженного сигнала у антенны станции. Поэтому эффективная отражающая площадь таких флуктуирующих целей будет случайной величиной и может быть определена лишь статистически — законом распределения и его числовыми характеристиками. Обычно в расчетах используется среднее значение эффективной отражающей площади  $S_{эфф\ 0}$ , приводимое в справочных таблицах.

Кроме закона распределения  $S_{эфф}$  необходимо знать также спектр ее флуктуаций, чтобы правильно выбрать постоянную времени АРУ приемника, частоту сканирования антенны при коническом обзоре (см. § 4.3) и полосу пропускания следящей системы РЛС.

Случайные относительные перемещения цели и РЛС приводят также к флуктуациям фазового фронта отраженного сигнала.

*Фазовым фронтом* называется поверхность, в любой точке которой отраженный сигнал имеет одну и ту же фазу.

При неравномерной диаграмме переизлучения поверхности равных фаз не будут сферическими, как это было бы при изотропном точечном излучателе. Поэтому всякие относительные перемещения цели будут вызывать и изменения положения нормали к фазовому фронту. Так как измерение угловых координат, по существу, сводится к определению направления прихода отраженных волн, совпадающего с нормалью к поверхности равных фаз, то система автосопровождения по угловым координатам будет постоянно находиться под воздействием флуктуаций фазового фронта. Отсюда становится очевидной важность знания спектра фазовых флуктуаций для грамотного выбора данных систем углового сопровождения.

Перечисленные характеристики целей — эффективная отражающая площадь и закон ее распределения, спектр ее флуктуаций и спектр флуктуаций фазового фронта — тесно связаны с относительным движением цели, которое можно рассматривать как сумму двух движений — движения центра массы по траектории и движения цели вокруг



центра массы (качания, вращения). Характер этих движений определяет характер флюктуаций отраженного сигнала. Характер движения центра массы цели по траектории важно знать также для выбора вида и параметров радиолокационного обзора. Если траектория цели подчиняется заранее известному закону, то можно, например, отказаться от обзора пространства движущимся лучом и осуществлять обнаружение неподвижными лучами, соответствующим образом расположенными в пространстве. Если же цель маневрирует, то для точного воспроизведения траектории необходим периодический обзор, причем период обзора должен быть тем меньше, чем быстрее маневрирует цель.

Радиолокационные цели удобно классифицировать по методу определения их эффективной отражающей площади. С этой точки зрения все цели можно разделить на *элементарные* и *сложные*. Эффективная отражающая площадь элементарных целей может быть определена аналитически по формулам (3.1), (3.2). Такой расчет возможен лишь для ограниченного числа объектов простейшей формы, выполненных из однородного идеально отражающего материала. Примерами элементарных целей могут служить металлические шар, лист, вибратор, уголкового отражатели.

Эффективная отражающая площадь сложных целей может быть определена только экспериментальным путем и описана статистически вследствие сложности их конфигурации и случайных перемещений относительно РЛС. К сложным целям относится подавляющее большинство реальных целей.

Сложные цели, в свою очередь, могут быть разделены на *точечные* и *распределенные*.

Точечными целями называют такие, линейные и угловые размеры которых значительно меньше элементов разрешения РЛС по дальности и угловым координатам, а разность радиальных скоростей их крайних точек много меньше элемента разрешения по скорости. Эффективная отражающая площадь точечных целей определяется экспериментально. Примерами точечной цели могут служить самолеты и корабли на больших удалениях от РЛС, искусственные спутники.

Распределенными целями называют такие, для которых указанные выше соотношения не выполняются. Распределенные цели могут быть поверхностными (земная поверх-

ность) и объемными (облако пассивных отражателей, гидрометеоры). Для распределенных целей экспериментально определяется *средняя удельная эффективная отражающая площадь*  $S_{эфф\ y}$ . Эта величина характеризует отражающие свойства единицы площади или объема. Полная величина  $S_{эфф\ 0}$  находится из соотношений:

для поверхностной цели

$$S_{эфф\ 0} = S_{эфф\ y} \delta(S), \quad (3.3)$$

для объемной цели

$$S_{эфф\ 0} = S_{эфф\ y} \delta(V), \quad (3.4)$$

где  $\delta(S)$  и  $\delta(V)$  — размеры элементов разрешения РЛС соответственно по площади и объему.

Дальнейшее более подробное рассмотрение характеристик радиолокационных целей будет вестись в соответствии с приведенной классификацией.

## 3.2. Элементарные цели

Элементарные цели находят практическое применение в качестве пассивных ответчиков при испытании радиолокационной аппаратуры, маскирующих отражателей при создании пассивных помех, средств имитации целей для отвлечения сил противника от действительных объектов. К элементарным целям могут быть также отнесены воздушные шары, шары-пилоты, ИСЗ простейшей геометрической конфигурации и т. д. Основными характеристиками элементарных целей являются величина их эффективной отражающей площади и ширина диаграммы переизлучения. Рассчитаем в качестве примера эффективную отражающую площадь элементарной цели в виде полуволнового вибратора. Отражатели этого типа широко применяются в массовых количествах для создания пассивных помех радиолокационным станциям.

Э.д.с., наводимая в вибраторе, равна

$$E_v = \mathcal{E}_ц h_d \sin \varphi,$$

где  $h_d = \frac{\lambda}{\pi}$  — действующая высота полуволнового вибратора;

$\varphi$  — угол между осью вибратора и направлением на РЛС. Ток, наводимый этой э.д.с в вибраторе (без учета потерь),

$$I_B = \frac{E_B}{R_\Sigma} = \frac{\mathcal{E}_\Pi h_\Pi \sin \varphi}{R_\Sigma} = \frac{\mathcal{E}_\Pi \lambda \sin \varphi}{\pi R_\Sigma},$$

где  $R_\Sigma$  — сопротивление излучения полуволнового вибратора, равное 73,3 ом

Напряженность поля, создаваемая вибратором в точке расположения РЛС, находящейся на расстоянии  $D$ , равна

$$\mathcal{E}_{\text{РЛС}} = \frac{60 I_B \sin \varphi}{D} = \frac{60 \mathcal{E}_\Pi \lambda \sin^2 \varphi}{\pi R_\Sigma D}. \quad (3.5)$$

Подставляя (3.5) в (3.2), получим

$$S_{\text{эфф}} = 4\pi D^2 \left( \frac{60 \mathcal{E}_\Pi \lambda \sin^2 \varphi}{\pi R_\Sigma D} \right)^2 \frac{1}{\mathcal{E}_\Pi^2} = 0,86 \lambda^2 \sin^4 \varphi. \quad (3.6)$$

Полученное выражение указывает на большую зависимость эффективной отражающей площади вибратора от его ориентации относительно РЛС и от длины волны. Величина площади  $S_{\text{эфф}}$  одного вибратора оказывается весьма малой. При  $\varphi = \pi/2$  и  $\lambda = 3$  см  $S_{\text{эфф}} \approx 0,0008$  м<sup>2</sup>. Поэтому для создания эффективной помехи требуется применять одновременно очень большое количество таких отражателей.

От искусственных целей, применяемых при экспериментах и испытаниях, требуется малая зависимость их эффективной отражающей площади от ориентации относительно РЛС и большая ее величина при незначительных габаритах отражателя. Первому требованию в полной мере удовлетворяет отражатель в виде металлического шара, имеющий при  $r_{\text{ш}}/\lambda \gg 2$  постоянное значение  $S_{\text{эфф}}$ , не зависящее от направления на РЛС. Величина  $S_{\text{эфф}}$  при указанном неравенстве равна площади его поперечного сечения, т. е.

$$S_{\text{эфф}} = \pi r_{\text{ш}}^2. \quad (3.7)$$

Зависимость  $S_{\text{эфф}} = \varphi(r_{\text{ш}}/\lambda)$  для шара показана на рис. 3.2.

Значительно большую эффективную отражающую площадь при тех же габаритных размерах имеет металлическая пластина, расположенная нормально к направлению облучения. Для этого случая

$$S_{\text{эфф}} = 4\pi \frac{S^2}{\lambda^2}, \quad (3.8)$$

где  $S$  — площадь пластины.

При отклонении направления облучения от нормального интенсивность обратного переизлучения пластины имеет лепестковый характер, причем ширина основного лепестка по «нулям» определяется выражением

$$\theta_0^0 \approx 60 \frac{\lambda}{a}, \quad (3.9)$$

где  $a$  — линейный размер пластины в соответствующей плоскости.

Наиболее полно требованиям, предъявляемым к искусственной цели, отвечают уголкового отражатели (рис. 3.3).

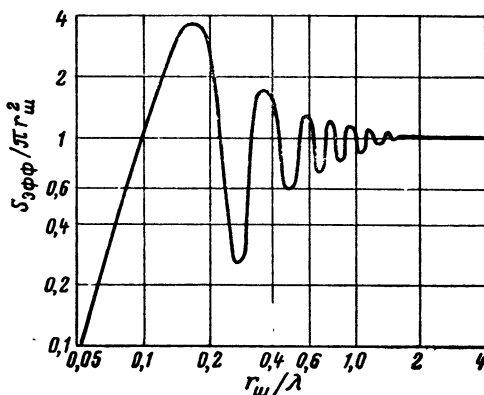


Рис. 3.2. Зависимость эффективной отражающей площади шара от отношения его радиуса  $r_{ш}$  к длине волны  $\lambda$ .

Они имеют большую  $S_{эфф}$  при малой зависимости ее от направления облучения. Это свойство объясняется тем, что при изменении угла падения лучей в широких пределах отражение происходит практически строго в обратном направлении.

Отражатель с треугольными гранями (рис. 3.3, а) имеет величину  $S_{эфф}$ , равную

$$S_{эфф} = \frac{4}{3} \pi \frac{a^4}{\lambda^2}. \quad (3.10)$$

Отражатель с квадратными гранями (рис. 3.3, б) имеет в 9 раз большую величину  $S_{эфф}$ :

$$S_{эфф} = 12\pi \frac{a^4}{\lambda^2}. \quad (3.11)$$

Однако последний вариант отражателя применяется реже, так как его конструкция имеет меньшую жесткость и диаграмма переизлучения уже. Кроме того, надо учесть,

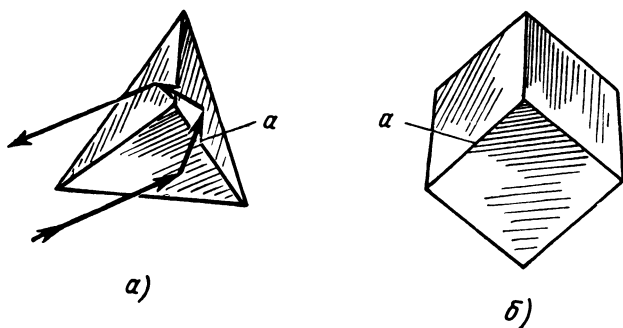


Рис. 3.3. Угловые отражатели с треугольными (а) и квадратными (б) гранями.

что широкая направленность диаграммы переизлучения угловых отражателей реализуется только при строгом соблюдении перпендикулярности граней. Эксперименты показывают, что смещение грани на величину  $\lambda/3$  умень-

Т а б л и ц а 3.1

Тип отражателя	Расчетная формула	Значение $S_{эфф}$ , м <sup>2</sup>
Полуволновой отражатель длиной $l = \lambda/2 = a$	$S_{эфф} = 0,86\lambda^2 = 0,86(2a)^2$	$3,44a^2$
Металлический лист площадью $S = a^2$ , где $a$ — сторона квадрата	$S_{эфф} = 4\pi \frac{a^4}{\lambda^2}$	$14 \cdot 10^3 a^4$
Металлический шар диаметром $d_{ш} = a$ (причем $a > 4\lambda$ )	$S_{эфф} = \frac{\pi d_{ш}^2}{4} = \frac{\pi a^2}{4}$	$0,78a^2$
Угловой отражатель с треугольными гранями и длиной ребра $l_p = a$	$S_{эфф} = \frac{4\pi}{3} \frac{a^4}{\lambda^2}$	$4,7 \cdot 10^3 a^4$
Угловой отражатель с квадратными гранями и длиной ребра $l_p = a$	$S_{эфф} = 12\pi \frac{a^4}{\lambda^2}$	$42 \cdot 10^3 a^4$

шает  $S_{\text{эфф}}$  на 50%. Значения  $S_{\text{эфф}}$ , соответствующие (3.10) и (3.11), уголкового отражателя имеют при направлении излучения, примерно совпадающем с осью симметрии уголка.

Уголкового отражателя переизлучает энергию только в пределах одного квадранта. Объединяя отдельные уголки в группы, можно получить искусственную цель, переизлучающую энергию в любых нужных пределах.

В табл. 3.1 приведены для сравнения значения эффективной отражающей площади различных типов отражателей, имеющих одинаковые характерные размеры  $a$ ,  $m$ , при длине волны облучающих колебаний  $\lambda = 3 \text{ см}$ .

### 3.3. Точечные цели

#### 1. Условия, при которых цели являются точечными

Цели являются точечными, если имеют место неравенства:

$$l_{\text{ц}} \ll \delta(D), \quad l_{\text{ц}} \ll \delta(\varphi_{\text{аз}}) D, \\ l_{\text{ц}} \ll \delta(\varphi_{\text{ум}}) D, \quad l_{\text{ц}} \ll \frac{\delta(V_{\text{р}}) D}{V}, \quad (3.12)$$

где  $l_{\text{ц}}$  — наибольший размер цели;  $\delta(D)$ ,  $\delta(\varphi_{\text{аз}})$ ,  $\delta(\varphi_{\text{ум}})$ ,  $\delta(V_{\text{р}})$  — разрешающие способности РЛС соответственно по дальности, угловым координатам и скорости;  $\delta(\varphi) D = \delta(l)$  — линейная разрешающая способность по угловой координате.

Условия (3.12) можно выразить и иначе: точечными целями следует считать такие, которые практически не увеличивают длительности отраженного сигнала и не изменяют его спектр по сравнению с сигналом, отраженным от цели — геометрической точки. Эти неравенства показывают также, что понятие точечной цели не является абсолютным: самолет, например, будет точечной целью для большинства РЛС на больших расстояниях, но на малых дальностях, в несколько сотен метров, указанные неравенства уже не выполняются.

## 2. Особенности траекторий целей и их влияние на параметры РЛС

Траекторией называется кривая, описываемая центром массы цели при ее движении. Форма траектории может быть закономерной или случайной. Закономерными траекториями обладают баллистические ракеты, искусственные спутники. Закономерная траектория может быть однозначно определена, если измерено необходимое количество ее параметров.

Закономерный характер движения цели обуславливает и закономерность изменения параметров принимаемых отраженных сигналов. Это обстоятельство является весьма важным, так как оно допускает длительное накопление энергии принимаемых сигналов. Такое накопление энергии большого количества отраженных сигналов, каждый из которых несет малую энергию, позволяет при прочих равных условиях обеспечить очень большую дальность обнаружения и высокую точность измерения параметров траектории закономерно движущихся целей.

Все свободно маневрирующие цели — самолеты, корабли, вертолеты — обладают, с точки зрения оператора радиолокационной станции, прогнозирующего их движение, случайными траекториями, которые нельзя предсказать за длительные промежутки времени, значительно превосходящие время элементарного маневра (разворота, виража и т. д.). Поэтому при обнаружении целей, имеющих случайные траектории, нельзя использовать длительное накопление энергии принимаемых сигналов для увеличения дальности обнаружения, так как изменение их параметров не имеет закономерного характера на больших интервалах времени. Эффективное накопление в таких случаях может быть осуществлено лишь за время облучения цели сканирующим лучом антенны.

Случайность траекторий маневрирующих целей требует также определенных характеристик обзора пространства радиолокационной станцией. Чем быстрее маневрирует цель, тем чаще должно производиться ее облучение и измерение координат, для того чтобы можно было точно воспроизвести траекторию ее движения. Траектория представляет непрерывную пространственно-временную функцию  $S(t)$  (рис. 3.4), которая может быть задана совокупностью зависимостей  $D(t)$ ,  $\varphi_{аз}(t)$  и  $\varphi_{ум}(t)$ , выражающих

полярные координаты цели как функции времени. За интервал наблюдения  $T_n$  каждая из этих функций может быть описана конечным числом дискретных отсчетов. Число

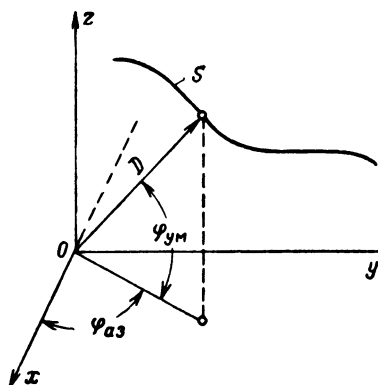


Рис. 3.4. Траектория маневрирующей цели.

этих отсчетов может быть определено по теореме Котельникова:

$$n = 2F_B T_n,$$

где  $F_B$  — наивысшая частота спектра воспроизводимой функции.

Следовательно, конкретная траектория цели может быть воспроизведена, если период обзора РЛС будет удовлетворять неравенству

$$T_{\text{обз макс}} \leq \frac{T_n}{n} = \frac{1}{2F_B}, \quad (3.13)$$

причем  $F_B$  — это наиболее высокая частота из определенных по спектрам функций  $D(t)$ ,  $\varphi_{аз}(t)$ ,  $\varphi_{ум}(t)$ .

Так как различных траекторий может быть бесчисленное множество, а обзор проще осуществлять с постоянной скоростью, то при выборе периода обзора следует ориентироваться на самую неблагоприятную траекторию, для которой спектры функций  $\varphi_{аз}(t)$ ,  $D(t)$  и  $\varphi_{ум}(t)$  наиболее широкие.

В качестве примера произведем ориентировочную оценку  $F_{B \text{ макс}}$ , выбрав заведомо неблагоприятную траекторию, показанную на рис. 3.5. Эта траектория имеет место при



полете самолета по окружности, центр которой находится на расстоянии  $D$  от РЛС, а радиус равен радиусу виража и определяется скоростью самолета и допустимой перегрузкой:

$$R_{\text{вир}} = \frac{V^2}{g \sqrt{n^2 - 1}},$$

где  $g = 9,81 \text{ м/сек}^2$ .

При таком полете функции  $D(t)$ ,  $\varphi_{\text{аз}}(t)$ ,  $\varphi_{\text{ум}}(t)$  будут близкими к гармоническим зависимостям, имеющим часто-

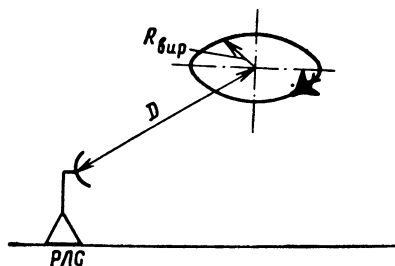


Рис. 3.5. Траектория цели, летающей по окружности.

ту  $F = 1/T$ , где  $T$  — время одного полного оборота самолета по круговой траектории.

Так как

$$T = \frac{2\pi R_{\text{вир}}}{V} = \frac{2\pi V}{g \sqrt{n^2 - 1}},$$

то

$$F = \frac{g \sqrt{n^2 - 1}}{2\pi V}. \quad (3.14)$$

Принимая для маневренных легких самолетов  $n = 4$  и  $V = 1000 \text{ км/час}$ , получим  $F = 0,022 \text{ гц}$  и  $T_{\text{обз макс}} \leq 23 \text{ сек}$ .

Для неманевренных самолетов (транспортных самолетов, тяжелых бомбардировщиков), считая  $n = 2$  и  $V = 1000 \text{ км/час}$ , находим  $F = 0,01 \text{ гц}$  и  $T_{\text{обз макс}} \leq 50 \text{ сек}$ . При выборе максимально допустимого периода обзора руководствуются также и другими соображениями, рассматриваемыми в гл. 4.

### 3. Особенности движения целей вокруг центра массы и их влияние на характер отраженного сигнала

Случайные колебания цели относительно центра массы происходят вследствие возмущений в окружающей среде и в системе управления полетом. Баллистические ракеты и искусственные спутники в полете испытывают случайные колебания и вращения вокруг осей, случайно меняющих

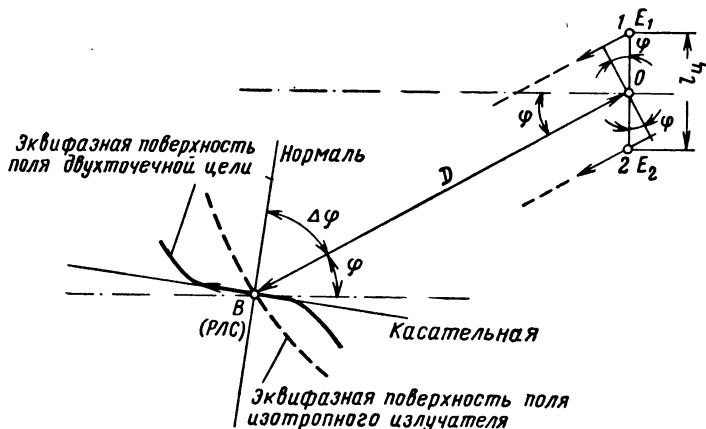


Рис. 3.6. Модель цели, состоящая из двух точек.

свое направление («кувыркаются») с «периодом» от нескольких минут до нескольких десятков минут. Случайные рыскания, продольные и поперечные крены самолетов по результатам многочисленных экспериментальных исследований имеют среднее значение амплитуды колебаний около  $1-2^\circ$  и средний «период» в несколько секунд. Однако для различных типов самолетов эти данные могут значительно расходиться и, кроме того, на них в сильной степени влияет состояние атмосферы. Поэтому приведенные величины следует рассматривать как весьма ориентировочные.

В первом приближении моделью сложной цели, такой, как самолет, может служить цель, состоящая из двух стабильно отражающих точек 1 и 2, расположенных на расстоянии  $l_{ц}$ , равном размеру самолета (рис. 3.6). Оценим характер переизлучения такой цели. Для этого надо сначала определить напряженность поля результирующего

сигнала в отдаленной точке  $B$ , находящейся на расстоянии  $D$  от центра  $O$  цели ( $D \gg l_{ц}$ ). Сигнал, пришедший от точки  $I$ , имеет вид

$$e_1 = E_1 \sin \left( \omega t - 2\pi \frac{2D}{\lambda} - \frac{2\pi l_{ц}}{\lambda} \sin \varphi \right). \quad (3.15)$$

Сигнал, пришедший от точки 2:

$$e_2 = E_2 \sin \left( \omega t - 2\pi \frac{2D}{\lambda} + \frac{2\pi l_{ц}}{\lambda} \sin \varphi \right). \quad (3.16)$$

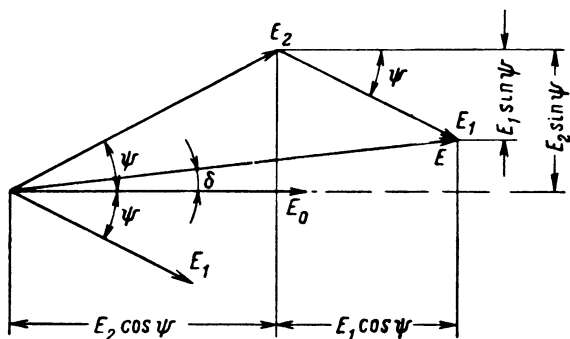


Рис. 3.7. Векторная диаграмма сигналов, отраженных от точек 1 и 2 цели рис. 3.8.

Если бы существовал только один изотропный источник излучения в точке  $O$ , то сигнал от него в точке  $B$  имел бы вид

$$e_0 = E_0 \sin \left( \omega t - 2\pi \frac{2D}{\lambda} \right). \quad (3.17)$$

Таким образом, сигнал, пришедший от точки 1, отстает по фазе на угол

$$\psi = \pi \frac{2l_{ц}}{\lambda} \sin \varphi$$

от сигнала  $e_0$ , а сигнал от точки 2 опережает его на такой же угол (рис. 3.7). Нетрудно видеть, что амплитуда результирующего сигнала

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos 2\psi}, \quad (3.18)$$

а фазовый сдвиг по отношению к сигналу  $e_0$  равен

$$\delta = \arctg \frac{E_2 \sin \psi - E_1 \sin \psi}{E_2 \cos \psi + E_1 \cos \psi} = \arctg \left( \frac{E_2 - E_1}{E_2 + E_1} \right) \tg \psi. \quad (3.19)$$

Таким образом, результирующий сигнал, принятый от точек 1 и 2, имеет вид;

$$e = E \sin \left( \omega t - 2\pi \frac{2D}{\lambda} + \delta \right). \quad (3.20)$$

Выражение (3.18) показывает, что при  $E_1 = E_2 = E_0$  амплитуда результирующего сигнала при изменении направления

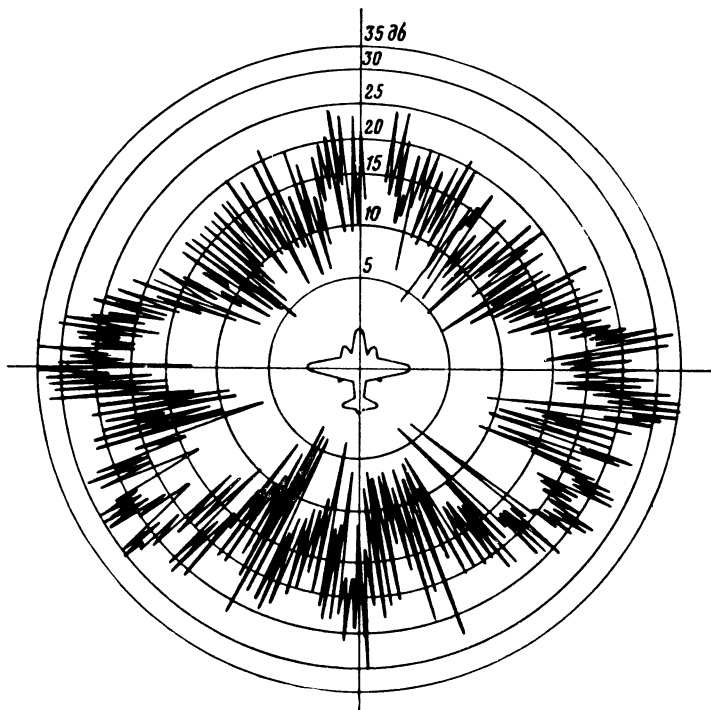


Рис. 3.8. Диаграмма переизлучения самолета В-26 ( $\lambda = 10$  см).

облучения может изменяться от нуля (при  $2\psi = (2k+1)\frac{\pi}{2}$ ) до  $2E_0$  (при  $2\psi = k\pi$ ). Ширина «лепестка» диаграммы переизлучения по «нулям» может быть найдена из условия

$$2|\psi_1 - \psi_2| = [2(k+1) + 1] \frac{\pi}{2} - 2(k+1) \frac{\pi}{2} = \pi$$

или

$$\frac{4\pi/l_{\Pi}}{\lambda} (\sin \varphi_1 - \sin \varphi_2) = \pi.$$

Считая приближенно  $\sin \varphi \approx \varphi$ , получим ширину «лепестка» равной

$$\theta_0 = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{\lambda}{4l_{\Pi}}. \quad (3.21)$$

Принимая  $\lambda = 3 \text{ см}$ ,  $l_{\Pi} = 10 \text{ м}$ , находим

$$\theta_0 = \frac{3 \cdot 57,3}{4 \cdot 10^3} = 0,043^\circ \approx 0,05^\circ.$$

При  $\lambda = 10 \text{ см}$   $\theta_0 \approx 0,15^\circ$ . Таким образом, диаграмма переизлучения рассмотренной модели цели является весьма «изрезанной», состоящей из множества узких лепестков.

На рис. 3.8 приведена диаграмма переизлучения реального самолета при длине волны облучающих колебаний  $\lambda = 10 \text{ см}$ . Значения  $S_{\text{эфф}}$  даны в децибелах по отношению к  $1 \text{ м}^2$ .

Ширина отдельных лепестков достигает долей градуса, и максимумы чередуются с глубокими «провалами». Поэтому случайные колебания самолета приводят к глубокой

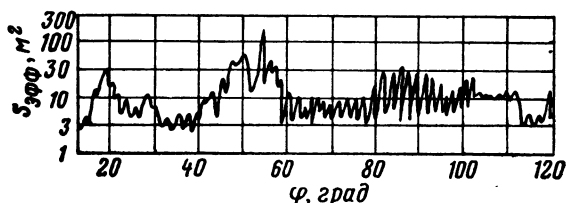


Рис. 3.9. Диаграмма переизлучения второго советского искусственного спутника Земли ( $\lambda = 69 \text{ см}$ ).

модуляции отраженного сигнала (до 15—20 дб). У винтовых самолетов к этой модуляции добавляется и другая — пропеллерная модуляция.

На рис. 3.9 в качестве второго примера показана диаграмма переизлучения второго советского искусственного спутника Земли ( $\lambda = 69 \text{ см}$ ).

В реальных условиях при случайных движениях цели относительно центра массы и при ее маневрах амплитуда отраженного сигнала будет случайной функцией времени

с резкими изменениями, доходящими до нескольких десятков децибел.

Закон распределения амплитуд сигналов, отраженных от различных сложных целей (самолета, корабля, облака искусственных отражателей), по результатам многих экспериментов хорошо совпадает с распределением Релея:

$$\omega(U_m) = \frac{U_m}{\sigma_u^2} \exp\left(-\frac{U_m^2}{2\sigma_u^2}\right), \quad (3.22)$$

где  $\sigma_u^2$  — дисперсия амплитуды сигналов.

#### 4. Эффективная отражающая площадь

Найдем вначале эффективную отражающую площадь рассмотренной выше двухточечной цели (рис. 3.6).

Из основного соотношения (3.1) имеем

$$\rho_{\text{м РЛС}} = \frac{\rho_{\text{м ц}}}{4\pi D^2} S_{\text{эфф}}.$$

Мощность отраженного сигнала на входе приемника равна

$$P_{\text{пр м}} = \rho_{\text{м РЛС}} S_A = \rho_{\text{м ц}} \frac{S_A}{4\pi D^2} S_{\text{эфф}} = k S_{\text{эфф}}, \quad (3.23)$$

где  $S_A$  — эффективная площадь раскрыва антенны РЛС.

Таким образом при  $k = \rho_{\text{м ц}} \frac{S_A}{4\pi D^2} = \text{const}$  мощность отраженного сигнала будет прямо пропорциональна эффективной отражающей площади цели.

Мощность отраженного сигнала, в свою очередь, пропорциональна квадрату напряженности поля. Полагая, что амплитуды напряженности поля, переизлучаемого точками 1 и 2, одинаковы и равны  $E_0$ , из (3.18) будем иметь

$$E = E_0 \sqrt{2(1 + \cos 2\psi)}.$$

Отсюда мощность отраженного сигнала

$$P = 2P_0(1 + \cos 2\psi)$$

и

$$S_{\text{эфф}} = 2S_{\text{эфф 1}}(1 + \cos 2\psi), \quad (3.24)$$

где  $S_{\text{эфф 1}}$  — эффективная отражающая площадь каждого излучателя.

Следовательно, при изменении угла  $\psi$  величина  $S_{\text{эфф}}$  может колебаться в пределах  $(0 \div 4) S_{\text{эфф}1}$ . Считая все значения  $\psi$  равновероятными в интервале  $0 \div 2\pi$  и усредняя (3.24) на этом интервале, получим среднее значение эффективной отражающей площади двухточечной цели:

$$\begin{aligned} S_{\text{эфф}0} &= 2S_{\text{эфф}1} \overline{(1 + \cos 2\psi)} = \\ &= 2S_{\text{эфф}1} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (1 + \cos 2\psi) d\psi = 2S_{\text{эфф}1}. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Перейдем теперь к определению закона распределения эффективной отражающей площади сложной цели.

Мощность и амплитуда отраженного сигнала на входе приемника связаны соотношением

$$P = \frac{U_{\text{м}}^2}{2R_{\text{вх}}},$$

где  $R_{\text{вх}}$  — входное сопротивление приемника.

Принимая для простоты  $R_{\text{вх}} = 1$ , получим  $P = \frac{U_{\text{м}}^2}{2}$ .

Считая, что распределение амплитуды отраженного сигнала подчиняется закону Релея (3.22), найдем закон распределения мощности, а следовательно, и эффективной отражающей площади. Используем для этого формулу функционального преобразования законов распределения:

$$w(P) = w[U_{\text{м}}(P)] \left| \frac{dU_{\text{м}}}{dP} \right|. \quad (3.26)$$

Учитывая, что  $U_{\text{м}} = \sqrt{2P}$  и дисперсия амплитуды есть средняя мощность флуктуирующего отраженного сигнала:

$\sigma_u^2 = \bar{P} = \frac{U_{\text{м}}^2}{2}$ , из (3.22) получим

$$w[U_{\text{м}}(P)] = \frac{\sqrt{2P}}{P} \exp\left(-\frac{P}{\bar{P}}\right). \quad (3.27)$$

Учитывая также, что

$$\frac{dU_{\text{м}}(P)}{dP} = \frac{1}{\sqrt{2P}}, \quad (3.28)$$

и подставляя (3.27) и (3.28) в (3.26), будем иметь

$$w(P) = \frac{1}{P} \exp\left(-\frac{P}{\bar{P}}\right). \quad (3.29)$$

Переходя от мощности к пропорциональной ей величине отражающей эффективной отражающей поверхности, получим окончательное выражение для плотности распределения  $S_{эфф}$

$$\omega(S_{эфф}) = \frac{1}{S_{эфф0}} \exp\left(-\frac{S_{эфф}}{S_{эфф0}}\right). \quad (3.30)$$

Обычно интересуются вероятностью того, что случайное значение  $S_{эфф}$  будет не меньше выбранной расчетной величины  $S_{эффр}$ . Интегрируя (3.30) в пределах от  $S_{эффр}$  до  $\infty$ , получим

$$W(S_{эфф} \geq S_{эффр}) = \exp\left(-\frac{S_{эффр}}{S_{эфф0}}\right). \quad (3.31)$$

Закон этот показан на рис. 3.10. Он сохраняется для различных длин волн, видов поляризации и различных типов

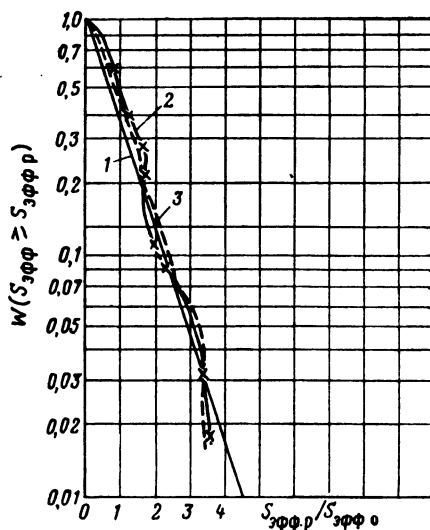


Рис. 3.10. Закон распределения эффективной отражающей площади цели:

1 — расчетная кривая; 2, 3 — экспериментальные для реактивного [4] и винтового самолетов.

самолетов и кораблей. Наибольшие отклонения получаются при облучении самолета или корабля в борт.

Отметим, что среднему значению эффективной отражающей площади соответствует вероятность  $W(S_{эфф} \geq$



$\geq S_{эфф 0}) = 0,37$ . Именно это значение  $S_{эфф 0}$  и используется в расчетах дальности действия РЛС. Ниже приводятся ориентировочные значения  $S_{эфф 0}$  для различных целей [5]:

Ц е л ь	$S_{эфф 0}$ м <sup>2</sup>
Транспортный самолет . . . . .	50
Тяжелый бомбардировщик . . . . .	15—20
Фронтальной бомбардировщик . . . . .	7—10
Истребитель . . . . .	3—5
Головки баллистических ракет . . . . .	0,2
Транспорт малого тоннажа . . . . .	150
Транспорт среднего тоннажа . . . . .	7 000
Транспорт большого тоннажа . . . . .	15 000
Траулер . . . . .	750
Крейсер . . . . .	14 000
Подводная лодка в надводном положении	140
Рубка подводной лодки . . . . .	1
Человек . . . . .	0,8

## 5. Спектр флюктуаций амплитуды

Ширина спектра амплитудных флюктуаций цели в основном определяется степенью изрезанности диаграммы переизлучения и скоростью изменения ракурса облучения. Чем уже лепестки диаграммы и чем больше указанная скорость, тем выше частота флюктуаций. Ширина лепестков  $\theta^\circ$  достигает в сантиметровом диапазоне  $(0,1—0,05)^\circ$ . Скорость изменения ракурса при маневрах самолетов может иметь величину  $\omega = 10 \div 20$  град/сек. Таким образом, при грубой оценке антенна РЛС за одну секунду примет  $\frac{\omega}{\theta^\circ} = \frac{10 \div 20}{0,1 \div 0,05} = 100 \div 400$  «периодов» колебаний сигнала, что и определяет наивысшую частоту спектра флюктуаций  $F_{фл 1} = 100 \div 400$  гц.

При рысканиях и случайных кренах самолета скорость изменения ракурса составляет  $1—2$  град/сек и частота флюктуаций, соответствующая этим движениям цели, лежит в пределах

$$F_{фл 2} = \frac{1 \div 2}{0,1 \div 0,05} = 10 \div 40 \text{ гц.}$$

Эта оценка хорошо согласуется с экспериментальными данными. На рис. 3.11, а показан типичный спектр амплитудных флюктуаций сигнала, отраженного от неманеври-

рующего самолета, а на рис. 3.11, б — соответствующая этому спектру корреляционная функция. Видно, что флюктуации наиболее интенсивны в области частот 0—10 гц, а время корреляции составляет 0,05 сек.

Следует заметить, что на малых дальностях в сантиметровом диапазоне волн флюктуации могут создаваться также вследствие биений сигналов, отраженных от различных точек цели, имеющих по отношению к РЛС различные радиальные скорости, а следовательно, отражающих сигналы с различными доплеровскими смещениями частоты.

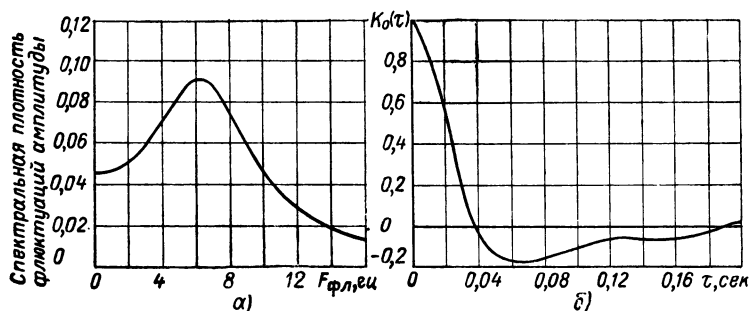


Рис. 3.11. Спектр флюктуаций амплитуды и корреляционная функция сигнала, отраженного от самолета.

Флюктуации амплитуды отраженного сигнала являются одним из основных источников ошибок в РЛС с автоматическим измерением угловых координат путем последовательного сравнения амплитуд (конический обзор). В такой системе автосопровождения для выделения сигнала ошибки используется узкополосный фильтр с резонансной частотой, равной частоте сканирования. Поэтому частоту сканирования выбирают в области меньших интенсивностей флюктуаций — от 40 гц и выше. Радикальным методом борьбы с ошибками, вызываемыми флюктуациями амплитуды сигнала, является применение моноимпульсных пеленгаторов, в которых осуществляется одновременное сравнение амплитуд, исключающее указанные ошибки (см. § 16.3). Характер изменения интенсивности амплитудных флюктуаций по частоте учитывается также при выборе постоянной времени АРУ в системах автосопровождения цели.

## 6. Флюктуации фазового фронта отраженного сигнала

Было замечено, что с уменьшением расстояния до сложной цели ошибки сопровождения по угловым координатам растут. Причиной этого являются флюктуации фазового фронта отраженного сигнала. Для точечного изотропного излучателя фазовый фронт представляет сферу. Поэтому пеленгация точечного изотропного излучателя при прочих идеальных условиях всегда будет осуществляться без ошибки. При пеленгации сложной цели пеленгатор при тех же условиях будет в каждый момент указывать положение нормали к фазовому фронту, не проходящей в общем случае через центр цели. При случайных перемещениях цели относительно РЛС положение нормали будет также случайным образом меняться и цель в этих условиях может быть заменена точкой, блуждающей в некотором объеме, размеры которого могут превосходить размеры цели. Эту блуждающую точку называют эффективным центром отражения цели. Таким образом, пеленгатор в некоторых случаях может указывать направление, выходящее за пределы контура цели.

Обратимся снова к простейшей модели реальной цели в виде двух изотропных переизлучателей с базой  $l_{\text{ц}}$  (рис. 3.6) и найдем для нее уравнение эквифазной поверхности и ошибку пеленгации. Уравнение эквифазной поверхности можно получить из (3.20), если поставить условие, чтобы фаза для фиксированного момента времени оставалась постоянной:

$$\delta - 2\pi \frac{2D}{\lambda} = \text{const.} \quad (3.32)$$

Из этого уравнения могут быть найдены пары значений  $\varphi$  и  $D$ , определяющие каждую точку эквифазной поверхности в зависимости от соотношения амплитуд сигналов  $E_1$  и  $E_2$ . На рис. 3.12 показаны построенные по этому уравнению сечения эквифазных поверхностей для случая, когда  $E_2 > E_1$ . Ясно видны искривления фазовых фронтов и их концентрация относительно излучателя с большей амплитудой.

Выражение для ошибки пеленга при фиксированном значении угла  $\varphi$  (см. рис. 3.6) может быть найдено следующим образом. Производная  $dD/d\varphi$  в какой-либо точке

( $\varphi, D$ ) поверхности (3.32) определяет искривление фазового фронта двухточечной цели по сравнению со сферой, проходящей через эту же точку.

Угол  $\Delta\varphi$  между нормалью к поверхности (3.32) в точке ( $\varphi, D$ ) и радиусом-вектором  $D$ , проходящим через эту же

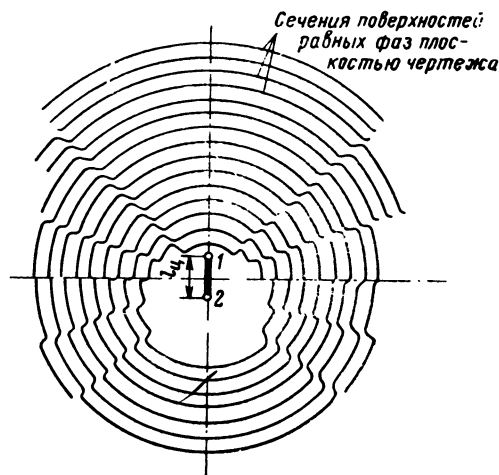


Рис. 3.12. Сечения эквифазных поверхностей при  $E_2 > E_1$ . Точка 2 — источник колебаний большей амплитуды.

точку, и является ошибкой пеленгации. Тангенс этого угла, как это видно из рис. 3.6, равен [6]

$$\operatorname{tg}(\Delta\varphi) = \frac{dD/d\varphi}{D}. \quad (3.33)$$

Выражение (3.33) показывает, что ошибка пеленгации  $\Delta\varphi$  уменьшается с увеличением расстояния до цели. Это ясно и из физических соображений; если приближенно принять наибольшую амплитуду блужданий эффективного центра отражения равной размеру цели  $l_{ц}$ , то угловая ошибка при этом будет обратно пропорциональна дальности цели

$$\Delta\varphi \approx \frac{l_{ц}}{D}. \quad (3.34)$$

При движении реальной цели угол  $\varphi$  случайным образом

меняется и ошибка флюктуирует. Это проявляется в виде случайных изменений сигнала ошибки измерения угла цели на выходе приемника, что дало основание назвать флюктуации фазового фронта угловыми шумами цели. На рис. 3.13 показан экспериментально полученный спектр угловых шумов самолета, причем по оси ординат отложены

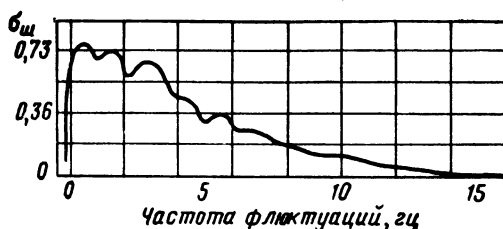


Рис. 3.13. Спектр угловых шумов самолета.

величины угловых флюктуаций, пересчитанные в линейные отклонения, имеющие размерность *м ср. кв./√Гц*. Видно, что спектр угловых шумов, так же как и спектр флюктуаций амплитуды (амплитудных шумов), является низко-частотным и имеет максимальную интенсивность в полосе частот от 0 до 5 Гц.

#### 7. Флюктуации времени запаздывания отраженного сигнала (флюктуации дальности)

Блуждание эффективного центра отражения происходят в пределах некоторого объема, заключающего реальную цель.

Поэтому кроме флюктуаций по угловым координатам возникают также флюктуации времени прихода сигнала. Соответствующие им отклонения по дальности обычно не превышают геометрических размеров цели в направлении облучения. Спектр этих флюктуаций и плотность распределения их амплитуд весьма близко совпадают с соответствующими характеристиками угловых шумов (рис. 3.13). Величина среднеквадратического отклонения от среднего значения дальности составляет около 0,8 размера цели.

### 3.4. Свойства сигналов, отраженных от распределенных целей

#### 1. Общие сведения

Как уже отмечалось, распределенные цели представляют собой сочетание большого количества отражающих объектов, расположенных или на поверхности земли или в некотором объеме пространства. Отражения от таких целей чаще всего относятся к мешающим сигналам, которые затрудняют распознавание полезных радиолокационных целей. Однако отражения от распределенных целей иногда являются и полезными, например в случае, когда ведется наблюдение земной поверхности с воздуха. Положение отражающих объектов на поверхности характеризует или особенности растительного покрова или вид рельефа.

Оценим эффективную отражающую площадь распределенной цели. Сигналы, приходящие от распределенной цели, создаются за счет отражений от всех элементов цели, которые попадают в разрешаемый объем. Разрешаемый объем зависит от вида сигнала, характеристики направленности антенны и является в общем случае также и функцией расстояния до цели. Если принять, что в разрешаемом объеме находится  $N$  равномерно расположенных элементарных отражателей, то результирующий сигнал можно представить в виде суммы сигналов, отраженных от этих элементарных отражателей. Почти во всех случаях отраженные сигналы можно считать не зависящими друг от друга, они имеют случайные фазы и амплитуды. Мощность суммарного сигнала  $P_{\Sigma}$  равна сумме мощностей  $P_i$  сигналов, отраженных от отдельных рассеивателей, входящих в разрешаемый объем РЛС

$$P_{\Sigma} = \sum_{i=1}^N P_i. \quad (3.35)$$

Мощность сигнала, отраженного от отдельного элементарного отражателя, пропорциональна, как известно, эффективной отражающей площади  $S_{\text{эфф } i}$  этого отражателя:

$$P_i = k S_{\text{эфф } i}. \quad (3.36)$$

Из соотношений (3.35) и (3.36) следует, что

$$P_{\Sigma} = \sum_{i=1}^N k S_{\text{эфф } i} = k \sum_{i=1}^N S_{\text{эфф } i}. \quad (3.37)$$

Сигнал, отраженный от распределенной цели, также можно представить в виде, аналогичном соотношению (3.36):

$$P_{\Sigma} = k S_{\text{эфф } \Sigma}. \quad (3.38)$$

Используя формулы (3.37) и (3.38), получаем, что эффективная площадь распределенной цели равна сумме эффективных площадей отдельных отражателей

$$S_{\text{эфф } \Sigma} = \sum_{i=1}^N S_{\text{эфф } i}. \quad (3.39)$$

Если разрешаемый объем РЛС не слишком мал, то для характеристики отражающих свойств распределенной цели вводят удельную эффективную площадь отражения  $S_{\text{эфф } y}$  (см. § 3.2). Удельная эффективная площадь не зависит ни от вида сигнала (от длительности импульса в импульсной РЛС), ни от ширины луча антенны. Полную эффективную площадь поверхностной цели в этом случае можно найти путем умножения удельной эффективной площади на геометрическую площадь  $S_{\Pi}$  участка поверхностной цели, попавшей в разрешаемый объем:

$$S_{\text{эфф } \Pi} = S_{\text{эфф } y} S_{\Pi}. \quad (3.40)$$

Аналогично для объемной цели  $S_{\text{эфф } об}$  эффективная площадь отражения равна произведению

$$S_{\text{эфф } об} = S_{\text{эфф } y} V_{об}, \quad (3.41)$$

где  $V_{об}$  — геометрический объем цели, который равен разрешаемому объему РЛС.

Обычно удельные эффективные отражающие площади находятся путем экспериментальных исследований отражающих свойств различных типов распределенных целей. Ниже в § 3.5 и 3.6 приведены некоторые результаты таких экспериментальных исследований.

## *2. Флуктуации сигналов, отраженных от сложных целей*

Отраженные сигналы от распределенных целей непрерывно, случайным образом изменяются во времени, флуктуируют.

Флуктуации сигналов зависят от целого ряда причин. Существенную роль, в частности, играют собственные

хаотические перемещения отдельных отражателей, входящих в состав цели. К таким перемещениям относятся, например, колебания ветвей деревьев или травы при ветре, падение капель дождя, движение волн на морской поверхности и т. п.

Флюктуации возникают также при изменении частоты облучения и количества отражателей, попадающих в разрешаемый объем при движении РЛС или при вращении антенны РЛС во время обзора пространства.

Случайные колебания амплитуды результирующего сигнала характеризуются некоторыми распределениями плотностей вероятности. Известно, что одномерное распределение плотности вероятностей амплитуд, как и для случая сложной цели, подчинено закону Релея. Однако одномерные распределения вероятностей не позволяют судить о характере флюктуаций сигналов во времени, не дают представления о спектре частот отраженного сигнала. В большинстве случаев для этого достаточно знать двумерный закон распределений плотности вероятностей амплитуд. С высокой степенью точности можно считать, что двумерное распределение плотности вероятностей сигнала, отраженного от распределенной цели, является нормальным.

Совместное распределение амплитуд и фаз сигналов имеет вид [7]

$$\omega(U_{m1}, U_{m2}, \psi_1, \psi_2, \tau) = \frac{U_{m1} U_{m2}}{\pi^2 P_{cp} [1 - K_0^2(\tau)]} \times \\ \times \exp \left\{ - \frac{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 - 2U_{m1} U_{m2} K_0(\tau) \cos(\psi_1 - \psi_2)}{P_{cp} [1 - K_0^2(\tau)]} \right\}, \quad (3.42)$$

где  $U_{m1}$ ,  $U_{m2}$  — амплитуды результирующего сигнала, отраженного от распределенной цели, соответственно в моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ ;

$\psi_1$ ,  $\psi_2$  — фазы сигналов также в моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ ;

$P_{cp}$  — средняя мощность отраженного сигнала;

$K_0(\tau)$  — нормированная корреляционная функция флюктуаций отраженного сигнала;

$\tau$  — разность времени:  $\tau = t_1 - t_2$ .

В общем случае, когда имеется много независимых причин, вызывающих флюктуации, корреляционная функция может быть представлена в виде произведения частных



корреляционных функций  $K_i(\tau)$ , каждая из которых учитывает какую-то одну причину:

$$K_0(\tau) = \prod_i^M K_i(\tau), \quad (3.43)$$

где  $M$  — общее количество различных факторов, вызывающих флуктуации отраженного сигнала.

Такое представление корреляционной функции (3.43) удобно тем, что позволяет находить вид корреляционной функции для заданных условий, используя результаты экспериментальных или теоретических исследований каждого из факторов отдельно.

В качестве примера рассмотрим корреляционные функции флуктуаций  $K_{сб}(\tau)$  в случае собственных перемещений отражателей, составляющих распределенную цель. Хорошо согласуется с экспериментальными данными корреляционная функция в виде гауссовской кривой:

$$K_{сб}(\tau) = e^{-\frac{8\pi^2}{\lambda^2} v_0^2 \tau^2}, \quad (3.44)$$

где  $v_0$  — среднеквадратичное значение скорости движения отражателя;  $\lambda$  — длина волны РЛС.

Формула (3.44) соответствует нормальному закону распределения скоростей отражателей.

Флуктуации отраженного сигнала можно характеризовать спектром мощности сигнала. Как известно, спектр мощности можно найти, применяя преобразование Фурье корреляционной функции (соотношение Хинчина — Винера). Из свойств преобразования Фурье следует, что чем шире корреляционная функция, тем уже спектр мощности флуктуаций. Ширина спектра увеличивается, например, при увеличении скорости ветра, при уменьшении длины волны. Ширина спектра мощности флуктуации обычно находится в пределах от десятка до нескольких сотен герц.

Если обозначить  $\tau_K$  — время корреляции, соответствующее значению корреляционной функции  $K_0(\tau)$  на уровне  $1/e$ , то можно найти ширину спектра мощности флуктуации  $\Delta f_{фл}$  также на уровне  $1/e$  по формуле

$$\Delta f_{фл} = \frac{2}{\tau_K}. \quad (3.45)$$

При гауссовской форме корреляционной функции (3.44) соотношение для времени корреляции имеет вид

$$\tau_k = \frac{\lambda}{2\sqrt{2\pi}v_0}, \quad (3.46)$$

а формула для ширины спектра мощности флуктуаций принимает вид

$$\Delta f_{\text{фл}} = \frac{4\sqrt{2\pi}}{\lambda} v_0. \quad (3.47)$$

При приеме сигналов в самолетных условиях нужно учитывать большое количество факторов, влияющих на характер флуктуаций. Часто само движение самолета является причиной значительного расширения спектра флуктуаций до нескольких сотен герц и больше.

### 3.5. Эффективная отражающая площадь поверхностных целей

#### 1. Импульсные сигналы

Для вычислений эффективной отражающей площади поверхностной цели необходимо найти площадь  $S_{\text{п}}$  поверхности земли в пределах разрешаемого объема.

Облучаемая импульсным сигналом площадь в общем случае зависит от длины разрешаемого объема по дальности, ширины диаграммы направленности антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Для обычных импульсных сигналов длина разрешаемого объема по дальности равна  $c\tau_{\text{и}}/2$ . При малых углах визирования цели  $\beta$  (рис. 3.14) разрешаемая площадь равна

$$S_{\text{п}} = D\theta_{\text{аз}} \frac{c\tau_{\text{и}}}{2 \cos \beta} \quad (3.48)$$

Так как обычно угол  $\beta$  мал, то

$$S_{\text{п}} = D\theta_{\text{аз}} \frac{c\tau_{\text{и}}}{2}. \quad (3.49)$$

Другой предельный случай получается при больших углах наклона  $\beta$  и узкой диаграмме направленности. Раз-

решаемая площадь при этом не зависит от длительности импульса и равна

$$S_{\Pi} = D^2 \frac{\theta_{аз} \theta_{ум}}{\sin \beta}. \quad (3.50)$$

При расчетах необходимо выбирать меньшую из величин, определяемых по формулам (3.48) и (3.50).

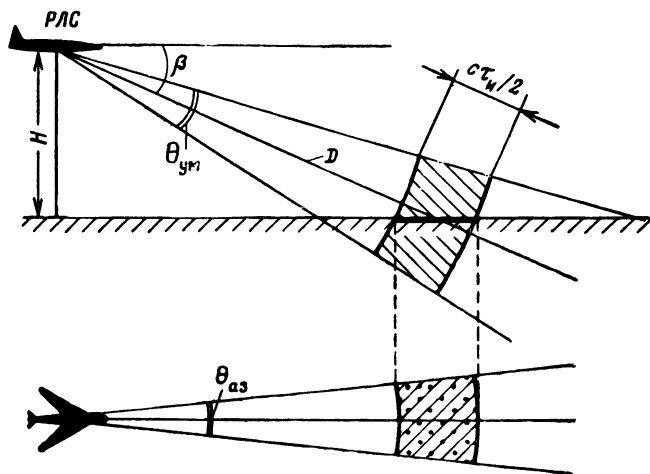


Рис. 3.14. Определение эффективной отражающей площади поверхностной цели при малых углах наклона луча  $\beta$ .

В случае применения в РЛС других более сложных сигналов вычисление  $S_{\Pi}$  выполняется аналогичным образом. Находится в каждом случае длина разрешаемого объема как функция параметров сигнала.

## 2. Непрерывное излучение

Рассмотрим в качестве примера вычисление площади  $S_{\Pi}$  для РЛС непрерывного излучения с доплеровской селекцией сигналов. На рис. 3.15 показан участок поверхности земли, облучаемый лучом антенны. В пределах этого участка различные точки создают отраженные сигналы с различными доплеровскими частотами. Так как в РЛС обычно применяется фильтр с полосой  $\Delta f_{\phi}$  для выделения сигналов, то через фильтр пройдут только доплеровские

частоты в пределах от  $F_{д1}$  до  $F_{д1} + \Delta f_{\phi}$ . Следовательно, в РЛС принимаются только сигналы, отраженные от узкой полоски земли, которая на рис. 3.15 заштрихована. Определим размеры этой полоски.

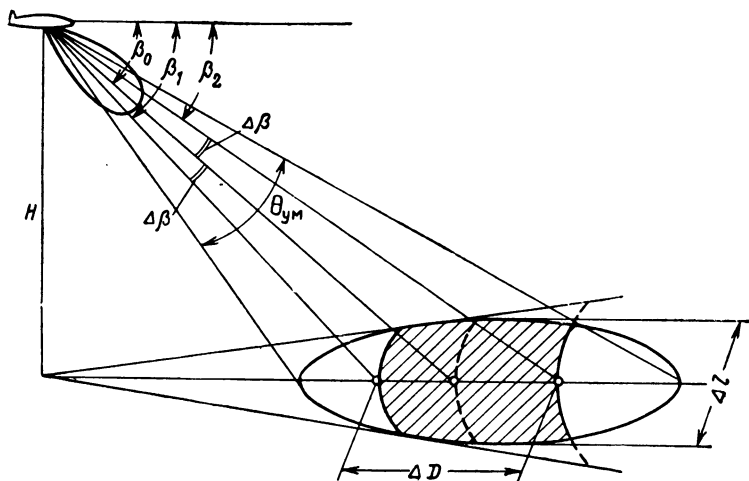


Рис. 3.15. К определению эффективной отражающей площади поверхностной цели для РЛС с доплеровской селекцией сигналов.

Доплеровская частота сигнала, отраженного от ближнего к РЛС участка полоски, равна

$$F_{д1} = \frac{2V_c}{\lambda} \cos \beta_1, \quad (3.51)$$

где  $V_c$  — скорость полета.

Соответственно для дальнего участка полоски имеем

$$F_{д2} = \frac{2V_c}{\lambda} \cos \beta_2. \quad (3.52)$$

Разность частот Допплера тогда равна

$$F_{д2} - F_{д1} = \frac{2V_c}{\lambda} (\cos \beta_2 - \cos \beta_1). \quad (3.53)$$

Из рис. 3.15 видно, что

$$\begin{aligned} \beta_2 &= \beta_0 - \Delta\beta, \\ \beta_1 &= \beta_0 + \Delta\beta. \end{aligned} \quad (3.54)$$

Левая часть формулы (3.53) равна  $\Delta f_{\phi}$ . Правую часть преобразуем с учетом соотношений (3.54). В результате формула (3.53) принимает вид

$$\Delta f_{\phi} = \frac{4V_c}{\lambda} \sin \beta_0 \sin \Delta \beta. \quad (3.55)$$

Определим ширину полосы  $\Delta D$ . Как следует на рис. 3.15, она равна

$$\Delta D = \frac{2D \sin \Delta \beta}{\sin \beta_0} = \frac{2D}{\sin^2 \beta_0} (\sin \beta_0 \sin \Delta \beta). \quad (3.56)$$

Подставляя произведение синусов из (3.55), получаем для ширины отражающей полосы равенство

$$\Delta D = \frac{\lambda D \Delta f_{\phi}}{2V_c \sin^2 \beta_0}. \quad (3.57)$$

Азимутальный размер полосы  $\Delta l$  равен

$$\Delta l = D \theta_{аз}.$$

Окончательно площадь отражающей полосы находим в виде

$$S_n = \Delta D \Delta l = \frac{\lambda D^2 \theta_{аз} \Delta f_{\phi}}{2V_c \sin^2 \beta_0}. \quad (3.58)$$

Из формулы (3.60) следует, что площадь полосы зависит от ширины полосы пропускания применяемого в РЛС фильтра доплеровских частот  $\Delta f_{\phi}$ , от угла  $\beta_0$  и наклонной дальности  $D$ .

### 3. Удельная эффективная площадь

Рассмотрим, каким образом удельная эффективная площадь зависит от отражающих свойств и структуры поверхности земли [26].

*Поверхность земли.* В общем случае довольно трудно точно определить удельную эффективную отражающую площадь земной поверхности вследствие сложности рельефа, различий в структуре и многих других факторов, влияющих на характер отражений радиоволн. Основные факторы, которые влияют на величину отражения сигнала: неровности рельефа, значение угла падения  $\beta$ , комплексная диэлектрическая постоянная отражающей поверхности и несущая частота.

Неровность поверхности является одним из основных факторов. Гладкими или зеркальными можно считать поверхности, у которых среднеквадратичное значение колебаний высоты неровностей рельефа значительно меньше длины волны. Для сантиметровых волн, например, гладкими являются поверхности асфальта или бетона. Для гладких поверхностей так же, как и для световых волн,

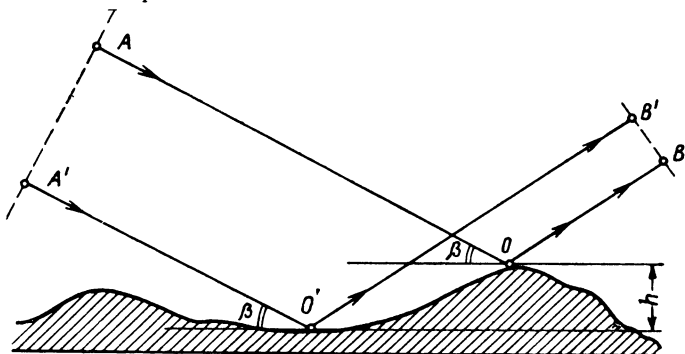


Рис. 3.16. Влияние неровностей поверхностей на путь прохождения лучей.

справедлив закон равенства угла падения волны углу отражения. Зеркальное отражение характерно для спокойных водных поверхностей.

Оценить степень неровности поверхности, при которой поверхность считается еще гладкой, можно используя критерий Релея. Согласно этому критерию поверхность является гладкой, если разность фаз двух лучей, отраженных от гребня и впадины неровности, меньше  $\pi/2$ . Из рис. 3.16 видно, что разность хода лучей  $\Delta l$ , отраженных от вершины неровности (AOB) и от впадины (A'O'B') находится как

$$\Delta l = 2h \sin \beta.$$

По критерию Релея должно быть

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

Это приводит к соотношению

$$h \leq \frac{\lambda}{8 \sin \beta}. \quad (3.59)$$

Из этой формулы следует, что допустимая высота неровности зависит не только от длины волны, но и от угла падения  $\beta$ . Поверхность может внешне казаться, при большом  $h$ , неровной, но если угол  $\beta$  мал, то отражение от нее будет скорее зеркальным, чем рассеянным, и такую поверхность можно считать гладкой.

В тех случаях, когда имеются значительные неровности и не выполняется условие (3.59), поверхности называют

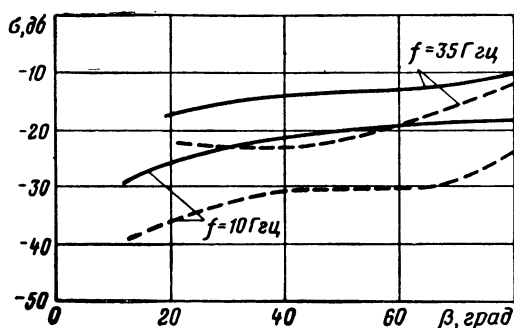


Рис 3.17. Зависимости параметра  $S_{эфф}$  от угла  $\beta$  для двух типов дорожного покрытия.

шероховатыми. Они дают рассеянное (диффузное) отражение. Сигнал, отраженный от такой поверхности, почти не зависит от поляризации падающей волны, а отношение удельной эффективной площади отражения  $S_{эфф}$  к  $\sin \beta$  постоянно и не зависит от угла  $\beta$  (закон Ламберта). На рис. 3.17 показаны графики зависимости параметра  $\sigma$ , равного

$$\sigma = \frac{S_{эфф}}{\sin \beta}, \quad (3.60)$$

от угла  $\beta$  для двух типов дорожного покрытия: гладкий бетон (пунктир) и гравий (сплошные кривые) на частотах 10 и 35 ГГц<sup>1</sup>.

Поверхности, покрытые растительностью, как показывают экспериментальные исследования, имеют изотропное рассеяние, при котором удельная эффективная площадь почти не зависит от угла падения  $\beta$ .

<sup>1</sup> На рис. 3.17 и на других рисунках величина  $\sigma$  и соответственно  $S_{эфф}$  даны в относительных единицах ( $\deltaб$ ) по отношению к 1 м<sup>2</sup>.

На рис. 3.18 даны экспериментальные кривые зависимости величины  $S_{эфф\ y}$  от угла  $\beta$  для поверхности, поросшей молодым лесом (высота деревьев не превышала 15 м).

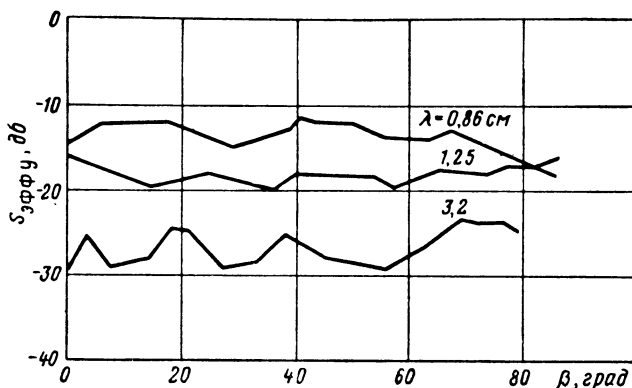


Рис. 3.18. Зависимости параметра  $S_{эфф\ y}$  от угла  $\beta$  для различных длин волн при отражении от лесистой местности.

Можно отметить существенную зависимость  $S_{эфф\ y}$  от длины волны. Как правило, величина  $S_{эфф\ y}$  больше при облучении на более коротких волнах.

*Морская поверхность.* Отражения от морской поверхности также носят очень сложный характер. Удельная эффективная площадь зависит от угла падения, состояния моря, поляризации, частоты сигнала и т. п. Можно отметить некоторые закономерности изменений  $S_{эфф\ y}$ .

1. Имеется сильная зависимость  $S_{эфф\ y}$  от угла наклона луча  $\beta$ . Как правило, величина  $S_{эфф\ y}$  возрастает с увеличением угла наклона. Характер изменения  $S_{эфф\ y}$  в зависимости от угла  $\beta$  представлен на рис. 3.19. Эти кривые построены по усредненным экспериментальным данным, полученным при различных состояниях моря и ряде скоростей ветра в пределах от 3,7 до 45 км/час. Из рис. 3.19 видно, что при изменении угла  $\beta$  от  $10^\circ$  до  $90^\circ$   $S_{эфф\ y}$  увеличивается примерно на 40 дБ.

Эмпирически получена формула, которая характеризует отражающие свойства поверхности моря и хорошо согласуется с экспериментальными результатами:

$$S_{эфф\ y} = 10 \exp [-0,5(90^\circ - \beta)^{0,7}]. \quad (3.61)$$



Данные, приведенные на рис. 3.19, и формула (3.61) применимы для больших значений углов  $\beta$ . При малых

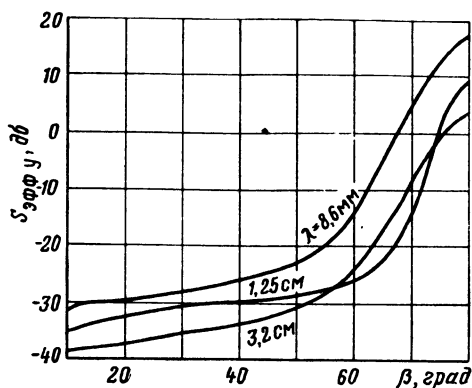


Рис. 3.19. Зависимость удельной эффективной площади отражения морской поверхности от угла наклона  $\beta$ .

углах  $\beta$  характер изменения эффективной площади отражения иной (рис. 3.20). Имеется некоторый критический угол  $\beta$ , при котором наклон кривой  $S_{эфф у}$  резко изменяется.

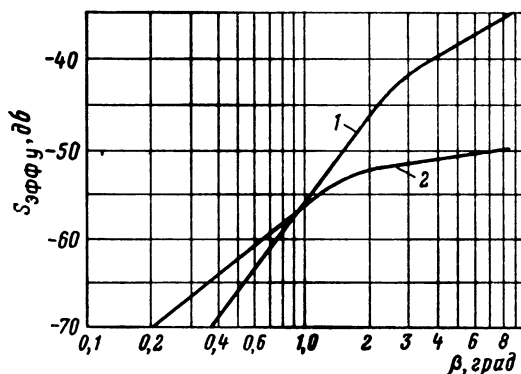


Рис. 3.20. Графики зависимости  $S_{эфф у}$  для морской поверхности при малых углах  $\beta$ :

1 — море спокойное (волны высотой 0,3—1 м); 2 — умеренное волнение (волны 1—1,5 м).

2. Изменения величины  $S_{эфф у}$  в зависимости от частоты сигнала исследованы еще недостаточно. Все же можно отметить, что при спокойном море удельная эффективная

площадь возрастает с увеличением частоты приблизительно пропорционально  $f^4$ . Многие экспериментальные данные говорят о линейной зависимости  $S_{эфф\ y}$  от частоты в диапазоне длин волн от 3—30 см. Из рис. 3.19 также видно, что  $S_{эфф\ y}$  возрастает с увеличением частоты. Это соответствует пропорциональной зависимости  $S_{эфф\ y}$  от частоты как  $f^{1,4}$  до  $f^{2,1}$ .

3. Изменения величины  $S_{эфф\ y}$  в зависимости от вида поляризаций связаны с частотой излучения и состоянием моря. При спокойном море отраженный сигнал при вертикальной поляризации примерно на 20—30 дБ больше, чем

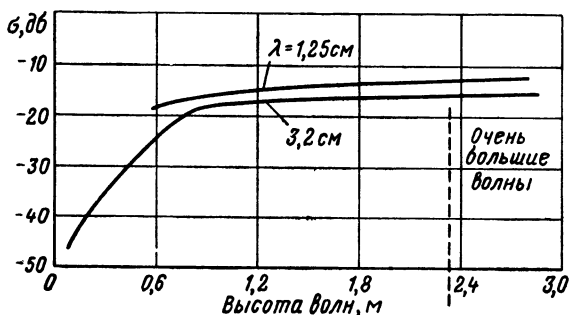


Рис. 3.21. Графики зависимости параметра  $\sigma = \frac{S_{эфф\ y}}{\sin \beta}$  при малых углах  $\beta$  от высоты волн морской поверхности.

при горизонтальной поляризации. Если море неспокойно, разница между сигналами при различных поляризациях уменьшается.

При умеренном волнении (волны от 1 до 2 м) отраженные сигналы при обоих видах поляризации примерно одинаковы.

4. Удельная эффективная площадь зависит от направления и скорости ветра. При больших углах  $\beta$  (более  $70^\circ$ ) величина  $S_{эфф\ y}$  уменьшается при увеличении ветра, а при углах  $\beta$  меньше  $70^\circ$  увеличивается. Например, увеличение скорости ветра до 36 км/час приводит к возрастанию  $S_{эфф\ y}$  более чем на 20 дБ. Эффективная удельная площадь при одинаковом ветре на 5—6 дБ возрастает, когда луч антенны направлен навстречу ветру.

5. Удельная эффективная площадь  $S_{эфф\ y}$  зависит от волнения моря. В общем случае интенсивность отражен-

ного сигнала возрастает при усилении волнения. Однако было установлено, что  $S_{эфф\ y}$  увеличивается с ростом высоты волн только до некоторого предела. На рис. 3.21 приведен график зависимости параметра  $\sigma$  при малых углах  $\beta$  от высоты волн для частот РЛС в диапазоне 10 Гц. При высоте волн больше 60 см параметр  $\sigma$ , а следовательно, и  $S_{эфф\ y}$  примерно постоянны. Для волн ниже 60 см можно отметить быстрый рост  $S_{эфф\ y}$  с высотой волн.

Для диапазона частот 3 Гц «насыщение» наступает при высоте волн примерно 5—6 м.

### 3.6. Эффективная отражающая площадь объемных целей

#### 1. Импульсные сигналы

Для вычисления эффективной отражающей площади объемной цели необходимо знать величину разрешаемого объема  $V_{об}$  [см. (3.43)] и удельную эффективную отражающую площадь  $S_{эфф\ y}$ .

При применении импульсных сигналов разрешаемый объем равен произведению протяженности разрешаемого участка по дальности  $l_p$  и площади поперечного сечения луча антенны  $S_{л}$ :

$$V_{об} = l_p S_{л}, \quad (3.62)$$

где

94

$$l_p = \frac{c\tau_{и}}{2}. \quad (3.63)$$

Площадь  $S_{л}$  определяется шириной луча по азимуту  $\theta_{аз}$  и углу места  $\theta_{ум}$  (рис. 3.22). Если луч имеет эллиптическое сечение, то

$$S_{л} = \frac{\pi}{4} D^2 \theta_{аз} \theta_{ум}. \quad (3.64)$$

Следовательно, эффективная площадь распределенной объемной цели при импульсном сигнале равна

$$S_{эфф\ об} = \frac{\pi}{4} S_{эфф} \cdot D^2 \theta_{аз} \theta_{ум} \frac{c\tau_{и}}{2}. \quad (3.65)$$

Удельная эффективная площадь  $S_{эфф}$  у зависит от вида отражателей, составляющих объемную цель. Если объемная цель представляет собой совокупность однородных

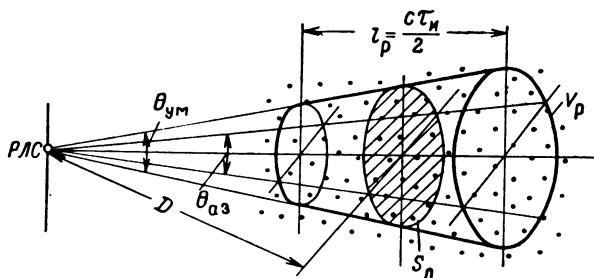


Рис. 3.22. К определению эффективной отражающей площади объемной цели для импульсной РЛС.

отражателей: капель дождя, снежинок, диполей, то удельная эффективная площадь отражений определяется плотностью таких отражателей в пространстве и эффективной площадью каждой из частиц.

## 2. Удельная эффективная площадь

В случаях, когда объемная цель представляет собой область тумана или облака, отражающими частицами являются капли воды, сферические по форме с радиусом  $r$ . Можно показать, что если длина волны велика по сравнению с окружностью рассеивающей капли (область рассеяния Релея), то ее эффективная площадь отражения равна

$$S_{эфф i} = 1,94 \cdot 10^4 \frac{r^6}{\lambda^4}. \quad (3.66)$$

Обычно радиус капель в тумане или в облаке не превышает 0,01 см. Тогда при  $\lambda = 3$  см.

$$S_{эфф i} = 2,4 \cdot 10^{-14} \text{ м}^2.$$

На рис. 3.23 приведены значения удельной эффективной площади для тумана и облачности в зависимости от дальности видимости.

Удельная эффективная площадь дождя зависит от его интенсивности и длины волны РЛС (рис. 3.24).

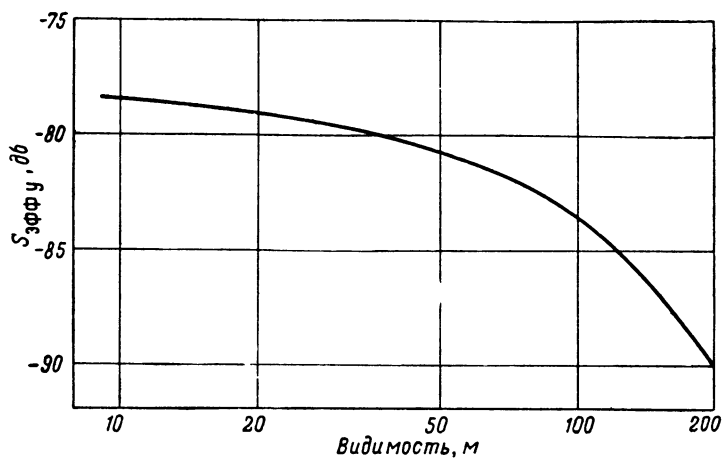


Рис. 3.23. Удельная эффективная отражающая площадь тумана.

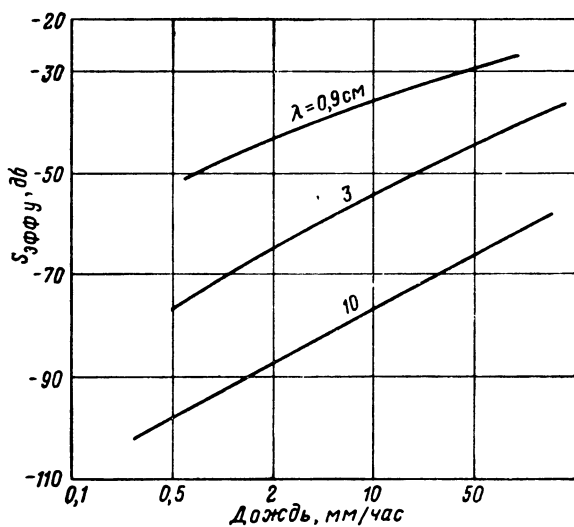


Рис. 3.24. Удельная эффективная отражающая площадь дождя.

Объемной целью являются и искусственные образования, которые применяются для маскировки объектов от радиолокационного наблюдения (пассивные помехи). Обычно «облака пассивных помех» состоят из совокупности полуволновых вибраторов (дипольных отражателей), которые представляют собой, например, полоски алюминиевой фольги.

Так как эффективная площадь отдельного дипольного отражателя равна  $S_{\text{эфф } i} = 0,86\lambda^2$ , то с укорочением длины волны необходимо увеличивать количество отражателей для того, чтобы «облако» помех было бы эквивалентно по эффективной отражающей площади маскируемой цели. Для создания «облака», эквивалентного крупному самолету ( $S_{\text{эфф } y} = 50 \text{ м}^2$ ), необходимо выбросить 50—60 диполей при длине волны 1,5 м и около 13 000 диполей при длине волны 10 см.

## РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ОБЗОР

## 4.1. Основные положения

*Радиолокационный обзор* заключается в периодическом облучении всех точек зоны обзора и приеме сигналов тех целей, которые находятся в этой зоне. Обзор называется *одновременным*, если необходимые координаты целей (а если нужно и производные координат) определяются одновременно в пределах всей зоны обзора. На практике из-за существенных трудностей реализации одновременный обзор используют редко. В качестве примера можно указать на английские РЛС измерения высоты самолетов в районе аэродрома [8], которые обеспечивают одновременный обзор большой зоны:  $120^\circ$  по азимуту и  $30^\circ$  по углу места. Антенная система такой станции включает более тысячи рупорных приемных антенн, позволяющих одновременно и независимо определять координаты целей в пределах всей зоны.

Если измерение координат различных целей разнесено во времени и осуществляется постепенно путем перехода от одних целей к другим, обзор называется *последовательным*. С принципиальной точки зрения обзор всегда является последовательным, так как время запаздывания отраженных сигналов зависит от дальности цели и, следовательно, сигналы от ближних целей приходят раньше, чем от дальних. Но большей частью с этим обстоятельством можно не считаться, так как время облучения цели  $T_{\text{обл}}$  (время, в течение которого принимаются сигналы от точечной цели при однократном проходе зоны обзора лучом РЛС) гораздо больше максимального времени запаздывания

$$T_{\text{обл}} \gg t_{D_{\text{макс}}} = \frac{2D_{\text{макс}}}{c}. \quad (4.1)$$

При выполнении условия (4.1) можно считать, что сигналы целей, расположенных на разных дальностях, принимаются одновременно.

Иногда преднамеренно используют последовательный обзор по дальности. При этом приемник РЛС отпирается только на время прихода сигналов с интервала дальности  $\Delta D$ , много меньшего максимальной дальности действия станции, и последовательно просматриваются сначала малые дальности потом большие или наоборот. Время наблюдения сигналов от каждого участка дальности  $\Delta D$  остается равным  $T_{обл.}$

Наиболее часто обзор оказывается последовательным потому, что ширина диаграммы направленности антенны РЛС много меньше угловых размеров зоны обзора и узкий луч по определенному закону перемещается в пределах зоны обзора с одного направления на другое.

Ниже рассматриваются основные характеристики систем последовательного обзора. Системы одновременного обзора можно рассматривать как частный случай систем с последовательным обзором.

#### 4.2. Период последовательного обзора

При последовательном обзоре по угловым координатам луч РЛС непрерывно движется в пределах зоны обзора, периодически повторяя заданную траекторию. *Периодом обзора* ( $T_{обз}$ ) называется отрезок времени, необходимый для однократного перемещения луча по всей зоне обзора. Иногда в период обзора включают и то время, которое требуется для перемещения луча по всей зоне обзора и его возврата в некоторое начальное положение.

Период обзора является важной тактической характеристикой РЛС. Имея в виду практическое применение радиолокационных станций, следует выбирать период обзора как можно меньшим. Этот период составляет интервал между двумя последовательными измерениями координат цели. За  $T_{обз}$  цель, движущаяся со скоростью  $v_{ц.}$ , перемещается на расстояние  $T_{обз}v_{ц.}$  Чем меньше  $T_{обз}$ , тем меньше скачки отметки цели по экрану индикатора РЛС и выше точность измерения координат цели. При уменьшении  $T_{обз}$  повышается точность воспроизведения траектории цели (см. гл. 3). Исходя из назначения станции и условий ее применения можно довольно точно указать максимально допустимое значение ее периода обзора.

С другой стороны, необходимость накапливать энергию отраженных сигналов для улучшения условий их наблю-



дения при наличии помех (гл. 5) заставляет увеличивать период обзора: чем больше  $T_{\text{обз}}$ , тем больше достоверность обнаружения сигналов при прочих равных условиях.

### 1. Минимально допустимый период обзора

Рассмотрим соотношения, определяющие минимально допустимый период обзора, при котором каждое облучение цели позволяет накапливать определенную энергию отраженных сигналов. Пусть имеется точечная цель, время

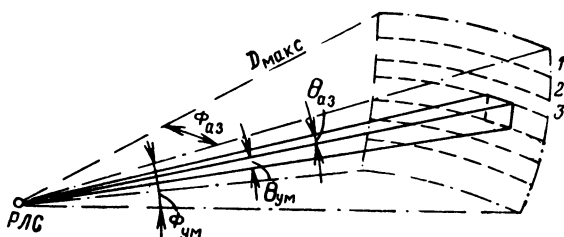


Рис. 4.1. Размеры зоны обзора и траектория движения идеализированной диаграммы направленности.

облучения которой (время накопления энергии отраженных сигналов) равно  $T_{\text{обл}}$ . Допустим, что условие (4.1) выполняется, т. е.  $T_{\text{обл}}$  много больше максимального значения времени запаздывания отраженных сигналов. Будем считать далее, что обзор зоны, ограниченной максимальной дальностью  $D_{\text{макс}}$  и секторами обзора  $\Phi_{\text{аз}}$  и  $\Phi_{\text{ум}}$ , осуществляется идеализированным лучом, имеющим вид пирамиды с угловыми размерами  $\theta_{\text{аз}}$  и  $\theta_{\text{ум}}$  (рис. 4.1). Луч движется с постоянной угловой скоростью. Дойдя до конца строки 1, луч мгновенно перемещается на строку 2 и движется в обратном направлении с той же скоростью и т. д. Указанная выше идеализация системы обзора обеспечивает строгое постоянство времени облучения целей в любой точке зоны обзора.

При оговоренных допущениях период обзора определяется очевидным соотношением

$$T_{\text{обз мин}} = T_{\text{обл}} \frac{\Phi_{\text{аз}} \Phi_{\text{ум}}}{\theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}}} . \quad (4.2)$$

Формула (4.2) определяет минимально допустимое значение периода обзора, необходимое для требуемого накопления энергии сигналов. Если в РЛС, для которой заданы значения  $T_{\text{обл}}$ ,  $\Phi_{\text{аз}}$ ,  $\Phi_{\text{ум}}$ ,  $\theta_{\text{ум}}$ ,  $\theta_{\text{аз}}$ , реальное значение периода обзора окажется меньше рассчитанного по формуле (4.2), то действительное время облучения цели будет меньше заданного.

Если осуществляется последовательный обзор и по углам и по дальности, т. е. в каждый данный момент просматривается только отрезок  $\delta D$  из всей протяженности зоны обзора  $D_{\text{макс}}$ , то требуемое значение минимально допустимого периода обзора возрастает и становится равным

$$T_{\text{обз мин}} = T_{\text{обл}} \frac{D_{\text{макс}} \Phi_{\text{аз}} \Phi_{\text{ум}}}{\delta D \theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}}} . \quad (4.3)$$

Формулы (4.2) и (4.3) показывают, что уменьшение периода обзора РЛС может быть достигнуто тремя путями:

- уменьшением времени облучения цели, которое может быть скомпенсировано увеличением мощности или длительности излучаемых колебаний или повышением чувствительности приемника;
- расширением луча диаграммы направленности антенны РЛС, что ухудшает точность измерения угловых координат, снижает разрешающую способность по угловым координатам, а также, и мощность принимаемых сигналов;
- уменьшением размеров зоны обзора.

Значение периода обзора обычно задается техническими требованиями к станции, и для обеспечения необходимого накопления сигналов варьируют параметрами в правой части формул (4.2) и (4.3). Выбор параметров системы обзора должен быть основан на всестороннем учете особенностей разрабатываемой станции, что является одной из главных задач проектирования.

## *2. Относительный период обзора*

В реальных станциях время облучения целей не остается постоянным: в зависимости от положения цели в зоне обзора она облучается большее или меньшее время. Так как необходимое накопление энергии сигналов должно осуществляться в наилучших условиях, т. е. при минималь-

ном времени облучения цели, то увеличение времени облучения по сравнению с минимальным ( $T_{\text{обл мин}}$ ) приведет к ненужному увеличению периода обзора. Непостоянство времени облучения связано с изменением скорости движения луча (на краях зоны обзора луч должен останавливаться и изменять направление движения), а также с изменением угла, в пределах которого облучается точечная

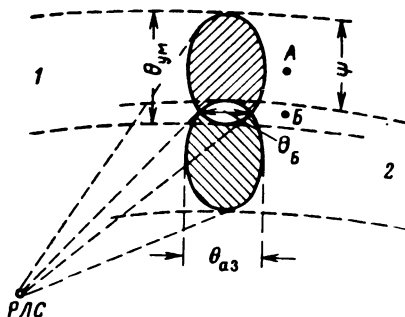


Рис. 4.2. Перекрывание сечений луча РЛС на соседних строках его траектории.

цель. На рис. 4.2 показаны сечения луча РЛС на соседних строках (1 и 2) его траектории. Из рисунка видно, что цель *А* облучается во время поворота луча на угол  $\theta_{аз}$ , а цель *Б* выйдет из луча при повороте последнего на значительно меньший угол  $\theta_Б$ .

Чтобы не пропустить цель при обзоре, шаг траектории  $\psi$  (угловое перемещение луча при переходе от одной строки траектории к другой) должен быть меньше ширины луча (рис. 4.2). При этом некоторые цели (например, цель *Б* на рис. 4.2) будут облучаться дважды, что также приводит к ненужным потерям времени при обзоре. В ряде случаев реальные размеры зоны обзора могут отличаться от заданных.

Рассмотренные обстоятельства приводят к существенному увеличению минимального значения периода обзора в реальной системе по сравнению с идеализированной. Это различие характеризуют *относительным периодом обзора*  $K_{\text{обз}}$ :

$$K_{\text{обз}} = \frac{T_{\text{обз}}}{T_{\text{обз мин}}} . \quad (4.4)$$

Значения относительного периода обзора лежат в пределах от 1 до 3 в зависимости от вида обзора. Учитывая величину  $K_{обз}$ , следует уточнить формулы (4.2) и (4.3). При последовательном обзоре по угловым координатам период обзора будет

$$T_{обз} = K_{обз} T_{обл} \frac{\Phi_{аз} \Phi_{ум}}{\theta_{аз} \theta_{ум}}; \quad (4.5)$$

при введении еще и последовательного обзора по дальности

$$T_{обз} = K_{обз} T_{обл} \frac{D_{\max} \Phi_{аз} \Phi_{ум}}{\Delta D \theta_{аз} \theta_{ум}}. \quad (4.6)$$

Например, если  $\Phi_{аз} = 100^\circ$ ,  $\Phi_{ум} = 20^\circ$ ,  $\theta_{аз} = \theta_{ум} = 5^\circ$ ,  $K_{обз} = 2$  и  $T_{обл} = 0,01$  сек, то при последовательном обзоре по угловым координатам период обзора РЛС должен быть 3,2 сек. В идеализированной системе, при прочих равных условиях, период обзора был бы равен 1,6 сек.

### 4.3. Виды последовательного обзора

В данном параграфе рассматриваются различные траектории движения луча РЛС, связанные с ними преимущества и недостатки систем обзора, а также приводятся формулы для определения периодов  $T_{обз}$  и  $T_{обл}$  исходя из закона и скорости движения луча.

#### 1. Обзор плоским лучом

*Плоским* называется луч, у которого угол раствора в одной плоскости много меньше, чем в другой. На рис. 4.3, а в качестве примера изображен веерный луч, у которого  $\theta_{аз} \ll \theta_{ум}$ . Простейшим видом обзора плоским лучом является *круговой обзор*: луч непрерывно вращается с постоянной угловой скоростью вокруг вертикальной оси. Сектор обзора по азимуту получается при этом равным  $360^\circ$ . Рис. 4.3, б иллюстрирует круговой обзор в самолетной панорамной РЛС. При круговом обзоре непроизводительные потери времени очень малы и  $K_{обз} \approx 1$ . Если луч

вращается с угловой скоростью  $\Omega$  град/сек и число оборотов в минуту равно  $n$ , то период кругового обзора равен

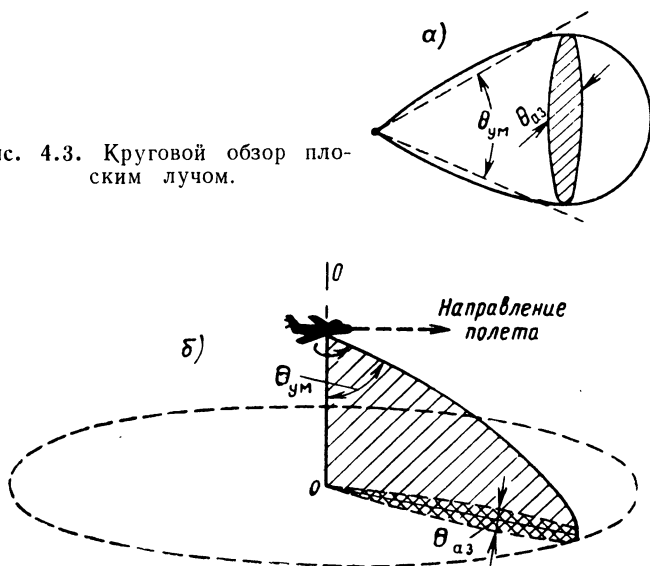
$$T_{\text{обз}} = \frac{360}{\Omega} \text{ или } T_{\text{обз}} = \frac{60}{n} \text{ сек,} \quad (4.7)$$

а время облучения точечной цели

$$T_{\text{обл}} = \frac{\theta_{\text{аз}}^\circ}{\Omega}. \quad (4.8)$$

Круговой обзор позволяет получить плоскую картину расположения целей в пространстве: измеряются дальность и азимут, а по углу места разрешение отсутствует.

Рис. 4.3. Круговой обзор плоским лучом.



Если плоский луч перемещают в секторе, меньшем  $360^\circ$ , то обзор называется *секторным*. При секторном обзоре луч обычно совершает колебательное движение, останавливаясь в крайних положениях. Совершенно очевидно, что при секторном обзоре угловая скорость луча  $\Omega(\varphi)$  не постоянна. В общем виде период обзора и время облучения определяются соотношениями

$$T_{\text{обз}} = \int_{\varphi}^{\varphi+\Omega} \frac{d\varphi}{\Omega(\varphi)} \text{ и } T_{\text{обл}} = \int_{\varphi}^{\varphi+\theta} \frac{d\varphi}{\Omega(\varphi)}; \quad (4.9)$$

здесь  $\varphi$  — текущее значение угловой координаты,

Задавая средним значением угловой скорости луча, получаем

$$T_{\text{обз}} = \frac{\Phi}{\Omega_{\text{ср}}} \text{ и } T_{\text{обл}} = \frac{\theta}{\Omega_{\text{ср}}} . \quad (4.10)$$

Из-за реверсирования луча при секторном обзоре возникают потери времени, приводящие к увеличению относительного периода обзора ( $K_{\text{обз}} = 1,3 \div 1,5$ ).

В последнее время на летательных аппаратах стали применяться РЛС бокового обзора, плоский луч которых

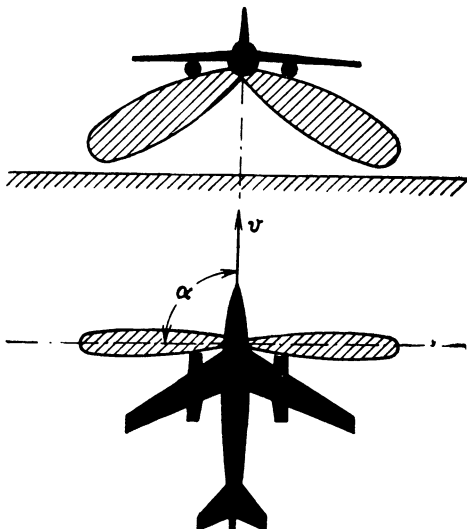


Рис. 4.4. Диаграммы направленности антенны РЛС при боковом обзоре.

неподвижен, а радиолокационный обзор осуществляется благодаря перемещению самого летательного аппарата (рис. 4.4).

## 2. Обзор иглообразным лучом

Лучи РЛС, симметричные относительно направления максимального излучения, для которых справедливо соотношение  $\theta_{\text{аз}} \approx \theta_{\text{ум}} = \theta$ , называются *иглообразными*. Ширина таких лучей изменяется от  $1-2^\circ$  до  $25-30^\circ$ . Основ-

ными видами обзоров иглообразным лучом являются: винтовой, зигзагообразный, спиральный и поступательно-ко- нический.

При *винтовом* обзоре луч быстро вращается в горизон- тальной плоскости и относительно медленно изменяет свое положение в вертикальной (рис. 4.5). За каждый оборот в горизонтальной плоскости луч смещается по вертикали на угол  $\Psi$ . Естественно, что  $\Psi$  должен быть меньше ширины

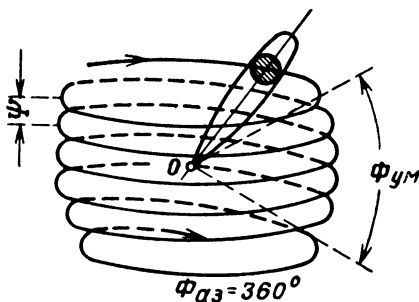


Рис. 4.5. Винтовой обзор.

луча:  $\Psi = (0,7 \div 0,8) \theta$ . Если требуемое значение сектора обзора в вертикальной плоскости равно  $\Phi_{ум}$ , то угловое перемещение луча по вертикали должно быть  $\Phi_{ум} - \theta$ . Число строк по вертикали будет  $\frac{\Phi_{ум} - \theta}{\Psi}$ , и при угловой скорости горизонтального перемещения луча  $\Omega_{гор}$  период винтового обзора и время облучения цели можно опреде- лить по формулам

$$T_{обз} = \frac{360}{\Omega_{гор}} \frac{\Phi_{ум} - \theta}{\Psi} \approx \frac{360\Phi_{ум}}{\Omega_{гор}\Psi} \text{ и } T_{обл} = \frac{\theta}{\Omega_{гор}}. \quad (4.11)$$

Основными достоинствами винтового обзора являются: возможность обзора на  $360^\circ$  в горизонтальной плоскости; простота изменения сектора обзора в вертикальной пло- скости; относительно малые потери времени ( $K_{обз} = = 1,1 \div 1,3$ ), определяющиеся, главным образом, пере- крытием сечений луча на соседних строках.

Если сектор обзора в горизонтальной плоскости должен быть равен  $180^\circ$  или  $120^\circ$ , то винтовой обзор с одним лучом использовать нецелесообразно. Удобно применить антен- ное устройство, создающее два или три луча, которые смещены друг относительно друга на  $180^\circ$  или  $120^\circ$  в гори-

горизонтальной плоскости и на  $\Psi$  — в вертикальной. При вращательном движении антенного устройства каждый луч будет использоваться в течение  $1/2$  или  $1/3$  длительности оборота антенны.

При зигзагообразном (телевизионном) обзоре луч совершает относительно быстрое возвратно-поступательное движение по одной угловой координате и медленно изменяет свое положение по другой (рис. 4.6). Если угловая скорость и сектор обзора при быстром перемещении равны

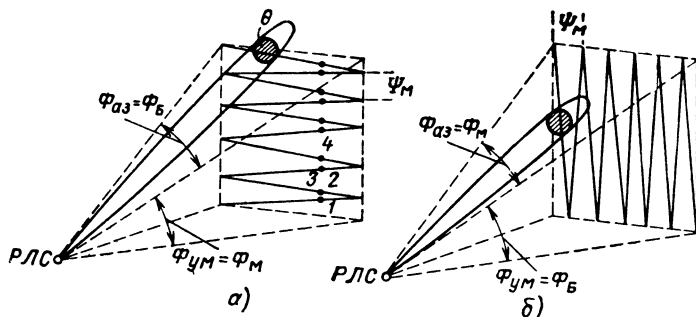


Рис. 4.6. Зигзагообразный, или телевизионный, обзор.

$\Omega_b$  ( $\varphi$ ) и  $\Phi_b$ , а шаг траектории и сектор обзора в направлении медленного перемещения  $\Psi_m$  и  $\Phi_m$ , то период обзора и время облучения будут равны

$$T_{\text{обз}} = \frac{\Phi_m - \theta}{\Psi_m} \int_{\varphi}^{\varphi + \Phi_b} \frac{d\varphi}{\Omega_b(\varphi)} \quad \text{и} \quad T_{\text{обл}} = \int_{\varphi}^{\varphi + \theta} \frac{d\varphi}{\Omega_b(\varphi)}. \quad (4.12)$$

Для среднего значения угловой скорости быстрого перемещения луча  $\Omega_b = \Omega_{\text{ср}}$  получим

$$T_{\text{обз}} = \frac{\Phi_m - \theta}{\Psi_m} \frac{\Phi_b}{\Omega_{\text{ср}}} \approx \frac{\Phi_m \Phi_b}{\Psi_m \Omega_{\text{ср}}}$$

и

$$T_{\text{обл}} = \frac{\theta}{\Omega_{\text{ср}}}. \quad (4.13)$$

Если луч перемещается плавно по азимуту, то по углу места он движется скачками (см., например, на рис. 4.6, а точки 1, 2, 3, 4 и т. д.), и наоборот. Скачкообразное перемещение луча приводит к дополнительным ошибкам изме-



рения угловой координаты. Поэтому при горизонтальном расположении строк (рис. 4.6, а) точнее измеряется азимут целей, а при вертикальном (рис. 4.6, б) — угол места.

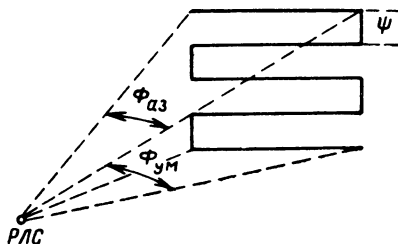


Рис. 4.7. Разновидность зигзагообразного обзора.

Иногда зигзагообразный обзор осуществляют несколько иначе. Например, после перемещения по горизонтальной строке луч смещается на шаг по вертикали и т. д. (рис. 4.7). Основным достоинством зигзагообразного обзора является простота независимого изменения секторов обзора в обеих плоскостях. Недостаток этого обзора состоит в относительно

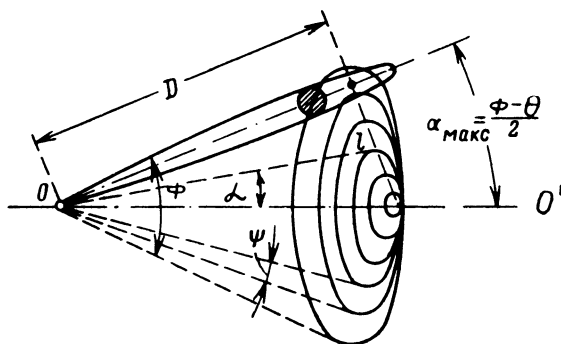


Рис. 4.8. Спиральный обзор.

больших потерях времени из-за реверса движения луча и наложения сечений луча на соседних участках траектории ( $K_{обз} \approx 2$ ).

Спиральный обзор создается путем быстрого вращения луча вокруг оси  $OO'$  (рис. 4.8) и медленного изменения угла  $\alpha$  между осью луча и осью вращения. Если предположить,

что длительность одного оборота луча при вращательном движении  $T_{\text{вр}}$  остается постоянной независимо от значения угла  $\alpha$  ( $0 < \alpha < \alpha_{\text{макс}}$ ), а число оборотов, необходимое для просмотра всей зоны, равно  $\frac{\Phi - \theta}{2\Psi}$ , то период спирального обзора

$$T_{\text{обз}} = T_{\text{вр}} \frac{\Phi - \theta}{2\Psi} \approx T_{\text{вр}} \frac{\Phi}{2\Psi}. \quad (4.14)$$

Угловая скорость вращения луча при спиральном обзоре является величиной переменной. Угловое перемещение луча за один оборот вращательного движения вокруг оси  $OO'$  составляет  $\beta = 360 \sin \alpha$  град. В этом нетрудно убедиться. Как известно, центральный угол измеряется отношением стягивающей его дуги к радиусу окружности. В соответствии с рис. 4.8 длина дуги равна  $2\pi l$ , а  $l = D \sin \alpha$ , поэтому

$$\beta = \frac{2\pi D \sin \alpha}{L} = 2\pi \sin \alpha \text{ рад}$$

или

$$\beta = 360 \sin \alpha \text{ град.}$$

Так как было принято  $T_{\text{вр}} = \text{const}$ , то

$$\Omega_{\text{вр}} = \frac{360 \sin \alpha}{T_{\text{вр}}}, \quad (4.15)$$

т. е. угловая скорость луча изменяется при изменении угла  $\alpha$ . С учетом (4.15) время облучения цели при спиральном обзоре

$$T_{\text{обл}} = \frac{\theta T_{\text{вр}}}{360 \sin \alpha}. \quad (4.16)$$

Наименьшее время будут облучаться цели на периферии зоны обзора ( $\alpha = \alpha_{\text{макс}}$ ), а наибольшее — вблизи оси  $OO'$  ( $\alpha \rightarrow 0$ ). Если, например, угол  $\alpha$  изменяется в пределах от 3 до 30°, то время облучения целей будет изменяться в 9,7 раза. Основным преимуществом спирального обзора является простота перехода к коническому сканированию, используемому при автоматическом сопровождении целей по угловым координатам (см. § 12.3). Главный недостаток этого метода обзора заключается в очень больших потерях времени;  $K_{\text{обз}}$  составляет 2—2,5.

При *поступательно-коническом* обзоре луч совершает быстрое коническое вращение и медленно смещается по горизонтали (рис. 4.9). Угловое перемещение луча за один

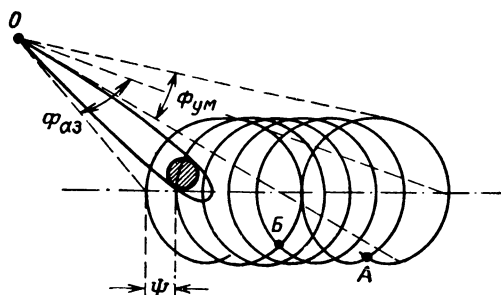


Рис. 4.9. Поступательно-конический обзор.

оборот по конусу составит  $360 \sin \Phi_{ум}$  град. Если период конического вращения равен  $T_{вр}$ , то угловая скорость луча будет

$$\Omega \approx \frac{360 \sin \Phi_{ум}}{T_{вр}}. \quad (4.17)$$

Приняв шаг траектории равным  $\Psi$ , получим

$$T_{обз} = T_{вр} \frac{\Phi_{аз}}{\Psi} \quad \text{и} \quad T_{обл} = \frac{\theta T_{вр}}{360 \sin \Phi_{ум}}. \quad (4.18)$$

Поступательно-конический обзор применяется в тех случаях, когда зона обзора РЛС должна иметь существенно разные угловые размеры ( $\Phi_{аз} \gg \Phi_{ум}$ ) и после обнаружения цели желательно использовать коническое сканирование для автоматического сопровождения по угловым координатам. Основным недостатком метода связан со значительными потерями времени, которые вызываются повторными облучениями целей (например, точки *A* и *B* на рис. 4.9) и большим перекрытием сечений луча на соседних витках траектории;  $K_{обз} \approx 2$ .

#### 4.4. Программированный обзор

До сих пор предполагалось, что в процессе обзора луч РЛС движется по заданному закону с определенной скоростью и, следовательно, время облучения целей вполне

определенно. Можно создать системы обзора, в которых время облучения данного направления изменяется по некоторой программе. Такие системы называются системами с *программированным обзором*. Цель программирования — уменьшить среднее значение периода обзора.

Схема на рис. 4.10 позволяет уяснить основную идею программированного обзора. В РЛС имеется антенное

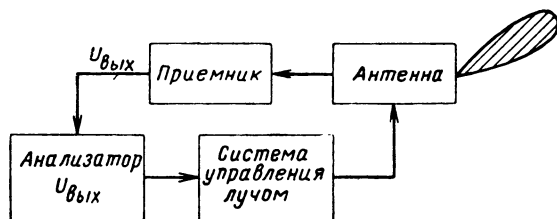


Рис. 4.10. Схема управления лучом при программированном обзоре.

устройство с электронно управляемым лучом. Траектория движения луча задается системой управления, а время облучения данного направления изменяется под воздействием анализатора выходного напряжения приемника. С помощью анализатора оценивается вероятность существования сигнала на входе приемника в данный момент времени. Если эта вероятность мала, то луч быстро переводится с одного направления на другое. Но как только вероятность наличия сигнала увеличивается, луч замедляет движение и облучает данное направление до тех пор, пока не будет принято решение о том, есть цель или цели нет, а имеются одни помехи. После принятия решения луч возобновляет быстрое движение по заданной траектории.

Следовательно, луч задерживается только на тех направлениях, где возрастает вероятность появления сигнала. При отсутствии в РЛС специального анализатора следовало бы задерживать луч в каждом положении одинаково долго, ожидая появления цели с любого направления. Таким образом, в среднем период обзора при программировании уменьшается.

Программированный обзор позволяет реализовать выигрыш во времени обзора лишь в таких РЛС, где не определяются дальность или скорость целей. Если бы, например, в РЛС определялись азимут и дальность целей, то при

каждом текущем положении луча нужно было проанализировать сигналы от  $N$  участков дальности. Как только для одного из них вероятность наличия цели становится достаточно высокой, луч нужно задерживать в данном положении. Чем больше анализируемых участков дальности, тем меньше выигрыш во времени обзора от применения программирования.

Можно представить себе другую методику программирования. Первый цикл обзора всей зоны осуществляется с большой скоростью, и с помощью анализатора запоминаются те направления, для которых вероятности наличия цели высоки. Во время второго цикла облучаются только запомненные направления. Во время третьего цикла обзора снова осматривается вся зона и т. д. Принципиальные преимущества программированного обзора и при такой методике не изменяются.

## ОБНАРУЖЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

### 5.1. Основные положения

*Обнаружением* радиолокационных сигналов называется процесс принятия решения об их наличии или отсутствии путем анализа выходного напряжения приемника РЛС. Проблема обнаружения возникает в тех случаях, когда сигналы принимаются в присутствии значительных помех. Если помех нет или они малы по сравнению с сигналом, то решение о наличии или отсутствии сигнала не вызывает затруднений: имеется достаточно большое напряжение на выходе приемника, значит есть и сигнал; выходное напряжение мало или равно нулю — сигнала нет.

Трудности возникают тогда, когда амплитуда сигнала сравнима или существенно меньше средней амплитуды помехи. В этих условиях при наличии сигнала он может быть замаскирован или подавлен помехой, а при отсутствии сигнала помеха может быть принята за сигнал. Возникает неоднозначность решения. Именно так обстоит дело, например, при рассмотрении вопроса о максимальной дальности действия РЛС, которая ограничивается возможностью принятия правильного решения о существовании слабого входного сигнала на фоне шумов приемника. При дальнейшем изложении для конкретности под помехой будем понимать шумы приемного устройства. Однако результаты приводимого анализа применимы и к случаям воздействия помех другого типа, в частности искусственных шумоподобных помех.

С учетом шума входное и выходное напряжения приемника всегда являются величинами случайными. Поэтому выводы, которые могут быть сделаны наблюдателем, анализирующим выходной эффект приемника РЛС, также носят случайный характер и их следует оценивать с помощью соответствующих вероятностей.

В принципе в любой ситуации допустимы только два решения: сигнал есть или сигнала нет. Всякие уклончивые решения исключаются. Если сигнал действительно есть, то решение о его наличии называется *правильным обнаружением* и характеризуется вероятностью правильного обнаружения ( $W_{\text{по}}$ ); решение об отсутствии сигнала в этом случае называется *пропуском сигнала* и характеризуется вероятностью пропуска ( $W_{\text{пр}}$ ). Пропуск является ошибкой РЛС при обнаружении сигнала, возникающей вследствие мешающего действия шума. Так как правильное обнаружение и пропуск при наличии сигнала составляют полную группу несовместных событий, то сумма вероятностей этих событий равна единице:

$$W_{\text{по}} + W_{\text{пр}} = 1. \quad (5.1)$$

Если сигнала на выходе приемника нет, то решение о его отсутствии называется *правильным необнаружением* и ему соответствует вероятность  $W_{\text{пно}}$ ; решение о наличии сигнала в этом случае называется ложной тревогой (соответственно существует *вероятность ложной тревоги*  $W_{\text{лт}}$ ). Ложная тревога также является ошибкой, вызываемой наличием шума. Правильное необнаружение и ложная тревога составляют полную группу несовместных событий, поэтому

$$W_{\text{пно}} + W_{\text{лт}} = 1. \quad (5.2)$$

Как можно видеть, при обнаружении сигналов возможно четыре независимых события, характеризуемых четырьмя вероятностями:  $W_{\text{по}}$ ,  $W_{\text{пр}}$ ,  $W_{\text{пно}}$ ,  $W_{\text{лт}}$ . В силу существования соотношений (5.1) и (5.2) из четырех вероятностей независимыми являются только две. Обычно в качестве независимых вероятностей, используемых для оценки работы РЛС при обнаружении сигналов, выбираются вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги. Используя соотношения (5.1) и (5.2) для каждой пары значений вероятностей  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$ , можно вычислить значения двух других вероятностей:  $W_{\text{пр}}$  и  $W_{\text{пно}}$ .

Основным показателем, определяющим значения вероятностных характеристик при обнаружении, является отношение сигнал/шум по энергии

$$q_0 = \frac{2E_c}{N_0}, \quad (5.3)$$

здесь  $E_c$  — энергия сигнала на входе приемника, равная

$$E_c = \int_0^{\tau_c} u_c^2(t) dt$$

при условии, что входное сопротивление  $R_{вх} = 1 \text{ ом}$ ;  $u_c(t)$  — мгновенное значение напряжения сигнала на входе приемника;  $\tau_c$  — длительность сигнала;  $N_0$  — спектральная плотность мощности шума, имеющая размерность энергии и равная  $N_0 = P_{ш}/\Delta f_{ш}$  ( $P_{ш}$  — мощность шума в полосе  $\Delta f_{ш}$ ).

Коэффициент 2 в формуле (5.3) не имеет принципиального значения и вводится лишь для упрощения математических выкладок при анализе. С увеличением  $q_0$  увеличивается надежность обнаружения, т. е. возрастают вероятности правильных решений ( $W_{по}$  и  $W_{пво}$ ) и уменьшаются вероятности ошибок ( $W_{пр}$  и  $W_{лт}$ ). Наоборот, при уменьшении  $q_0$  вероятности правильных решений уменьшаются, а вероятности ложных — растут.

Критерий качества приемного устройства РЛС при обнаружении должен быть связан со значениями вероятностей правильных решений и ошибок. Наиболее употребительными являются критерии *идеального наблюдателя* и *Неймана — Пирсона*. В соответствии с критерием идеального наблюдателя *оптимальный* (наилучший) приемник должен минимизировать полную вероятность ошибки  $W_{ош}$  при обнаружении, т. е.

$$W_{ош} = W(u_c) W_{пр} + W(0) W_{лт} = \min. \quad (5.4)$$

В формуле (5.4)  $W(u_c)$  и  $W(0)$  представляют собой безусловные вероятности наличия и отсутствия сигнала на входе приемника (так называемые априорные вероятности, известные до опыта). Вероятности  $W_{по}$  и  $W_{лт}$  являются условными, так как характеризуют события, возникающие при условии, что сигнал есть или его нет. Любой другой приемник, неоптимальный по критерию идеального наблюдателя, при заданном отношении сигнал/шум  $q_0$  и прочих равных условиях будет характеризоваться большей вероятностью ошибки.

В соответствии с критерием Неймана — Пирсона оптимальный приемник должен обеспечивать получение наибольшей вероятности правильного обнаружения при заданных значениях вероятности ложной тревоги и отношения



сигнал/шум; при использовании любого приемника, неоптимального по критерию Неймана — Пирсона, для тех же значений  $W_{\text{лт}}$  и  $q_0$  вероятность правильного обнаружения будет меньше.

Как показывает проводимый ниже анализ, в оптимальном приемнике независимо от выбранного критерия должны выполняться следующие операции, имеющие принципиальное значение: а) входное напряжение приемника  $u_{\text{вх}}(t)$

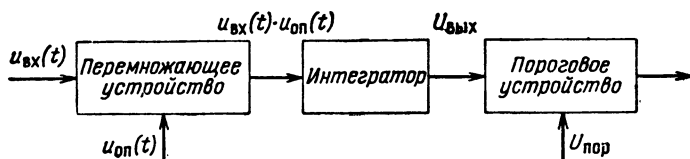


Рис. 5.1. Упрощенная функциональная схема оптимального приемника.

нужно перемножить с опорным напряжением  $u_{\text{оп}}(t)$ , представляющим собой копию излученных передатчиком РЛС колебаний; б) результат перемножения следует интегрировать за время существования сигнала  $\tau_c$ ; в) выходное напряжение интегратора необходимо сравнивать с некоторым постоянным напряжением, именуемым пороговым или просто *порогом*  $U_{\text{пор}}$ .

Математическая запись указанных операций такова:

а) образуется интеграл вида  $\int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_{\text{оп}}(t) dt$ , где  $u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) + u_{\text{ш}}(t)$  — сумма напряжений сигнала и шума при наличии сигнала на входе приемника [если сигнала нет, то  $u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{ш}}(t)$ ];  $u_{\text{оп}}(t) = k_1 u_c(t)$ ;

б) выходное напряжение интегратора

$$U_{\text{вых}} = k_2 \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_{\text{оп}}(t) dt$$

сравнивается с пороговым напряжением  $U_{\text{пор}}$ : если  $U_{\text{вых}} > U_{\text{пор}}$ , то принимается решение о наличии сигнала, и с вероятностью  $W_{\text{по}}$  это будет соответствовать действительности; при  $U_{\text{вых}} < U_{\text{пор}}$  считают, что сигнала нет и это соответствует действительному положению с вероят-

ностью  $W_{\text{пно}}$ . Схема на рис. 5.1 сугубо упрощенно иллюстрирует устройство оптимального приемника.

Количественная оценка качества работы оптимального приемника производится с помощью так называемых *рабочих характеристик приемника* (РХП), представляющих

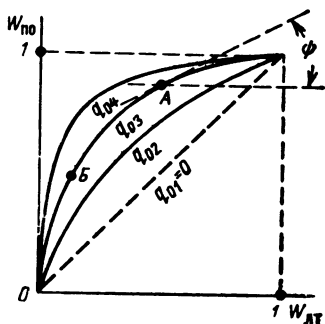


Рис. 5.2. Рабочие характеристики приемника.

собой зависимости вероятности правильного обнаружения от вероятности ложной тревоги при заданном значении  $q_0$  (рис. 5.2). Чем больше отношение сигнал/шум, тем выше лежит соответствующая РХП:  $q_{01} < q_{02} < q_{03} < q_{04}$ . При заданном соотношении сигнал/шум переход из одной точки данной рабочей характеристики в другую осуществляется путем изменения порогового напряжения  $U_{\text{пор}}$ : при увеличении  $U_{\text{пор}}$  рабочая точка перемещается по

характеристике справа налево, т. е.  $U_{\text{пор А}} < U_{\text{пор Б}}$ . Рабочие характеристики приемника являются весьма важным элементом при расчете дальности действия РЛС, так как позволяют определить требуемое отношение сигнал/шум на входе приемника.

Излагаемая ниже теория обнаружения сигналов имеет целью пояснить пути технической реализации оптимальных приемников и дать методику определения требуемого отношения сигнал/шум по заданным значениям вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги.

## 5.2. Характеристики обнаружения радиолокационных сигналов с полностью известными параметрами

Полностью известным называется радиолокационный сигнал, значение напряжения которого, если он имеется на входе приемника, может быть заранее точно указано для любого момента времени. Пусть, например, используется сигнал длительностью  $\tau_c$

$$u_c(t) = A \cos [\omega(t) + \psi_0], \quad (5.5)$$

где  $A \neq 0$  лишь в интервале времени  $t_1 < t < t_1 + \tau_c$ .

Для полного знания такого сигнала необходимо заранее точно определить значения параметров  $A$ ,  $\omega$ , и  $\varphi_0$ . Единственное, что предполагается заранее неизвестным, это сам факт наличия сигнала: сигнал может существовать, а может и отсутствовать в данное время. Задача приемника — облегчить принятие правильного решения.

Совершенно очевидно, что на практике подобная ситуация полностью исключается. В реальных условиях обычно неизвестны значения всех перечисленных параметров обнаруживаемого сигнала. Однако рассмотрение гипотетического случая обнаружения полностью известного сигнала позволяет оценить теоретический предел характеристик обнаружения и относительно просто пояснить некоторые принципиальные положения теории обнаружения сигналов.

Допустим, что требуется построить приемник, оптимальный в соответствии с критерием идеального наблюдателя. Такой приемник должен обеспечивать определение *апостериорных* (т. е. получаемых после обработки входного напряжения) вероятностей наличия и отсутствия входного сигнала и сравнение их между собой. Решение следует принимать в соответствии с тем, какая из вероятностей окажется больше. При этом вероятность ошибки будет минимально возможной, что и требуется по выбранному критерию оптимальности.

Нетрудно убедиться в том, что подобный приемник будет оптимальным и в соответствии с критерием Неймана — Пирсона, когда  $W_{\text{лт}}$  считается заданной и требуется обеспечить максимум  $W_{\text{по}}$ . Из формулы (5.4) видно, что если  $W_{\text{лт}} = \text{const}$ , а  $W(u_c)$  и  $W(0)$  известны до опыта, то минимуму вероятности полной ошибки соответствует минимум вероятности пропуска сигнала. Но так как  $W_{\text{пр}} = 1 - W_{\text{по}}$ , то, добиваясь получения минимальной вероятности полной ошибки, мы одновременно обеспечиваем максимум вероятности правильного обнаружения.

Для выявления структуры оптимального приемника следует проанализировать выражения, определяющие указанные апостериорные вероятности. Сначала обратимся к плотностям апостериорных распределений, предполагая, что полностью известных сигналов может быть бесконечное множество, кодирование сигналов производится по амплитуде, амплитуды сигналов лежат в пределах от  $A_{\text{макс}}$  до нуля, а различие амплитуд двух соседних сигналов бесконечно мало. Все параметры каждого сигнала заранее извест-

ны. Неизвестно только, какой из сигналов имеется в данное время. Отсутствие сигналов соответствует при данной постановке задачи наличию сигнала с нулевой амплитудой.

Из теоремы Бейеса [3] следует, что плотность апостериорной вероятности наличия различных сигналов во входном напряжении равна

$$w_{u_{вх}}(u_c) = K w(u_c) w_{u_c}(u_{вх}), \quad (5.6)$$

где  $K$  — нормирующий множитель, определяемый из условия, что интеграл от плотности апостериорной вероятности сигналов по всей области этих сигналов должен быть равен единице:

$$\int_{u_c} w_{u_{вх}}(u_c) du_c = 1;$$

$w(u_c)$  — плотность априорной вероятности присутствия различных сигналов  $u_c$ ;  $w_{u_c}(u_{вх})$  — плотность условной вероятности образования входного напряжения  $u_{вх}$  при наличии на входе сигнала  $u_c$ .

Так как в (5.6)  $K$  — постоянная величина, априорное распределение сигналов  $w(u_c)$  должно быть известно до опыта, то для определения апостериорного распределения нужно найти функцию  $w_{u_c}(u_{вх})$ , называемую обычно *функцией правдоподобия*. Эта функция позволяет оценить, какому сигналу правдоподобнее всего соответствует имеющееся входное напряжение.

Во входном напряжении случайной величиной является только шум. Будем полагать, что шум имеет равномерный спектр в области частот, значительно превышающей полосу пропускания приемника РЛС  $\Delta f_{пр}$ . Мгновенные значения шумового напряжения подчинены нормальному распределению

$$w(u_{ш}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{ш}} \exp \left( -\frac{u_{ш}^2}{2\sigma_{ш}^2} \right), \quad (5.7)$$

где  $\sigma_{ш}$  — среднее квадратическое или эффективное значение напряжения шума;

$\sigma_{ш}^2$  — дисперсия шума, равная мощности шума  $P_{ш}$ , выделяемой на сопротивлении 1 ом.

Анализируя входное напряжение приемника в течение времени существования сигнала  $\tau_c$ , мы должны предста-

вить шумовое напряжение  $k$  его независимыми дискретными значениями (согласно теореме отсчетов Котельникова)

$$k = 2f_B \tau_c,$$

где  $f_B$  — наивысшая частота полосы пропускания приемника.

Многомерная плотность распределения шума, как известно [9], выражается следующим образом:

$$w(u_{\text{ш}}) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi} \sigma_{\text{ш}})^k} \exp \left[ -\frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{ш}}^2(t) dt \right]. \quad (5.8)$$

Так как сигнал является закономерно изменяющейся величиной, а случайным изменениям подвержен только шум, то распределение входного напряжения определяется распределением шума. Следовательно, для отыскания функции правдоподобия нужно использовать формулу (5.8), куда вместо напряжения шума нужно подставить равную ему разность входного напряжения и напряжения сигнала

$$u_{\text{ш}}(t) = u_{\text{вх}}(t) - u_c(t)$$

и

$$w_{u_c}(u_{\text{вх}}) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi} \sigma_{\text{ш}})^k} \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_c} [u_{\text{вх}}(t) - u_c(t)]^2 dt \right\}. \quad (5.9)$$

С учетом (5.9) плотность апостериорной вероятности (5.6) равна

$$w_{u_{\text{вх}}}(u_c) = K w(u_c) \frac{1}{(\sqrt{2\pi} \sigma_{\text{ш}})^k} \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_c} [u_{\text{вх}}(t) - u_c(t)]^2 dt \right\}. \quad (5.10)$$

Проанализируем показатель экспоненты. Здесь из трех членов информативное значение имеет только один. Интеграл  $\int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}^2(t) dt$  характеризует энергию входного воздействия. Мы не умеем извлекать из этой величины полезную информацию о принимаемом сигнале. При дальнейшем анализе

объединим экспоненциальный множитель

$$\exp \left[ -\frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}^2(t) dt \right]$$

с множителями  $K$  и  $\frac{1}{(\sqrt{2\pi} \sigma_{\text{ш}})^h}$ , обозначив их произведение символом  $K_1$

$$K_1 = K \frac{1}{(\sqrt{2\pi} \sigma_{\text{ш}})^h} \exp \left[ -\frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}^2(t) dt \right].$$

Как будет видно из дальнейшего, величина  $K_1$  не войдет в результирующие соотношения.

Интеграл  $\int_0^{\tau_c} u_c^2(t) dt = E_c$  определяет энергию принимаемого сигнала — величину, известную до опыта, и, следовательно, он тоже не несет новой информации о сигнале.

Единственным членом, позволяющим получить дополнительную (к ранее известной, априорной) информацию о присутствии сигнала, является интеграл  $\int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_c(t) dt$ , подынтегральное выражение которого представляет собой произведение входного напряжения и известного напряжения сигнала. Перепишем выражение (5.10) с учетом сделанных замечаний

$$\begin{aligned} w_{u_{\text{вх}}} &= K_1 w(u_c) \exp \left( -\frac{E_c}{N_0} \right) \times \\ &\times \exp \left[ \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_c(t) dt \right]. \end{aligned} \quad (5.11)$$

Используя формулу (5.11), обратимся к решению задачи обнаружения одного единственного полностью известного сигнала. Вместо плотности распределения апостериорной вероятности множества сигналов теперь будет лишь две вероятности двух возможных событий: апостериорная вероятность наличия сигнала  $W_{u_{\text{вх}}}(u_c)$  и апостериорная вероятность его отсутствия  $W_{u_{\text{вх}}}(0)$ . Выражение, определяющее

$W_{u_{\text{вх}}}(u_c)$ , получим из (5.11), подставив в него вместо априорного распределения сигналов априорную вероятность появления одного возможного сигнала  $W(u_c)$ , т. е.

$$W_{u_{\text{вх}}}(u_c) = K_1 W(u_c) \exp\left(-\frac{E_c}{N_0}\right) \exp\left[\frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_c(t) dt\right]. \quad (5.12)$$

Для определения апостериорной вероятности отсутствия сигнала нужно в (5.11) подставить априорную вероятность того, что сигнала нет  $W(0)$  и приравнять нулю энергию сигнала ( $E_c = 0$ ), тогда

$$W_{u_{\text{вх}}}(0) = K_1 W(0). \quad (5.13)$$

В оптимальном приемнике следовало бы выполнить операции, соответствующие формулам (5.12) и (5.13), и сравнить полученные результаты между собой; в зависимости от того, что будет больше, принимается решение о наличии сигнала.

Но можно существенно упростить решаемую техническую задачу. С принципиальной точки зрения безразлично, что сравнивать — значения самих апостериорных вероятностей или значения монотонных функций этих величин. Если использовать логарифмы апостериорных вероятностей, то устройство оптимального приемника сильно упрощается:

$$\begin{aligned} \ln W_{u_{\text{вх}}}(u_c) = \ln K_1 + \ln W(u_c) - \frac{E_c}{N_0} + \\ + \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_c(t) dt, \end{aligned} \quad (5.14a)$$

$$\ln W_{u_{\text{вх}}}(0) = \ln K_1 + \ln W(0). \quad (5.14б)$$

Значит, в приемнике нужно воссоздать величины, соответствующие функциям (5.14a) и (5.14б), и определить, какая из них больше. Но это равнозначно сравнению величин

$$\frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_c(t) dt \quad \text{и} \quad \ln \frac{W(0)}{W(u_c)} + \frac{E_c}{N_0},$$

Таким образом, можно убедиться, что в приемнике, оптимальном по критерию идеального наблюдателя (а значит,

и по критерию Неймана — Пирсона), при обнаружении полностью известного сигнала, достаточно образовать интеграл вида

$$\int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_c(t) dt \quad (5.15a)$$

и сравнить результат интегрирования (после умножения на постоянный множитель  $2/N_0$ ) с величиной

$$\beta = \ln \frac{W(0)}{W(u_c)} + \frac{E_c}{N_0}, \quad (5.15б)$$

называемой порогом. Если порог превышен, то принимается решение о наличии сигнала; если не превышен, то считают, что сигнала нет. Практически в приемнике сравниваются не сами указанные величины, а пропорциональные им напряжения: напряжение на выходе схемы интегрирования

$$U_{\text{вых}} = a \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_c(t) dt$$

и пороговое напряжение

$$U_{\text{пор}} = a\beta = a \left[ \ln \frac{W(0)}{W(u_c)} + \frac{E_c}{N_0} \right];$$

здесь  $a$  — одинаковый для обеих схем коэффициент пропорциональности. При математическом анализе процессов будем принимать коэффициент  $a$  равным единице.

Приемник, в котором выполняются указанные операции, называется *достаточным*.

Здесь шла речь лишь об операциях принципиального характера, позволяющих получить дополнительную информацию о сигнале в процессе обработки в приемнике входного напряжения. Помимо указанных операций технически удобно применять и целый ряд вспомогательных (усиление, преобразование частоты и др.), о которых в данном разделе говорить не будем.

Следовательно, самое лучшее, что можно сделать в приемнике для выявления сигнала на фоне шума, это сопоставить входное напряжение с опорным, являющимся копией принимаемого сигнала.

На рис. 5.3 изображена функциональная схема достаточного приемника для обнаружения полностью известного



сигнала. В связи с тем, что схемы умножения и интегрирования в приемнике производят операции, с точностью до постоянного множителя совпадающие с корреляционной

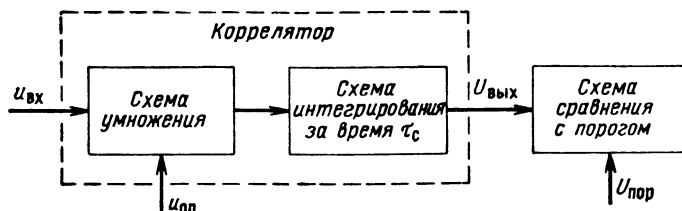


Рис. 5.3. Функциональная схема корреляционного приемника.

функцией входного и опорного напряжений, такой приемник называют *корреляционным*.

Входной сигнал и опорное напряжение всегда находятся в фазе, поэтому при отсутствии шума выходное напряжение коррелятора ( $U_{\text{вых}}$ ) линейно нарастало бы в течение всей длительности сигнала. Рис. 5.4, а иллюстрирует эффект перемножения сигнала и опорного напряжения, а на рис. 5.4, б приведена эпюра напряжения после интегратора ( $U_{\text{вых}}$ ). Выходное напряжение достигает максимума в момент  $t_0$ , соответствующий концу сигнала. После этого должно быть обеспечено спадание выходного напряжения до нуля для того, чтобы подготовить приемник к обнаружению других сигналов.

Если бы на входе приемника был один шум, имеющий случайные амплитуду и фазу колебаний, то в результате перемножения опорного напряжения со входным образовывалось бы случайное по амплитуде и знаку напряжение (рис. 5.5, а).

Когда на входе приемника имеются и сигнал и шум, напряжение на выходе схемы перемножения будет алгебраи-

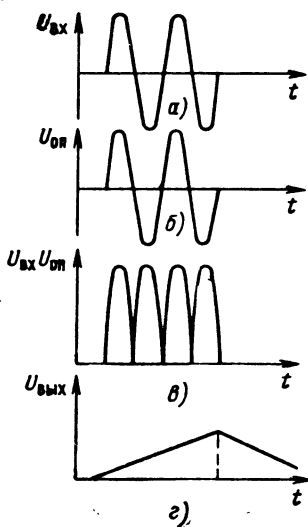


Рис. 5.4. Эпюры напряжений сигнала и опорного напряжения в корреляторе.

ческой суммой того, что мы получили бы при воздействии только сигнала и только шума; схему перемножения можно считать линейным радиотехническим устройством. Выходное напряжение коррелятора при одновременном воздействии сигнала и шума будет случайной величиной (рис. 5.5, б). Предсказать значения выходного напряжения коррелятора нельзя. Но известно, что составляющая напряжения от

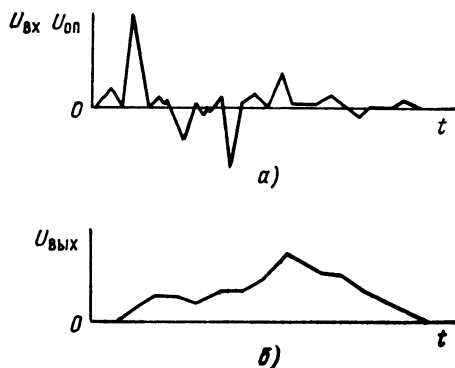


Рис 5.5. Эпюры шумового напряжения в корреляторе.

сигнала будет достигать своего максимума в момент  $t_0$  и именно в этот момент отношение напряжения сигнала к среднему квадратическому значению напряжения шума на выходе коррелятора достигает максимума. В момент  $t_0$  следует производить сравнение выходного напряжения коррелятора с порогом. При этом вероятность правильного суждения о наличии или отсутствии сигнала будет наибольшей.

Вместо коррелятора в достаточном приемнике можно применить фильтр, согласованный с сигналом. Как известно [10, стр. 630], согласованный с сигналом фильтр имеет такую передаточную функцию, которая с точностью до амплитудного множителя и постоянной задержки во времени является комплексно сопряженной со спектром сигнала. Реакция согласованного фильтра на единичный импульс (дельта-функцию) является зеркальным отображением сигнала на временной оси. Под воздействием сигнала в фильтре будет нарастать амплитуда вынужденных колебаний (рис. 5.6). Если сигнал полностью известен, то, значит,

мы знаем и момент  $t_0$ , в который амплитуда колебаний в фильтре достигнет максимума. Шум, характеризующийся случайными изменениями фазы, будет «раскачивать» фильтр значительно менее интенсивно, чем сигнал. Наилучшее отношение сигнал/шум на выходе фильтра будет иметь место в момент  $t_0$ ; в этот момент и нужно производить сравнение выходного напряжения с порогом.

Рассмотрим зависимости, позволяющие определить вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги в оптимальной системе обработки входного напряжения.

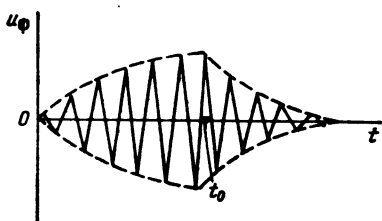


Рис. 5.6. Нарастание и спадание колебаний в согласованном фильтре под воздействием импульсного сигнала с прямоугольной огибающей.

Образующийся в приемнике после интегрирования сигнал можно разложить на две составляющие, принимая во внимание, что входное напряжение состоит из сигнала и шума:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_{\text{оп}}(t) dt = \\ &= \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_c(t) u_{\text{оп}}(t) dt + \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{ш}}(t) u_{\text{оп}}(t) dt. \end{aligned}$$

Первая составляющая, содержащая произведение сигнала и опорного напряжения, равна

$$S = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_c(t) u_{\text{оп}}(t) dt. \quad (5.16)$$

Так как опорное напряжение точно совпадает с напряжением сигнала, то значение величины  $S$  вполне определено:

$$S = \frac{2E_c}{N_0} = q_0. \quad (5.17a)$$

В более общем случае, когда рассматривается обнаружение сигнала с неизвестными заранее параметрами, величина  $S$  становится функцией временного сдвига  $S(t)$  и ее называют *сигнальной функцией*.

Вторая составляющая содержит произведение шума с опорным напряжением

$$H(t) = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{ш}}(t) u_{\text{оп}}(t) dt \quad (5.176)$$

и называется *шумовой функцией*.

Если сигнала нет, то на выходе коррелятора имеется только шумовая функция; превышение ею порога составляет ложную тревогу. Шумовая функция является случайной величиной с нормальным законом распределения (так как сам шум распределен по нормальному закону, а  $u_{\text{оп}}(t)$  — детерминированная величина) со средним значением, равным нулю, и дисперсией

$$D_H = \frac{2E_{\text{оп}}}{N_0};$$

здесь  $E_{\text{оп}}$  — энергия опорного напряжения за длительность сигнала.

Так как  $E_{\text{оп}} = E_c$ , то дисперсия шумовой функции равна удвоенному отношению энергии сигнала и спектральной плотности шума

$$D_H = \frac{2E_c}{N_0} = q_0.$$

Среднее квадратическое значение шумовой функции

$$\sigma_H = \sqrt{D_H} = \sqrt{\frac{2E_c}{N_0}} = \sqrt{q_0}. \quad (5.17b)$$

Таким образом, максимальное отношение сигнал/шум по напряжению на выходе коррелятора (так же как и на выходе согласованного с сигналом фильтра) составляет

$$\frac{S(t)_{\text{макс}}}{\sigma_H} = \sqrt{\frac{2E_c}{N_0}} = \sqrt{q_0}, \quad (5.18)$$

т. е. оно зависит только от соотношения энергии сигнала и спектральной плотности шума на входе приемника.

С учетом сказанного плотность распределения шумовой функции равна

$$w(H) = \frac{1}{\sqrt{2\pi q_0}} e^{-\frac{H^2}{2q_0}}. \quad (5.19)$$

Вероятность ложной тревоги представляет собой вероятность того, что шумовая функция превысит порог  $\beta$ , т. е.

$$W_{\text{лт}} = \int_{\beta}^{\infty} w(H) dH = \frac{1}{\sqrt{2\pi q_0}} \int_{\beta}^{\infty} e^{-\frac{H^2}{2q_0}} dH. \quad (5.20)$$

Используя функцию Лапласа

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt,$$

формулу (5.20) можно преобразовать

$$W_{\text{лт}} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi \left( \frac{\beta}{\sqrt{2q_0}} \right) \right]. \quad (5.21)$$

При наличии сигнала следует учитывать и шумовую и сигнальную функции. Выходное напряжение коррелятора будет характеризоваться суммой шумовой функции и постоянной величины  $2E_c/N_0$ . Плотность распределения этой суммы подчиняется нормальному закону со средним значением, равным  $\frac{2E_c}{N_0} = q_0$ , и дисперсией  $D_\alpha = \frac{2E_c}{N_0} = q_0$

$$w(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi q_0}} \exp \left[ -\frac{(\alpha - q_0)^2}{2q_0} \right].$$

Вероятность правильного обнаружения представляет собой вероятность того, что  $\alpha$  превысит порог, т. е.

$$W_{\text{по}} = \int_{\beta}^{\infty} w(\alpha) d\alpha = \frac{1}{\sqrt{2\pi q_0}} \int_{\beta}^{\infty} \exp \left[ -\frac{(\alpha - q_0)^2}{2q_0} \right] d\alpha. \quad (5.22)$$

Используя функцию Лапласа, получим

$$W_{\text{по}} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi \left( \frac{\beta - q_0}{\sqrt{2q_0}} \right) \right]. \quad (5.23)$$

Формулы (5.21) и (5.23) устанавливают взаимосвязь между вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги, с одной стороны, и пороговым уровнем и энерги-

ческим отношением сигнал/шум на входе приемника, с другой. Задавшись значениями  $\beta$  и  $q_0$ , можно вычислить  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}^1$ .

Однако пользоваться непосредственно выведенными формулами неудобно. На практике обычно задаются значениями вероятностей  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$  исходя из условий работы

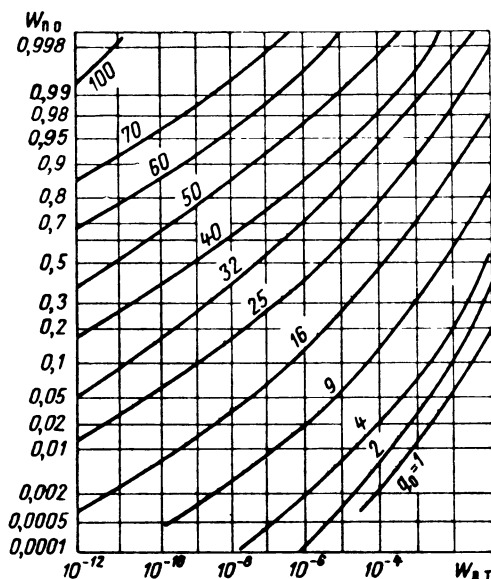


Рис. 5.7. Рабочие характеристики приемника при обнаружении полностью известного сигнала.

Для удобства пользования при построении графиков применен экспоненциально-логарифмический масштаб, что привело к отличию их от графиков рис. 5.2.

станции и определяют необходимое отношение сигнал/шум. Для решения такой задачи гораздо удобнее использовать графики зависимостей  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$  от  $\beta$  и  $q_0$ , рассчитанные по формулам (5.21) и (5.23); эти графики и называются рабочими характеристиками приемника (рис. 5.7). Пусть, например, требуется обнаруживать цель с вероятностью

<sup>1</sup> Таблицы со значениями функции Лапласа имеются, например, в книге [3]. Следует также помнить, что

$$\beta = \ln \frac{W(0)}{W(u_c)} + \frac{E_c}{N_0}.$$

правильного обнаружения 0,99 и вероятностью ложной тревоги  $10^{-5}$ . По графикам рис. 5.7 определяем, что необходимое удвоенное энергетическое отношение сигнал/шум  $q_0 = 2E_c/N_0 = 50$ .

При некоторых допущениях можно получить весьма простую формулу, связывающую  $W_{\text{по}}$ ,  $W_{\text{лт}}$  и  $q_0$  [52]:

$$q_0 = 2 \left( \sqrt{\ln \frac{1}{W_{\text{лт}}} - 1,4} + \sqrt{\ln \frac{1}{1 - W_{\text{по}}} - 1,4} \right)^2. \quad (5.24)$$

Погрешность расчетов по формуле (5.24) не превышает 15% для  $W_{\text{лт}} \leq 0,1$  и  $W_{\text{по}} \geq 0,9$ ; при увеличении  $W_{\text{по}}$  и уменьшении  $W_{\text{лт}}$  погрешность стремится к нулю.

Следует подчеркнуть, что при заданном значении  $q_0$  требуемые значения вероятностей могут быть получены только при вполне определенном пороге. При изменении порога одновременно будут изменяться значения обеих вероятностей; рабочая точка будет перемещаться по данной рабочей характеристике. Так, например, увеличивая порог, мы при том же значении  $q_0 = 50$  можем снизить вероятность правильного обнаружения до 0,5 при уменьшении вероятности ложной тревоги до  $10^{-11}$  (см. рис. 5.7). Существенно, что указанные изменения касаются одновременно обеих вероятностей и при фиксированном значении  $q_0$  каждому значению  $W_{\text{по}}$  соответствует одно вполне определенное значение  $W_{\text{лт}}$ .

Если изобразить рабочую характеристику в линейном масштабе (см. рис. 5.2), то порог связан с крутизной этой характеристики в выбранной рабочей точке. Действительно, для выбранной рабочей точки  $A$

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{dW_{\text{по}}}{dW_{\text{лт}}}.$$

Вводим переменную  $\beta$

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{dW_{\text{по}}}{d\beta} \frac{d\beta}{dW_{\text{лт}}} = \frac{dW_{\text{по}}}{d\beta} : \frac{dW_{\text{лт}}}{d\beta}.$$

Учитывая формулы (5.20) и (5.22), получаем

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\exp \left[ -\frac{(\beta - q_0)^2}{2q_0} \right]}{\exp \left( -\frac{\beta^2}{2q_0} \right)} = \exp \left( \beta - \frac{q_0}{2} \right). \quad (5.25)$$

Для каждой выбранной характеристики  $q_0$  постоянно, поэтому крутизна зависит только от порога. При увеличении

порога возрастает угол  $\psi$ , что соответствует перемещению рабочей точки по характеристике справа налево.

Изменение порога приводит и к изменению полной вероятности ошибки при обнаружении, минимизация которой составляет суть критерия идеального наблюдателя. Минимум полной вероятности достигается при значении порога, определяемом формулой (5.15,6):

$$\beta = \ln \frac{W(0)}{W(u_c)} + \frac{E_c}{N_0}.$$

Если порог будет больше или меньше указанного значения, полная вероятность ошибки будет превышать свой минимум. В этом нетрудно убедиться с помощью простых расчетов. Пусть априорные сведения о сигнале отсутствуют и можно принять  $W(u_c) = W(0) = 0,5$ ; пусть  $q_0$  будет равно 10 и  $E_c/N_0 = 5$ . При этих условиях оптимальное значение порога равно  $\beta_{\text{опт}} = 5$ , а соответствующее ему значение полной вероятности ошибки  $W_{\text{ош}} = 0,057$ . Если порог уменьшить в 5 раз ( $\beta = 1$ ), полная вероятность ошибки возрастет до  $W_{\text{ош}} = 0,189$ ; при увеличении порога в 5 раз ( $\beta = 25$ ) полная вероятность ошибки составит приблизительно  $W_{\text{ош}} = 0,5$ . Если бы заранее можно было знать априорные вероятности наличия и отсутствия сигнала и энергию принимаемых сигналов, то порог нужно было бы устанавливать вполне определенным образом в соответствии с формулой (5.15б). В действительности же эти данные заранее неизвестны и при выборе порога практически руководствуются допустимым значением ложной тревоги.

При использовании в качестве выходного устройства РЛС цифровой вычислительной машины вероятность ложной тревоги не должна превосходить  $10^{-6} \div 10^{-5}$ ; иначе очень резко повышаются требования к оперативной памяти машины. Оператор, использующий индикаторные устройства для наблюдения за целями, еще может работать при вероятности ложной тревоги  $10^{-3} - 10^{-2}$ ; дальнейшее возрастание вероятности ложной тревоги приведет к тому, что сигнал будет замаскирован шумом и наблюдение прекратится. При вероятности ложной тревоги  $W_{\text{лт}}$  один шумовой выброс в среднем образуется на выходе приемника за время, равное  $1/W_{\text{лт}}$  постоянным времени интегратора или фильтра. Если, например, длительность сигнала равна 1 мксек, а вероятность ложной тревоги  $10^{-5}$ , то шумовые



выбросы в среднем образуются один раз за  $10^5$  мксек  $\approx$   $\approx 0,1$  сек.

Обнаружение может производиться не по одному, а по нескольким сигналам или, как говорят, по пачке сигналов. При этом увеличивается суммарная энергия сигнала и улучшаются характеристики обнаружения. Если принимать  $N_c$  полностью известных сигналов с энергией каждого сигнала  $E_{c1}$ , то результирующее отношение сигнал/шум  $q_{0\Sigma}$ , определяющее рабочую характеристику приемника, возрастает в  $N_c$  раз по сравнению с приемом только одного сигнала

$$q_{0\Sigma} = N_c q_{01}, \quad (5.26)$$

где  $q_{01} = \frac{2E_{c1}}{N_0}$  — отношение сигнал/шум для одиночного сигнала.

Определяя вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги по рабочим характеристикам при приеме  $N_c$  сигналов, следует принимать во внимание именно  $q_{0\Sigma}$ , а не  $q_{01}$ .

Можно представить себе два принципиально возможных пути реализации накопления энергии сигналов в приемнике. Во-первых, можно сначала суммировать сигналы, а затем проводить обработку в корреляторе; во-вторых, можно создать опорное напряжение, соответствующее всей пачке, и суммировать результаты перемножения в интеграторе. Результат в обоих случаях будет одинаков: выходное напряжение сигнала увеличится по сравнению с шумом, что будет эквивалентно увеличению энергетического отношения сигнал/шум на входе приемника в  $N_c$  раз.

### **5.3. Характеристики обнаружения радиолокационных сигналов с неизвестной начальной фазой**

Допущение о незнании начальной фазы сигнала является первым шагом на пути от гипотетического сигнала с полностью известными параметрами к реальному сигналу, поступающему на вход приемника. Полагаем, что амплитуда и частота сигнала известны, но положение сигнала на временной оси известно с точностью до периода высокой частоты, т. е. значение начальной фазы случайно и заранее

неизвестно. Будем считать распределение фазы равновероятным в пределах от 0 до  $2\pi$ :

$$w(\psi_0) = \frac{1}{2\pi}.$$

В принципе схема оптимального приемника должна остаться той же: нужно перемножать входное напряжение с опорным и результат суммирования подводить к пороговому устройству. Но должны появиться какие-то особенности. Так как фаза сигнала заранее неизвестна, то нельзя

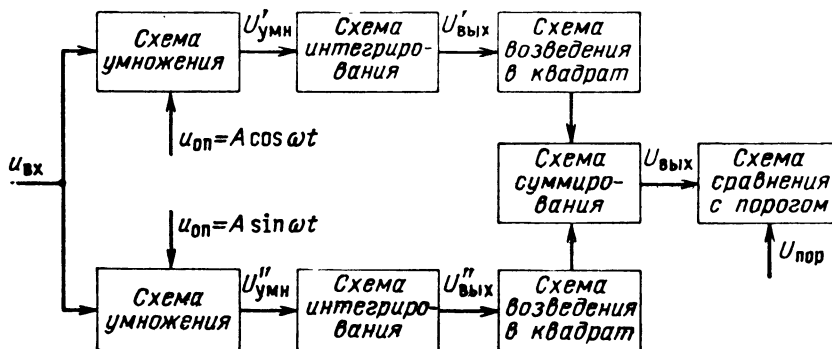


Рис. 5.8. Функциональная схема приемника, оптимального для обнаружения сигналов с неизвестной начальной фазой.

сфазировать опорное напряжение с сигналом и на выходе схемы умножения амплитуда напряжения  $U_{\text{умн}}$  будет пропорциональна косинусу разности фаз  $\psi_{\text{разн}}$  сигнала и опорного напряжения:

$$U_{\text{умн}} = aU_c U_{\text{оп}} \cos \psi_{\text{разн}} = a_1 \cos \psi_{\text{разн}}.$$

Следовательно, результат перемножения сигнала с опорным напряжением является случайной величиной. Чтобы устранить случайность изменения выходного напряжения, применяют два параллельных канала, опорные напряжения в которых сдвинуты по фазе на  $90^\circ$  (рис. 5.8). В таком устройстве на выходе первой схемы умножения получим амплитуду напряжения

$$U'_{\text{умн}} = a_1 \cos \psi_{\text{разн}},$$

а на выходе второй, при их симметричности,

$$U''_{\text{умн}} = a_1 \sin \psi_{\text{разн}}.$$

Максимальные напряжения на выходе схем интегрирования будут пропорциональны амплитудам напряжения, поступающего от схем перемножения, поэтому

$$U'_{\text{вых}} = a_2 \cos \psi_{\text{разн}},$$

$$U''_{\text{вых}} = a_2 \sin \psi_{\text{разн}},$$

где  $a_2$  — соответствующий коэффициент пропорциональности.

Если теперь результаты интегрирования возвести в квадрат и сложить, то на выходе системы обработки получим от сигнала напряжение, максимум которого является постоянной величиной, не зависящей от фазы принятого сигнала:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= a_3 [(U'_{\text{вых}})^2 + (U''_{\text{вых}})^2] = \\ &= a_3 a_2^2 (\cos^2 \psi_{\text{разн}} + \sin^2 \psi_{\text{разн}}) = \text{const.} \end{aligned}$$

Оптимальность схемы, изображенной на рис. 5.8, может быть обоснована и чисто теоретическим путем. Соответствующие выкладки приведены в § 5.8.

Можно построить оптимальный приемник и по значительно более простой схеме, в которой используется согласованный фильтр. Как уже говорилось ранее, под воздействием сигнала в фильтре будут нарастать колебания. Амплитуда колебаний достигнет максимума в некоторый момент  $t_0$  (см. рис. 5.6), зависящий от начальной фазы сигнала. При обнаружении полностью известного сигнала было точно известно положение момента  $t_0$  на временной оси. Не зная начальной фазы сигнала можно определить положение момента  $t_0$  только с точностью до периода высокой частоты  $T_0$ . Но такой точности отсчета совершенно недостаточно, так как за период высокочастотных колебаний выходное напряжение фильтра изменяется от максимального положительного значения до максимального отрицательного, отсчет в произвольный момент не даст нужного эффекта. Для того чтобы обеспечить однозначность отсчета напряжения, нужно после фильтра поставить амплитудный детектор, выделяющий огибающую колебаний  $U_{\text{дет}}$ . Тогда можно считать, что практически в любой момент времени в пределах периода  $T_0$  выходное напряжение системы обработки будет одинаково и равно максимальному значению. Следовательно, и в этом устройстве, схема которого изображена на рис. 5.9, устранена случайность выбора

выходного напряжения, вызванная незнанием начальной фазы сигнала.

Рассмотрим рабочие характеристики приемника, оптимального для обнаружения сигнала с неизвестной начальной фазой. Предположим, что используется приемник с согласованным фильтром (рис. 5.9). Это предположение

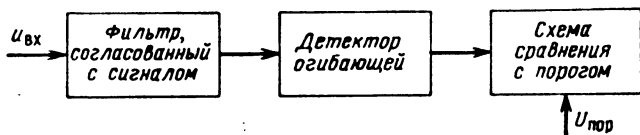


Рис. 5.9. Функциональная схема фильтрового варианта оптимального приемника обнаружения сигнала с неизвестной начальной фазой.

не снижает общности результатов, которые не зависят от используемого варианта построения приемника, но существенно упрощает математическую сторону задачи.

Огибающая нормального шума  $U_{\text{ш}}$  на выходе линейного узкополосного фильтра подчинена закону Релея [10]

$$w(U_{\text{ш}}) = \frac{U_{\text{ш}}}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left(-\frac{U_{\text{ш}}^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right).$$

Следовательно, вероятность ложной тревоги будет равна

$$\begin{aligned} W_{\text{лт}} &= \int_{\beta}^{\infty} w(U_{\text{ш}}) d(U_{\text{ш}}) = \\ &= \int_{\beta}^{\infty} \frac{U_{\text{ш}}}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left(-\frac{U_{\text{ш}}^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) dU_{\text{ш}}. \end{aligned} \quad (5.27)$$

Заменой переменного  $z = \frac{U_{\text{ш}}^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}$  приводим интеграл в (5.27) к табличному

$$\int_a^{\infty} e^{-z} dz = e^{-a};$$

при  $U_{\text{ш}} = \beta$   $z = \frac{\beta^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}$ , поэтому

$$W_{\text{лт}} = e^{-\frac{\beta^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}}.$$

Но так как  $\sigma_H = \sqrt{q_0}$  [см. (5.17в)], то получим

$$W_{\text{лт}} = e^{-\frac{\beta^2}{2q_0}}. \quad (5.28)$$

Из этой формулы можно видеть, что при заданном соотношении сигнал/шум вероятность ложной тревоги определяется только значением выбранного порога. При  $\beta = 0$  вероятность ложной тревоги достигает единицы (любой шумовой выброс принимается за сигнал), а при  $\beta = \infty$   $W_{\text{лт}} = 0$  — ни один шумовой выброс не может превысить порог.

Если на фильтр воздействуют и сигнал и шум, то распределение огибающей результирующего напряжения  $U_{c+\text{ш}}$  на выходе согласованного фильтра подчинено обобщенному закону Релея [10, стр. 618]

$$\begin{aligned} w(U_{c+\text{ш}}) &= \frac{U_{c+\text{ш}}}{\sigma_{\text{ш}}^2} \times \\ &\times \exp\left(-\frac{U_{c+\text{ш}}^2 + U_c^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) I_0\left(\frac{U_c U_{c+\text{ш}}}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right), \end{aligned} \quad (5.29)$$

здесь  $I_0$  — функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента;

$U_c$  — максимальная амплитуда сигнала на выходе фильтра, которая является известной величиной.

Заменив величины  $U_c$  и  $\sigma_{\text{ш}}$  через  $q_0$ , придем к следующему выражению плотности распределения:

$$\begin{aligned} w(U_{c+\text{ш}}) &= \frac{U_{c+\text{ш}}}{q_0} \times \\ &\times \exp\left(-\frac{U_{c+\text{ш}}^2 + q_0^2}{2q_0}\right) I_0\left(\frac{U_{c+\text{ш}}}{q_0}\right), \end{aligned} \quad (5.30)$$

и вероятность правильного обнаружения

$$\begin{aligned} W_{\text{по}} &= \int_{\beta}^{\infty} w(U_{c+\text{ш}}) dU_{c+\text{ш}} = \\ &= \int_{\beta}^{\infty} \frac{U_{c+\text{ш}}}{q_0} \exp\left(-\frac{U_{c+\text{ш}}^2 + q_0^2}{2q_0}\right) I_0\left(\frac{U_{c+\text{ш}}}{q_0}\right) dU_{c+\text{ш}}. \end{aligned} \quad (5.31)$$

Формулы (5.28) и (5.31) могут быть использованы для вычисления вероятностей правильного обнаружения и лож-

ной тревоги и построения рабочих характеристик приемника; для определения  $W_{\text{по}}$  нужно применить численное интегрирование.

Значительно удобнее пользоваться при расчетах приближенной формулой, связывающей  $W_{\text{по}}$ ,  $W_{\text{лт}}$  и  $q_0$ :

$$q_0 = 2 \left( \sqrt{\ln \frac{1}{W_{\text{лт}}}} + \sqrt{\ln \frac{1}{1 - W_{\text{по}}} - 1,4} \right)^2. \quad (5.32)$$

Вывод формулы (5.32) можно найти в работе [52]. Погрешность вычислений по формуле (5.32) не превышает 15% при  $W_{\text{лт}} \leq 0,1$  и  $W_{\text{по}} \geq 0,9$ .

Сопоставление рабочих характеристик приемников, оптимальных для обнаружения полностью известного сигнала и сигнала с неизвестной начальной фазой [см. формулы (5.24) и (5.32)], показывает, что априорное незнание параметра сигнала ухудшает характеристики обнаружения. Это ухудшение выражается в том, что если заданы значения  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$ , то для обнаружения сигнала с неизвестной начальной фазой потребуется большее значение  $q_0$ ; если же задать отношение сигнал/шум на входе приемника  $q_0 = \text{const}$ , то обнаружение сигнала с неизвестной фазой будет происходить либо при меньшей  $W_{\text{по}}$ , либо при большей  $W_{\text{лт}}$ . Абсолютное увеличение отношения сигнал/шум на входе приемника при приеме сигнала с неизвестной фазой зависит от требуемых значений вероятностей  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$ . При большой вероятности правильного обнаружения и малой вероятности ложной тревоги (это соответствует большому  $q_0$ ) незнание начальной фазы приводит к незначительным изменениям рабочих характеристик. Так, например, для  $W_{\text{по}} = 0,99$  и  $W_{\text{лт}} = 10^{-5}$  требуемое отношение сигнал/шум составляет  $q_0 = 49,4$  при обнаружении полностью известного сигнала и  $q_0 = 53,6$  при обнаружении сигнала с неизвестной начальной фазой; необходимое увеличение составляет всего 8,5%. Если же  $W_{\text{лт}}$  велика, а  $W_{\text{по}}$  существенно меньше единицы (т. е. требуемое отношение сигнал/шум не велико), то незнание начальной фазы оказывает существенное влияние. Для  $W_{\text{по}} = 0,9$  и  $W_{\text{лт}} = 0,1$  получим, что для полностью известного сигнала  $q_0 = 7,2$ , а для сигнала с неизвестной фазой  $q_0 = 12,2$ , имеет место увеличение требуемого отношения сигнал/шум на входе приемника почти в два раза.

Наличие нелинейных элементов (схемы возведения в квадрат, детектор огибающей) в тракте приемника, опти-

мального для обнаружения сигнала с неизвестной начальной фазой, приводит к существенному ухудшению рабочих характеристик при приеме пачки сигналов. Суммировать сигналы до системы обработки нельзя, так как они имеют случайную начальную фазу. Следовательно, накопление возможно лишь после схемы с нелинейным элементом. А в нелинейном элементе может иметь место уменьшение отношения сигнал/шум, что приведет к снижению эффективности накопления сигналов перед пороговым устройством.

Приводимый ниже пример сугубо упрощенно иллюстрирует уменьшение отношения сигнал/шум после детектора огибающей. Пусть на входе детектора имеет место отношение сигнал/шум по напряжению

$$\frac{U_c}{\sigma_{ш}} = \sqrt{q_0},$$

а входное напряжение

$$U_{вх} = U_c + \sigma_{ш}.$$

Допустим, что характеристика детектора аппроксимируется квадратической параболой  $u_{вых} = a u_{вх}^2$ . Тогда выходное напряжение детектора можно представить как

$$U_{вых} = a (U_c^2 + 2U_c\sigma_{ш} + \sigma_{ш}^2).$$

В выходном напряжении все составляющие, содержащие случайную компоненту, отнесем к шуму. При этом отношение сигнал/шум по напряжению после детектора будет

$$\frac{U_{вых\ c}}{U_{вых\ ш}} = \frac{U_c^2}{2U_c\sigma_{ш} + \sigma_{ш}^2}.$$

Предположим, что на входе приемника имеет место большое превышение сигнала над шумом, т. е.  $q_0 \gg 1$  и  $U_c \gg \sigma_{ш}$ . Тогда можно положить  $\sigma_{ш}^2 \ll 2U_c\sigma_{ш}$  и считать

$$\frac{U_{вых\ c}}{U_{вых\ ш}} \approx \frac{U_c}{2\sigma_{ш}}. \quad (5.33)$$

Из формулы (5.33) можно видеть, что при большом отношении сигнал/шум на входе приемника детектор практически не ухудшает этого соотношения. Но вот если  $q_0 \ll 1$  и  $U_c \ll \sigma_{ш}$ , т. е. входное отношение сигнал/шум меньше единицы, то

$$\frac{U_{вых\ c}}{U_{вых\ ш}} \approx \left( \frac{U_c}{\sigma_{ш}} \right)^2 \quad (5.34)$$

и детектор резко ухудшает отношение сигнала к шуму. Например, если отношение сигнал/шум по напряжению до детектора составляет 0,1, то после детектора оно будет равно уже 0,01. Это уменьшение отношения сигнал/шум называют *потерями в детекторе*. Для того чтобы компенсировать уменьшение отношения сигнал/шум после детектора, приходится увеличивать отношение сигнал/шум на

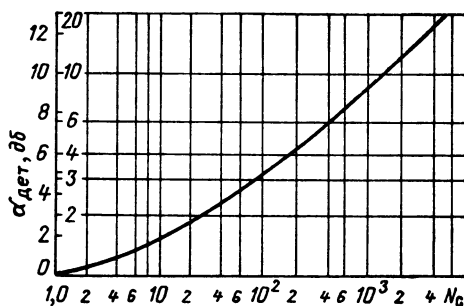


Рис. 5.10. Потери в детекторе.

входе приемника. Необходимое увеличение  $q_0$  характеризуется коэффициентом потерь в детекторе:

$$\alpha_{\text{дет}} = \frac{(q_0)_{\text{дет}}}{q_0}, \quad (5.35)$$

где  $(q_0)_{\text{дет}}$  — отношение сигнал/шум на входе приемника (с учетом потерь в детекторе), обеспечивающее заданное отношение сигнал/шум по напряжению перед пороговым устройством;

$q_0$  — отношение сигнал/шум, необходимое при отсутствии потерь в детекторе.

Если обнаружение ведется по пачке из  $N_c$  сигналов и в соответствии с рабочими характеристиками приемника требуется обеспечить отношение сигнал/шум на входе приемника  $q_{0\Sigma}$ , то с учетом потерь в детекторе отношение сигнал/шум одиночного сигнала должно составлять

$$q_{01} = \frac{q_{0\Sigma}}{N_c} \alpha_{\text{дет}}. \quad (5.36)$$



Коэффициент потерь возрастает при уменьшении отношения сигнал/шум одиночного сигнала. Поэтому  $\alpha_{\text{дет}}$  растет при уменьшении требуемого суммарного отношения сигнал/шум  $q_{0\Sigma}$  и увеличении числа сигналов  $N_c$ , между которыми делится суммарная энергия. На рис. 5.10 приведена расчетная кривая, позволяющая определять коэффициент потерь в детекторе. Этот график достаточно точен для значений  $q_{0\Sigma}$  от 20 до 100.

Схема оптимального приемника, содержащего устройство накопления после детектора, изображена на рис. 5.11.

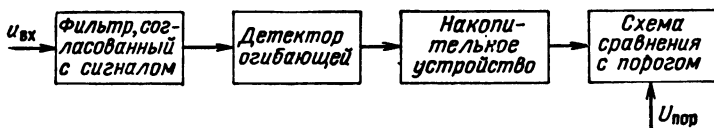


Рис. 5.11. Функциональная схема фильтрового приемника с накоплением.

Эпюры напряжения на рис. 5.12 характеризуют процессы в системе обработки пачки сигналов с неизвестной начальной фазой. На рис. 5.12, а показаны три входных высокочастотных сигнала с независимыми начальными фазами. Независимость фаз сигналов заключается в том, что если любой из сигналов продлить во времени так, как это пунктиром сделано с первым сигналом, то фазы напряжений других сигналов с ним не совпадут. Именно по этой причине сигналы нельзя суммировать до детектора.

Рис. 5.12, б показывает напряжение на выходе фильтра при воздействии сигналов. На рис. 5.12, в изображены огибающие напряжения сигналов в фильтре, получаемые после детектора. Эти огибающие совмещаются по времени и суммируются. Наибольший пик, получаемый при суммировании, показан на рисунке 5.12, г. Наибольшее значение выходного напряжения сигнала в накопительном устройстве  $(U_{\text{вых}})_{\text{макс}}$  в три раза (при трех сигналах) превышает максимум огибающей отдельного сигнала. Сравнение с порогом производится вблизи момента  $t_0$  (период высокочастотных колебаний  $T_0$  во много, много раз меньше длительности сигналов  $\tau_c$ ) при наибольшем отношении сигнал/шум перед пороговым устройством.

Значение  $(U_{\text{вых}})_{\text{макс}}$  пропорционально сумме энергии сигналов:

$$(U_{\text{вых}})_{\text{макс}} = \alpha_{\text{дет}} \sum_{i=1}^n q_{0i} = \alpha_{\text{дет}} q_{0\Sigma}.$$

Поэтому все расчеты при обнаружении сигналов с неизвестной фазой можно вести, используя представление о суммар-

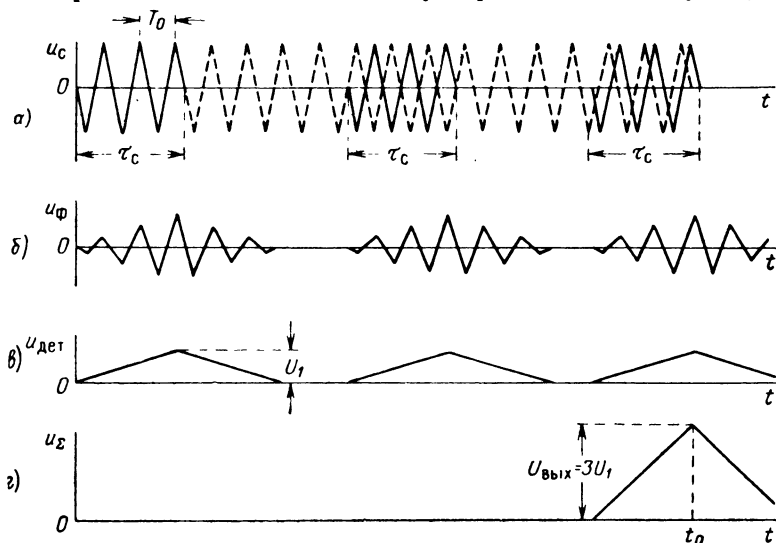


Рис 5.12. Последетекторное накопление некогерентных сигналов.

ной энергии сигналов  $q_{0\Sigma}$ , поступающих на вход приемника, с учетом потерь в детекторе.

Необходимо подчеркнуть, что не всегда при приеме пачки сигналов с неизвестной начальной фазой нужно вводить в схему приемника детектор до схемы накопления и соответственно учитывать потери в детекторе. Если значения начальных фаз сигналов заранее неизвестны, но они связаны между собой определенной закономерностью (например, проявление доплеровского эффекта в когерентно-импульсных РЛС), то сигналы можно накапливать до детектора и уже суммарный сигнал детектировать. При этом потерь в детекторе не будет.

#### 5.4. Характеристики обнаружения радиолокационных сигналов с неизвестной начальной фазой и флюктуирующей амплитудой

Следующим приближением к реальному сигналу является допущение о том, что заранее неизвестна и амплитуда сигнала.

Предполагаем, что сигнал характеризуется неизвестными заранее амплитудой  $A$  и начальной фазой  $\psi_0$ . В работе [52] пояснена методика вычисления апостериорных вероятностей при наличии случайно изменяющихся параметров сигнала. Следует интегрировать апостериорное распределение или выражение, определяющее апостериорную вероятность, по всей области возможных изменений неизвестного параметра. Используя (5.56) из § 5.8, можно показать, что при неизвестной начальной фазе апостериорная вероятность появления сигнала равна

$$W_{u_{\text{вх}}}(u_c) = K_1 W(u_c) \exp\left(-\frac{E_c}{N_0}\right) I_0\left(2 \frac{AM}{N_0}\right),$$

где  $M$  — мгновенное значение огибающей напряжения на выходе согласованного фильтра при наличии сигнала и шума;

$W(u_c)$  — априорная вероятность появления одного возможного сигнала с известными параметрами.

Если амплитуда подвержена случайным изменениям, то необходимо учитывать априорные сведения не только о самом сигнале в целом, но и отдельно о его амплитуде. Примем предположение о релеевском распределении амплитуд сигнала и допустим, что в течение времени обнаружения амплитуда сигнала (или группы сигналов) не меняется. Следовательно,

$$w(A) = \frac{A}{A_0^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2A_0^2}\right),$$

где  $A_0$  — среднее значение амплитуды сигнала.

Энергия одиночного сигнала равна

$$E_{\text{с1}} = \frac{A^2 \tau_c}{2},$$

и для среднего значения амплитуды

$$E_{\text{с ср}} = \frac{A_0^2 \tau_c}{2}.$$

Разумно допустить предположение о независимости априорных вероятностей появления сигнала и нахождения его амплитуды в некотором интервале  $dA$ . Будем считать, что априорная вероятность появления сигнала с амплитудой, лежащей в интервале  $A_1 \div (A_1 + dA)$ , равна произведению априорной вероятности появления (и отсутствия) сигнала и априорной вероятности попадания амплитуды в указанный интервал

$$W(u_c) w(A_1) dA.$$

При этом апостериорная вероятность сигнала с амплитудой  $A$  будет равна

$$\begin{aligned} W_{u_{\text{вх}}}(u_c, A) = \\ = K_1 W(u_c) w(A) dA \exp\left(-\frac{A^2 \tau_c}{2N_0}\right) I_0\left(2 \frac{AM}{N_0}\right). \end{aligned} \quad (5.37)$$

Для исключения из формулы (5.37) случайно изменяющегося параметра и получения выражений, определяющих структуру приемника, проинтегрируем (5.37) по амплитуде в пределах от 0 до  $\infty$

$$\begin{aligned} W_{u_{\text{вх}}}(u_c) = K_1 W(u_c) \frac{1}{A_0^2} \times \\ \times \int_0^\infty A \exp\left(-\frac{A^2}{2A_0^2}\right) \exp\left(-\frac{A^2 \tau_c}{2N_0}\right) I_0\left(2 \frac{AM}{N_0}\right) dA. \end{aligned}$$

Записанный интеграл является табличным вида

$$\int_0^\infty a \exp\left(-\frac{a^2}{2b}\right) I_0(2\gamma a) da = b \exp(2b\gamma)^2,$$

где  $b = \frac{2A_0^2}{2 + q_0 \text{ ср}};$

$$q_0 \text{ ср} = \frac{2E_c \text{ ср}}{N_0};$$

$$\gamma = \frac{M}{N_0}.$$

Следовательно, апостериорная вероятность существования сигнала равна

$$W_{u_{\text{вх}}}(u_c) = K_1 W(u_c) \frac{2}{2 + q_0 \text{ ср}} \exp\left[\frac{4A_0^2 M^2}{(2 + q_0 \text{ ср}) N_0^2}\right],$$

соответственно апостериорная вероятность отсутствия сигнала

$$W_{u_{\text{вх}}}(0) = K_1 W(0).$$

В достаточном приемнике следует сравнивать логарифмы обеих апостериорных вероятностей, т. е. сопоставлять

$$\ln K_1 + \ln W(u_c) + \ln \frac{2}{2 + q_0 \text{ ср}} + \frac{4A_0^2 M^2}{(2 + q_0 \text{ ср}) N_0^2}$$

и

$$\ln K_1 + \ln W(0).$$

Единственными принципиальными операциями в оптимальном приемнике являются: во-первых, образование огибающей ( $M$ ) выходного напряжения на выходе согласованного фильтра (рис. 5.9) или квадрата этой величины ( $M^2$ ) в двухканальном устройстве обработки (рис. 5.8) и, во-вторых, сравнение полученной величины с порогом.

Учет случайных изменений амплитуды сигнала не приводит к изменению схемы оптимального приемника. Изменяется лишь значение порога, при котором достигается минимум вероятности ошибки или максимум вероятности правильного ответа,

$$\beta_{\text{опт}} = \frac{N_0}{2A_0^2} (2 + q_0 \text{ ср}) \ln \left[ \frac{W(0)}{W(u_c)} \frac{2}{2 + q_0 \text{ ср}} \right],$$

если с порогом сравнивается величина  $M$ ; если образуется  $M^2$ , то ее нужно сравнивать с  $\beta_{\text{опт}}^2$ .

Характеристики обнаружения сигнала со случайной амплитудой существенно отличаются от РХП для полностью известного сигнала и сигнала с неизвестной начальной фазой.

Величины  $W_{\text{по}}$ ,  $W_{\text{лт}}$  и  $q_0 \text{ ср}$  (среднее значение отношения сигнал/шум на входе приемника) при обнаружении сигнала с неизвестными амплитудой и фазой связаны простым соотношением [52]

$$q_0 \text{ ср} = 2 \left( \frac{\lg 1/W_{\text{лт}}}{\lg 1/W_{\text{по}}} - 1 \right). \quad (5.38)$$

На рис. 5.13 приведены рабочие характеристики приемника, оптимального при обнаружении сигнала с неизвестными фазой и амплитудой. В той области характеристик, где значения  $W_{\text{по}}$  велики, а  $W_{\text{лт}}$  малы, незнание амплитуды сигнала при обнаружении приводит к существенному

увеличению требуемого отношения сигнал/шум. Так, например, для обеспечения  $W_{\text{по}} = 0,95$  и  $W_{\text{лт}} = 10^{-5}$  при обнаружении полностью известного сигнала требовалось  $q_0 = 45$  (см. рис. 5.7), а при незнании амплитуды и фазы сигнала требуется повысить отношение сигнал/шум на входе приемника до 500 (рис. 5.13).

В области малых значений вероятности правильного обнаружения случайные изменения амплитуды сигнала

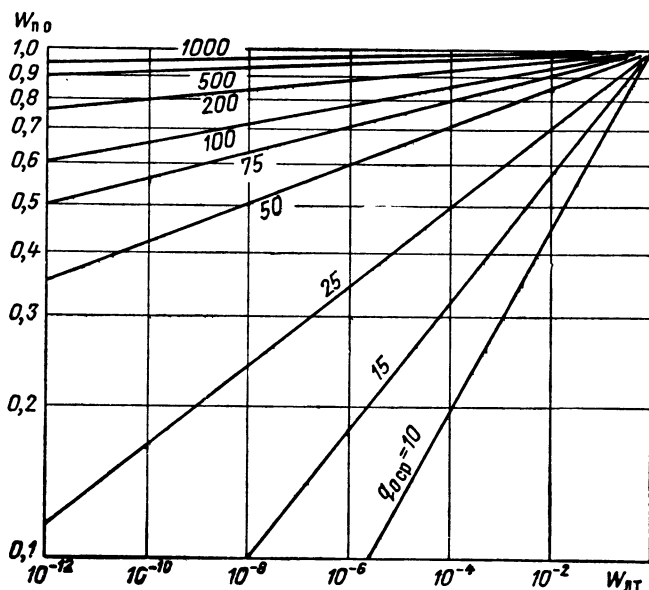


Рис. 5.13. Рабочие характеристики приемника при обнаружении сигналов с неизвестными амплитудой и начальной фазой.

облегчают обнаружение. При  $W_{\text{по}} = 0,1$  и  $W_{\text{лт}} = 10^{-9}$  необходимо иметь отношение сигнал/шум  $q_0 = 25$  для обнаружения полностью известного сигнала и  $q_{0\text{ ср}} = 16$  для обнаружения сигнала с неизвестными амплитудой и фазой.

Используя графики рис. 5.13, можно определять требуемое значение отношения сигнал/шум (по энергии) на входе приемника при оптимальной обработке сигналов с неизвестными начальной фазой и амплитудой. Если обнаружение производится по нескольким сигналам, то отношение

сигнал/шум для одиночного сигнала, как и ранее (см. § 5.3), должно быть равно

$$q_{01} = \frac{q_{0\Sigma}}{N_c} \alpha_{\text{дет}};$$

$\alpha_{\text{дет}}$  входит потому, что в схеме обработки имеется нелинейный элемент.

### 5.5. Характеристики обнаружения радиолокационных сигналов с неизвестными значениями начальной фазы, амплитуды и частоты

В реальных условиях и частота сигнала никогда не бывает заранее точно известна. Несовпадение частоты принимаемых сигналов с частотой излученных колебаний возникает вследствие эффекта Доплера. Скорость цели по отношению РЛС — величина случайная, поэтому и частотный сдвиг сигнала заранее известен быть не может. Если различие частоты отраженного сигнала и номинального значения частоты настройки приемного тракта невелико (не превышает, например, половины ширины спектра сигнала), то схема оптимального приемника остается прежней (см. рис. 5.8 и 5.9).

Но при прочих равных условиях случайные изменения частоты сигнала приводят к ухудшению соотношения сигнала и шума перед пороговым устройством, а следовательно, к ухудшению вероятностных характеристик при обнаружении. Ухудшение отношения сигнал/шум может быть названо потерями из-за расстройки сигнала, характеризуемыми коэффициентом потерь  $\alpha_p$ .

Физическое объяснение возникновения потерь из-за расстройки сигнала состоит в следующем. При различии частоты сигнала и опорного напряжения (в корреляторе) или резонансной частоты (в согласованном фильтре) максимальное значение сигнальной составляющей уменьшается; шумовая же составляющая остается неизменной. Если  $U_c(0)$  — наибольшее значение сигнальной составляющей при отсутствии расстройки, а  $U_c(\Delta f_p)$  — значение той же величины при наличии расстройки, то ухудшение отношения сигнал/шум перед пороговым устройством составит

$$\frac{U_c(0)}{U_c(\Delta f_p)}.$$

Для компенсации этого ухудшения нужно увеличить энергетическое отношение сигнал/шум на входе приемника. Так как максимальное значение сигнальной составляющей пропорционально энергии входного сигнала, то входное отношение сигнал/шум должно быть увеличено ровно настолько, насколько уменьшается амплитуда сигнальной составляющей из-за расстройки. Следовательно, коэффициент потерь из-за расстройки будет равен

$$\alpha_p = \frac{U_c(0)}{U_c(\Delta f_p)} \cdot \quad (5.39)$$

Если расстройка сигнала велика (превышает половину ширины спектра сигнала), то схема оптимального приемника меняется. Большая расстройка сигнала из-за доплеровского эффекта возможна в реальных условиях. В оптимальном приемнике должен быть обеспечен прием любого сигнала и, если диапазон частот сигналов превышает полосу пропускания системы обработки, то необходимо применить несколько параллельно работающих схем обработки (каналов), настроенных на разные частоты. Вопросы, связанные с оценкой характеристик многоканальных оптимальных приемников, рассматриваются в следующем параграфе.

## 5.6. Характеристики обнаружения сигнала в одном из его возможных положений

Все рассуждения в предыдущих параграфах основывались на том, что на вход приемника РЛС может поступать только один сигнал и что его положение на временной и частотной осях более или менее точно известно. Но в реальных условиях на вход приемника может поступать одновременно несколько сигналов от нескольких целей. Время прихода и частота сигналов могут изменяться в весьма широких пределах, т. е. действительная картина очень далека от той идеализации, на которой был основан предыдущий анализ. Однако, как будет видно из дальнейшего, результаты проведенного анализа с небольшими коррективами применимы к самым общим случаям обнаружения.

Угловые координаты, дальность и скорость движения цели являются непрерывными функциями времени, и сигнал может занимать бесконечное множество положений на соответствующих координатных осях. Анализ обнаружения сигнала с непрерывным распределением возможных положе-



ний является задачей очень сложной и не имеющей особого практического значения. Вполне удовлетворительные результаты по точности решения дает анализ более простой задачи: исследование возможностей обнаружения сигналов, которые могут занимать одно из  $m$  дискретных неперекрывающихся положений. Такая постановка задачи имеет четкое физическое обоснование. В гл. 1 было введено понятие разрешающей способности РЛС. Все цели, которые находятся в пределах одного элемента разрешения, воспринимаются станцией как одна цель. Для раздельного наблюдения двух целей необходимо, чтобы различие их координат или скорости превышало разрешающую способность РЛС. Допустим, например, что зона обзора РЛС разбита на прилегающие друг к другу элементы разрешения, общее число которых равно  $m$ . Это  $m$  определяет максимальное число разрешаемых целей, одновременно находящихся в зоне обзора. Если допустить, что при перемещении цели занимают дискретные положения, соответствующие центрам элементов разрешения, то возможных положений не может быть больше  $m$ . Следовательно, можно сделать предположение о том, что сигнал одиночной цели может занимать  $m$  дискретных неперекрывающихся положений. В том случае, когда в РЛС кроме трех координат целей (дальность, азимут и угол места) измеряется еще и их скорость, число возможных положений сигнала будет больше  $m$ . Если же измерению подлежат только две координаты, например дальность и азимут, то число возможных положений уменьшится по сравнению с  $m$ .

Предыдущий анализ позволил выявить схему приемника, оптимального при обнаружении сигнала, положение которого приблизительно известно. Допустив, что отдельный сигнал может занимать  $m$  дискретных неперекрывающихся положений и одновременно может существовать несколько сигналов, приходим к выводу о том, что в пригодном для практически всех целей оптимальном приемнике нужно использовать  $m$  независимых схем обработки сигналов; приемник становится многоканальным. Каждая из схем должна включать коррелятор (или согласованный фильтр с детектором), а в случае необходимости — накопительное устройство и схему сравнения с порогом. Каждая из схем предназначается для обнаружения сигнала в одном из его возможных положений. Входное напряжение одновременно воздействует на все схемы обработки.

Будем называть вероятностью правильного обнаружения сигнала в его  $i$ -м положении ( $W_{\text{по } i}$ ) вероятность превышения порога в  $i$ -й схеме в том случае, если такой сигнал в действительности есть на входе приемника. Вероятностью ложной тревоги для  $i$ -й схемы обработки назовем вероятность превышения порога в данной схеме при отсутствии сигнала на входе приемника. Так как на каждую схему обработки может воздействовать только вполне определенный сигнал (сигнал, занимающий  $i$ -е положение), то значения вероятностей  $W_{\text{по } i}$  и  $W_{\text{лт } i}$  не изменяются от того, что работает не одна схема, а  $m$  параллельных схем. То, что входное напряжение  $u_{\text{вх}}(t)$  поступает одновременно к нескольким схемам обработки и мощность сигнала на входе отдельной схемы уменьшается в  $m$  раз, не имеет значения, так как и мощность шума, определяемого параметрами входных цепей, на входе каждой из схем уменьшается во столько же раз, а соотношение сигнала и шума на входе приемника и на входе отдельной схемы остается одним и тем же. Поэтому полученные ранее зависимости между  $W_{\text{по}}$ ,  $W_{\text{лт}}$  и  $q_0$  полностью применимы к  $W_{\text{по } i}$  и  $W_{\text{лт } i}$ .

Для оценки рабочих характеристик рассматриваемого многоканального приемника необходимо найти зависимость вероятностных характеристик всей системы от вероятностей  $W_{\text{по } i}$  и  $W_{\text{лт } i}$  отдельной схемы обработки. В силу идентичности схем обработки и независимости действующих в них шумов (смещение по времени моментов работы различных схем превышает время корреляции шума) вероятности правильного обнаружения в различных схемах, так же как и вероятности ложной тревоги, можно считать одинаковыми  $W_{\text{лт } i} = W_{\text{лт } j}$  и  $W_{\text{по } i} = W_{\text{по } j}$  при  $i \neq j$ .

Вероятность правильного необнаружения сигнала системой связана с вероятностью правильного необнаружения отдельной схемой соотношением

$$W_{\text{пно}} = (W_{\text{пно } i})^m = (1 - W_{\text{лт } i})^m,$$

вытекающим из того, что необнаружения различными схемами являются независимыми событиями. Так как вероятность ложной тревоги в системе (вероятность того, что хотя бы в одной из схем порог будет превышен при наличии на входе только шума) однозначно зависит от вероятности правильного необнаружения системы

$$W_{\text{лт}} = 1 - W_{\text{пно}},$$

то

$$W_{\text{лт}} = 1 - (1 - W_{\text{лт } i})^m. \quad (5.40)$$

При  $W_{\text{лт } i} \ll 1$  в биномиальном ряду (5.40) можно ограничиться первыми двумя членами и тогда

$$W_{\text{лт}} = mW_{\text{лт } i}. \quad (5.41)$$

Формула (5.41) показывает, что вероятность ложной тревоги в системе в  $m$  раз больше вероятности ложной тревоги в отдельной схеме обработки.

Вероятность пропуска сигнала в системе равна произведению вероятности пропуска в соответствующей схеме ( $W_{\text{пр } i}$ ) и вероятности непревышения шумовым напряжением порога во всех остальных схемах  $[(1 - W_{\text{лт } i})^{m-1}]$

$$W_{\text{пр}} = W_{\text{пр } i} [(1 - W_{\text{лт } i})^{m-1}]. \quad (5.42)$$

Для  $[(m-1)W_{\text{лт } i}] \ll 1$  второй сомножитель можно принять равным единице:

$$(1 - W_{\text{лт } i})^{m-1} = 1 - (m-1)W_{\text{лт } i} + \dots \approx 1.$$

Принимая во внимание, что вероятности пропуска и правильного обнаружения однозначно определяют друг друга

$$W_{\text{пр}} = 1 - W_{\text{по}} \text{ и } W_{\text{пр } i} = 1 - W_{\text{по } i},$$

из (5.42) получим

$$1 - W_{\text{по}} \approx 1 - W_{\text{по } i}$$

или

$$W_{\text{по}} \approx W_{\text{по } i}, \quad (5.43)$$

т. е. вероятность правильного обнаружения в системе приблизительно равна вероятности правильного обнаружения в отдельной схеме обработки.

В многоканальном приемнике могут иметь место искажения информации, состоящие в том, что при наличии  $i$ -го сигнала порог будет превышен в  $j$ -й схеме и создается впечатление, что присутствует  $j$ -й сигнал. Вероятности искажения ( $W_{\text{иск}}$ ) и правильного указания сигнала ( $W_{\text{пuc}}$ ) однозначно определяют друг друга:

$$W_{\text{иск}} = 1 - W_{\text{пuc}}.$$

Вероятность правильного указания сигнала равна произведению вероятности правильного обнаружения этого сигнала

соответствующей схемой обработки ( $W_{\text{по}i}$ ) и вероятности непревышения порога во всех остальных схемах  $[(1 - W_{\text{лт}i})^{m-1}]$ :

$$W_{\text{пус}} = W_{\text{по}i} [(1 - W_{\text{лт}i})^{m-1}]. \quad (5.44)$$

В (5.44) при  $W_{\text{лт}i} \ll 1$  можно допустить, что для  $m \gg 1$   $(1 - W_{\text{лт}i})^{m-1} \approx 1 - mW_{\text{лт}i}$ , и тогда

$$W_{\text{иск}} = 1 - W_{\text{пус}} = 1 - W_{\text{по}i} + mW_{\text{по}i}W_{\text{лт}i}. \quad (5.45)$$

Можно выразить вероятность искажений через вероятностные характеристики всей системы, учитывая формулы (5.41) и (5.43);

$$W_{\text{иск}} = 1 - W_{\text{по}} + W_{\text{по}}W_{\text{лт}}. \quad (5.46)$$

Формулы (5.41) и (5.43) позволяют очень просто перейти от приводимых ранее соотношений (5.24), (5.32) и (5.38) для РХП при обнаружении одного сигнала к рабочим характеристикам многоканального приемника. Если сигнал известен полностью, нужно воспользоваться формулой (5.24), куда вместо стоящих там вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги отдельного канала обработки ( $W_{\text{по}i}$  и  $W_{\text{лт}i}$ ) нужно ввести вероятности обнаружения и ложной тревоги системы

$$(W_{\text{по}} = W_{\text{по}i}, W_{\text{лт}} = mW_{\text{лт}i}).$$

В результате указанной подстановки получим для полностью известного сигнала, который может занимать одно из  $m$  возможных положений:

$$q_0 = 2 \left( \sqrt{\ln m + \ln \frac{1}{W_{\text{лт}}}} - 1,4 + \sqrt{\ln \frac{1}{1 - W_{\text{по}}}} - 1,4 \right)^2. \quad (5.47)$$

Для сигнала с неизвестной начальной фазой такую же подстановку нужно сделать в формуле (5.32), после чего получим

$$q_0 = 2 \left( \sqrt{\ln m + \ln \frac{1}{W_{\text{лт}}}} + \sqrt{\ln \frac{1}{1 - W_{\text{по}}}} - 1,4 \right)^2. \quad (5.48)$$

Для сигнала с неизвестной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой, занимающего одно из  $m$  возможных положений, вместо (5.38) получим

$$q_{0\text{ ср}} = 2 \left( \frac{\lg m + \lg 1/W_{\text{лт}}}{\lg 1/W_{\text{по}}} - 1 \right). \quad (5.49)$$

Формулы (5.47), (5.48) и (5.49) связывают отношение сигнал/шум на входе приемника с вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги системы обработки, оптимальной при приеме одного или нескольких сигналов, которые могут занимать  $m$  возможных положений. При использовании формул (5.47) и (5.48) следует иметь в виду, что они достаточно точны при  $W_{\text{по}} \geq 0,9$  и  $W_{\text{лт}} \leq 0,1$ ; формула (5.49) свободна от этого ограничения.

Соотношения (5.47), (5.48) и (5.49) показывают, что если положение сигнала на временной и частотной осях заранее неизвестно (а именно так обстоит дело на практике), то возрастает соотношение сигнал/шум, необходимое для обнаружения сигнала с заданными вероятностями  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$ . Однако это увеличение отношения сигнал/шум невелико: во все формулы, определяющие требуемое значение  $q_0$ , входит логарифм числа возможных положений сигнала ( $\ln m$ ).

### 5.7. Коэффициент различимости при обнаружении радиолокационных сигналов

Коэффициентом различимости называется то значение отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума на входе приемника, при котором сигнал обнаруживается с заданными значениями вероятностей  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$  реальным приемным устройством:

$$k_p = \frac{E_c}{N_0}.$$

Как будет показано в гл. 6, коэффициент различимости играет очень важную роль при расчете требуемого энергетического потенциала РЛС.

На первый взгляд кажется, что фигурировавшая в рассмотренных ранее формулах величина  $q_0$  и коэффициент различимости — одно и то же. Но это не так. Различие состоит прежде всего в том, что  $q_0$  равно удвоенному отношению энергии сигнала к энергии шума

$$q_0 = \frac{2E_c}{N_0}.$$

Далее, значение  $q_0$  может определяться суммарной энергией группы сигналов, если обнаружение производится по пачке; коэффициент различимости всегда определяет отношение энергии единичного сигнала к энергии шума.

Наконец, величина  $q_0$  характеризует теоретически необходимое значение отношения сигнал/шум, не учитывающее несовершенство реальной аппаратуры; значение коэффициента различимости должно выбираться с учетом характеристик технически реализуемых схем обработки сигналов.

Исходным моментом при расчете коэффициента различимости является определение значения  $q_0$ , которое вычисляется по одной из формул (5.24), (5.32), (5.38), (5.47), (5.48), (5.49) или по графикам рис. 5.7 и 5.13 в зависимости от заданных априорных сведений о сигнале (флюктуирует или не флюктуирует и т. д.) и вероятностей  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$ . Если обнаружение ведется по одному сигналу, то вычисляется значение величины  $q_0/2$ ; при обнаружении по пачке из  $N_c$  сигналов нужно определить  $q_0/2N_c$ . После этого нужно учесть многочисленные потери (уменьшение отношения сигнал/шум в реальной РЛС.) В силу целого ряда причин действительное соотношение сигнала и шума перед пороговым устройством оказывается значительно меньше того, которое можно было бы получить в теоретически мыслимой модели РЛС при прочих равных условиях. Для того чтобы и в реальных условиях обеспечить требуемые значения вероятностей  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$ , приходится увеличивать отношение сигнал/шум на входе приемника по сравнению с его теоретически необходимым значением  $q_0$ . Если влияние  $i$ -го элемента РЛС приводит к ухудшению отношения сигнал/шум в  $\alpha_i$  раз, а всего в РЛС имеется  $n$  элементов, влияющих на это отношение, то общие потери составят  $\prod_{i=1}^n \alpha_i$  или  $\sum_{j=1}^n \alpha_j$ , где  $\alpha_j$  выражено в децибелах, и для их компенсации входное отношение сигнал/шум должно быть увеличено во столько же раз.

С учетом всего сказанного можно записать соотношение, связывающие коэффициент различимости и величину  $q_0$ :

$$k_p = \frac{q_0}{2} \prod_{i=1}^n \alpha_i, \quad (5.50)$$

если производится обнаружение одиночного сигнала,

$$k_p = \frac{q_0}{2N_c} \prod_{i=1}^n \alpha_i \quad (5.51)$$

при обнаружении пачки из  $N_c$  сигналов.

Необходимо обсудить вопрос об источниках потерь в РЛС и ориентировочно оценить значения этих потерь. Некоторые виды потерь уже были проанализированы ранее: в § 5.3 рассматривались потери в детекторе (коэффициент потерь  $\alpha_{\text{дет}}$ ), а в § 5.5 было введено понятие о потерях вследствие расстройки сигнала относительно системы обработки ( $\alpha_p$ ). Рассмотрим ряд дополнительных факторов, ухудшающих отношение сигнал/шум перед пороговым устройством.

При расчете энергии сигнала на входе приемника используют значение мощности колебаний, генерируемых передатчиком  $P_{\text{пер}}$ . Но вследствие затухания в высокочастотном тракте мощности излучаемых колебаний  $P_{\text{изл}}$  будет меньше  $P_{\text{пер}}/P_{\text{изл}} = \alpha_{\text{пер}}$ .

При приеме имеет место уменьшение в  $\alpha_{\text{прм}}$  мощности сигнала при его прохождении по тракту антенна — приемник. Таким образом, определяя энергию сигнала на входе приемника через мощность передатчика, необходимо в реальной системе учесть коэффициенты  $\alpha_{\text{пер}}$  и  $\alpha_{\text{прм}}$ , которые могут быть названы потерями в высокочастотном тракте. Если высокочастотный тракт содержит антенный переключатель, то суммарные потери при передаче и приеме составляют приблизительно 2 дБ (1,6).

Оценивая энергию сигнала, обычно учитывают максимальное значение коэффициента усиления антенны. В реальных же условиях за время облучения цели антенна поворачивается на угол, равный ширине луча, и амплитуда принимаемых сигналов  $A_c$  модулируется в зависимости от формы диаграммы направленности. Суммарная энергия пачки сигналов, принятых реальной антенной, будет меньше той энергии, которая могла быть принята, если бы значение коэффициента усиления антенны за время облучения оставалось постоянным и равным максимальному. Для оценки действительного значения суммарной энергии сигналов в расчет вводят так называемый коэффициент потерь в антенне  $\alpha_a$ , который зависит от формы диаграммы направленности антенны, числа сигналов в пачке и др. Расчеты показывают, что в среднем  $\alpha_a$  можно принять равным 1,5 (1,8 дБ).

В § 5.2 было пояснено, что на выходе согласованного фильтра значение отношения сигнал/шум в момент сравнения с порогом достигает максимального значения, равного  $\sqrt{q_0}$ . На практике идеального согласования фильтра

с сигналом добиться не удастся и фильтр согласовывается лишь по ширине полосы пропускания, которая выбирается равной ширине спектра сигнала (см. рис. 5.14):

$$\Delta f_{\Phi} = \Delta f_c. \quad (5.52)$$

При этом отношение сигнал/шум на выходе фильтра будет меньше, чем при идеальном согласовании (коэффициент потерь  $\alpha_{\text{согл}}$ ).

Причину возникновения потерь можно пояснить на следующем примере. Пусть используются сигналы прямоугольной формы длительностью  $\tau_c$ . Спектр такого сигнала  $S(f)$

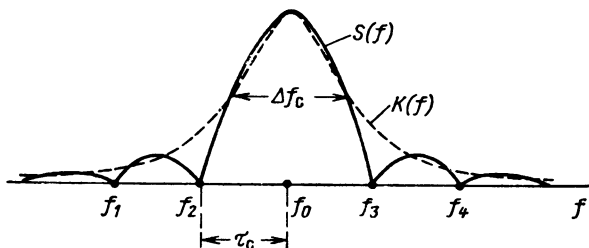


Рис. 5.14. Передаточная функция фильтра  $K(f)$  и ширина спектра сигнала  $S(f)$ .

изображен на рис. 5.14. Передаточная функция фильтра  $K(f)$  должна была бы в точности соответствовать  $S(f)$ . Но технически реализовать такой фильтр невозможно. Обычно применяют фильтр с колокольной передаточной функцией (пунктирная кривая на рис. 5.14), которая совпадает с  $S(f)$  в точках, характеризующих ширину спектра по уровню 0,5. Фильтр, согласованный со спектром сигнала лишь по ширине полосы пропускания, в меньшей степени подавляет шум, чем это было бы при идеальном согласовании. Например, на частотах  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  и  $f_4$  составляющие спектра сигнала равны нулю и фильтр должен был бы исключить передачу мощности на таких частотах, так как это будет мощность только шума. А в фильтре с колокольной резонансной характеристикой коэффициент передачи на указанных частотах довольно значителен; шумовое напряжение на выходе такого фильтра будет несколько больше.

Ухудшение отношения сигнал/шум зависит от вида сигнала и передаточной функции фильтра. Например, если сигнал с постоянным частотным заполнением имеет оги-



бающую колокольной формы, а фильтр — колокольную резонансную характеристику, то согласование по полосе пропускания совпадает с идеальным согласованием и потери отсутствуют ( $\alpha_{\text{согл}} = 1$ ). Наибольшее значение потерь составляет приблизительно 20%, т. е.  $\alpha_{\text{согл}} = 1,2$  (0,7 дб).

Часто при выборе полосы пропускания фильтра отступают от точного согласования с сигналом даже и по полосе.

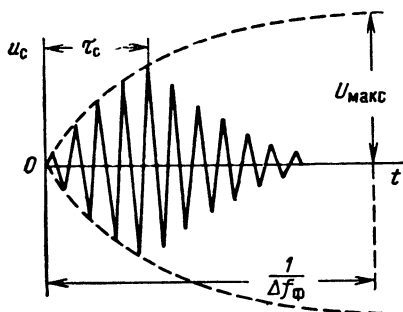


Рис. 5.15. Нарастание колебаний в несогласованном с сигналом фильтре.

Например, из-за плохой работы системы автоподстройки частоты приемника, не успевающей за быстрыми изменениями частоты передатчика, приходится расширять полосу пропускания приемника  $\Delta f_{\text{пр}}$  в 2—3 раза, т. е.  $\Delta f_\phi = = \Delta f_{\text{пр}} = (2 \div 3) \Delta f_c$ .

И расширение, и сужение полосы фильтра по сравнению со значением, определяемым формулой (5.52), приводит к ухудшению соотношения сигнала и шума на выходе фильтра. Объясняется это тем, что длительность шумовых импульсов изменяется в зависимости от полосы пропускания фильтра; всегда имеет место соответствие длительности шумовых импульсов  $\tau_{\text{ш}}$  с полосой фильтра  $\Delta f_\phi$

$$\tau_{\text{ш}} = \frac{1}{\Delta f_\phi}.$$

Пусть полоса фильтра выбрана значительно более узкой, чем это требуется для согласования с сигналом

$$\Delta f_\phi \ll \frac{1}{\tau_c}. \quad (5.53)$$

Тогда время существования сигнала ( $\tau_c$ ) будет значительно меньше времени установления колебаний в фильтре

и напряжение сигнала не успеет нарасти до максимального значения (рис. 5.15). А шумовая составляющая будет нарастать в течение большего времени, так как шумовые импульсы согласованы с полосой фильтра и их длительность превышает длительность сигнала ( $\tau_c \ll \tau_{ш}$ ). Если в приемнике используется не фильтр, а коррелятор, то роль полосы пропускания играет время интегрирования:

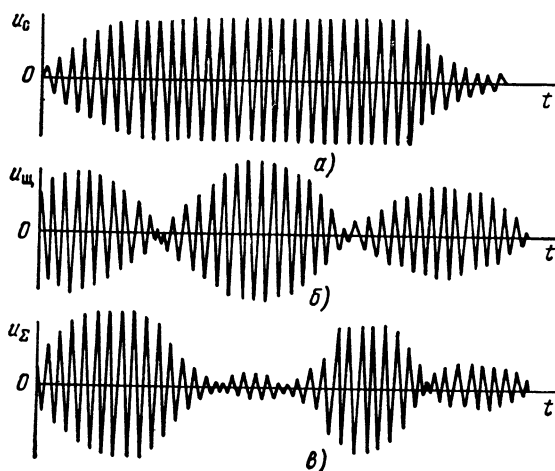


Рис. 5.16. Дробление сигнала шумом.

увеличение времени интегрирования в корреляторе соответствует уменьшению полосы пропускания в фильтре. Допустив, что длительность сигнала значительно меньше времени интегрирования, получим тот же эффект, что и при уменьшении полосы фильтра: сигнальная составляющая будет накапливаться меньшее время, чем шумовая, и отношение сигнал/шум уменьшится. Если выбрать полосу пропускания значительно шире спектра сигнала

$$\Delta f_{\Phi} \gg \frac{1}{\tau_c}, \quad (5.54)$$

то короткие шумовые выбросы ( $\tau_{ш} \ll \tau_c$ ) будут дробить сигнальную составляющую, что при наличии детектора приведет к потерям (рис. 5.16). Так как фаза шумовых импульсов случайна, то суммарное напряжение  $u_c(t) + u_{ш}(t)$  на выходе фильтра будет как бы разбито на несколько импульсов (рис. 5.16, в) и после детектора отно-

шение сигнал/шум для каждого из них уменьшится. Анализ показывает, что потери из-за несогласования полосы фильтра с сигналом (коэффициент потерь  $\alpha_{\Delta f}$ ) могут быть рассчитаны по единой методике независимо от того, более широкая или более узкая по сравнению с оптимальной выбрана полоса пропускания фильтра. Прежде всего нужно определить отношение реальной ( $\Delta f$ ) и оптимальной ( $\Delta f_{\text{опт}}$ ) полос пропускания:

$$\rho_{\Delta f} = \frac{\Delta f}{\Delta f_{\text{опт}}}, \text{ если } \Delta f > \Delta f_{\text{опт}},$$

и

$$\rho_{\Delta f} = \frac{\Delta f_{\text{опт}}}{\Delta f}, \text{ если } \Delta f < \Delta f_{\text{опт}}.$$

Затем по заданному числу используемых при обнаружении  $N_c$  сигналов определяется их эффективное число, связанное своим происхождением дроблением одиночного сигнала шумом  $N_{\text{эфф}} = \rho_{\Delta f} N_c$ . После этого по графику рис. 5.10 определяются значения коэффициента потерь в детекторе для  $N_{\text{эфф}}$  сигналов ( $\alpha'_{\text{дет}}$ ) и для  $N_c$  ( $\alpha''_{\text{дет}}$ ). Частное этих значений и составит потери, вызванные несогласованием полосы пропускания фильтра со спектром сигнала

$$\alpha_{\Delta f} = \frac{\alpha'_{\text{дет}}}{\alpha''_{\text{дет}}}. \quad (5.55)$$

Пусть, например, при обнаружении используются 25 сигналов и полоса пропускания фильтра в 4 раза шире оптимальной, т. е.  $N_c = 25$ ,  $\rho_{\Delta f} = 4$  и  $N_{\text{эфф}} = 4 \cdot 25 = 100$ . По графику рис. 5.10 определяем, что для 100 сигналов  $\alpha'_{\text{дет}} = 3$ , а для 25 —  $\alpha''_{\text{дет}} = 2$ . Следовательно, потери соответствуют  $\alpha_{\Delta f} = \frac{3}{2} = 1,5$  (1,8 дб).

Рассмотрим потери в интегрирующем устройстве при накоплении пачки сигналов. Оказывается, что в принципе нельзя допустить линейного накопления сигналов. При линейном накоплении постоянная времени разряда интегратора должна быть бесконечно велика. Но выполнение этого условия привело бы к тому, что однажды возникшее на выходе интегратора напряжение сохранялось бы бесконечно долго, а значит, интегратор нельзя было бы использовать для повторного анализа напряжения. Можно было бы предложить систему управляемого разряда: в определенные моменты включается цепь разряда и интегратор быстро

разряжается. Но большей частью у нас нет данных для выбора этих моментов, так как положение сигнала на временной оси заранее неизвестно. Если же постоянная времени разряда интегратора не бесконечно велика, а имеет некоторое конечное значение, то суммирование отдельных составляющих производится с весом меньше единицы. Если

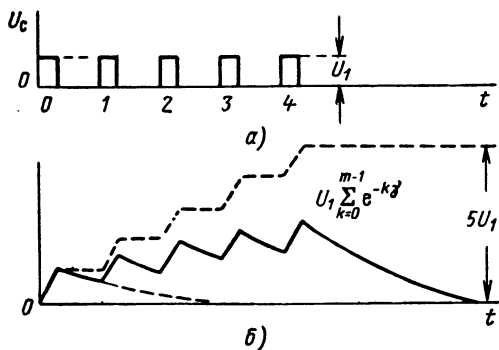


Рис. 5.17. Суммирование сигналов в интеграторе.

линейно суммировать  $m$  сигналов, изображенных на рис. 5.17, а, то максимальное напряжение на выходе интегратора будет равно  $U_{\Sigma} = mU_1$ . При суммировании с весом  $e^{-k\gamma}$ , где  $k$  — порядковый номер суммируемого сигнала ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ), получим (рис. 5.17, б)

$$U_{\Sigma} = U_1 + U_1 e^{-\gamma} + U_1 e^{-2\gamma} + \dots + U_1 e^{-(m-1)\gamma} = U_1 \sum_{k=0}^{m-1} e^{-k\gamma}.$$

При  $\gamma > 0$   $\sum_{k=0}^{m-1} e^{-k\gamma} < m$ , следовательно, весовое суммирование даст меньшее выходное напряжение сигнала и возникнут потери (коэффициент потерь  $\alpha_{\text{инт}}$ ). Величина  $\gamma$  характеризует постоянную времени разряда интегратора: чем эта постоянная больше, тем  $\gamma$  ближе к нулю. Постоянная разряда интегратора должна согласовываться с временем накопления сигналов: чем это время больше, тем больше должна быть и постоянная времени разряда, а следовательно, множитель  $e^{-\gamma}$  ближе к единице и потери меньше. На рис. 5.18 приведены результаты расчетов [12] коэффициента потерь при интегрировании  $\alpha_{\text{инт}}$  в зависимо-

сти от числа накапливаемых сигналов. Расчет выполнен в предположении, что время нарастания выходного напряжения интегратора равно времени его спада (практически до нуля). Приведенные данные справедливы для

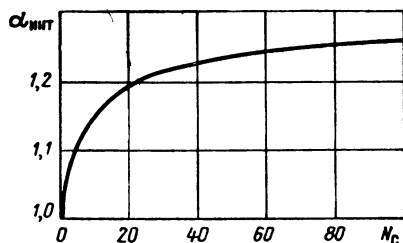


Рис. 5.18. График потерь при интегрировании.

емкостного накопителя, потенциоскопа, магнитного барабана, электроннолучевой трубки с послесвечением и других используемых в аппаратуре накопительных устройств.

### 5.8. Анализ структуры оптимального приемника при обнаружении сигнала с неизвестной начальной фазой

Оптимальный приемник должен обеспечивать определение и сравнение апостериорных вероятностей наличия и отсутствия сигнала. Ранее было получено апостериорное распределение для полностью известного сигнала [формула (5.11)]. Теперь в сигнале имеется случайный параметр — начальная фаза  $\psi_0$ . Необходимо учесть априорное распределение этого параметра; плотность априорной вероятности будет функцией не только самого сигнала, но и его фазы:

$$w(u_c, \psi_0).$$

Будем предполагать, что появление того или иного сигнала и принятие какого-то конкретного значения его фазой — события независимые, поэтому

$$w(u_c, \psi_0) = w(u_c) w(\psi_0).$$

Допуская равномерным распределение значений фазы сигнала в пределах от 0 до  $2\pi$ , т. е.  $w(\psi_0) = \frac{1}{2\pi}$ , получим

$$w(u_c, \psi_0) = \frac{1}{2\pi} w(u_c).$$

Случайность фазы будет влиять на значение интеграла  $\int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_c(t, \psi_0) dt$ , входящего в формулу апостериорного распределения.

Так как фаза сигнала случайна и полезных сведений не несет, то в апостериорном распределении достаточно учесть среднее статистическое значение параметра. Для этого плотность апостериорного распределения нужно проинтегрировать по всем значениям случайного параметра

$$w_{u_{\text{вх}}}(u_c) = \int_0^{2\pi} K_1 \frac{1}{2\pi} \omega(u_c) \exp\left(-\frac{E_c}{N_0}\right) \times \\ \times \exp\left[\frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_c(t, \psi_0) dt\right] d\psi_0. \quad (5.56)$$

Из под знака интеграла следует вынести множители, независимые от  $\psi_0$ . Кроме этого, для выполнения интегрирования, нужно преобразовать показатель экспоненты

$$\alpha = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) u_c(t, \psi_0) dt.$$

Приняв сигнал равным  $u_c(t, \psi_0) = A \cos(\omega t + \psi_0)$ , можно представить  $\alpha$  в виде суммы косинусной и синусной составляющих:

$$\alpha = \frac{2A}{N_0} \left[ \cos \psi_0 \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) \cos \omega t dt - \sin \psi_0 \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) \sin \omega t dt \right]$$

и далее

$$\alpha = \frac{2A}{N_0} M \cos(\theta - \psi_0), \quad (5.57)$$

где

$$M = \sqrt{\left[ \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) \cos \omega t dt \right]^2 + \left[ \int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) \sin \omega t dt \right]^2}; \quad (5.58)$$

$$\theta = \arctg \frac{\int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) \sin \omega t dt}{\int_0^{\tau_c} u_{\text{вх}}(t) \cos \omega t dt}.$$

Ни  $M$ , ни  $\theta$  от случайной фазы уже не зависят. Интеграл вида

$$\int_0^{2\pi} \exp(p \cos x) dx \quad \text{является} \quad \text{табличным} \quad \int_0^{2\pi} \exp(p \cos x) dx = 2\pi I_0(p),$$

где  $I_0(p)$  — функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента. Следовательно,

$$\int_0^{2\pi} \exp \left[ \frac{2A}{N_0} M \cos(\theta - \psi_0) \right] d\psi_0 = 2\pi I_0 \left( \frac{2AM}{N_0} \right). \quad (5.59)$$

Подставив выражение (5.59) в формулу (5.56), получим апостериорное распределение

$$w_{u_{\text{вх}}}(u_c) = K_1 w(u_c) \exp \left( -\frac{E_c}{N_0} \right) I_0 \left( \frac{2AM}{N_0} \right). \quad (5.60)$$

Если перейти от множества сигналов к одному единственно возможному сигналу с неизвестной начальной фазой, то апостериорная вероятность наличия сигнала будет равна

$$W_{u_{\text{вх}}}(u_c) = K_1 W(u_c) \exp \left( -\frac{E_c}{N_0} \right) I_0 \left( \frac{2AM}{N_0} \right) \quad (5.61)$$

и апостериорная вероятность его отсутствия

$$W_{u_{\text{вх}}}(0) = K_1 W(0). \quad (5.62)$$

Логарифмируя выражения (5.61) и (5.62), получаем, что в достаточном приемнике следует сравнивать величину  $\ln I_0 \left( \frac{2AM}{N_0} \right)$  с порогом  $\beta = \frac{E_c}{N_0} + \ln \frac{W_0}{W(u_c)}$ . При  $\frac{2AM}{N_0} \ll 1$  функция  $\ln I_0 \left( \frac{2AM}{N_0} \right)$  может быть аппроксимирована следующим образом:

$$\ln I_0 \left( \frac{2AM}{N_0} \right) \approx \frac{A^2 M^2}{2N_0^2};$$

для  $\frac{2AM}{N_0} \gg 1$  аппроксимация приобретает иной вид

$$\ln I_0 \left( \frac{2AM}{N_0} \right) \approx \frac{2AM}{N_0}.$$

В любом случае существенной операцией в приемнике является образование величины  $M$  или ее квадрата ( $M^2$ ). Анализ формулы (5.58) показывает, что для получения  $M$  необходимо иметь два квадратурных канала корреляционной обработки входного напряжения. Выходные напряжения каналов возводятся в квадрат и суммируются. В результате выходной эффект схемы обработки ( $M$ ) остается постоянным при любых значениях начальной фазы сигнала.

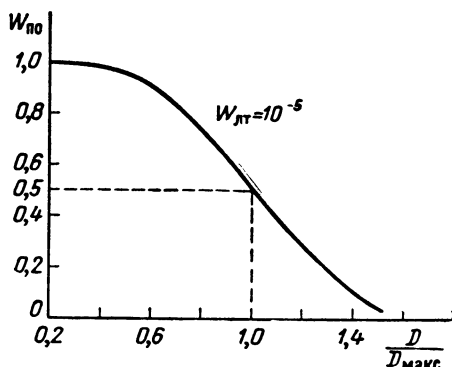
Применительно к схеме обработки, включающей согласованный с сигналом фильтр,  $M$  представляет собой значение огибающей напряжения на выходе фильтра в последний момент существования сигнала.

## ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

### 6.1. Дальность действия в свободном пространстве

*Дальностью действия* радиолокационной станции называется наибольшее расстояние между станцией и целью, на котором обнаружение цели производится с заданными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги.

Дальность действия зависит от технических параметров станции, характеристик цели, условий распространения



**Рис. 6.1.** Зависимость относительного изменения дальности обнаружения от значения вероятности правильного обнаружения.

радиоволн, наличия и уровня различного рода помех и ряда других факторов, большинство из которых изменяется во времени случайным образом. Их количественные значения, необходимые для расчета дальности, могут определяться лишь с какой-то вероятностью, определяющей в итоге и вероятность полученного значения дальности действия. График на рис. 6.1 иллюстрирует характер зависимости



относительного изменения дальности обнаружения от значения вероятности правильного обнаружения  $W_{\text{по}}$  при заданной ложной тревоге  $W_{\text{лт}}$ . Как следует из рисунка, при изменении вероятности  $W_{\text{по}}$  дальность обнаружения будет существенно меняться. В связи с этим при указании дальности действия конкретной радиолокационной станции всегда должны указываться соответствующие ей значения вероятностей  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$ .

Рассмотрим сначала дальность действия РЛС без учета влияния земной поверхности и атмосферы на распространение радиоволн, т. е. будем считать, что РЛС и цель находятся в «свободном» пространстве.

При облучении потоком электромагнитной энергии одиночной цели, находящейся в свободном пространстве, небольшая часть рассеиваемой целью энергии направляется в сторону приемной антенны РЛС. Обычно приемная антенна располагается в одном пункте с передающей или (при импульсной работе) является одновременно и передающей.

Если передающее устройство РЛС вырабатывает энергию излучения  $E_{\text{изл}}$ , максимальное значение коэффициента усиления передающей антенны по мощности равно  $G_0$  и цель находится на расстоянии  $D$  от радиолокационной станции, то плотность потока энергии у цели

$$\rho_{\text{ц}} = \frac{E_{\text{изл}}}{4\pi D^2} G_0 \text{ прд},$$

где  $4\pi D^2$  — поверхность сферы радиусом  $D$ ;

$$E_{\text{изл}} = P_{\text{изл}} \tau_{\text{с}};$$

$P_{\text{изл}}$  — мощность излучения;

$\tau_{\text{с}}$  — время непрерывного облучения цели (при импульсной работе — длительность одного импульса).

Количество энергии, переизлучаемое целью, определяется средним значением эффективной отражающей площади цели  $S_{\text{эфф 0}}$

$$E_{\text{ц}} = \rho_{\text{ц}} S_{\text{эфф 0}} = \frac{E_{\text{изл}} G_0 \text{ прд} S_{\text{эфф 0}}}{4\pi D^2}.$$

Плотность потока энергии у приемной антенны

$$\rho_{\text{прм}} = \frac{E_{\text{ц}}}{4\pi D^2} = \frac{E_{\text{изл}} G_0 \text{ прд} S_{\text{эфф 0}}}{16\pi^2 D^4}.$$

Энергия радиолокационного сигнала, поступающего из антенны в согласованный с ней приемник, равна

$$E_c = \rho_{\text{прм}} S_{\text{а прм}} = \frac{E_{\text{изл}} G_0 \text{ прд} S_{\text{эфф 0}} S_{\text{а прм}}}{16\pi^2 D^4}, \quad (6.1)$$

где  $S_{\text{а прм}}$  — эффективная площадь приемной антенны, связанная с геометрической площадью раскрыва антенны  $S_{\text{р прм}}$  соотношением

$$S_{\text{а прм}} = (0,5 \div 0,7) S_{\text{р прм}}. \quad (6.2)$$

На максимальной дальности обнаружения энергия принимаемого сигнала равна пороговому значению, т. е. минимально необходимому для обнаружения с заданными вероятностями  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$ .

Величина порогового значения энергии определяется чувствительностью приемника РЛС  $E_{\text{прм мин}}$ . Таким образом, для максимального значения дальности  $D_{\text{макс}}$  имеем.

$$E_c = E_{\text{прм мин}} = k_p N_0 = k_p k_{\text{ш}} k T^\circ, \quad (6.3)$$

где

$$k_p = \frac{E_{\text{прм мин}}}{N_0} = f(W_{\text{по}}; W_{\text{лт}})$$

— коэффициент различимости;

$$N_0 = \frac{P_{\text{ш}}}{\Delta f} = k_{\text{ш}} k T^\circ$$

— спектральная плотность мощности шума приемника;  
 $k_{\text{ш}}$  — коэффициент шума приемника;

$k$  — постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{вт} \cdot \text{сек}}{\text{град}}$ ;

$T^\circ$  — абсолютная температура, при которой определяется величина  $k_{\text{ш}}$  (обычно  $290^\circ \text{K}$ ).

Из формулы (6.1) с учетом (6.3) получаем следующее выражение для максимальной дальности действия:

$$D_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} G_0 \text{ прд} S_{\text{а прм}} S_{\text{эфф 0}}}{16\pi^2 k_p k_{\text{ш}} k T^\circ}}. \quad (6.4)$$

Это выражение может быть также представлено в других эквивалентных видах, если использовать известную зависимость между коэффициентом усиления и раскрывом антенны:

$$G_0 \text{ прд} = \frac{4\pi S_{\text{а прм}}}{\lambda^2} \quad \text{или} \quad S_{\text{а прм}} = \frac{G_0 \text{ прд} \lambda^2}{4\pi}.$$

Заменяя в (6.4)  $\dot{G}_0$  прд и  $\dot{S}_a$  прм в соответствии с приведенными выше формулами, получим

$$D_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} S_{a \text{ прд}} S_{a \text{ прм}} S_{\text{эфф } 0}}{4\pi k_p k_{\text{ш}} k T^\circ \lambda^2}} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} G_{0 \text{ прд}} G_{0 \text{ прм}} S_{\text{эфф } 0} \lambda^2}{64\pi^3 k_p k_{\text{ш}} k T^\circ}}. \quad (6.5)$$

Использование одного из трех приведенных выражений для расчета  $D_{\text{макс}}$  зависит от заданных (известных) параметров передающей и приемной антенн.

Если в РЛС для излучения и приема используется одна и та же антенна, то в формулу (6.5) вместо произведений  $S_{a \text{ прд}}$   $S_{a \text{ прм}}$  и  $G_{0 \text{ прд}}$   $G_{0 \text{ прм}}$  следует подставить величины  $S_a^2$  и  $G_0^2$  соответственно

$$D_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} S_a^2 S_{\text{эфф } 0}}{4\pi k_p k_{\text{ш}} k T^\circ \lambda^2}} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} G_0^2 S_{\text{эфф } 0} \lambda^2}{64\pi^3 k_p k_{\text{ш}} k T^\circ}}. \quad (6.6)$$

Анализируя выражения для  $D_{\text{макс}}$ , можно сделать следующие выводы:

1. Дальность действия РЛС определяется энергией излучаемых сигналов и не зависит от их формы (при прочих заданных параметрах станции).

2. Увеличение энергии излучения, так же как и улучшение чувствительности приемника (уменьшение  $k_{\text{ш}}$ ), не очень существенно влияет на величину  $D_{\text{макс}}$ , так как

$$D_{\text{макс}} \equiv \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}}}{E_{\text{прм мин}}}}.$$

Например, для увеличения  $D_{\text{макс}}$  в два раза требуется увеличить энергию излучения или улучшить чувствительность приемника в 16 раз.

С точки зрения экономии потребляемой РЛС энергии выгоднее для увеличения  $D_{\text{макс}}$  улучшать чувствительность приемника (уменьшать величину  $E_{\text{прм мин}}$ ), но из соображений повышения помехозащищенности станции целесообразно увеличивать  $E_{\text{изл}}$ .

Обычно при конструировании станций стремятся увеличить  $D_{\text{макс}}$  как за счет увеличения чувствительности приемника, так и путем выбора максимально возможной для конкретных условий энергии излучения.

3. Существенное увеличение дальности действия может быть достигнуто за счет увеличения размеров антенны. При использовании одной антенны для излучения и приема

$$D_{\text{макс}} \equiv \sqrt{S_a} \equiv d_a,$$

где  $d_a$  — диаметр рефлектора (линейный размер) антенны.

4. При заданных размерах антенн, т. е. при  $S_a \text{ прд} = \text{const}$  и  $S_a \text{ прм} = \text{const}$ , как следует из (6.5),

$$D_{\text{макс}} \equiv \sqrt{\frac{1}{\lambda}},$$

т. е. укорочение длины волны при неизменных размерах антенн вызывает увеличение  $D_{\text{макс}}$ . Это объясняется тем, что в этом случае уменьшение  $\lambda$  приводит к увеличению коэффициента усиления антенн.

5. Если фиксировать значение  $G_0$ , то, как следует из (6.5),

$$D_{\text{макс}} \equiv \sqrt{\lambda}.$$

Такая зависимость появляется в связи с тем, что при увеличении длины волны для сохранения прежних значений коэффициентов усиления антенн, необходимо увеличивать  $S_a \text{ прд}$  и  $S_a \text{ прм}$ .

В РЛС, где размеры антенн ограничиваются определенными габаритами (например, в самолетных), для повышения дальности действия целесообразно уменьшать длину волны. Если же требования к размерам антенн не являются жесткими, можно повышать  $D_{\text{макс}}$ , увеличивая длину волны с одновременным увеличением размеров антенны так, чтобы величина  $G_0 = \text{const}$ .

Однако и в том и в другом случае следует учитывать все факторы, определяющие условия работы РЛС при изменении длины волны. Практически для увеличения дальности стремятся выбрать максимально допустимый размер антенны и минимально допустимую длину волны.

6. Небольшие изменения эффективной отражающей площади цели не очень существенно влияют на величину  $D_{\text{макс}}$ , так как

$$D_{\text{макс}} \equiv \sqrt[4]{S_{\text{эфф } 0}}.$$

В ряде случаев удобнее пользоваться формулами, в которых отношение энергии излучения и порогового

значения энергии сигнала заменяется отношением соответствующих мощностей. Такая замена возможна при условии согласования полосы пропускания приемника  $\Delta f$  с длительностью сигнала  $\tau_c$ . Так как в общем случае  $\Delta f \tau_c = \xi$ , то отношение

$$\begin{aligned} \frac{E_{\text{изл}}}{E_{\text{прм мин}}} &= \frac{E_{\text{изл}}}{k_p k_{\text{ш}} k T^\circ} = \frac{P_{\text{изл}} \tau_c}{k_p k_{\text{ш}} k T^\circ} = \\ &= \frac{P_{\text{изл}} \xi}{k_p k_{\text{ш}} k T^\circ \Delta f} = \frac{P_{\text{изл}}}{k_p P_{\text{ш}}} \xi = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{прм мин}}} \xi. \end{aligned}$$

При согласовании полосы пропускания приемника  $\Delta f$  с длительностью сигнала  $\tau_c$  коэффициент  $\xi = 1$  и отношение  $\frac{E_{\text{изл}}}{E_{\text{прм мин}}} = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{прм мин}}}$ . Если  $\xi \neq 1$ , указанная замена может производиться лишь при учете значения  $\xi$ .

Для получения необходимой величины  $k_p$  при обнаружении цели, находящейся на максимальной дальности, значение энергии излучения передатчика определится при прочих заданных параметрах станций выражением:

$$E_{\text{изл}} = \frac{16\pi^2 k_p k_{\text{ш}} k T^\circ}{G_0 \text{ прд} S_a \text{ прм} S_{\text{эфф} 0}} D_{\text{макс}}^4. \quad (6.7)$$

Если обеспечить получение необходимой величины  $E_{\text{изл}}$  за время  $\tau_c$  по каким-либо причинам невозможно, то производят несколько облучений цели и накопление отраженных сигналов. Так, при импульсной работе цель облучают «пачкой», состоящей из  $n$  импульсов.

Иногда передающая и приемная антенны оказываются разнесенными на значительное расстояние друг от друга. Например, облучение цели производится наземной или самолетной РЛС, а прием отраженных сигналов — бортовой станцией ракеты, самонаводящейся на цель (рис. 6.2). В этом случае количество энергии, переизлучаемой целью в направлении приемной антенны, равно

$$E_{\text{ц}} = \frac{E_{\text{изл}} G_0 \text{ прд} S_{\text{эфф} 0}}{4\pi D_{\text{прд}}^2},$$

где  $D_{\text{прд}}$  — расстояние от РЛС до цели.

Значение энергии отраженного сигнала на входе приемника

$$E_{\text{с}} = \frac{E_{\text{изл}} G_0 \text{ прд} G_0 \text{ прм} S_{\text{эфф} 0} \lambda^2}{64\pi^3 D_{\text{прд}}^2 D_{\text{прм}}^2},$$

где  $D_{\text{прм}}$  — расстояние от цели до приемной антенны.

Для порогового значения сигнала получим

$$(D_{\text{прд}} D_{\text{прм}})_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{E_{\text{изл}} G_{0 \text{ прд}} G_{0 \text{ прм}} S_{\text{эфф}} \sigma \lambda^2}{64 \pi^3 E_{\text{прм мин}}}}. \quad (6.8)$$

Последнее выражение показывает, что при малом расстоянии между целью и приемным устройством облучение

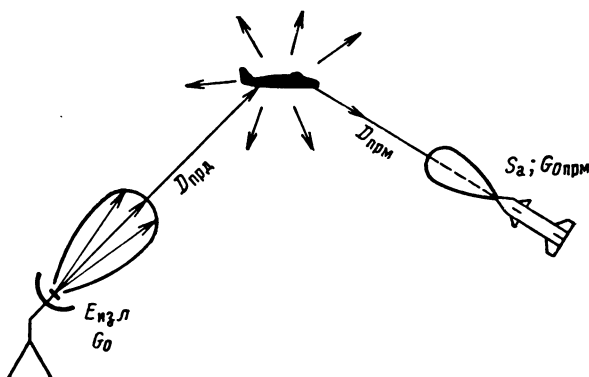


Рис. 6.2. РЛС с разнесенными передающей и приемной антеннами.

цели может производиться с большого расстояния, и наоборот, но обязательно должно выполняться условие:

$$(D_{\text{прд}} D_{\text{прм}}) \leq (D_{\text{прд}} D_{\text{прм}})_{\text{макс}}.$$

## 6.2. Дальность действия при активном ответе

Для решения некоторых тактических задач и повышения тактических возможностей РЛС (например, для опознавания целей, увеличения дальности обнаружения, повышения точности измерения координат и т. д.) на объектах, подлежащих радиолокационному наблюдению, устанавливают ответчики (ретрансляторы). На приемную антенну ответчика поступает прямой (запросный) сигнал передатчика РЛС. После соответствующих преобразований этот сигнал поступает на запуск передатчика ответчика, вырабатывающего ответный сигнал. Ответный сигнал, значительно превышающий по энергии сигнал, отраженный от цели, принимается антенной РЛС (рис. 6.3). При заданных параметрах РЛС (запросчика):  $E_{\text{изл з}}$ ,  $G_{0 \text{ прд з}}$ ,  $S_{\text{а прм з}}$ , и ответчика:  $E_{\text{изл от}}$ ,  $G_{0 \text{ прд от}}$ ,  $S_{\text{а прм от}}$ , энергия запросного сигнала

на входе приемника ответчика, находящегося на расстоянии  $D$  от РЛС, равна

$$E_{сз} = \frac{E_{изл з} G_0 \text{ прд з } S_{а \text{ прм от}}}{4\pi D^2}.$$

Максимальной дальности запроса  $D_{\text{макс з}}$  соответствует пороговое значение энергии запросного сигнала на входе

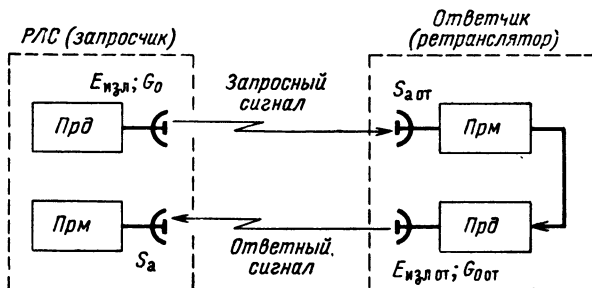


Рис. 6.3. РЛС с активным ответом.

приемника ответчика, равное чувствительности приемника,  $E_{\text{прм мин от}} = k_{\text{р от}} k_{\text{ш от}} kT^\circ$ .

Таким образом,

$$D_{\text{макс з}} = \sqrt{\frac{E_{изл з} G_0 \text{ прд з } S_{а \text{ прм от}}}{4\pi E_{\text{прм мин от}}}}. \quad (6.9)$$

Энергия ответного сигнала на входе приемника РЛС равна

$$E_{с от} = \frac{E_{изл от} G_0 \text{ прд от } S_{а \text{ прм з}}}{4\pi D^2},$$

а максимальная дальность ответа  $D_{\text{макс от}}$  определится чувствительностью приемника запросчика  $E_{\text{прм мин з}} = k_{\text{рз}} k_{\text{шз}} kT^\circ$

$$D_{\text{макс от}} = \sqrt{\frac{E_{изл от} G_0 \text{ прд от } S_{а \text{ прм з}}}{4\pi E_{\text{прм мин з}}}}. \quad (6.10)$$

Очевидно, что для радиолокационной системы с активным ответом параметры системы целесообразно выбирать таким образом, чтобы  $D_{\text{макс з}} = D_{\text{макс от}}$ , так как в противном случае дальность действия системы будет определяться наименьшим значением  $D_{\text{макс}}$  по одному из каналов (запроса или ответа), а возможности другого канала не будут полностью реализованы.

Считая  $D_{\text{макс з}} = D_{\text{макс от}}$  и перемножая (6.9) и (6.10), получим выражение для дальности действия системы с активным ответом

$$D_{\text{макс акт}} = \sqrt{\frac{E_{\text{изл з}} E_{\text{изл от}}}{E_{\text{прм мин з}} E_{\text{прм мин от}}} \frac{S_{\text{а прд з}} S_{\text{а прм з}} S_{\text{а прд от}} S_{\text{а прм от}}}{\lambda_{\text{з}}^2 \lambda_{\text{от}}^2}}, \quad (6.11)$$

где  $\lambda_{\text{з}}$  — длина волны запросчика;

$\lambda_{\text{от}}$  — длина волны ответчика.

Энергетические параметры системы должны при этом выбираться исходя из равенства выражений (6.9) и (6.10):

$$\frac{E_{\text{изл з}}}{E_{\text{изл от}}} = \frac{E_{\text{прм мин от}}}{E_{\text{прм мин з}}} \frac{S_{\text{а прд от}}}{S_{\text{а прм от}}} \frac{S_{\text{а прм з}}}{S_{\text{а прд з}}} \frac{\lambda_{\text{з}}^2}{\lambda_{\text{от}}^2}. \quad (6.12)$$

Если запрос и ответ осуществляются на одной частоте и для передачи и приема у запросчика, так же как и у ответчика, используется одна и та же антенна, то

$$\frac{E_{\text{изл з}}}{E_{\text{изл от}}} = \frac{E_{\text{прм мин от}}}{E_{\text{прм мин з}}}. \quad (6.12a)$$

Полученное соотношение иногда называют уравнением сбалансированной системы с активным ответом.

Выражение (6.10) будет справедливо при пассивной радиолокации, когда цель излучает энергию  $E_{\text{ц}} = E_{\text{изл от}}$ , а направленность излучения характеризуется коэффициентом  $G_{\text{ц}} = G_{\text{о прд от}}$ .

### 6.3. Влияние отражений от земной поверхности на дальность действия РЛС

Если в наземных (корабельных) РЛС применены антенны с широкой диаграммой направленности, радиоволны достигают цели и возвращаются обратно к РЛС как прямым путем, так и отражаясь предварительно от земной поверхности.

Подробно особенности отражения радиоволн от земной поверхности рассматриваются в теории распространения радиоволн [13]; в настоящем параграфе берется наиболее простой частный случай, когда земля в районе точки отра-



жения является достаточно «гладкой» и идеально отражающей поверхностью, цель наблюдается в пределах угла места  $\varphi_{\text{ум}} \leq 10^\circ$ , амплитудные различия слагаемых сигнала несущественны.

Амплитуда напряженности поля излучения с учетом влияния земли при таких условиях равна

$$\mathcal{E}_{\text{т зм}} \approx 2\mathcal{E}_{\text{т}} \left| \sin \frac{2\pi h \varphi_{\text{ум}}}{\lambda} \right|, \quad (6.13)$$

где  $\mathcal{E}_{\text{т}}$  — амплитуда напряженности поля для случая свободного пространства;

$h$  — высота расположения антенны РЛС;

$\varphi_{\text{ум}}$  — угол места цели.

Как следует из формулы (6.13), диаграмма направленности антенны из-за влияния земли приобретает лепестко-

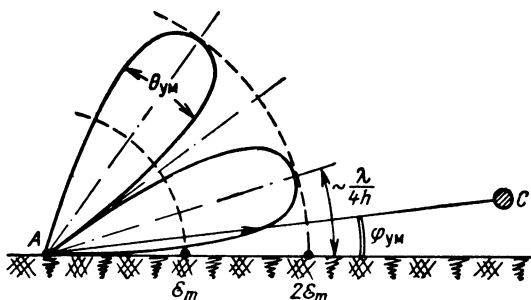


Рис. 6.4. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости при ненаправленной антенне с учетом влияния земли.

вый характер с максимумом  $\mathcal{E}_{\text{т зм макс}} = 2 \mathcal{E}_{\text{т}}$  в точках, где  $\left| \sin \frac{2\pi h \varphi_{\text{ум}}}{\lambda} \right| = 1$ , и минимальными значениями  $\mathcal{E}_{\text{т зм мин}} = 0$  при  $\left| \sin \frac{2\pi h \varphi_{\text{ум}}}{\lambda} \right| = 0$  (рис. 6.4).

Число лепестков диаграммы направленности  $n_{\text{л}}$  и их ширина  $\theta_{\text{ум}}$  зависят от высоты подъема антенны  $h$  и длины волны

$$n_{\text{л}} = \frac{2h}{\lambda}, \quad \theta_{\text{ум}} = 14,3 \frac{\lambda}{h}.$$

Угол места максимума нижнего лепестка равен приблизительно  $\lambda/4h$ .

При подъеме антенны РЛС число лепестков будет увеличиваться при одновременном их сужении, а нижний лепесток будет располагаться ближе к земной поверхности.

Максимальное значение коэффициента направленного действия антенны по мощности с учетом влияния земли, которое принимаем практически равным соответствующему значению коэффициента усиления антенны, обозначим через  $G_{0 \text{ зм}}$ . Так как

$$\frac{G_{0 \text{ зм}}}{G_0} = \frac{\mathcal{E}_{m \text{ зм}}^2}{\mathcal{E}_m^2} = 4 \sin^2 \frac{2\pi h \varphi_{\text{ум}}}{\lambda},$$

то

$$G_{0 \text{ зм}} = G_0 \cdot 4 \sin^2 \frac{2\pi h \varphi_{\text{ум}}}{\lambda}. \quad (6.14)$$

Считая, что в РЛС используются для передачи и приема одинаковые антенны, расположенные на одинаковой высоте  $h$ , или одна и та же антенна и подставляя значение  $G_{0 \text{ зм}}$  в формулу (6.6), получаем выражение для максимальной дальности с учетом влияния земли:

$$D_{\text{макс зм}} = 2 \left| \sin \frac{2\pi h \varphi_{\text{ум}}}{\lambda} \right| D_{\text{макс}}, \quad (6.15)$$

где  $D_{\text{макс}}$  — максимальная дальность в свободном пространстве.

При обнаружении низколетящих целей, когда направление на цель антенной системы лежит ниже максимума первого лепестка,

$$H \ll D,$$

и

$$\sin \frac{2\pi h \varphi_{\text{ум}}}{\lambda} = \sin \frac{2\pi h H}{\lambda D} \approx \frac{2\pi h H}{\lambda D},$$

выражение (6.14) примет следующий вид:

$$G_{0 \text{ зм}} = G_0 \frac{16\pi^2 h^2 H^2}{\lambda^2 D^2}.$$

При подстановке этого значения в (6.6) получаем формулу максимальной дальности обнаружения низколетящих целей с учетом влияния земли:

$$D_{\text{макс зм}} = \sqrt[8]{\frac{E_{\text{изл}} 4\pi G_0^2 S_{\text{эфф}}^2 h^4 H^4}{k_p k_{\text{ш}} k T^{\circ} \lambda^2}}. \quad (6.16)$$

Произведенная выше замена синуса его аргументом возможна при условии  $\frac{2\pi nH}{\lambda D} < 0,2$  или при величине  $D \geq \frac{10\pi hH}{\lambda}$ .

Как следует из формулы (6.16), зависимость дальности обнаружения низколетящих целей от энергии излучения и чувствительности приемника еще слабее, чем для свободного пространства. Более существенно дальность обнаружения зависит от высоты полета цели  $H$  и высоты антенны радиолокационной станции  $h$ . Наиболее целесообразным способом увеличения дальности в этом случае является увеличение высоты подъема антенны радиолокационной станции.

Условия, на основании которых были получены формулы (6.13)—(6.16), на практике выполняются весьма редко (например, когда часть энергии отражается от спокойной поверхности пресной воды). Поэтому приведенные соотношения имеют, в основном, качественный, а не количественный характер. Реальные характеристики направленности и дальность действия определяются путем облета конкретной радиолокационной станции на различных высотах и измерения напряженности поля в различных точках. При смене позиции наземной РЛС подобный облет должен повторяться.

В целом можно отметить, что дополнительное отражение радиоволн от земной поверхности в большинстве случаев отрицательно сказывается на тактических показателях РЛС метрового и дециметрового диапазонов, так как удвоения дальности обнаружения практически не получается из-за амплитудных различий слагаемых суммарного сигнала, а наличие «провалов» в диаграмме направленности существенно ухудшает наблюдение целей. Из-за различия рельефа местности на различных азимутах меняются условия отражения от земли, что изменяет условия обнаружения целей. Дальность обнаружения низколетящих целей оказывается весьма малой. В ряде практических случаев при обнаружении низколетящих целей для лучшего формирования максимума нижнего лепестка производят выравнивание и расчистку площадки радиусом  $r \approx 25 \frac{h^2}{\lambda}$  вокруг РЛС, чтобы характер отражения от нее приближался к зеркальному.

При использовании в наземных и корабельных РЛС радиоволн сантиметрового диапазона отражения от земли и воды носят в основном диффузный характер, так как неровности земной и водной поверхности нельзя считать малыми по сравнению с длиной волны. Влияние земной поверхности сказывается в поглощении и диффузном рассеивании части энергии. Однако наличие у большей части РЛС сантиметрового диапазона узких диаграмм направленности приводит к тому, что в направлении земной поверхности излучается весьма незначительная часть энергии, так что практически влияние земли на дальность действия наземных и корабельных РЛС в этом диапазоне можно не учитывать. Исключением является случай обнаружения низколетящих целей, когда энергия распространяется вблизи земной поверхности и сильно ею поглощается, что приводит к значительному сокращению дальности действия РЛС. Теоретически оценить это сокращение пока не представляется возможным, поэтому для определения дальности обнаружения пользуются экспериментальными методами.

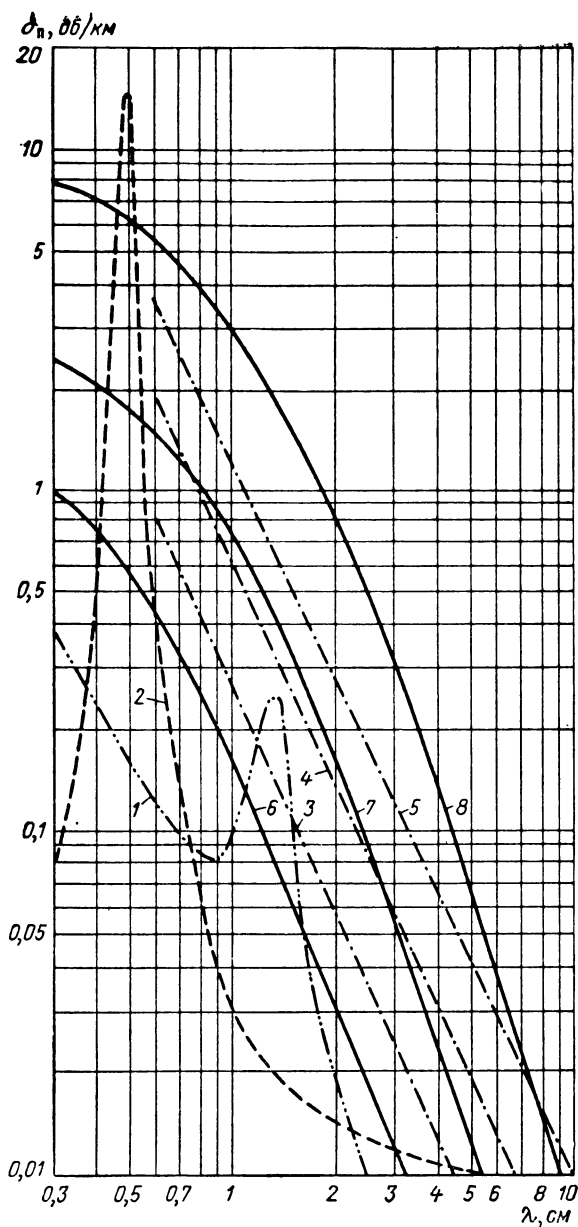
#### **6.4. Влияние на дальность действия РЛС ослабления энергии радиоволн в атмосфере**

Распространяясь в атмосфере, радиоволны ослабляются из-за потери части электромагнитной энергии, которая поглощается и рассеивается молекулами кислорода и водяного пара, атмосферными осадками, частицами пыли и другими неоднородностями атмосферы.

Зависимость поглощения в кислороде и парах воды от длины волны РЛС показана на рис. 6.5 (кривые 1 и 2). Отложенная по оси ординат величина  $\delta_n$  называется коэффициентом затухания и характеризует удельное затухание (в децибелах на километр) при распространении радиоволн в одном направлении.

На волнах вблизи 0,5 и 0,25 см для кислорода и 0,18 и 1,35 см для водяного пара наблюдаются пики резонансного поглощения, характеризующиеся резким возрастанием затухания радиоволн.

Ослабление энергии радиоволн осадками происходит как за счет ее поглощения частицами влаги (в основном при малых размерах капель, например при тумане), так и вследствие ее рассеяния (при крупных каплях).



**Рис. 6.5.** Затухание радиоволн в атмосфере ( $T = 20^\circ \text{C}$ ,  $p = 760 \text{ мм рт. ст.}$ ):

1 — водяной пар; 2 — кислород; 3, 4, 5 — туман при видимости соответственно 150, 60 и 30 м; 6 — слабый дождь (1 мм/час); 7 — средний дождь (4 мм/час); 8 — сильный дождь (16 мм/час).

Ослабление энергии зависит от длины волны, температуры, влажности, атмосферного давления и параметров частиц, вызывающих поглощение и рассеивание электромагнитной энергии. Зависимость величины затухания в дожде и тумане различной интенсивности от длины волны РЛС показана на рис. 6.5 (кривые 3—8).

Снег и град при одинаковой с дождем интенсивности значительно меньше влияют на величину ослабления энергии, поэтому их можно не принимать во внимание.

Следует иметь в виду, что затухание радиоволн уменьшается более чем в три раза при повышении температуры от 0 до 40° С. Поглощение в кислороде пропорционально квадрату давления и, следовательно, уменьшается с подъемом на высоту. Поглощение в парах воды пропорционально влажности. Соответствующие поправки на температуру, влажность, давление приводятся в специальной литературе [13].

Графики рис. 6.5 показывают, что ослабление энергии радиоволн при  $\lambda > 10$  см весьма незначительно и, следовательно, обусловленное этим явлением сокращение дальности действия для РЛС дециметрового и метрового диапазонов в большинстве случаев можно не учитывать.

При прохождении радиоволн в прямом и обратном направлениях через участок атмосферы длиной  $l$  км, на котором затухание характеризуется величиной  $\delta_{\pi}$  дБ/км, общее ослабление энергии будет равно  $2l\delta_{\pi}$  дБ. Выражая в децибелах отношение энергий сигналов на входе приемника без учета и с учетом ослабления, получаем

$$10 \lg \frac{E_c}{E_{сн}} = 2l\delta_{\pi}.$$

Переходя к натуральным логарифмам, находим

$$\ln \frac{E_c}{E_{сн}} = 2,3 \lg \frac{E_c}{E_{сн}} = 2,3 \frac{2l\delta_{\pi}}{10} = 0,46\delta_{\pi}l \text{ и } E_{сн} = E_c e^{-0,46\delta_{\pi}l},$$

т. е. затухание энергии в атмосфере имеет экспоненциальный характер.

При отсутствии ослабления энергии принимаемого сигнала  $E_c = \frac{k_D}{D^4}$ , а при его учете  $E_{сн} = \frac{k_D}{D^4} e^{-0,46\delta_{\pi}l}$ , где  $k_D$  — величина, определяемая остальными параметрами, входящими в выражение для дальности. Из-за наличия ослабления одному и тому же пороговому значению сигналов ( $E_{\text{прм мин}}$ ) будут соответствовать различные дальности.

В первом случае  $\bar{D} = \bar{D}_{\text{макс}}$ , а во втором случае, когда требуется компенсировать потери энергии, меньшая дальность:  $D = D_{\text{макс п}}$ . Таким образом, для пороговых условий получаем

$$E_{\text{прм мин}} = \frac{k_D}{D_{\text{макс}}^4} = \frac{k_D}{D_{\text{макс п}}^4} e^{-0,46\delta_{\text{п}} l}.$$

Отсюда находим выражение для максимальной дальности обнаружения с учетом ослабления энергии в атмосфере

$$D_{\text{макс п}} = D_{\text{макс}} e^{-0,115\delta_{\text{п}} l}. \quad (6.17)$$

Величина  $D_{\text{макс}}$  подсчитывается по одной из ранее приведенных формул дальности действия для свободного пространства;  $\delta_{\text{п}}$  определяется по графикам рис. 6.5, а  $l$  — по статистическим или конкретным данным метеослужбы.

При расчете технических параметров РЛС, предназначенных для действия на средних широтах по целям, высота которых не превышает 5—6 км, часто ориентируются на случай дождя средней интенсивности (4 мм/час) по всей трассе распространения радиоволн. Однако при  $l = D_{\text{макс п}}$  уравнение (6.17) превращается в трансцендентное.

На рис. 6.6 показаны графики зависимостей  $D_{\text{макс п}} = f(D_{\text{макс}})$  для различных значений  $\delta_{\text{п}}$ .

В общем случае необходимо учитывать как ослабление энергии в кислороде и парах воды на всей трассе, так и ослабление на ее отдельных участках (зоны дождя различной интенсивности, тумана и т. д.).

Обозначив коэффициент затухания по всей трассе через  $\delta_{\text{пD}}$ , а коэффициенты затухания на отдельных участках  $l_i$  через  $\delta_{\text{пи}}$ , выражение (6.17) можно записать в следующем виде:

$$D_{\text{макс п}} = D_{\text{макс}} \exp \left\{ -0,115 [\delta_{\text{пD}} D_{\text{макс п}} + \sum_{i=1}^n \delta_{\text{пи}} l_i] \right\}. \quad (6.18)$$

Для определения значения  $D_{\text{макс п}}$  предварительно вычисляется значение вспомогательной величины, входящей в (6.18)

$$D_{\text{п}} = D_{\text{макс}} \exp \left[ -0,115 \sum_{i=1}^n \delta_{\text{пи}} l_i \right].$$

Подставив затем ее значение в формулу (6.18), получим выражение

$$D_{\text{макс п}} = D_{\text{п}} \exp [-0,115\delta_{\text{пD}} D_{\text{макс п}}].$$

Решение его производится с помощью графиков рис. 6.6.

Полученные зависимости оказываются справедливыми и при обнаружении собственного радиоизлучения целей, так как вдвое меньшее затухание радиоволн при распространении в одном направлении компенсируется иной

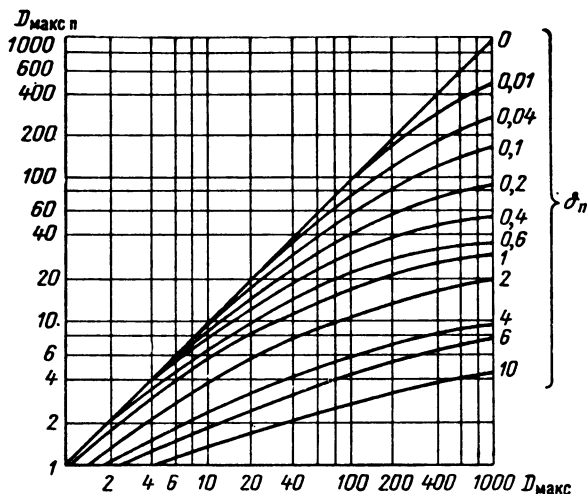


Рис. 6.6. Зависимость дальности действия РЛС с учетом затухания радиоволн в атмосфере от дальности действия в свободном пространстве.

(квадратичной) зависимостью дальности от энергии принимаемого сигнала.

### 6.5. Влияние кривизны земной поверхности и атмосферной рефракции на дальность действия

Рассмотрение дальности действия с учетом влияния земли в предыдущих параграфах производилось в предположении, что земля плоская. В реальных условиях следует учитывать кривизну земной поверхности, так как способность радиоволн диапазона УКВ к огибанию выпуклых поверхностей выражена очень слабо и дальность действия будет ограничиваться предельным значением  $D_{\text{пред}}$ .



При прямолинейном распространении радиоволн предельная дальность, называемая «дальностью прямой видимости», будет равна (рис. 6.7)

$$D_{\text{пред } 0} = \sqrt{(R_3 + h)^2 - R_3^2} + \sqrt{(R_3 + H)^2 - R_3^2},$$

где  $R_3 = 6370$  км — радиус Земли.

Так как  $2R_3 \gg h$  и  $2R_3 \gg H$ , то

$$D_{\text{пред } 0} \approx \sqrt{2R_3} (\sqrt{h} + \sqrt{H}) = 113 (\sqrt{h} + \sqrt{H}) \text{ км.} \quad (6.19)$$

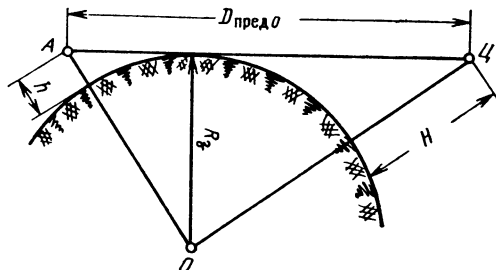


Рис. 6.7. Предельная дальность действия РЛС при прямолинейном распространении радиоволн.

При обнаружении высоколетящих космических объектов, например спутников связи, когда величины  $R_3$  и  $H$  соизмеримы,

$$D_{\text{пред } 0} = 113 \left[ \sqrt{h} + \sqrt{H \left( 1 + \frac{H}{12740} \right)} \right]. \quad (6.20)$$

Неоднородность тропосферных слоев атмосферы по высоте приводит к искривлению траектории радиоволн (рефракции) в вертикальной плоскости. Величина и характер рефракции зависят от скорости изменения коэффициента преломления  $n$  при изменении высоты. Величина  $n$  определяется формулой

$$(n - 1) \cdot 10^{-6} \approx \frac{77,6}{T^\circ} \left( p_v + \frac{4810e}{T^\circ} \right), \quad (6.21)$$

где  $T^\circ$  — абсолютная температура воздуха;

$p_v$  — барометрическое давление воздуха, мбар (1 мм рт. ст. = 1,3332 мбар);

$e$  — парциальное давление водяного пара (абсолютная влажность), мбар.

У поверхности земли нормальное значение  $n = 1,0003$ . В стандартной атмосфере при увеличении высоты барометрическое давление  $p_b$  и содержание водяных паров  $e$  уменьшаются быстрее, чем температура  $T^\circ$ , поэтому величина  $n$  должна уменьшаться с высотой. Траектория радиоволн будет искривляться вниз, и дальность обнаружения может превысить значение  $D_{\text{пред о}}$ .

Учет влияния рефракции при расчетах распространения радиоволн обычно состоит в замене радиуса Земли  $R_z$  его эффективным значением  $R_{z \text{ эфф}}$ ; атмосфера при этом считается однородной (радиоволны распространяются прямолинейно).

Значение эффективного радиуса Земли определяется из уравнения

$$\frac{1}{R_{z \text{ эфф}}} = \frac{1}{R_z} + \frac{dn}{dH}.$$

При этих условиях траектория радиоволн спрямляется, так что для определения предельной дальности можно воспользоваться выражением (6.19), заменив в нем значение  $R_z$  на  $R_{z \text{ эфф}}$ .

Для стандартной атмосферы  $R_{z \text{ эфф}} \approx \frac{4}{3} R_z$ , и выражение для предельной дальности с учетом рефракции будет следующим:

$$D_{\text{пред}} = 130 (\sqrt{h} + \sqrt{H}) \text{ км.} \quad (6.22)$$

Сравнение формул (6.19) и (6.22) показывает, что в условиях стандартной атмосферы рефракция увеличивает предельную дальность примерно на 15%.

При различных атмосферных условиях, отличных от стандартных, скорость изменения коэффициента преломления также будет различной. Для стандартной атмосферы  $\frac{dn}{dH} = -4 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$ . Когда  $\frac{dn}{dH} = -15,7 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$ , имеет место критическая рефракция, характеризующаяся убыванием температуры на  $1^\circ \text{C}$  при подъеме на 9—10 м или уменьшением абсолютной влажности на 1 мбар на 30 м высоты. При критической рефракции радиоволны распространяются параллельно земной поверхности.

Если  $\frac{dn}{dH} < -15,7 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$ , возникает сверхрефракция или, иначе, волноводное распространение, при котором радиоволны последовательно претерпевают полное внутрен-

нее отражение от слоя атмосферы и поверхности земли или от соответствующих двух слоев атмосферы. Энергия распространяется по так называемому «атмосферному волноводу». Сверхрефракция увеличивает дальность действия радиолокационной станции по наземным и поверхностным целям, позволяя обнаруживать их за пределами радиолокационного горизонта. Она образуется, когда коэффициент преломления быстро уменьшается с увеличением высоты. Такой случай имеет место, например, при температурной инверсии, когда температура с увеличением высоты увеличивается, а не уменьшается, или при резком уменьшении влажности с высотой. Подобные условия могут возникнуть в случае перемещения сухого нагретого воздуха с суши над холодной морской поверхностью, что часто встречается в тропических и субтропических районах в летнюю ясную и безветренную погоду, исключая перемешивание слоев тропосферы.

Высота атмосферного волновода обычно составляет несколько десятков или сотни метров от поверхности земли. Иногда вследствие перемещения потоков нагретого воздуха слой инверсии образуется на значительных высотах. На границах слоя существует резкое изменение величины  $\frac{dn}{dH}$  с различными знаками, что обеспечивает полное внутреннее отражение радиоволн и их распространение внутри слоя инверсии. Образуется так называемый приподнятый атмосферный волновод.

При определенных атмосферных условиях величина  $\frac{dn}{dH}$  может иметь положительное значение, что приведет к отклонению траектории радиоволн вверх, т. е. возникают условия субрефракции. Дальность действия при субрефракции может резко сократиться. Условия для появления субрефракции могут возникнуть, например, при большом превышении температуры водной поверхности над температурой воздуха, что бывает в Арктике.

Явления сверхрефракции и субрефракции встречаются сравнительно редко, прогнозировать их появление практически невозможно, поэтому при расчете дальности действия на них ориентироваться нельзя. Однако возможность таких явлений следует иметь в виду при практическом использовании РЛС и оценке качества их работы.

При наблюдении за космическими объектами, искусственными спутниками необходимо учитывать влияние ионо-

сферы на распространение радиоволн. Влияние ионосферы сказывается в основном на точности измерения параметров цели.

Сравнительно недавно (1946—1947 гг.) советским ученым Н. И. Кабановым была установлена возможность использования в радиолокации радиоволн КВ диапазона (3—30 Мгц), отражающихся от ионосферы. Электромагнитная энергия передатчика РЛС достигает цели после одно- или многократного отражения от ионосферы. Отраженные от цели сигналы приходят к приемнику таким же путем. Дальность действия подобных («загоризонтных») РЛС может достигать нескольких тысяч километров и зависит от высоты и состояния отражающего слоя. Например, с помощью КВ РЛС американскими специалистами был отмечен ядерный взрыв на расстоянии около 14 000 км.

## РАЗРЕШЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

### 7.1. Общие сведения

Разрешающая способность относится к важнейшим тактическим показателям РЛС. Количественно она оценивается той минимальной разницей в координатах или скоростях двух целей, при которой возможно уверенное раздельное обнаружение целей и измерение их координат. В данной главе предстоит выяснить, от каких факторов и технических параметров РЛС зависит величина разрешающей способности и каковы пути ее улучшения.

Разрешение осуществляется по выходному напряжению приемника РЛС, несущему информацию о координатах и скорости целей. Различия двух целей по дальности, угловым координатам и радиальным скоростям проявляются соответственно в разном времени запаздывания отраженных от них сигналов, различном направлении прихода этих сигналов и в неодинаковых доплеровских смещениях несущей частоты. Разрешение целей может быть основано на разделении сигналов по любому из указанных параметров. В общем случае может возникнуть необходимость в разрешении многих целей. Однако на практике большинство ситуаций сводится к разрешению двух целей. Этот случай, являющийся также наиболее доступным для теоретического анализа, и будет рассматриваться в дальнейшем.

Процесс разрешения осуществляется практически одновременно с процессом обнаружения, так как оператор во время работы постоянно вынужден выбирать одно из четырех решений:

- 1) есть только шум,
- 2) есть цели  $A$  и  $B$ ,
- 3) есть только цель  $A$
- 4) есть только цель  $B$ .

Оценивая качественно процесс разрешения, можно утверждать заранее, что надежность (уверенность) разре-

шения зависит прежде всего, как и в случае простого обнаружения, от отношения энергий сигналов и шума. Чем больше это отношение, тем меньшая разница в параметрах разрешаемых сигналов может быть уверенно отмечена в выходном устройстве РЛС. В принципе, если бы шум отсутствовал, можно было бы обнаруживать самые малые различия в параметрах сигналов. Однако в реальных условиях способность оператора (или какого-либо автоматического анализатора) отличать малую разницу в параметрах разрешаемых сигналов имеет границы, определяемые физиологическими (или техническими) особенностями. При уменьшении отношения энергий сигналов и шума требуется все большее и большее различие параметров входящих сигналов для их уверенного разрешения.

Кроме отношения энергий сигналов и шума на достоверность разрешения должна оказывать большое влияние форма разрешаемых сигналов и, в первую очередь, их протяженность по параметру разрешения. Чем уже разрешаемые сигналы по этому параметру, тем ближе друг к другу они могут располагаться при условии их надежного разрешения, тем лучше будет разрешающая способность. На рис. 7.1, *а* и *б* показаны сигналы, имеющие различную протяженность по оси  $\alpha$ , где  $\alpha$  является параметром, по которому осуществляется разрешение (время прихода сигналов, их несущая частота или направление прихода). Видно, что при одной и той же разнице в параметре  $\Delta\alpha$  лучше разделяются более узкие сигналы. Это подтверждает и практика — лучшая разрешающая способность по дальности достигается при импульсах малой длительности, разрешение по скорости улучшается при использовании сигналов, обладающих узким спектром, а по угловым координатам — в случае применения приемных антенн с узкими диаграммами направленности.

На рис. 7.1, *в* изображен случайный импульс шума, прошедший через тот же приемник, что и сигналы рис. 7.1, *б*. Вследствие интерференции с сигналами шумовой импульс так искажил форму суммарной огибающей сигналов, что они стали неразрешимыми.

На рис. 7.1, *г* показан случай, когда происходит простое суммирование амплитуд сигналов и шума. Видно, что суммарная огибающая сигналов и шума уже не позволяет установить наличие двух сигналов, а скорее похожа на сигнал одной протяженной цели.

Отношение энергий сигналов и шума, а также форма сигналов обуславливают предельное значение разрешающей способности, получаемое при прочих идеальных условиях. Если обработка сигналов ведется путем оптимальной фильтрации, то разрешающая способность, обусловленная указанными двумя факторами — отношением сигнал/шум

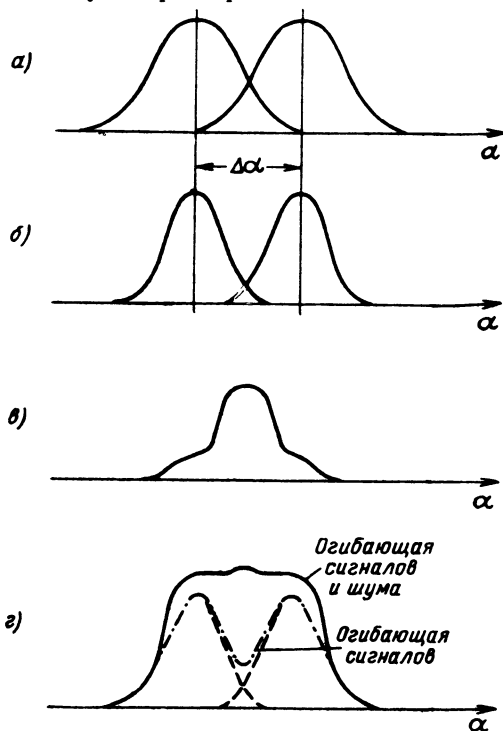


Рис. 7.1. Огибающие сигналов на выходе приемника.

и формой (шириной) сигналов, — является предельно достижимой и носит название *потенциальной разрешающей способности*.

В реальных условиях приема и индикации сигналов всегда возникает дополнительное их расширение по параметру разрешения, приводящее к ухудшению разрешения, поэтому реальная разрешающая способность всегда хуже потенциальной.

Расширение сигналов может происходить из-за слишком узкой по сравнению с оптимальной полосы пропускания приемного тракта, конечных размеров рисующего пятна электроннолучевой трубки индикатора, дискретности съема данных при сопряжении РЛС с цифровой вычислительной машиной и т. п. Количественная оценка ухудшений подобного рода может быть произведена лишь в тех случаях, когда известна конкретная схема приемно-индикаторного тракта и ее данные. Это и будет сделано ниже при рассмотрении выходных устройств и конкретных видов радиолокационных станций.

В данной же главе основное внимание будет уделено оценке потенциальной разрешающей способности.

Количественный результат оценки потенциальной разрешающей способности по своей физической сущности в каждом испытании (эксперименте, отсчете) должен быть случайной величиной, так как он определяется в присутствии мешающего шума.

Статистическая теория разрешающей способности в настоящее время еще не достигла такой завершенности, как теория обнаружения. Наиболее полно она освещается в работе Хелстрема [15]. Элементы этой теории изложены в § 7.7. К сожалению, результаты статистической теории не могут быть применены при оценке потенциальной разрешающей способности существующих радиолокационных устройств, ибо реальные приемники, близкие к оптимальным с точки зрения обнаружения одиночного сигнала, не являются оптимальной схемой обработки, которая устанавливается этой теорией для разрешения двух сигналов.

Поэтому наряду со статистической теорией, имеющей в настоящее время в основном научную ценность и намечающей определенную перспективу, большое место отведено здесь упрощенному методу оценки потенциальной разрешающей способности по ширине выходного сигнала оптимального фильтра при пренебрежении мешающим шумом. Этот метод дает удобные для инженерной оценки формулы, приводящие к результатам, близким к действительным, и является эффективным при сравнении сигналов различного вида с точки зрения их разрешения. Однако при этом упрощенном подходе не раскрывается статистический характер разрешающей способности, что не следует забывать при использовании такой оценки,



## 7.2. Оценка потенциальной разрешающей способности по ширине выходного сигнала

Обычно разрешение целей осуществляется на этапе, когда отношение энергий сигналов и шума достаточно велико и сигналы уверенно обнаруживаются.

При таких условиях можно пренебречь шумовой составляющей выходного напряжения. Если приемник осуществляет оптимальную фильтрацию, то его выходным эффектом при принятом допущении является сигнальная функция

$$S(t, \omega) = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_H} u_c(t, \omega) u_c(t - \tau; \omega + \Delta\omega) dt, \quad (7.1)$$

где  $u_c(t, \omega)$  — принимаемый сигнал, являющийся функцией времени  $t$  и частоты  $\omega$ ;  $u_c(t - \tau; \omega + \Delta\omega)$  — опорный сигнал;  $\tau, \Delta\omega$  — сдвиги по времени и частоте опорного сигнала по отношению к принимаемому, возникающие из-за незнания априори параметров принимаемого сигнала; эти сдвиги могут иметь любой знак (принятые в формуле (7.1) знаки являются условными);  $T_H$  — интервал наблюдения, в пределах которого полностью находятся принимаемый и опорный сигналы.

Интеграл в правой части (7.1) при  $\tau = 0, \Delta\omega = 0$  равен энергии сигнала. Поэтому можно представить выходное напряжение достаточного приемника в виде

$$S(t, \omega) = q_0 k_0(\tau, \Delta\omega),$$

где

$$k_0(\tau, \Delta\omega) = \frac{1}{E_c} \int_0^{T_H} u_c(t, \omega) u_c(t - \tau; \omega + \Delta\omega) dt. \quad (7.2)$$

Выражение (7.2) принято называть нормированной по энергии смешанной автокорреляционной функцией входного сигнала. Этот термин введен в теории разрешения по аналогии выражения (7.2) с обычной корреляционной функцией по времени. Таким образом, при допущении, что  $q_0 \gg 1$ , выходной сигнал при оптимальной фильтрации с точностью до постоянного множителя  $q_0$  равен нормированной автокорреляционной функции входного сигнала.

Установим связь между протяженностью (шириной) выходного сигнала по параметру разрешения и величиной потенциальной разрешающей способности. Если на входе приемника имеется два одинаковых сигнала, отличающихся друг от друга параметром  $\alpha$ , то такое же отличие будут иметь сигналы на выходе оптимального фильтра. Как оценить то наименьшее значение  $\Delta\alpha_{\text{мин}}$ , при котором сигналы на выходе будут уверенно разрешаться? Для ответа на этот вопрос надо проследить за поведением сигналов в области, где эти сигналы перекрывают друг друга ( $\Delta\alpha'$ ). Вследствие интерференции суммарный сигнал в этой области будет меняться по амплитуде случайным образом в зависимости от значения разности фаз высокочастотного заполнения. На рис. 7.2 показаны два одинаковых выходных сигнала  $A$  и  $B$  при последовательно уменьшающемся сдвиге  $\Delta\alpha$  для трех случаев пересечения огибающих сигналов. При разности фаз  $\Delta\psi$ , равной нулю, в области  $\Delta\alpha'$  происходит арифметическое сложение амплитуд сигналов, при разности фаз  $\Delta\psi = 180^\circ$  — их вычитание. Из сопоставления рисунков видно, что при сдвигах  $\Delta\alpha > \Delta\alpha_2$  огибающая суммарного сигнала в любом случае будет иметь вид двугорбой кривой, а при  $\Delta\alpha \leq \Delta\alpha_2$  может иметь место одnogорбая огибающая. Используя критерий разрешения Релея, применяемый в оптике, будем считать, что двугорбая кривая всегда допускает уверенное разрешение, тогда как одnogорбая огибающая не позволяет разрешить эти сигналы. Поэтому наименьший допустимый сдвиг сигналов по разрешаемому параметру должен быть равен ширине сигнала, отсчитанной на уровне 0,5 от максимума ( $\Delta\alpha_{\text{мин}} = \Delta\alpha_2$ , рис. 7.2, б). Так как выходной сигнал представляет собой автокорреляционную функцию входного, то, следовательно, для вычисления потенциальной разрешающей способности по параметру  $\alpha$  надо по заданному входному сигналу вычислить его автокорреляционную функцию по этому параметру и определить ее ширину на уровне 0,5. Эта ширина и будет оценкой потенциальной разрешающей способности. Очевидно, что разрешение сигналов по какому-либо параметру будет тем лучше, чем уже их автокорреляционная функция по этому параметру.

Связь автокорреляционной функции входного сигнала и потенциальной разрешающей способности можно показывать и другим путем. Естественно считать наилучшим с точки зрения разрешения такой сигнал, который макси-

мально отличается от второго такого же сигнала, сдвинутого по параметру разрешения. Математически это означает, что, например, при сдвиге по времени средний квадрат отклонения  $u_c(t)$  от  $u_c(t - \tau)$  должен быть как можно больше для всех значений  $\tau$  в интервале наблюдения, кроме

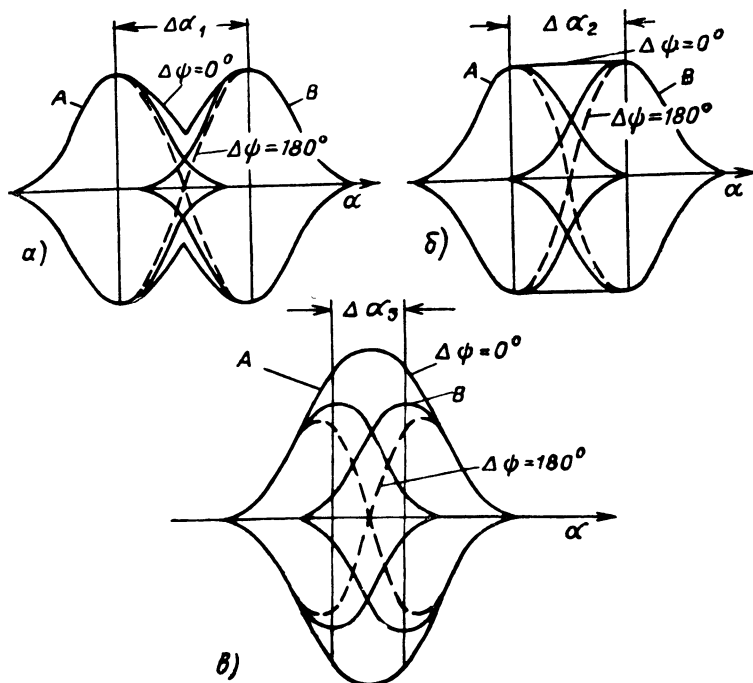


Рис. 7.2. Выходные сигналы оптимального фильтра.  
а — при наложении на уровне, меньшем 0,5 от максимума ( $\Delta\alpha_1$ ); б — при наложении на уровне, равном 0,5 ( $\Delta\alpha_2$ ); в — при наложении на уровне, большем 0,5 ( $\Delta\alpha_3$ ).

области около  $\tau = 0$ , где сигналы не могут сильно отличаться друг от друга. Опуская множитель, характеризующий усреднение по интервалу, можно записать это условие следующим образом:

$$\int [u_c(t) - u_c(t - \tau)]^2 dt = \max.$$

Раскрывая подынтегральное выражение и опуская квадратичные члены, представляющие энергию сигналов и не

зависящие от сдвига  $\tau$ , приходим к выводу, что для выполнения предыдущего условия следует требовать минимума выражения

$$\int u_c(t) u_c(t - \tau) dt,$$

являющегося аналогом автокорреляционной функции входного сигнала. Следовательно, лучшим будет такой сигнал, который при заданном сдвиге  $\tau$  будет иметь наименьшее значение автокорреляционной функции, т. е. будет иметь наиболее узкую автокорреляционную функцию.

### 7.3. Потенциальная разрешающая способность по дальности

Применим описанную методику для оценки потенциальной разрешающей способности по дальности. Из выражения (7.2), при  $\Delta\omega = 0$ , т. е. когда опорный сигнал имеет одинаковую частоту с принимаемым и отличается только сдвигом по времени прихода, получим нормированную автокорреляционную функцию по времени

$$k_0(\tau) = \frac{1}{E_c} \int_0^{T_H} u_c(t) u_c(t - \tau) dt. \quad (7.3)$$

Если  $u_c(t)$  и  $u_c(t - \tau)$  представить в комплексной форме (которая в данном случае является более удобной из-за простоты последующих математических выкладок), то функция автокорреляции примет вид

$$k_0(\tau) = \frac{1}{2E_c} \operatorname{Re} \left[ \int_0^{T_H} \dot{u}_c(t) \dot{u}_c^*(t - \tau) dt \right]. \quad (7.4)^1$$

Здесь  $\operatorname{Re}$  — символ, указывающий, что от выражения в круглых скобках надо взять лишь действительную часть;

$$\dot{u}_c(t) = \dot{F}(t) \exp(j\omega t) \quad (7.5)$$

---

<sup>1</sup> Вычисление  $k_0(\tau)$  по формулам (7.3) и (7.4) дает одинаковый результат, если в (7.3) пренебречь весьма малыми слагаемыми.

— входной сигнал, записанный в комплексной форме;

$$\dot{u}_c^*(t - \tau) = \dot{F}^*(t - \tau) \exp[-j\omega(t - \tau)] \quad (7.6)$$

— сопряженный входному опорный сигнал, сдвинутый на время  $\tau$ ;  $\dot{F}(t)$  и  $\dot{F}^*(t - \tau)$  — комплексные амплитуды входного и сопряженного опорных сигналов.

Подставляя (7.5) и (7.6) в (7.4), получаем

$$k_0(\tau) = \frac{1}{2E_c} \operatorname{Re} \left[ \exp(j\omega\tau) \int_0^{T_H} \dot{F}(t) \dot{F}^*(t - \tau) dt \right]. \quad (7.7)$$

Действительная часть интеграла дает автокорреляционную функцию огибающей входного сигнала, а экспоненциальный множитель характеризует высокочастотное заполнение. Обычно высокочастотное заполнение не используется для получения информации, и анализу подвергается огибающая сигнала, получаемая путем детектирования. При принятом нами допущении  $q_0 \gg 1$  и больших амплитудах сигнала на входе детектора выходной сигнал повторяет огибающую радиосигнала на выходе оптимального фильтра. Поэтому в дальнейшем будем анализировать автокорреляционную функцию огибающей входного сигнала

$$K_0(\tau) = \frac{1}{2E_c} \operatorname{Re} \left[ \int_0^{T_H} \dot{F}(t) \dot{F}^*(t - \tau) dt \right]. \quad (7.8)$$

Это выражение и будет служить исходным для анализа сигналов конкретного вида.

Определим потенциальную разрешающую способность по дальности при входном сигнале в виде импульса длительностью  $\tau_H$  с прямоугольной формой огибающей. В этом случае (рис. 7.3, а и б):

$$\dot{F}(t) = A \quad \text{при } 0 \leq t \leq \tau_H, \quad (7.9)$$

$$\dot{F}(t - \tau) = A \quad \text{при } +\tau \leq t < \tau_H + \tau, \quad (7.10a)$$

если  $\tau > 0$ ,

$$\dot{F}(t + \tau) = A \quad \text{при } -\tau \leq t \leq \tau_H - \tau, \quad (7.10б)$$

если  $\tau < 0$ , где  $\tau_H \geq |\tau|$ .

Подставляя значения (7.9) и (7.10а) в формулу (7.8), получаем

$$K_0(\tau) = \frac{A^2}{2E_c} \int_{\tau}^{\tau_n} dt = \frac{A^2}{2E_c} (\tau_n - \tau) = \frac{A^2 \tau_n}{2E_c} \left(1 - \frac{\tau}{\tau_n}\right).$$

Аналогично подставляя выражения (7.9) в (7.10б) в формулу (7.8), находим

$$K_0(\tau) = \frac{A^2}{2E_c} \int_0^{\tau_n - |\tau|} dt = \frac{A^2 \tau_n}{2E_c} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_n}\right).$$

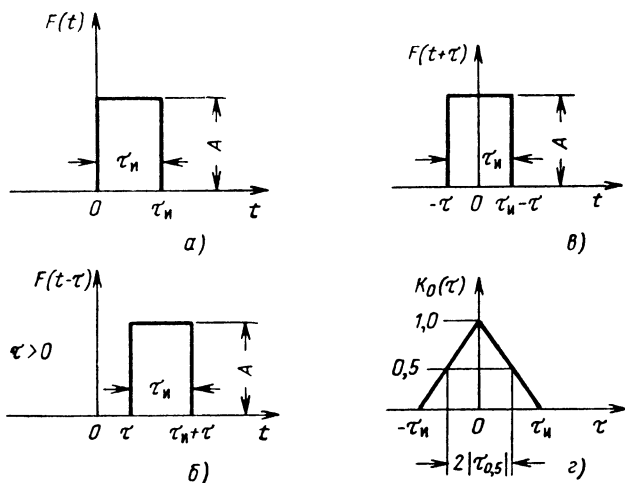


Рис. 7.3. К определению потенциальной разрешающей способности по дальности:

а — огибающая входного сигнала прямоугольной формы  $F(t)$ ; б — огибающая опорного сигнала  $F(t + \tau)$ ; в — огибающая опорного сигнала  $F(t - \tau)$ ; г — корреляционная функция огибающей  $K_0(\tau)$

Объединяя полученные результаты и учитывая, что  $\frac{A^2 \tau_n}{2} = E_c$ , получаем

$$K_0(\tau) = 1 - \frac{|\tau|}{\tau_n} \quad \text{при } |\tau| \leq \tau_n \quad (7.11)$$

и

$$K_0(\tau) = 0 \quad \text{при } |\tau| > \tau_n.$$

Графически эта зависимость изображена на рис. 7,3, г. Найдем ширину функции  $K_0(\tau)$  на уровне 0,5:

$$K_0(\tau_{0,5}) = 1 - \frac{|\tau_{0,5}|}{\tau_{\text{н}}} = 0,5,$$

отсюда

$$|\tau_{0,5}| = 0,5\tau_{\text{н}}$$

и ширина

$$2|\tau_{0,5}| = \tau_{\text{н}}. \quad (7.12)$$

Учитывая основную формулу (1.1), связывающую дальность и время запаздывания сигнала, получим выражение для потенциальной разрешающей способности по дальности для сигнала в виде импульса с прямоугольной огибающей:

$$\delta(D)_{\text{пот}} = \frac{c}{2} \cdot 2|\tau_{0,5}| = \frac{c\tau_{\text{н}}}{2}. \quad (7.13)$$

Если принять ширину прямоугольного радиоимпульса

$$\Delta f_{\text{сп}} \approx \frac{1}{\tau_{\text{н}}}, \quad (7.14)$$

то получим другой вид формулы:

$$\delta(D)_{\text{пот}} = \frac{c}{2\Delta f_{\text{сп}}}. \quad (7.15)$$

Найдем потенциальную разрешающую способность при входном сигнале в виде импульса с гауссовой (колокольной) формой огибающей  $u(t) = A_0 \exp(-\gamma^2 t^2) \exp(j\omega t)$ . В этом случае (рис. 7.4, а, б)

$$F(t) = A_0 \exp(-\gamma^2 t^2), \quad (7.16)$$

$$F^*(t - \tau) = A_0 \exp[-\gamma^2 (t - \tau)^2]. \quad (7.17)$$

Здесь  $\gamma$  — коэффициент, характеризующий скорость изменения огибающей, обратно пропорциональный длительности импульса, отсчитанной на уровне около 0,46 от максимума и совпадающий со значением эффективной ширины спектра  $\Delta f_{\text{сп}}$  огибающей, если принята нормировка

$$\gamma = \sqrt{\pi}/\tau_{\text{н}}. \quad (7.18)$$

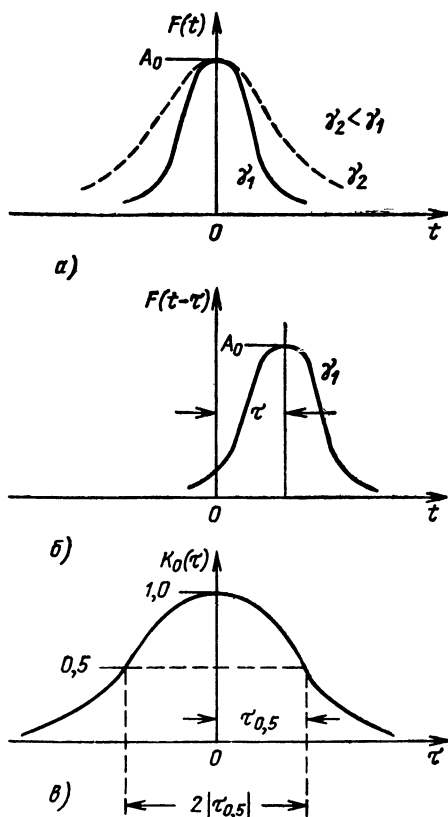


Рис. 7.4. К определению потенциальной разрешающей способности по дальности:

$a$  — огибающая входного сигнала гауссовой формы  $F(t)$ ;  $b$  — огибающая опорного сигнала  $F(t - \tau)$ ;  $c$  — корреляционная функция огибающей  $K_0(\tau)$ .

Эффективная ширина спектра сигнала определяется из соотношения

$$\Delta f_{\text{eff}} = 2\pi \sqrt{M_2(f)},$$

где

$$M_2(f) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\dot{G}(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 df}.$$

$\dot{G}(f)$  — спектральная плотность комплексной амплитуды  $\dot{F}(t)$



Подставляя формулы (7.16) и (7.17) в (7.8), получаем

$$K_0(\tau) = \frac{A_0^2}{2E_c} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-\gamma^2 t^2) \exp[-\gamma^2 (t-\tau)^2] dt.$$

Преобразовывая подынтегральное выражение, находим

$$K_0(\tau) = \frac{A_0^2}{2E_c} \exp\left(-\frac{\gamma^2 \tau^2}{2}\right) \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\left[V\sqrt{2}\gamma\left(t-\frac{\tau}{2}\right)\right]^2\right\} dt.$$

Интеграл в правой части при замене  $t - \frac{\tau}{2} = x$  и  $V\sqrt{2}\gamma = q$  приводится к табличному [6]

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-q^2 x^2) dx = \frac{\sqrt{\pi}}{q}.$$

Учитывая это, получаем

$$K_0(\tau) = \frac{A^2 \sqrt{\pi}}{2 \sqrt{2} E_c \gamma} \exp\left(-\frac{\gamma^2 \tau^2}{2}\right). \quad (7.19)$$

Можно показать, что  $\frac{A_0^2 \sqrt{\pi}}{2 \sqrt{2} E_c \gamma} = 1$ . Для этого вычислим энергию радиоимпульса колокольной формы. Записывая сигнал в виде

$$u_c(t) = A_0 \exp(-\gamma^2 t^2) \cos \omega t,$$

будем иметь

$$\begin{aligned} E_c &= \int_{-\infty}^{\infty} u_c(t)^2 dt = A_0^2 \int_{-\infty}^{\infty} [\exp(-\gamma^2 t^2) \cos \omega t]^2 dt = \\ &= A_0^2 \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-(V\sqrt{2}\gamma t)^2] \left(\frac{1}{2} + \frac{\cos 2\omega t}{2}\right) dt. \end{aligned}$$

Первый из получающихся интегралов равен  $\frac{\sqrt{\pi}}{2 \sqrt{2} \gamma}$ , а второй близок к нулю. Пренебрегая вторым слагаемым, имеем

$$E_c = \frac{A_0^2 \sqrt{\pi}}{2 \sqrt{2} \gamma}. \quad (7.20)$$

Таким образом,

$$K_0(\tau) = \exp\left(-\frac{\gamma^2 \tau^2}{2}\right). \quad (7.21)$$

Вид функции (7.21) показан на рис. 7.4, в. Ширина  $K_0(\tau)$  на уровне 0,5 равна

$$2|\tau_{0,5}| = \frac{2\sqrt{2\ln 2}}{\gamma}. \quad (7.22)$$

Если учитывать формулу (7.18), то

$$2|\tau_{0,5}| = \frac{2\sqrt{2\ln 2}}{\Delta f_{\text{сн}}} \approx \frac{2,3}{\Delta f_{\text{сн}}} = 1,3\tau_{\text{н}}. \quad (7.23)$$

Потенциальная разрешающая способность по дальности для входного сигнала в виде импульса с гауссовой огибающей определяется выражением

$$\delta(D)_{\text{пот}} = \frac{c}{2} \cdot 2|\tau_{0,5}| = 1,15 \frac{c}{\Delta f_{\text{сн}}} = 0,66c\tau_{\text{н}}. \quad (7.24)$$

Анализируя выражения (7.13), (7.15), (7.24), заключаем, что повышение разрешающей способности по дальности для рассмотренных видов сигналов может быть достигнуто путем уменьшения длительности импульсов. Однако такой путь приводит к уменьшению энергии сигналов, а следовательно, и к уменьшению дальности действия РЛС. Возникает вопрос, нельзя ли примирить эти противоречия. Решение может быть получено путем применения модулированных сигналов. Сигнал, модулированный по какому-либо параметру (частоте, фазе, амплитуде), имеет при той же длительности всегда более широкий спектр, чем немодулированный. Но сигнал с более широким спектром имеет более узкую автокорреляционную функцию. Это вытекает из соотношения Хинчина — Винера [9]. Значит, и разрешающая способность, оцениваемая шириной автокорреляционной функции входного сигнала, будет лучше у модулированного сигнала, чем у немодулированного той же длительности. Покажем это, вычислив разрешающую способность для сигнала в виде радиоимпульса с огибающей гауссовой формы и внутримпульсной линейной частотной модуляцией.

Пусть закон изменения частоты имеет вид

$$\omega(t) = \omega + \frac{\Delta\omega_{\text{м}}}{\tau_{\text{н}}} t. \quad (7.25)$$

Фаза колебаний в момент  $t$  равна

$$\psi(t) = \int_0^t \omega(\xi) d\xi = \omega t + \frac{\Delta\omega_{\text{м}}}{2\tau_{\text{н}}} t^2 = \omega t + bt^2, \quad (7.26)$$

где

$$b = \frac{\Delta\omega_M}{2\tau_H} \quad (7.27)$$

— коэффициент, характеризующий скорость изменения частоты.

Частотно-модулированный сигнал с учетом формул (7.26) и (7.27) может быть записан в виде

$$\begin{aligned} \dot{u}_c(t) &= A_0 \exp(-\gamma^2 t^2) \exp[j(\omega t + b t^2)] = \\ &= A_0 \exp[-(\gamma^2 - jb)t^2] \exp(j\omega t) = \dot{F}(t) \exp(j\omega t), \end{aligned} \quad (7.28)$$

где

$$\dot{F}(t) = A_0 \exp[-(\gamma^2 - jb)t^2] \quad (7.29)$$

— комплексная амплитуда входного сигнала с линейной частотной модуляцией.

Сопряженный, сдвинутый на  $\tau$ , опорный сигнал имеет вид

$$\dot{u}_c^*(t - \tau) = \dot{F}^*(t - \tau) \exp[-j\omega(t - \tau)], \quad (7.30)$$

где

$$\dot{F}^*(t - \tau) = A_0 \exp[-(\gamma^2 + jb)(t - \tau)^2] \quad (7.31)$$

— комплексная амплитуда сопряженного опорного сигнала. Подставив значения функций (7.29) и (7.31) в формулу (7.8) и проделав некоторые преобразования, получим

$$\begin{aligned} K_0(\tau) &= \frac{A_0^2}{2E_c} \exp\left(-\frac{\gamma^2 \tau^2}{2}\right) \times \\ &\times \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ - \left[ V\sqrt{2}\gamma \left( t - \frac{\tau}{2} \right) \right]^2 \right\} \times \right. \\ &\quad \left. \times \exp \left[ j 2b\tau \left( t - \frac{\tau}{2} \right) \right] dt \right]. \end{aligned}$$

Оставляя лишь действительную часть, определяем

$$\begin{aligned} K_0(\tau) &= \frac{A_0^2}{2E_c} \exp\left(-\frac{\gamma^2 \tau^2}{2}\right) \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ - \left[ V\sqrt{2}\gamma \left( t - \frac{\tau}{2} \right) \right]^2 \right\} \cos 2b\tau \left( t - \frac{\tau}{2} \right) dt. \end{aligned}$$

Заменами  $t - \frac{\tau}{2} = x$ ;  $\sqrt{2}\gamma = q$ ,  $2b\tau = p$  интеграл приводится к табличному [6]

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-q^2 x^2) \cos px \, dx = \frac{\sqrt{\pi}}{q} \exp\left(-\frac{p^2}{4q^2}\right).$$

Используя это соотношение, находим

$$K_0(\tau) = \frac{A_0^2}{2E_c} \exp\left(-\frac{\gamma^2 \tau^2}{2}\right) \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{b^2 \tau^2}{2\gamma^2}\right).$$

Учитывая соотношение (7.20), получим выражение для нормированной автокорреляционной функции огибающей сигнала с линейной частотной модуляцией:

$$K_0(\tau) = \exp\left(-\frac{\gamma^2 \tau^2}{2}\right) \exp\left(-\frac{b^2 \tau^2}{2\gamma^2}\right). \quad (7.32)$$

Ширина автокорреляционной функции  $K_0(\tau)$  на уровне 0,5 составляет

$$2|\tau_{0,5}| = \frac{2\gamma \sqrt{2 \ln 2}}{\sqrt{\gamma^4 + b^2}}. \quad (7.33)$$

Потенциальная разрешающая способность по дальности определяется выражением

$$\delta(D)_{\text{пот}} = \frac{c}{2} 2|\tau_{0,5}| = \frac{c\gamma \sqrt{2 \ln 2}}{\sqrt{\gamma^4 + b^2}}. \quad (7.34)$$

Сравнение формул (7.22) и (7.33) указывает на «сжатие» по времени выходного сигнала при частотно-модулированном входном сигнале по сравнению с обычным немодулированным. Коэффициент сжатия найдем, поделив выражения (7.22) и (7.33):

$$k_{\text{сж}} = \frac{\sqrt{\gamma^4 + b^2}}{\gamma^2} = \sqrt{1 + \frac{b^2}{\gamma^4}}. \quad (7.35)$$

Подставляя в последнее выражение значения  $b$  и  $\gamma$  из формул (7.27) и (7.18), определяем

$$k_{\text{сж}} = \sqrt{1 + (\Delta f_m \tau_m)^2}, \quad (7.36)$$

где

$$\Delta f_m = \frac{f \Delta \omega_m}{2\pi}.$$

Учитывая, что всегда стараются сделать так, чтобы  $\Delta f_m \tau_{\text{и}} \gg 1$ , получим

$$k_{\text{сж}} \approx \Delta f_m \tau_{\text{и}}. \quad (7.37)$$

Если в выражение (7.34) подставить (7.35), то разрешающую способность при сигнале с линейной частотной модуляцией можно оценить по формуле

$$\delta(D)_{\text{пот}} = \frac{c \sqrt{2 \ln 2}}{\gamma k_{\text{сж}}} \approx 0,66 \frac{\tau_{\text{и}}}{k_{\text{сж}}} = \frac{0,66c}{\Delta f_m}. \quad (7.38)$$

Следовательно, при заданной длительности входного сигнала (выбранной, например, по соображениям получения нужной энергии) можно достичь в принципе сколь угодно большого разрешения по дальности, если неограниченно расширять спектр входного сигнала путем увеличения девиации частоты. При этом, конечно, необходимо обеспечивать условия оптимальной фильтрации.

Так как всякая дополнительная модуляция сигнала приводит к расширению его спектра, а следовательно, и к сужению его автокорреляционной функции, то применение частотной модуляции не является единственным методом повышения разрешающей способности по дальности. Для этой цели могут быть применены любые другие виды модуляции сигнала: амплитудная, фазовая и т. д.

Приемное устройство, используемое для разрешения по времени (дальности), при известной частоте приходящих сигналов может быть выполнено одноканальным. Оно должно содержать один оптимальный фильтр, настроенный на частоту приходящего сигнала. Выходное устройство должно анализировать изменение амплитуды напряжения на выходе фильтра в течение всего интервала наблюдения. При наличии двух разрешаемых целей выходное устройство зафиксирует в этом интервале два максимума выходного напряжения. Таким выходным устройством может служить электроннолучевая трубка с временной разверткой.

#### 7.4. Потенциальная разрешающая способность по скорости

Рассмотрим теперь разрешающую способность по скорости. Для этого вычислим нормированную автокорреляционную функцию по частоте и определим ее ширину на уровне 0,5,

Термин «автокорреляционная функция по частоте» введен по аналогии с обычной автокорреляционной функцией по времени, причем сдвигу по времени соответствует сдвиг по частоте. Из выражения (7.2), считая, что сигналы приходят одновременно ( $\tau = 0$ ), и применяя комплексную запись, находим

$$K_0(\Delta\omega) = \frac{1}{2E_c} \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}_c(t; \omega) \dot{u}_c^*(t; \omega + \Delta\omega) dt \right]. \quad (7.39)$$

Считаем, что входной сигнал имеет вид радиоимпульса с гауссовой огибающей (7.16)

$$\dot{u}_c(t; \omega) = \dot{F}(t) \exp(j\omega t), \quad (7.40)$$

$$\dot{u}_c^*(t; \omega + \Delta\omega) = \dot{F}^*(t) \exp[-j(\omega + \Delta\omega)t]. \quad (7.41)$$

Подставляя выражение (7.40) и (7.41) в формулу (7.39), получаем

$$\begin{aligned} K_0(\Delta\omega) &= \frac{A_0^2}{2E_c} \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-2\gamma^2 t^2) \right] \exp(-j\Delta\omega t) dt = \\ &= \frac{A_0^2}{2E_c} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-(V\sqrt{2}\gamma t)^2] \cos \Delta\omega t dt. \end{aligned}$$

Заменив  $V\sqrt{2}\gamma$  на  $q$ , придем к уже встречавшемуся табличному интегралу:

$$\begin{aligned} K_0(\Delta\omega) &= \frac{A_0^2}{2E_c} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-q^2 t^2) \cos \Delta\omega t dt = \\ &= \frac{A_0^2}{2E_c} \frac{V\sqrt{\pi}}{q} \exp\left(-\frac{\Delta\omega^2}{4q^2}\right). \end{aligned}$$

Подставляя значение  $q$  и учитывая (7.20), находим

$$K_0(\Delta\omega) = \exp\left(-\frac{\Delta\omega^2}{8\gamma^2}\right). \quad (7.42)$$

Полученную нормированную автокорреляционную функцию по частоте можно рассматривать как зависимость амплитуды выходного напряжения оптимального фильтра от величины сдвига  $\Delta\omega$  частоты входного сигнала относительно резонансной частоты фильтра. При этом амплитуда определяется для момента времени, соответствующего окончанию входно-

го сигнала. Зависимость (7.42) совпадает с выражением для спектра огибающей входного сигнала.

Ширина  $K_0(\Delta\omega)$  на уровне 0,5 от максимума равна

$$2|\Delta\omega_{0,5}| = 4\sqrt{2\ln 2}\gamma = \frac{8,3}{\tau_{\text{н}}}. \quad (7.43)$$

Учитывая формулу (1.3), связывающую радиальную скорость цели и доплеровское смещение частоты отраженного от нее сигнала, получаем выражение для разрешающей способности по радиальной скорости

$$\delta(V_{\text{р}})_{\text{пот}} = \frac{c}{2\omega} \cdot 2|\Delta\omega_{0,5}| = 4,15 \frac{c}{\omega\tau_{\text{н}}}. \quad (7.44)$$

Если проделать аналогичные вычисления для входного сигнала в виде импульса с прямоугольной огибающей, то

$$2|\Delta\omega_{0,5}| = \frac{7,6}{\tau_{\text{н}}}$$

и

$$\delta(V_{\text{р}})_{\text{пот}} = 3,8 \frac{c}{\omega\tau_{\text{н}}}. \quad (7.45)$$

Выражения (7.44) и (7.45) показывают, что при немодулированных сигналах потенциальная разрешающая способность по скорости обратно пропорциональна длительности сигнала и может быть улучшена при ее увеличении. Наилучшим видом сигнала в этом случае являются непрерывные колебания. Проводя вычисления  $\delta(V_{\text{р}})_{\text{пот}}$  для частотно-модулированных сигналов с теми же огибающими, получим результаты, совпадающие с выражениями (7.44) и (7.45). Введение модуляции не меняет потенциальную разрешающую способность по скорости, и она зависит только от длительности сигнала. Это явление будет объяснено в следующем параграфе.

Приемное устройство, используемое для разрешения по скорости, должно быть многоканальным, состоящим из ряда параллельно включенных оптимальных фильтров, настроенных на разные частоты, перекрывающие диапазон частот принимаемых сигналов с учетом возможных доплеровских сдвигов. Выходное устройство должно анализировать распределение амплитуд на выходе всех фильтров в один и тот же момент времени  $\tau = 0$ . При наличии двух разрешаемых по частоте целей выходное устройство зафиксирует в этот момент два максимума выходного напряжения в двух разных фильтрах.

### 7.5. Совместное разрешение по дальности и скорости. Принцип неопределенности в радиолокации

До сих пор мы рассматривали потенциальную разрешающую способность только по одному какому-либо параметру: либо по времени (дальности), либо по частоте (скорости). Если рассматривалось разрешение по времени, то принималось, что сдвиг по частоте принимаемых сигналов по отношению к опорному равен нулю, а так как частота опорного сигнала известна, то, следовательно, рассматривалось разрешение по времени при известной частоте сигнала. При разрешении по частоте принимался равным нулю сдвиг по времени, т. е. рассматривалось разрешение при известном времени прихода сигналов. В реальных случаях чаще всего не известны ни частота, ни время прихода принимаемых сигналов. С таким положением мы встречаемся в радиолокации в случаях обнаружения движущихся целей с неизвестной дальностью до них.

В простейшем случае, когда требуется только разрешить две цели, достаточно иметь хорошую разрешающую способность по какому-либо одному параметру. Так, например, когда не ставится задача выделения движущихся целей среди неподвижных, обеспечивают хорошую разрешающую способность по дальности путем применения коротких или частотно-модулированных импульсов. Спектр таких сигналов значительно шире возможного доплеровского сдвига частоты из-за движения целей, и этим сдвигом можно пренебречь. Таким образом, в этом случае РЛС будет осуществлять разрешение по дальности при практически известной частоте приходящего сигнала, и здесь применимы все результаты и выводы, полученные в § 7.3.

Однако если наряду с хорошей разрешающей способностью по дальности требуется еще и хорошее выделение движущихся целей среди неподвижных, например, в целях борьбы с пассивными помехами или с мешающими отражениями от земной поверхности, то к РЛС предъявляются требования хорошего совместного разрешения и по дальности, и по скорости.

Под *совместным* разрешением будем понимать такое, которое осуществляется одновременно по обоим этим параметрам. Если по какому-либо из них разрешение отсутствует, а цели разрешаются по-другому, то будем считать,



что в этом случае совместное разрешение не имеет места. Выходной сигнал при таких условиях может быть получен из выражения (7.2) при  $\tau \neq 0$ ,  $\Delta\omega \neq 0$ . Применяя комплексную запись, имеем

$$k_0(\tau, \Delta\omega) = \\ = \frac{1}{2E_c} \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}_c(t; \omega) \dot{u}_c^*(t - \tau; \omega + \Delta\omega) dt \right]. \quad (7.46)$$

Вычислим функцию (7.46) для импульса гауссовой формы с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией. Входной сигнал имеет вид (7.28) и (7.29), а сопряженный опорный

$$\dot{u}^*(t - \tau; \omega + \Delta\omega) = \\ = \dot{F}^*(t - \tau) \exp[-j(\omega + \Delta\omega)(t - \tau)], \quad (7.47)$$

где  $\dot{F}^*(t - \tau)$  определяется выражением (7.31). Подставив (7.28) и (7.47) в формулу (7.46), получим после преобразований

$$k_0(\tau, \Delta\omega) = \frac{A_0^2}{2E_c} \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-2\gamma^2 t^2 + 2\gamma^2 \tau t - \right. \\ \left. - \gamma^2 \tau^2 + j2b\tau t - jb\tau^2 + j(\omega + \Delta\omega)\tau - j\Delta\omega t] dt \right].$$

Вынесем за знак интеграла члены, не зависящие от  $t$ , кроме  $\exp(-\gamma^2 \tau^2)$ :

$$k_0(\tau, \Delta\omega) = \frac{A_0^2}{2E_c} \operatorname{Re} \left[ \exp(-jb\tau^2) \exp[j(\omega + \right. \\ \left. + \Delta\omega)\tau] \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[ -2\gamma^2 \left( t^2 - t\tau + \frac{\tau^2}{2} \right) \right] \times \right. \\ \left. \times \exp[j(2b\tau - \Delta\omega)t] dt \right].$$

Дополняя показатель первого экспоненциального множителя под интегралом до полного квадрата, получим

$$k_0(\tau, \Delta\omega) = \frac{A_0^2}{2E_c} \operatorname{Re} \left[ \exp \{ j[(\omega + \Delta\omega) - b\tau]\tau \} \exp \left( -\frac{\gamma^2 \tau^2}{2} \right) \times \right.$$

$$\begin{aligned}
& \times \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ - \left[ V \sqrt{2} \gamma \left( t - \frac{\tau}{2} \right) \right]^2 \right\} \exp [j (2b\tau - \Delta\omega) t] dt = \\
& = \frac{A_0^2}{2E_c} \exp \left( - \frac{\gamma^2 \tau^2}{2} \right) \cos [(\omega + \Delta\omega) - \\
& - b\tau] \tau \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ - \left[ V \sqrt{2} \gamma \left( t - \frac{\tau}{2} \right) \right]^2 \cos (2b\tau - \right. \\
& \left. - \Delta\omega) t dt \right\} - \frac{A_0^2}{2E_c} \exp \left( - \frac{\gamma^2 \tau^2}{2} \right) \times \\
& \times \sin [(\omega + \Delta\omega) - b\tau] \tau \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ - \left[ V \sqrt{2} \gamma \left( t - \right. \right. \right. \\
& \left. \left. \left. - \frac{\tau}{2} \right) \right]^2 \sin (2b\tau - \Delta\omega) t dt \right\} .
\end{aligned}$$

Путем замены переменной  $t - \frac{\tau}{2} = x$  и использования новых обозначений  $V \sqrt{2} \gamma = q$ ,  $2b\tau - \Delta\omega = p$ ,  $\tau/2 = \lambda$  интегралы приводятся к табличным [14]:

$$\begin{aligned}
& \int_{-\infty}^{\infty} \exp (-q^2 x^2) \cos p(x + \lambda) dx = \\
& = \frac{\sqrt{\pi}}{q} \exp \left( - \frac{p^2}{4q^2} \right) \cos p\lambda \\
& \int_{-\infty}^{\infty} \exp (-q^2 x^2) \sin p(x + \lambda) dx = \\
& = \frac{\sqrt{\pi}}{q} \exp \left( - \frac{p^2}{4q^2} \right) \sin p\lambda .
\end{aligned}$$

Производя обратную замену и принимая во внимание, что  $\cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta = \cos (\alpha + \beta)$ , получим

$$\begin{aligned}
k_0(\tau, \Delta\omega) &= \frac{A_0^2}{2E_c} \frac{\sqrt{\pi}}{V \sqrt{2} \gamma} \exp \left( - \frac{\gamma^2 \tau^2}{2} \right) \times \\
&\times \exp \left[ - \frac{(2b\tau - \Delta\omega)^2}{8\gamma^2} \right] \cos \left( \omega + \frac{\Delta\omega}{2} \right) \tau .
\end{aligned}$$

Оставляя в последнем выражении только огибающую и учитывая (7.20), запишем окончательное выражение для

модуля смешанной нормированной автокорреляционной функции:

$$K_0(\tau, \Delta\omega) = \exp\left(-\frac{\gamma^2\tau^2}{2}\right) \exp\left[-\frac{(2b\tau - \Delta\omega)^2}{8\gamma^2}\right]. \quad (7.48)$$

С геометрической точки зрения оно представляет собой куполообразную поверхность, простирающуюся над пло-

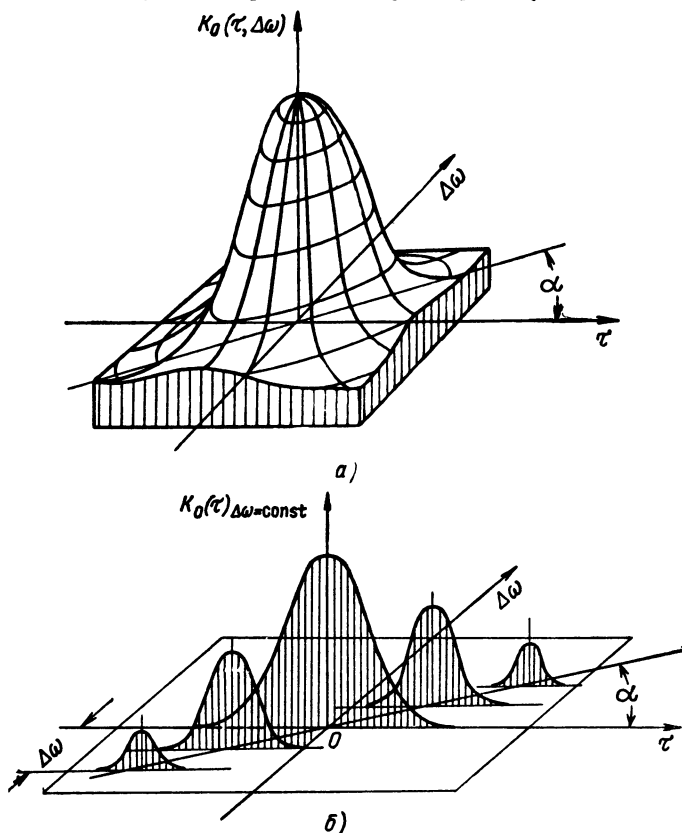


Рис. 7.5. Геометрическое представление смешанной автокорреляционной функции одиночного сигнала  $K_0(\tau, \Delta\omega)$  (а); сечение функции  $K_0(\tau, \Delta\omega)$  плоскостями  $\Delta\omega = \text{const}$  (б).

скостью  $(\tau, \Delta\omega)$ . Объем, заключенный под этой поверхностью, называется «телом неопределенности» (рис. 7.5, а).

Сечения этой поверхности плоскостями  $\Delta\omega = \text{const}$  представляют огибающие выходных сигналов оптимального

фильтра как функции времени при различных сдвигах частоты сигналов относительно резонансной частоты фильтра (рис. 7.5, б). Сечения этой поверхности плоскостями  $\tau = \text{const}$  представляют зависимости амплитуд выходного сигнала от сдвига его частоты относительно резонансной частоты фильтра для фиксированных значений времени. Для рассматриваемого сигнала с гауссовой огибающей сечения плоскостями  $\Delta\omega = \text{const}$  и  $\tau = \text{const}$  совпадают по своему виду.

Выражение (7.48) включает все ранее полученные подобные выражения (7.21), (7.32) и (7.42). Действительно, полагая в нем  $b = 0$  и  $\Delta\omega = 0$ , найдем модуль нормированной автокорреляционной функции по времени (7.21) для немодулированного импульса; полагая  $\Delta\omega = 0$ , получаем формулу (7.32) для импульса с линейной частотной модуляцией; при  $\tau = 0$  получим модуль нормированной автокорреляционной функции по частоте (7.42).

Вид функции  $K_0(\tau, \Delta\omega)$  позволяет сделать общий вывод, что совместное разрешение по времени и частоте будет тем лучше, чем острее пик в центре плоскости  $(\tau, \Delta\omega)$ , чем меньше объем, заключенный под поверхностью  $K_0(\tau, \Delta\omega)$ , рассредоточивается над плоскостью  $(\tau, \Delta\omega)$ . Идеальной была бы форма  $K_0(\tau, \Delta\omega)$  в виде очень узкого пика, стоящего в начале координат. Приближение к такой форме выходного сигнала может быть получено при шумоподобном входном сигнале с большим произведением длительности на ширину спектра. Вопросы формирования таких сигналов рассматриваются в § 15.6.

Анализ качества совместного разрешения по времени и частоте нагляднее всего вести по сечению поверхности  $K_0(\tau, \Delta\omega)$  плоскостью, параллельной плоскости  $(\tau, \Delta\omega)$  и проведенной на уровне 0,5 от максимума.

Это сечение описывается уравнением

$$\exp\left(-\frac{\gamma^2\tau^2}{2}\right) \exp\left[-\frac{(2b\tau - \Delta\omega)^2}{8\gamma^2}\right] = 0,5.$$

Логарифмируя, а затем преобразуя, получаем

$$(\gamma^4 + b^2)\tau^2 - b\tau\Delta\omega + \frac{\Delta\omega^2}{4} - 2\gamma^2 \ln 2 = 0. \quad (7.49)$$

Уравнение (7.49) описывает кривую второго порядка — эллипс [6], оси которого повернуты относительно осей

$\tau$  и  $\Delta\omega$  на угол  $\alpha$ , причем

$$\operatorname{tg} 2\alpha = \frac{b}{0,25 - (\gamma^4 + b^2)^{1/4}}. \quad (7.50)$$

На рис. 7.6 изображены эллипсы (7.49) при  $b = 0$  ( $\alpha = 0$ ) и  $b \neq 0$ . Диаметр эллипса вдоль оси  $\tau$  определяет величину потенциальной разрешающей способности по дальности при известной частоте приходящего сигнала (при  $\Delta\omega = 0$ ).

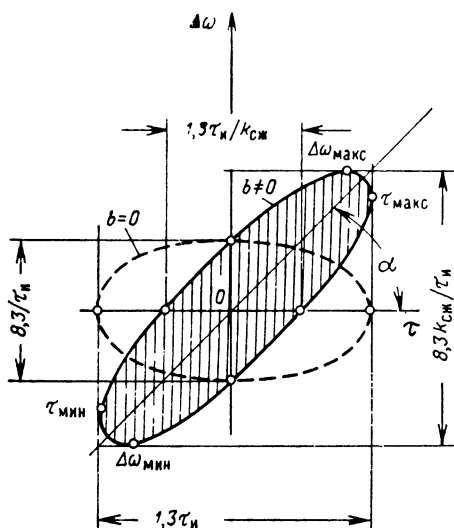
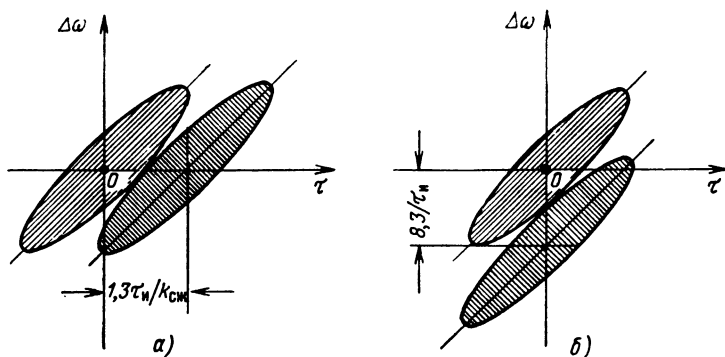


Рис. 7.6. Сечение смешанной автокорреляционной функции одиночного сигнала горизонтальной плоскостью на уровне 0,5.

Положив в выражении (7.49)  $\Delta\omega = 0$ , получим величину этого диаметра  $2 \mid \tau_{0,5} \mid$  (7.33).

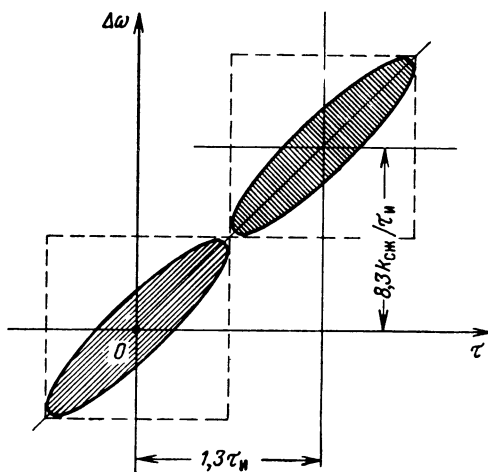
Диаметр эллипса по оси  $\Delta\omega$  определяет величину потенциальной разрешающей способности по скорости при известном времени прихода сигнала ( $\tau = 0$ ). Полагая в формуле (7.49)  $\tau = 0$ , определяем величину этого диаметра  $2 \mid \Delta\omega_{0,5} \mid$  (7.43).

На рис. 7.7, а и б показано взаимное расположение сечений тел неопределенности двух одинаковых выходных сигналов, соответствующее разрешению только по времени (рис. 7.7, а) и только по частоте (рис. 7.7, б). При необхо-



**Рис. 7.7.** Взаимное расположение эллипсов неопределенности выходных сигналов при разрешении:

*a* — по времени при известной частоте; *b* — по частоте при известном времени прихода.



**Рис. 7.8.** Взаимное расположение эллипсов неопределенности выходных сигналов при разрешении при неизвестных времени прихода и частоте в наиболее неблагоприятном случае.

димости совместного разрешения и по времени и по частоте при неизвестных сдвигах  $\tau$  и  $\Delta\omega$  следует ориентироваться на наиболее неблагоприятные условия разрешения, показанные на рис. 7.8. В этом случае разрешение по какой-либо координате определяется длиной отрезка между проекциями экстремальных точек эллипса на соответствующую ось или «размахом» эллипса по этой координате. Эта проекция может быть найдена решением уравнения (7.48) на максимум-минимум значений  $\tau$  и  $\Delta\omega$ .

Максимальное и минимальное значения  $\Delta\omega$  (см. рис. 7.6) оказываются равными

$$\Delta\omega_{\text{макс}} = 2 \sqrt{2 \ln 2} \frac{\sqrt{\gamma^4 + b^2}}{\gamma} = 2 \sqrt{2 \ln 2} \gamma k_{\text{сж}},$$

$$\Delta\omega_{\text{мин}} = -2 \sqrt{2 \ln 2} \frac{\sqrt{\gamma^4 + b^2}}{\gamma} = -2 \sqrt{2 \ln 2} \gamma k_{\text{сж}}.$$

Полный «размах» эллипса по оси частот

$$\Delta\omega_{\text{макс}} + |\Delta\omega_{\text{мин}}| = 4 \sqrt{2 \ln 2} \gamma k_{\text{сж}} = \frac{8,3}{\tau_{\text{и}}} k_{\text{сж}}. \quad (7.51)$$

Потенциальная разрешающая способность по скорости при неизвестном времени прихода сигналов

$$\delta(V_{\text{р}})_{\text{пот}} = \frac{c}{2\omega} (\Delta\omega_{\text{макс}} + |\Delta\omega_{\text{мин}}|) = 4,15 c k_{\text{сж}} / \tau_{\text{и}} \omega. \quad (7.52)$$

«Размах» эллипса по оси времени оказывается равным диаметру эллипса для немодулированного сигнала, т. е.

$$\tau_{\text{макс}} + |\tau_{\text{мин}}| = \frac{2 \sqrt{2 \ln 2}}{\gamma} = 1,3 \tau_{\text{и}}.$$

Потенциальная разрешающая способность по дальности при неизвестной частоте

$$\delta(D)_{\text{пот}} = \frac{c}{2} (\tau_{\text{макс}} + |\tau_{\text{мин}}|) \approx 0,66 c \tau_{\text{и}}. \quad (7.53)$$

Полученные результаты показывают, что при совместном разрешении по дальности и скорости применение частотно-модулированных сигналов не улучшает разрешения по дальности, как это имело место при разрешении только по одному параметру, и ухудшает в  $k_{\text{сж}}$  раз разрешение по скорости. При увеличении девиации частоты «размах» эллипса по оси  $\Delta\omega$  увеличивается, сам эллипс все более вытягивается по этой оси и поворачивается относительно

осей координат. При  $b \rightarrow \infty$  угол  $\alpha \rightarrow \pi/2$ , эллипс вырождается в вертикальную линию. При этом разрешение по скорости теряется.

Приемное устройство, используемое для совместного разрешения, должно быть многоканальным. Оно должно состоять из ряда параллельно включенных оптимальных фильтров, настроенных на различные частоты, перекрывающие предполагаемый диапазон частот принимаемых сигналов, с учетом доплеровских сдвигов.

Выходное устройство должно анализировать распределение амплитуд на выходах фильтров в течение всего интервала наблюдения. Признаком совместного разрешения двух сигналов по времени и частоте является наличие двух максимумов выходного напряжения, зафиксированных в разных фильтрах и в разные моменты времени.

Объем, заключенный под поверхностью  $K_0^2(\tau, \Delta\omega)$ , является постоянной величиной для любого вида сигнала. Математической формулировкой этого положения, называемого принципом неопределенности, является равенство

$$\int_{\tau} \int_{\Delta\omega} K_0^2(\tau, \Delta\omega) d\tau d(\Delta\omega) = 2\pi \quad (7.54)$$

или, учитывая, что  $\Delta\omega = 2\pi \Delta f$ ,

$$\int_{\tau} \int_{\Delta f} K_0^2(\tau, \Delta f) d\tau d(\Delta f) = 1. \quad (7.55)$$

Равенство (7.54) имеет строгое доказательство [16, стр. 209], однако мы ограничимся тем, что покажем справедливость (7.54) и (7.55) для сигнала в виде импульса гауссовой формы с линейной частотной модуляцией. Подставляя (7.48) в (7.54), получаем

$$\int_{\tau} \int_{\Delta\omega} \exp(-\gamma^2 \tau^2) \exp\left[-\frac{(2b\tau - \Delta\omega)^2}{4\gamma^2}\right] d\tau d(\Delta\omega).$$

Интегрируем вначале по  $\Delta\omega$ . Заменяя во втором множителе  $2b\tau - \Delta\omega = x$  и  $1/2\gamma = q$ , получим табличный интеграл

$$\int_{\Delta\omega=-\infty}^{\Delta\omega=\infty} e^{-q^2 x^2} dx = \frac{\sqrt{\pi}}{q}.$$



Затем, интегрируя по  $\tau$  выражение

$$\begin{aligned} & \int_{\tau=-\infty}^{\tau=\infty} 2\sqrt{\pi} \gamma \exp(-\gamma^2 \tau^2) d\tau = \\ & = 2\sqrt{\pi} \gamma \int_{\tau=-\infty}^{\tau=\infty} \exp(-\gamma^2 \tau^2) d\tau \end{aligned}$$

и поступая аналогично предыдущему, получаем результат равный  $2\pi$ . Принцип неопределенности устанавливает, что нельзя изменить объем тела неопределенности, описываемого (7.54), (7.55), путем подбора вида сигнала. Можно лишь перераспределить этот объем так, чтобы добиться хорошего разрешения в какой-то части плоскости  $(\tau, \Delta\omega)$ . Ниже рассматривается один из возможных видов сигнала, являющийся благоприятным с точки зрения совместного разрешения по дальности и скорости благодаря такому перераспределению.

### 7.6. Потенциальная разрешающая способность при сигнале в виде пачки когерентных импульсов

Когерентной пачкой называют такую, в которой начальные фазы высокочастотных колебаний у всех  $N$  импульсов одинаковы и соблюдается условие

$$\omega T_n = n2\pi, \quad (7.56)$$

где  $T_n$  — постоянный период следования элементарных сигналов;

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

Как и в предыдущих случаях, полагаем, что осуществляется оптимальная фильтрация сигналов. В данном случае фильтр должен быть согласован не с отдельным импульсом, а со всей пачкой из  $N$  импульсов.

Сигнал в виде пачки может быть записан следующим образом:

$$\dot{u}_c(t; \omega) = \sum_{k=1}^{k=N} \dot{F}_k [t - (k-1) T_n] \exp(j\omega t), \quad (7.57)$$

а сопряженный опорный сигнал, сдвинутый во времени

$$\begin{aligned} \dot{u}_c^*(t - \tau'; \omega + \Delta\omega) = \\ = \sum_{k=1}^{k=N} F_k^*[t - (k-1)T_n - \tau'] \times \\ \times \exp[-j(\omega + \Delta\omega)(t - \tau')]. \end{aligned} \quad (7.58)$$

Здесь  $k$  — номер импульса ( $k = 1, 2, 3, \dots, N$ );

$\tau'$  — общий сдвиг опорного сигнала по времени, равный  $\tau' = pT_n + \tau$  ( $\tau$  — сдвиг в пределах длительности импульса);

$p$  — число периодов, на которое осуществлен сдвиг

$$p = 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3; \dots; \pm N - 1;$$

$F_k$  — комплексная амплитуда  $k$ -го импульса.

На рис. 7.9 изображены две последовательности импульсов (7.57) и (7.58), причем для второй принято  $p = +2$ .

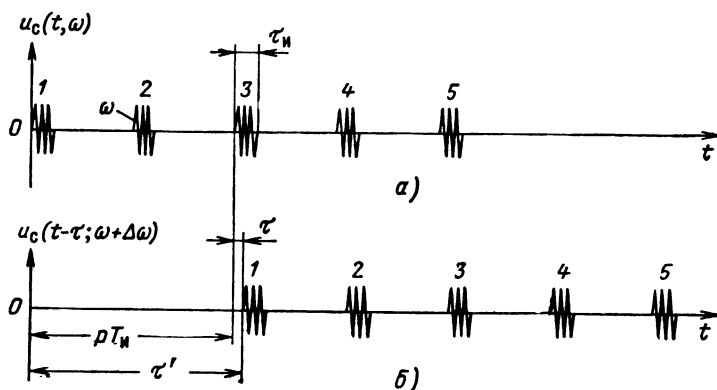


Рис. 7.9. Когерентные пакеты импульсов принимаемого (а) и опорного (б) сигналов.

Для оценки разрешающей способности вычислим автокорреляционную функцию рассматриваемого сигнала. Вычисление сводится к интегрированию суммы произведений импульсов, один из которых принадлежит первой последовательности, а второй — сдвинутой на время  $\tau'$  второй последовательности, причем произведения должны

быть взяты для всех возможных значений  $p$ . Для положительных значений  $p$  каждый импульс номера  $k + |p|$  первой последовательности должен быть умножен на импульс номера  $k$  второй последовательности; для отрицательных значений  $p$  импульс номера  $k$  первой последовательности должен быть умножен на импульс номера  $k + |p|$  второй последовательности. Для каждого значения  $p$  должно быть взято  $N - |p|$  таких произведений. Будем считать, что пачка импульсов имеет огибающую прямоугольной формы.

Опуская промежуточные выкладки, приводим окончательное выражение для модуля нормированной смешанной автокорреляционной функции пачки когерентных импульсов:

$$K_{0N}(\tau'; \Delta\omega) = \left| \frac{\sin \frac{\Delta\omega T_{\text{и}} (N - |p|)}{2}}{N \sin \frac{\Delta\omega T_{\text{и}}}{2}} \right| K_0(\tau; \Delta\omega). \quad (7.59)$$

Здесь  $K_0(\tau, \Delta\omega)$  представляет нормированную смешанную автокорреляционную функцию одиночного импульса и играет как бы роль заполнения, а первый множитель в (7.59) является его огибающей.

Если импульсы в пачке имеют гауссову огибающую, то

$$K_{0N}(\tau'; \Delta\omega) = \left| \frac{\sin \frac{\Delta\omega T_{\text{и}} (N - |p|)}{2}}{N \sin \frac{\Delta\omega T_{\text{и}}}{2}} \right| \exp\left(-\frac{\gamma^2 \tau^2}{2}\right) \exp\left(-\frac{\Delta\omega^2}{8\gamma^2}\right).$$

Найдем вид сечений этого тела неопределенности плоскостями  $\tau = 0$  и  $\Delta\omega = 0$ .

Вначале положим  $\Delta\omega = 0$ .

Множитель

$$\left| \frac{\sin \frac{\Delta\omega T_{\text{и}} (N - |p|)}{2}}{N \sin \frac{\Delta\omega T_{\text{и}}}{2}} \right|$$

при непосредственной подстановке  $\Delta\omega = 0$  дает неопределенный результат. Раскрывая неопределенность, получаем

$$\frac{d}{d(\Delta\omega)} \left| \sin \frac{\Delta\omega T_H (N - |p|)}{2} \right| = \frac{1}{2} T_H (N - |p|),$$

$$\frac{d}{d(\Delta\omega)} \left| N \sin \frac{\Delta\omega T_H}{2} \right| = \frac{1}{2} T_H N.$$

Таким образом,

$$K_{0N}(\tau'; 0) = \frac{N - |p|}{N} \exp \left( -\frac{\gamma^2 \tau'^2}{2} \right). \quad (7.60)$$

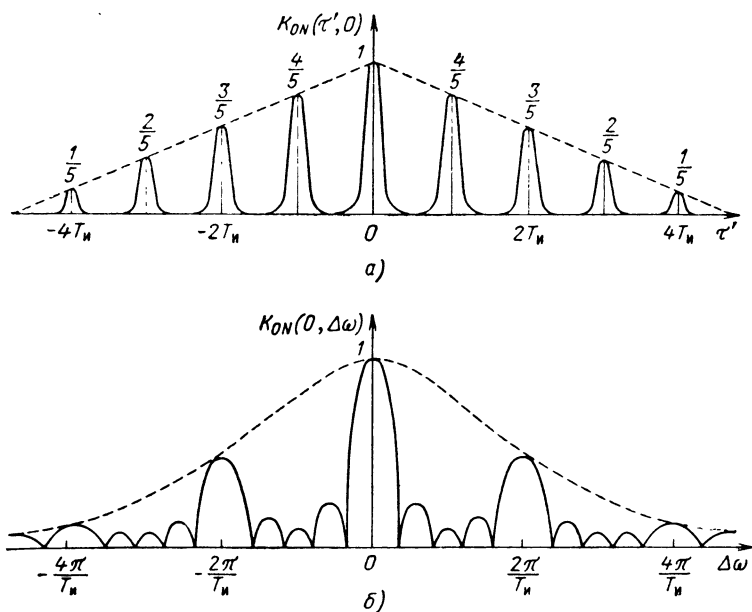


Рис. 7.10. Вид функций  $K_{0N}(\tau', 0)$  и  $K_{0N}(0, \Delta\omega)$ .

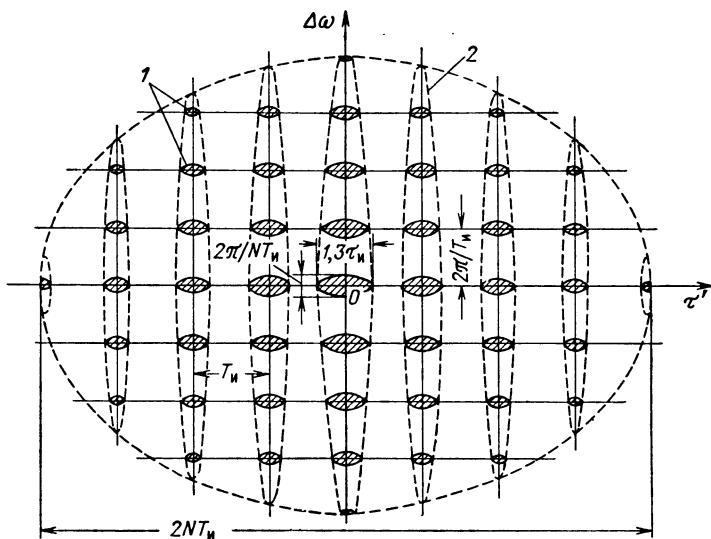
На рис. 7.10, а показана зависимость  $K_0(\tau', 0)$  от  $\tau'$  для  $N = 5$ .

Для  $\tau = 0$  будем иметь

$$\begin{aligned} K_{0N}(0; \Delta\omega) &= \\ &= \left| \frac{\sin \frac{1}{2} \Delta\omega T_H (N - |p|)}{\sin \frac{1}{2} \Delta\omega T_H} \right| \exp \left( -\frac{\Delta\omega^2}{8\gamma^2} \right). \end{aligned} \quad (7.61)$$

Эта зависимость показана на рис. 7.10, б. Если вычислить объем под поверхностью  $K_{0N}^2(\tau'; \Delta\omega)$ , то, как и в случае одиночного сигнала, он окажется равным  $2\pi$ .

Вид функций (7.60) и (7.61) позволяет установить и вид площади неопределенности, получающейся в результате



**Рис. 7.11.** Сечение смешанной автокорреляционной функции пачки когерентных импульсов:

1 — площади неопределенности пачки когерентных импульсов; 2 — эллипс неопределенности одиночного импульса.

сечения функции (7.59) плоскостью, параллельной плоскости  $(\tau'; \Delta\omega)$  (рис. 7.11).

Таким образом, смешанная автокорреляционная функция пачки когерентных импульсов имеет вид последовательности пиков, расположенных на плоскости  $(\tau', \Delta\omega)$ ; в начале координат расположен наибольший пик, а высота других пиков плавно понижается по мере удаления от центрального. Каждый эллипс неопределенности одиночного сигнала распался на целый ряд эллипсов, имеющих значительно меньшую протяженность по оси частот (примерно в  $NT_{и}/\tau_{и}$  раз). Такой вид площади неопределенности показывает, что имеет место одновременно хорошее разрешение как по времени, так и по частоте и сигнал в виде пачки когерентных импульсов является весьма благоприятным для этой

цели. Разрешающая способность определяется наибольшими размерами сечения центрального пика, которые равны: по оси времени (дальности)

$$\delta(D)_{\text{пот}} = 0,66\sigma_{\tau}, \quad (7.24)$$

по оси частот (скорости)

$$\delta(V_p)_{\text{пот}} = \frac{\sigma_{\pi}}{\omega NT_H}. \quad (7.62)$$

Следует отметить, что наряду с улучшением разрешающей способности в центре плоскости ( $\tau'$ ;  $\Delta\omega$ ) возникает неоднозначность, вызываемая наличием других пиков (максимумов) функции  $K_{0N}(\tau'; \Delta\omega)$  наряду с центральным. Однозначное измерение дальности и скорости возможно лишь в интервалах  $\sigma T_H/2$  и  $\sigma\pi/\omega T_H$  соответственно.

## 7.7. Статистическая оценка разрешения двух сигналов

Выше был приведен сравнительный анализ различных типов входных сигналов с точки зрения их потенциальной разрешающей способности и дана ее количественная оценка по ширине автокорреляционной функции без учета мешающего шума. Такой подход приводит к удобным расчетным формулам, дающим хорошие практические результаты, но их применение ограничено случаями очень большого отношения энергии сигнала к шуму. Степень перекрытия разрешаемых сигналов, наиболее сильно влияющая на надежность обнаружения, учитывается грубо: если перекрытие происходит на уровнях, равных или меньших 0,5 от максимума сигналов, то разрешение считается возможным, в противном случае — невозможным.

При таком методе оценка разрешающей способности представляет определенную и постоянную для данного типа сигнала величину, лишенную присущего ей вероятностного смысла. Например, для входного сигнала в виде импульса гауссовой формы длительностью 1 мксек потенциальная разрешающая способность по времени будет равна  $0,66\sigma_{\tau} \approx 200$  м. На самом деле эта величина является случайной и ее оценка может быть дана либо законом распределения и его числовыми характеристиками, либо семейством кривых, подобных характеристикам обнаружения

приемника. Эти кривые должны связывать величину разрешающей способности с вероятностью правильного обнаружения разрешаемых сигналов при различных вероятностях ложной тревоги и отношениях сигнал/шум (понятия вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги в применении к разрешению сигналов будут уточнены ниже). Возникает вопрос, каким должен быть приемник, имеющий такие рабочие характеристики, которые позволяют вести статистическую оценку разрешения, и как строятся эти характеристики.

Установим вначале схему приемника, оптимального с точки зрения разрешения двух известных сигналов. Будем полагать, что разрешение сводится к обнаружению при возможном наличии двух сигналов. При этом задача оптимального приемника заключается в вычислении апостериорного распределения плотности вероятностей наличия (отсутствия) двух сигналов [15]. Как было показано в гл. 5 при отсутствии априорных данных наилучшим будет достаточный приемник, вычисляющий функцию правдоподобия

$$L(x) \equiv \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^{T_H} [u_{\text{вх}}(t) - u_c(t)]^2 dt \right\}.$$

В случае наличия двух известных сигналов

$$u_c(t) = Af(t) + Bg(t), \quad (7.63)$$

$$u_{\text{вх}}(t) = Af(t) + Bg(t) + u_{\text{ш}}(t), \quad (7.64)$$

где  $A$  и  $B$  — постоянные амплитуды, которые могут быть неизвестными;  $f(t)$  и  $g(t)$  — полностью известные функции времени; в частности, может быть, что  $g(t) = f(t - \tau)$ , т. е. эти функции отличаются только сдвигом по времени.

Максимум апостериорного распределения достигается при  $L = L_{\text{макс}}$ . Для этого необходимо, чтобы

$$\begin{aligned} l = \int_0^{T_H} [u_{\text{вх}}(t) - u_c(t)]^2 dt &= \int_0^{T_H} u_{\text{вх}}^2(t) dt - \\ &- 2 \int_0^{T_H} u_{\text{вх}}(t) u_c(t) dt + \int_0^{T_H} u_c^2(t) dt \end{aligned} \quad (7.65)$$

было минимальным.

Подставляя в формулу (7.65) значение  $u_c(t)$  (7.63), получаем

$$l = \int_0^{T_H} u_{\text{BX}}^2(t) dt - 2A \int_0^{T_H} u_{\text{BX}}(t) f(t) dt - \\ - 2B \int_0^{T_H} u_{\text{BX}}(t) g(t) dt + A^2 \int_0^{T_H} f^2(t) dt + \\ + 2AB \int_0^{T_H} f(t) g(t) dt + B^2 \int_0^{T_H} g^2(t) dt.$$

Нормируем сигналы по энергии, т. е. положим, что

$$\int_0^{T_H} f^2(t) dt = \int_0^{T_H} g^2(t) dt = 1. \quad (7.66)$$

Введем обозначение

$$\int_0^{T_H} f(t) g(t) dt = \dot{k}_{AB}, \quad (7.67)$$

где  $\dot{k}_{AB}$  — комплексная взаимокорреляционная функция сигналов по параметру разрешения.

Учитывая (7.66) и (7.67), определяем

$$l = \int_0^{T_H} u_{\text{BX}}^2(t) dt - 2A \int_0^{T_H} u_{\text{BX}}(t) f(t) dt - \\ - 2B \int_0^{T_H} u_{\text{BX}}(t) g(t) dt + A^2 + 2AB\dot{k}_{AB} + B^2. \quad (7.68)$$

Найдем значения сигналов  $A$  и  $B$ , которые минимизируют  $l$ . Для этого надо решить уравнения

$$\frac{\partial l}{\partial A} = A^* - \int_0^{T_H} u_{\text{BX}}(t) f(t) dt + \dot{k}_{AB} B^* = 0, \quad (7.69)$$

$$\frac{\partial l}{\partial B} = B^* - \int_0^{T_H} u_{\text{BX}}(t) g(t) dt + \dot{k}_{AB} A^* = 0. \quad (7.70)$$



Отсюда находим значения  $A^*$  и  $B^*$ , приводящие к  $l = l_{\min}$ :

$$A^* = \frac{1}{1 - \dot{k}_{AB}^2} \int_0^{T_H} [f(t) - \dot{k}_{AB} g(t)] u_{\text{вх}}(t) dt, \quad (7.71)$$

$$B^* = \frac{1}{1 - \dot{k}_{AB}^2} \int_0^{T_H} [g(t) - \dot{k}_{AB} f(t)] u_{\text{вх}}(t) dt. \quad (7.72)$$

То, что значения  $A^*$  и  $B^*$  соответствуют именно минимуму  $l$ , можно показать, проведя исследование на максимум-минимум функции (7.68). Выражения (7.71) и (7.72)

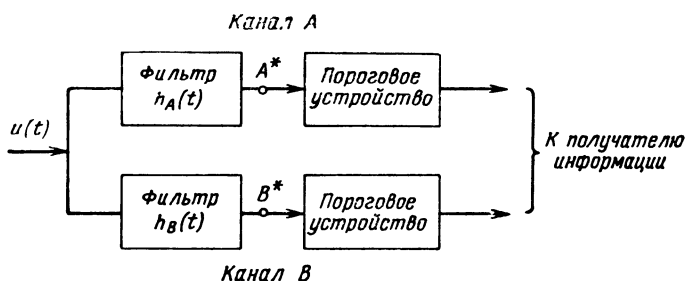


Рис. 7.12. Структурная схема достаточного приемника для разрешения двух известных сигналов.

позволяют определить схему достаточного приемника. Такой приемник должен состоять в данном случае из двух каналов — А и В (рис. 7.12), причем каждый из каналов должен иметь фильтр с импульсной характеристикой

$$h_A(t) = \frac{f(t_0 - t) - \dot{k}_{AB} g(t_0 - t)}{1 - \dot{k}_{AB}^2} \quad (\text{для канала } A)$$

и

$$h_B(t) = \frac{g(t_0 - t) - \dot{k}_{AB} f(t_0 - t)}{1 - \dot{k}_{AB}^2} \quad (\text{для канала } B),$$

(7.73)

где  $t_0$  — момент наблюдения выходного сигнала фильтра;

$$h_A(t) = h_B(t) = 0 \quad \text{при } 0 > t > t_0. \quad (7.74)$$

Кроме фильтров каналы должны содержать пороговые устройства. Сравнивая (7.73) с аналогичным выражением для оптимального фильтра, предназначенного для обнаружения только одного сигнала, видим, что фильтр для разделения двух сигналов имеет более сложную импульсную характеристику (а следовательно, и частотную характеристику, являющуюся преобразованием Фурье от импульсной характеристики). В характеристике этого фильтра учитываются и вид второго сигнала, и значение функции взаимной корреляции сигналов, определяемое их сдвигом. Построить такой фильтр еще сложнее, чем оптимальный для одного сигнала. При отсутствии корреляции ( $k_{AB} = 0$ ) формула (7.73) совпадает с импульсной переходной функцией оптимального фильтра для одиночного сигнала.

В процессе разрешения могут встретиться четыре случая:

- 1) наличие обоих сигналов и шума —  $u_{\text{вх}}(t) = Af(t) + Bg(t) + u_{\text{ш}}(t)$ ;
- 2) наличие сигнала  $A$  и шума —  $u_{\text{вх}}(t) = Af(t) + u_{\text{ш}}(t)$ ;
- 3) наличие сигнала  $B$  и шума —  $u_{\text{вх}}(t) = Bg(t) + u_{\text{ш}}(t)$ ;
- 4) наличие одного шума —  $u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{ш}}(t)$ .

На выходе фильтров  $A$  и  $B$  при отсутствии шумов в первом случае получим оценку сигналов

$$A^* = A, \quad B^* = B, \quad (7.75)$$

во втором случае

$$A^* = A, \quad B^* = 0, \quad (7.76)$$

в третьем случае

$$A^* = 0, \quad B^* = B, \quad (7.77)$$

в четвертом случае

$$A^* = 0, \quad B^* = 0. \quad (7.78)$$

В этом можно убедиться, подставив соответствующие значения в выражения (7.71) и (7.72).

При наличии шумов оценки случайны и наиболее полно характеризуются, как и при обычном обнаружении, вероятностями правильного обнаружения  $W_{\text{по}}$  и ложной тревоги  $W_{\text{лт}}$ . Для нахождения этих вероятностей следует найти  $w_0(A^*)$  — плотность вероятности  $A^*$  при наличии только шума,  $w_1(A^*)$  — плотность вероятности  $A^*$  при наличии сигнала  $A$  и шума, и соответствующие плотности для сигнала  $B$   $w_0(B^*)$  и  $w_1(B^*)$ .

Не производя подробных выкладок, приведем окончательные выражения плотностей вероятностей

$$\omega_0(A^*) = \sqrt{\frac{1-k_{AB}^2}{\pi N_0}} \exp \left[ -\frac{(A^*)^2}{N_0/(1-k_{AB}^2)} \right], \quad (7.79)$$

$$\omega_1(A^*) = \sqrt{\frac{1-k_{AB}^2}{\pi N_0}} \exp \left[ -\frac{(A^*-A)^2}{N_0/(1-k_{AB}^2)} \right]. \quad (7.80)$$

Выражения для  $\omega_0(B^*)$  и  $\omega_1(B^*)$  имеют аналогичную структуру. Зависимости (7.79) и (7.80) для двух разных

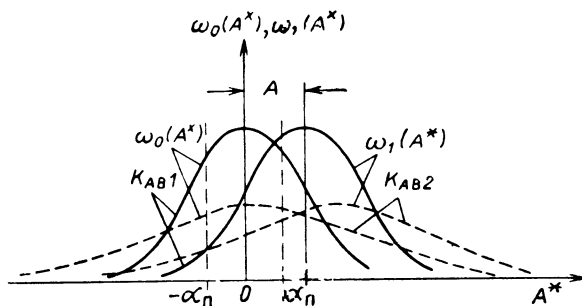


Рис. 7.13. Распределения плотности вероятностей  $\omega_0(A^*)$  и  $\omega_1(A^*)$  для сигнала с известными параметрами;  $k_{AB1} < k_{AB2}$ .

значений  $k_{AB}$  показаны на рис. 7.13. Величины  $A^*$  и  $B^*$  имеют нормальные законы распределения с дисперсией  $N_0/(1-k_{AB}^2)$ , причем при наличии только шума средние значения  $A^*$  и  $B^*$  равны нулю, а при наличии сигнала и шума они равны амплитудам сигналов  $A$  и  $B$ .

Так как выражения (7.79) и (7.80) не содержат амплитуды сигнала  $B$ , то можно утверждать, что вероятность обнаружения сигнала  $A$  не будет зависеть от того, присутствует сигнал  $B$  на входе или нет, и наоборот.

Вероятность ложной тревоги для сигнала  $A$  может быть найдена как вероятность превышения порогов  $\alpha_{\Pi}$  и  $-\alpha_{\Pi}$  абсолютной величиной выходного напряжения  $A^*$

$$\begin{aligned} W_{\text{лт } A} &= W[|A^*| > |\alpha_{\Pi}|; A=0] = \\ &= 2 \int_{\alpha_{\Pi}}^{\infty} \omega_0(A^*) dA^* = 2 \int_0^{\infty} \omega_0(A^*) dA^* - 2 \int_0^{\alpha_{\Pi}} \omega_0(A^*) dA^* = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= 1 - 2 \sqrt{\frac{1 - k_{AB}^2}{\pi N_0}} \int_0^{\alpha_{\Pi}} \exp \left[ -\frac{(A^*)^2}{N_0/(1 - k_{AB}^2)} \right] dA^* = \\
&= 1 - \Phi \left[ \frac{\alpha_{\Pi}}{\sqrt{N_0/(1 - k_{AB}^2)}} \right]. \quad (7.81)
\end{aligned}$$

Вероятность правильного обнаружения равна

$$\begin{aligned}
W_{\text{по}} &= W[|A^*| > |\alpha_{\Pi}|; A \neq 0] = \\
&= \int_{-\infty}^{-\alpha_{\Pi}} w_1(A^*) dA^* + \int_{\alpha_{\Pi}}^{\infty} w_1(A^*) dA^* = \\
&= \int_{-\infty}^{-(A + \alpha_{\Pi})} w_0(A^*) dA^* + \int_{-(A - \alpha_{\Pi})}^{\infty} w_0(A^*) dA^* = \\
&= 1 - \int_0^{(A + \alpha_{\Pi})} w_0(A^*) dA^* + \int_0^{(A - \alpha_{\Pi})} w_0(A^*) dA^* = \\
&= 1 - \frac{1}{2} \Phi \left[ \frac{A + \alpha_{\Pi}}{\sqrt{N_0/(1 - k_{AB}^2)}} \right] + \\
&+ \frac{1}{2} \Phi \left[ \frac{A - \alpha_{\Pi}}{\sqrt{N_0/(1 - k_{AB}^2)}} \right]. \quad (7.82)
\end{aligned}$$

Выражения (7.81) и (7.82) могут быть получены также при использовании распределений  $w_0(|A^*|)$  и  $w_1(|A^*|)$  модуля  $|A^*|$ .

При этом схема каждого канала (рис. 7.12) должна быть дополнена детектором, выделяющим модуль выходного напряжения оптимального фильтра, а пороговое устройство должно содержать один порог  $\alpha_{\Pi}$ . Задаваясь нужным значением  $W_{\text{лт}}$  и фиксируя значения  $N_0$  и  $A$ , можно построить график зависимости

$$W_{\text{по}} = \Phi(k_{AB}) \text{ при } W_{\text{лт}} = \text{const и } q_0 = \text{var.}$$

Такие кривые приведены на рис. 7.14. Они могут быть названы характеристиками разрешения. Для использования кривыми необходимо знать значение взаимокорреляционной функции сигналов для заданного сдвига по времени  $\tau$  или по частоте  $\Delta\omega$ .

Эти кривые могут быть построены непосредственно в зависимости от  $\tau$  и  $\Delta\omega$ . Вид кривых (рис. 7.14) показывает, что надежность разрешения растет с уменьшением относительной энергии шума и уменьшением значения функции взаимокорреляции.

Этот же вывод можно сделать и из анализа распределений (7.79) и (7.80) рис. 7.13. Чем меньше величина

$$\frac{N_0}{1 - k_{AB}^2} \quad (7.83)$$

и чем больше энергия сигнала  $E_c$  (пропорциональная  $A^2$ ), тем уже распределения  $w_0(A^*)$  и  $w_1(A^*)$  и тем лучше они

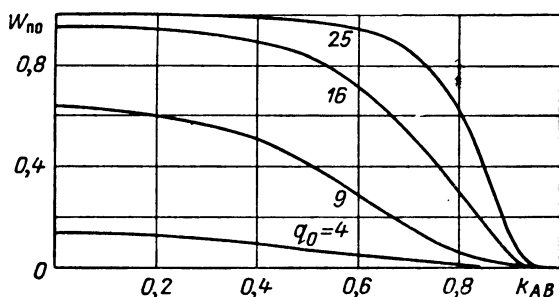


Рис. 7.14. Характеристики разрешения для двух сигналов с известными параметрами при  $W_{лт} = 10^{-4}$ .

разделяются. Это означает, что при уменьшении дисперсии (7.83) и увеличении энергии сигнала при одном и том же значении порога обнаружения  $|\alpha_n|$  вероятность правильного обнаружения будет расти, а вероятность ложной тревоги — падать. Величина

$$\frac{2E_c(1 - k_{AB}^2)}{N_0} = q_0(1 - k_{AB}^2) \quad (7.84)$$

может быть названа параметром разрешения.

Была рассмотрена характеристика разрешения для канала  $A$ . К таким же результатам приведет и исследование обнаружения сигнала  $B$ . Таким образом, процесс разрешения заключается в наблюдении выходов каналов  $A$  и  $B$ . При наличии сигнала только в канале  $A$  принимается решение о том, что имеется одна цель  $A$ , наличие сигнала только в канале  $B$  указывает на то, что имеется только цель  $B$ , наличие сигналов одновременно в обоих каналах свидетель-

ствуем о присутствии одновременно обеих целей. Величина установленного порога будет определять соответствующие вероятности ложной тревоги, а вероятности правильного обнаружения при заданном отношении энергий сигнала и шума будут определяться степенью перекрытия сигналов (величиной функции взаимокорреляции  $k_{AB}$ ), на которое рассчитаны частотные характеристики фильтров. В случае, если приемник должен разрешать не два сигнала, а более, необходим анализ апостериорного распределения для всего этого количества сигналов.

Рассмотрим теперь разрешение двух сигналов, имеющих случайную разность фаз и случайные и независимые амплитуды. В этом случае входное воздействие может быть записано как

$$u(t) = A \operatorname{Re} [\dot{F}(t) \exp(j\omega_0 t + j\varphi_1)] + \\ + B \operatorname{Re} [\dot{G}(t) \exp(j\omega_0 t + j\varphi_2)] + u_{\text{ш}}(t), \quad (7.85)$$

где  $\dot{F}(t)$  и  $\dot{G}(t)$  — комплексные огибающие сигналов (нормированные), а  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — их начальные фазы.

Применяя метод максимального правдоподобия и усредняя по неизвестным параметрам, как это делалось в § 5.3, получим выражения для оценки амплитуд сигналов  $A$  и  $B$ :

$$A^* = (1 - |\dot{K}_{AB}|^2)^{-1} \left| \int_0^{T_H} [\dot{F}^*(t) - \dot{K}_{AB}^* \dot{G}^*(t)] \dot{U}(t) dt \right|, \quad (7.86)$$

$$B^* = (1 - |\dot{K}_{AB}|^2)^{-1} \left| \int_0^{T_H} [\dot{G}^*(t) - \dot{K}_{AB} \dot{F}^*(t)] \dot{U}(t) dt \right|, \quad (7.87)$$

где  $\dot{U}(t)$  есть комплексная огибающая входного воздействия;

$$\dot{K}_{AB} = \int_0^{T_H} \dot{F}^*(t) \dot{G}^*(t) dt - \quad (7.88)$$

— комплексная взаимокорреляционная функция огибающих сигналов  $A$  и  $B$ , нормированных по энергии, т. е.

$$\int_0^{T_H} |\dot{F}(t)|^2 dt = \int_0^{T_H} |\dot{G}(t)|^2 dt = 1. \quad (7.89)$$

Оценки  $A^*$  и  $B^*$  могут быть получены наблюдателем на выходах соответствующих каналов достаточного приемника, изображенного на рис. 7.15. Каждый из каналов такого приемника состоит из фильтра, детектора огибающей, усредняющего по фазе, и порогового устройства.

Фильтры должны быть соответственно согласованы с сигналами, имеющими огибающие

$$[\dot{F}(t) - \dot{K}_{AB}\dot{G}(t)](1 - |\dot{K}_{AB}|^2)^{-1} \quad (7.90)$$

и

$$[\dot{G}(t) - \dot{K}_{AB}^*\dot{F}(t)](1 - |\dot{K}_{AB}|^2)^{-1}. \quad (7.91)$$

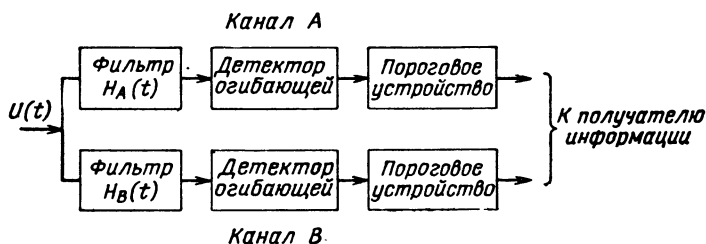


Рис. 7.15. Структурная схема достаточного приемника для разрешения двух сигналов с неизвестной фазой.

Импульсные характеристики фильтров будут иметь вид

$$H_A(t) = (1 - |\dot{K}_{AB}|^2)^{-1} [\dot{F}(t_0 - t) - \dot{K}_{AB}\dot{G}(t_0 - t)] \quad (7.92)$$

при  $0 \leq t \leq t_0$ .

$$H_B(t) = (1 - |\dot{K}_{AB}|^2)^{-1} [\dot{G}(t_0 - t) - \dot{K}_{AB}^*\dot{F}(t_0 - t)] \quad (7.93)$$

$$H_A(t) = H_B(t) = 0 \quad \text{при } 0 > t > t_0.$$

Вероятность ложной тревоги, вычисленная по распределению  $w_0(A^*)$  (или  $w_0(B^*)$ ):

$$W_{\text{лт}} = \exp \left[ -\frac{\alpha_{\text{п}}^2}{2N_0/(1 - |\dot{K}_{AB}|^2)} \right], \quad (7.94)$$

а вероятность правильного обнаружения

$$W_{\text{по}} = \frac{\alpha_{\text{п}}}{\sqrt{N_0}} \int_0^\infty \frac{A^*}{\sqrt{1 - |\dot{K}_{AB}|^2}} \times$$

$$\times \exp \left\{ - \left[ \frac{A^{*2} + A^2}{2N_0} (1 - |\dot{K}_{AB}|^2) \right] \right\} \times \\ \times I_0 \left[ \frac{A^*}{\sqrt{N_0}} \sqrt{1 - |\dot{K}_{AB}|^2}; \frac{A}{N_0} \sqrt{1 - |\dot{K}_{AB}|^2} \right]. \quad (7.95)$$

Последнее выражение табулировано [15]. На рис. 7.16 приведены графики  $W_{\text{по}} = \varphi(|\dot{K}_{AB}|)$  при  $W_{\text{лт}} = \text{const}$  и  $q_0 = \text{var}$ . Сравнение кривых рис. 7.14 и 7.16 показывает, что разрешение известного сигнала происходит при прочих равных условиях надежнее, чем сигнала с неизвестной

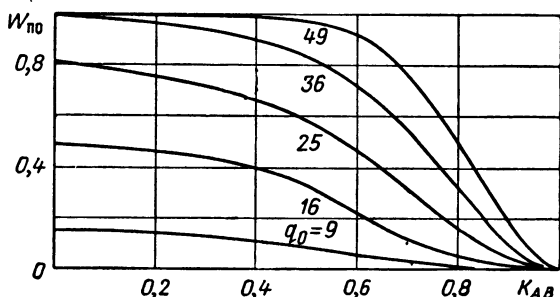


Рис. 7.16. Характеристики разрешения для двух сигналов с неизвестной фазой при  $W_{\text{лт}} = 10^{-4}$ .

фазой, что соответствует полученным ранее выводам при рассмотрении обнаружения одиночного сигнала. Кроме того, следует помнить, что по оси абсцисс на рис. 7.14 отложено значение быстро осциллирующей функции взаимокорреляции, меняющейся от нуля до максимума за  $1/4$  периода высокочастотных колебаний, в то время как на рис. 7.16 отложено значение взаимокорреляционной функции огибающей, спадающей от максимума до нуля за время  $1/2$  длительности импульса (если говорить о разрешении по времени). Поэтому в принципе, если бы было возможно реализовать знание фазы высокочастотного заполнения сигнала, можно было бы получить весьма высокую степень разрешения, определяемую, например, для времени величинной в  $1/4$  периода высокочастотных колебаний. Однако высокочастотное заполнение на практике обычно не используется из-за почти непреодолимых трудностей, и величина разрешения определяется шириной взаимокорреляционной функции огибающих. Возвратимся к примеру, приведенно-



му в начале этого параграфа, в котором разрешающая способность по дальности для импульса гауссовой формы длительностью 1 мксек по приближенному методу оценки составляла около 200 м. Используя характеристику разрешения (7.16), можно заключить, что такая разрешающая способность может быть получена при различных значениях  $q_0$  с различной степенью надежности, определяемой величинами  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$ . Так, при  $q_0 = 16$  разрешающая способность 200 м (что соответствует значению корреляционной функции  $K_{AB} = 0,5$ ) может быть получена при  $W_{\text{по}} \approx 0,3$  и  $W_{\text{лт}} = 10^{-4}$ , а при  $q_0 = 25$  —  $W_{\text{по}} = 0,58$  при той же величине  $W_{\text{лт}}$ . Можно поставить задачу и иначе: при заданном значении  $q_0$  искать для заданных значений  $W_{\text{по}}$  и  $W_{\text{лт}}$  величину разрешающей способности (находя вначале соответствующие значения  $K_{AB}$ , а по ним для известного вида сигналов — сдвиг между сигналами).

Применим результаты изложенной теории для вычисления частотных характеристик фильтров, оптимальных с точки зрения разрешения при заданном временном сдвиге между сигналами.

Комплексная частотная характеристика фильтра может быть определена по его импульсной характеристике преобразованием Фурье:

$$k(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (7.96)$$

Выберем сигналы в виде радиоимпульсов с неизвестной фазой и постоянной амплитудой. Опуская довольно длинные преобразования, приведем окончательные результаты.

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики имеют вид

$$k(\omega)_A = b(1 - |\dot{K}_{AB}|^2)^{-1} \times \\ \times \sqrt{1 - 2|\dot{K}_{AB}| \cos(\omega - \omega_0)\tau + |\dot{K}_{AB}|^2 \frac{\sin(\omega - \omega_0)\tau_H/2}{(\omega - \omega_0)\tau_H/2}}, \quad (7.97)$$

$$\psi(\omega)_A = \\ = \arctg \left[ \frac{\sin(\omega - \omega_0)t_0 - |\dot{K}_{AB}| \sin(\omega - \omega_0)(t_0 + \tau)}{\cos(\omega - \omega_0)t_0 - |\dot{K}_{AB}| \cos(\omega - \omega_0)(t_0 + \tau)} \right]. \quad (7.98)$$

Здесь  $b$  — постоянный коэффициент;

$\omega_0$  — несущая частота;

$t_0$  — момент наблюдения напряжения на выходе фильтра.

Для фильтра канала  $B$  амплитудно-частотные характеристики оказываются одинаковыми, а фазо-частотная характеристика

$$\psi(\omega)_B = \arctg \left[ \frac{\sin(\omega - \omega_0) t_0 - \frac{1}{|\dot{K}_{AB}|} \sin(\omega - \omega_0) (t_0 + \tau)}{\cos(\omega - \omega_0) t_0 - \frac{1}{|\dot{K}_{AB}|} \cos(\omega - \omega_0) (t_0 + \tau)} \right] \quad (7.99)$$

Следовательно, фильтры  $A$  и  $B$  для оптимального разрешения двух одинаковых сигналов отличаются лишь наклоном фазовых характеристик.

На рис. 7.17 показаны построенные по выражению (7.97) амплитудно-частотные характеристики оптимальных фильтров для сигналов в виде радиопульсов с прямоугольной огибающей, имеющих различные сдвиги по времени.

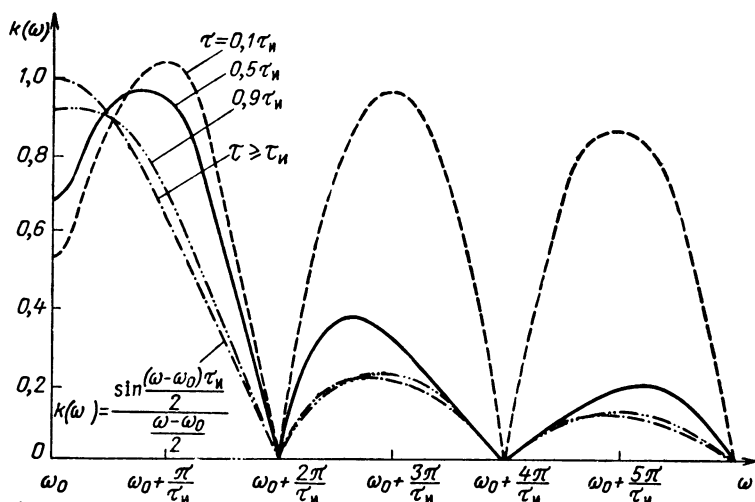


Рис. 7.17. Амплитудно-частотные характеристики фильтров, оптимальных с точки зрения разрешения двух сигналов с неизвестной фазой.

Видно, что характеристики в сильной степени зависят от сдвига сигналов (от значения взаимокорреляционной функции). При сдвиге, близком к  $\tau_n$ , характеристики практически совпадают с характеристиками оптимального

фильтра для одиночного сигнала и сильно отличаются от них при  $\tau \ll \tau_{\text{и}}$ . Вид характеристик еще раз подтверждает ранее сделанный вывод о том, что для оптимального разрешения на всем интервале корреляции сигналов необходимо иметь бесконечно большое количество фильтров. Ясно, что практически реализовать это нельзя, но можно приблизиться к оптимальному решению путем применения конечного числа фильтров, рассчитанных на рациональным образом выбранные значения сдвигов. Кроме того, могут встретиться случаи, когда известен сдвиг сигналов по параметру разрешения и возможна реализация фильтра с оптимальными для разрешения характеристиками. Однако в любом варианте схема приемника получается сложной, да и количество разрешаемых сигналов в большинстве практических случаев не ограничивается двумя, что приводит к дальнейшему увеличению числа каналов. Поэтому приемники, оптимальные с точки зрения разрешения, на практике не используются, а применяются схемы, близкие к оптимальным для обнаружения одиночного сигнала. Оценка потенциальной разрешающей способности по результатам этого параграфа (характеристики разрешения рис. 7.14, 7.16) для таких приемников неприменима, и следует использовать метод приближенной оценки по ширине автокорреляционной функции, мирясь с его ограничениями. Тем не менее, несмотря на отсутствие в настоящее время практических приложений изложенной статистической теории разрешения, ценность ее несомненна, так как она позволяет установить предельные возможности и схему приемника, оптимального с точки зрения разрешения.

### **7.8. Реальная разрешающая способность**

Как уже указывалось, в реальных условиях разрешающая способность всегда хуже ее потенциального значения из-за уменьшения отношения энергий сигналов и шума вследствие потерь энергии и искажения формы сигналов в различных элементах тракта прохождения сигналов от антенны до получателя информации. Причинами ухудшения могут быть, например, несогласованность частотных характеристик усилителя ПЧ и видеоусилителя приемника с характеристиками сигналов, конечные размеры пятна электроннолучевой трубки в индикаторном устройстве и т. д.

В общем случае величина разрешающей способности по какому-либо параметру  $\alpha$  равна

$$\begin{aligned}\delta(\alpha) &= \delta(\alpha)_{\text{пот}} + \sum_{i=1}^n \delta(\alpha)_i = \\ &= \delta(\alpha)_{\text{пот}} \left( 1 + \frac{\sum_{i=1}^n \delta(\alpha)_i}{\delta(\alpha)_{\text{пот}}} \right) = \delta(\alpha)_{\text{пот}} \gamma_{\alpha},\end{aligned}\quad (7.100)$$

где  $\delta(\alpha)_{\text{пот}}$  — величина потенциальной разрешающей способности;

$\delta(\alpha)_i$  — дополнительное ухудшение разрешающей способности в  $i$ -м узле устройства;

$\gamma_{\alpha}$  — коэффициент ухудшения разрешающей способности по параметру  $\alpha$ , равный

$$\gamma_{\alpha} = 1 + \frac{\sum_{i=1}^n \delta(\alpha)_i}{\delta(\alpha)_{\text{пот}}} . \quad (7.101)$$

Часто наибольшие ухудшения вносит выходное устройство РЛС. В таких случаях можно принять, что

$$\gamma_{\alpha} \approx 1 + \frac{\delta(\alpha)_{\text{вы}}}{\delta(\alpha)_{\text{пот}}} , \quad (7.102)$$

где  $\delta(\alpha)_{\text{вы}}$  — разрешающая способность выходного устройства.

Подсчитаем в качестве примера коэффициент ухудшения разрешающей способности по дальности в РЛС с электроннолучевым индикатором. Сигналы в виде немодулированных импульсов гауссовой формы с  $\tau_{\text{и}} = 1$  мксек наблюдаются на временной развертке с длительностью  $T_{\text{р}} = 500$  мксек и длиной шкалы  $L_{\text{шк}} = 100$  мм, диаметр пятна луча  $d_{\text{п}} = 0,5$  мм.

Величина потенциальной разрешающей способности равна (7.24)

$$\delta(D)_{\text{пот}} = 0,66 \cdot 3 \cdot 10^5 \cdot 10^{-6} \approx 0,2 \text{ км}.$$

Конечные размеры пятна увеличивают протяженность сигнала по шкале времени на величину диаметра пятна. Приближенно можно считать, что цена пятна в километрах и есть разрешающая способность индикаторного выходного устройства. Предельное значение шкалы дальности

$$D_{\text{шк}} = \frac{cT_{\text{р}}}{2} .$$

Цена пятна в километрах равна

$$\delta(D)_{\text{инд}} = \frac{D_{\text{шк}}}{L_{\text{шк}}} d_{\Pi} = \frac{cT_{\text{р}} d_{\Pi}}{2L_{\text{шк}}} = \frac{3 \cdot 10^5 \cdot 500 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5}{2 \cdot 100} = 0,375 \text{ км.}$$

Подставляя полученные результаты в формулу (7.101), находим

$$\delta(D) = 0,2 + 0,375 = 0,575 \text{ км}$$

и

$$\gamma_D = 1 + \frac{0,375}{0,2} \approx 2,9.$$

Аналогично может быть определена реальная разрешающая способность и по другим параметрам, если известна конкретная схема приемного тракта.

## ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ И РАДИАЛЬНОЙ СКОРОСТИ ЦЕЛЕЙ

### 8.1. Общие сведения

Подавляющее большинство радиолокационных станций наряду с обнаружением и разрешением целей осуществляет измерение их координат и скорости.

Важнейшим показателем РЛС как измерительного устройства является точность измерения, характеризуемая ошибкой измерения. Общая ошибка измерения по величине и знаку является случайной, так как она вызывается случайными помехами, всегда сопровождающими любое измерение. Если наряду со случайными помехами действуют постоянные по своему значению мешающие факторы, возникает систематическая слагающая общей ошибки, но такие факторы могут быть учтены, и в дальнейшем будем считать систематическую ошибку скомпенсированной. Случайные ошибки обычно имеют нормальный закон распределения. Для оценки точности используют чаще всего среднеквадратическую ошибку  $\sigma(\alpha)$ , иногда же применяют вероятную (срединную) ошибку или так называемые квазимаксимальные ошибки с указанием соответствующей им вероятности (0,9; 0,95; 0,99). Для нормального закона распределения справедливо следующее соотношение между величинами ошибок различной категории:

$$\begin{aligned}\sigma(\alpha) &\approx 1,5\Delta(\alpha)_{0,5} \approx \\ &\approx 0,8\Delta(\alpha)_{0,8} \approx 0,6\Delta(\alpha)_{0,9} \approx 0,4\Delta(\alpha)_{0,99},\end{aligned}\quad (8.1)$$

где  $\Delta(\alpha)$  — общее обозначение ошибки измерения параметра  $\alpha$ .

При оценке точности работы уже существующего радиоприемного устройства наиболее надежным является экспериментальный метод. При этом методе производятся многократные измерения параметра сигнала, отраженного от эталонной

цели, координаты (скорость) которой известны с большой точностью.

При каждом измерении вычисляется ошибка

$$\Delta(\alpha)_i = \alpha_0 - \alpha_i,$$

где  $\alpha_0$  — истинное значение параметра;  $\alpha_i$  — его значение при  $i$ -м измерении.

Среднеквадратическая ошибка при этом может быть вычислена по формуле

$$\sigma(\alpha) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [\Delta(\alpha)_i]^2}{n-1}}, \quad (8.2)$$

где  $n$  — общее количество измерений.

Систематическая ошибка определяется из соотношения

$$\Delta(\alpha)_{\text{сист}} = \alpha_0 - \alpha_{\text{ср}}, \quad (8.3)$$

где  $\alpha_{\text{ср}}$  — среднее значение параметра, вычисленное по результатам измерений

$$\alpha_{\text{ср}} = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_i}{n}. \quad (8.4)$$

При проектировании нового радиоустройства по заданным требованиям к точности приходится рассчитывать отдельные составляющие общей ошибки, вызываемые различными факторами. Важнейшими факторами, влияющими на величину общей ошибки, являются: отношение энергий принимаемого сигнала и шумов, форма сигнала, степень согласования характеристик приемного тракта с характеристиками сигнала, степень совершенства выполнения отдельных узлов (в особенности отсчетных устройств), метод отсчета и допускаемое время, отводимое на измерение, отклонение траекторий распространения радиоволн от расчетных и др.

Составляющая общей ошибки, определяемая отношением энергий сигнал/шум и формой сигнала, называется *потенциальной*. Она характеризует предельно достижимую точность работы устройства при прочих идеальных условиях. Анализ потенциальных ошибок весьма важен, так как позволяет выбрать оптимальную форму сигнала в каждом

конкретном случае измерений, оценить удельный вес ошибок, вызванных другими факторами, и определить рациональные пути уменьшения общей ошибки.

## 8.2. Потенциальная точность измерения одного параметра сигнала

В каждом конкретном измерении значение параметра измеряется со случайной ошибкой, т. е. является случайной величиной. Конечной целью при измерении параметра является нахождение его среднего значения. Для характеристики точности измерений необходимо найти также дисперсию или среднеквадратическое значение ошибки. Измерение ведется по выходному напряжению приемника. Возникает вопрос, каким должен быть сам метод измерения. Очевидно, наилучшим будет метод, дающий оценку  $\hat{\alpha}_0$  параметра  $\alpha$ , которая при усреднении по множеству измерений совпадает с истинным значением параметра  $\alpha_0$ , т. е.

$$\overline{\hat{\alpha}_0} = \alpha_0. \quad (8.5)$$

Такая оценка называется *несмещенной*.

Кроме того, выбранный метод должен давать наименьшую из возможных дисперсию оценки. Если соблюдено это условие, то такая оценка называется *эффективной*. Этим условиям при большом значении  $q_0 = 2E_c/N_0$  удовлетворяет метод оценки по максимуму апостериорного распределения. Так как выходной эффект оптимального приемника обнаружителя описывается апостериорным распределением параметров сигнала, то и метод носит название *метода максимума апостериорного распределения*.

При отсутствии априорных сведений о цели, приемник вычисляет функцию правдоподобия или ее аналог — логарифм функции правдоподобия. В этом случае метод оценки называется методом максимума функции правдоподобия. В дальнейшем будем считать, что выходное напряжение приемника пропорционально логарифму функции правдоподобия. А так как максимум экспоненты совпадает с максимумом ее показателя, то задача оценки будет состоять в отыскании максимума выходного напряжения, имеющего вид

$$q(\alpha) = S(\alpha) + H(\alpha), \quad (8.6)$$

где  $S(\alpha)$  — сигнальная, а  $H(\alpha)$  — шумовая функция [см. (5.16) и (5.17)].



Как известно, сигнальная функция является регулярной величиной, равной

$$S(\alpha) = q_0 k_0(\Delta\alpha), \quad (8.7)$$

где  $k_0(\Delta\alpha)$  — нормированная автокорреляционная функция сигнала по параметру  $\alpha$ .

В тех случаях, когда  $q_0 \ll 1$ , среднеквадратическое значение случайной составляющей, равное  $\sqrt{q_0}$ , значительно превосходит максимальное значение сигнальной функции, так как при этом условии

$$\sqrt{q_0} \gg q_0.$$

Выходное напряжение приемника содержит в этом случае многочисленные шумовые выбросы, превосходящие выброс,

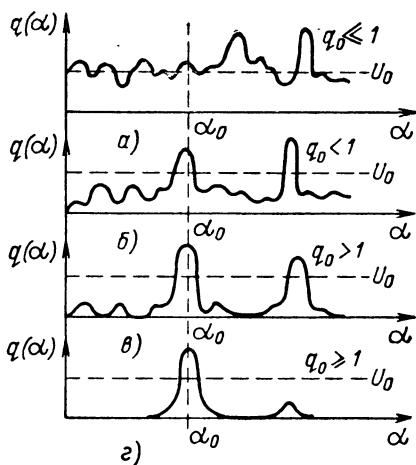


Рис. 8.1. Зависимости выходного напряжения  $q(\alpha)$  при разных отношениях сигнал/шум  $q_0$ .

$U_0$  — пороговый уровень.

вызванный сигналом (рис. 8.1, а). Однозначное измерение в таких условиях невозможно. При  $q_0 \gg 1$  и  $q_0 \gg \sqrt{q_0}$  сигнальный выброс значительно больше шумовых, что обеспечивает однозначное измерение (рис. 8.1, в). Чем больше  $q_0$ , тем меньше искажается шумом сигнальная функция, меньше смещение максимума максимума выходного напряжения относительно истинного значения параметра  $\alpha_0$ , меньше дисперсия оценки  $\hat{\alpha}_0$  и выше точность измерений.

Сигнальная функция всегда четная и симметрична относительно истинного значения  $\alpha_0$ . Поэтому физически должно быть понятно, что при  $q_0 \gg 1$  среднее по множеству оценок должно быть равно истинному значению, т. е. этот метод обеспечивает выполнение условия (8.5) несмещенности оценки. Кроме того, теория показывает, что при нормальном шуме и  $q_0 \gg 1$  метод максимума функции правдоподобия дает асимптотически эффективную оценку.

Из физических соображений и самой сути метода максимума функции правдоподобия можно заранее утверждать, что дисперсия оценки параметра будет тем меньше, чем больше отношение энергии сигнал/шум и чем уже пик сигнальной функции, т. е. чем уже автокорреляционная функция входного сигнала по измеряемому параметру. Следовательно, условия, наиболее благоприятные с точки зрения повышения точности измерения, совпадают качественно с условиями наилучшего разрешения. Установим теперь количественную связь дисперсии оценки с указанными факторами. При этом будем считать, что имеет место достаточно большое отношение энергии сигнала и шума, при котором обеспечивается однозначность измерения и в окрестности точки  $\alpha = \alpha_0$  имеется только один максимум.

Для нахождения оценки параметра  $\alpha$  надо найти значение  $\hat{\alpha}_0$ , соответствующее максимуму  $q(\alpha)$ . Приравняв нулю производную от  $q(\alpha)$ , получаем

$$S'(\hat{\alpha}_0) + H'(\hat{\alpha}_0) = \frac{d}{d\alpha} S(\alpha)_{\alpha=\hat{\alpha}_0} + \frac{d}{d\alpha} H(\alpha)_{\alpha=\hat{\alpha}_0} = 0. \quad (8.8)$$

При  $q_0 \gg 1$  оценка  $\hat{\alpha}_0$  очень близка к истинному значению параметра  $\alpha_0$ . Поэтому если во второе слагаемое (8.8) вместо  $\hat{\alpha}_0$  подставить  $\alpha_0$ , то статистические характеристики случайной функции  $H(\alpha)$  при стационарном выходном процессе практически не изменятся [17, стр. 129]:

$$S'(\hat{\alpha}_0) + H'(\alpha_0) = 0. \quad (8.9)$$

Разложим функцию  $S(\alpha)$  в ряд Тейлора в окрестности точки  $\alpha_0$

$$S(\alpha) = S(\alpha_0) + (\alpha - \alpha_0) S'(\alpha_0) + \frac{(\alpha - \alpha_0)^2}{2} S''(\alpha_0) + \dots \quad (8.10)$$

Первое слагаемое есть постоянная величина, второе вследствие четности  $S(\alpha)$  равно нулю. Поэтому при дифференцировании в формуле (8.9) будем иметь

$$(\hat{\alpha}_0 - \alpha_0) S''(\alpha_0) + H'(\alpha_0) = 0. \quad (8.11)$$

Из формулы (8.11) находим

$$\hat{\alpha}_0 - \alpha_0 = -\frac{H'(\alpha_0)}{S''(\alpha_0)}.$$

Так как  $S''(\alpha_0)$  неслучайная величина, то дисперсия

$$\sigma^2(\hat{\alpha}_0 - \alpha_0) = \frac{1}{[S''(\alpha_0)]^2} \sigma^2[H'(\alpha_0)]. \quad (8.12)$$

Представим

$$H(\alpha) = \sqrt{q_0} h(\alpha), \quad (8.13)$$

где  $h(\alpha)$  — нормированный случайный процесс со среднеквадратическим значением, равным единице.

Подставив формулу (8.13) в (8.12), будем иметь

$$\sigma^2(\hat{\alpha}_0 - \alpha_0) = \sigma^2(\alpha) = \frac{q_0 \sigma^2[h'(\alpha_0)]}{[S''(\alpha_0)]^2}. \quad (8.14)$$

В числителе правой части член  $\sigma^2[h'(\alpha_0)]$  представляет собой дисперсию производной нормированного нормального случайного процесса. Можно показать [9], что она равна второй производной от корреляционной функции этого процесса, взятой с обратным знаком, и при нулевом значении аргумента

$$\sigma^2[h'(\alpha_0)] = -k''_{h_0}(0). \quad (8.15)$$

В свою очередь автокорреляционная функция шумового процесса на выходе оптимального фильтра при белом шуме на входе равна автокорреляционной функции входного сигнала. Не приводя математических доказательств этого утверждения [10], напомним, что отклик оптимального фильтра на каждый шумовой выброс есть импульсная переходная функция фильтра, которая совпадает с зеркальным отображением входного сигнала. Следовательно, шум на выходе фильтра подобен сигналу на его входе и нормированная автокорреляционная функция выходного шума, таким образом, совпадает с нормированной автокорреляционной функцией сигнала на входе. Отсюда можно записать, что

$$\sigma^2[h'(\alpha_0)] = -k''_0(0), \quad (8.16)$$

где  $k_0''(0)$  — вторая производная нормированной автокорреляционной функции входного сигнала по параметру  $\alpha$  при  $\Delta\alpha = 0$ . Учитывая, что

$$[S''(\alpha_0)]^2 = q_0^2 [k_0''(0)]^2 \quad (8.17)$$

и подставляя формулы (8.16) и (8.17) в (8.14), окончательно получаем

$$\sigma^2(\alpha) = -\frac{1}{q_0 k_0''(0)}. \quad (8.18)$$

Так как высокочастотное заполнение в выходных сигналах обычно не используется, то от высокочастотной автокорреляционной функции следует перейти к ее модулю. Законность такого перехода при принятых здесь допущениях уже была обоснована ранее (§ 7.3). При этом

$$\sigma^2(\alpha) = -\frac{1}{q_0 K_0''(0)}. \quad (8.19)$$

Физический смысл формул (8.18) и (8.19) ясен: точность измерений возрастает при увеличении отношения энергий сигнал/шум и остроты пика автокорреляционной функции или ее узости, характеризующейся второй ее производной. Наличие знака «минус» в формулах (8.18) и (8.19) для существенно положительной величины — дисперсии — объясняется тем, что вторая производная автокорреляционной функции всегда отрицательна.

Используя полученные результаты, определим дисперсии оценок дальности и скорости и среднеквадратические ошибки их измерений для входного сигнала в виде одиночного импульса с гауссовой огибающей и линейной частотной модуляцией.

Нормированная автокорреляционная функция по времени для этого сигнала имеет вид (7.32), а ее вторая производная при  $\tau = 0$  равна

$$K_0''(0) = -\gamma^2 \left(1 + \frac{b^2}{\gamma^4}\right) = -\gamma^2 k_{\text{сж}}^2, \quad (8.20)$$

где  $k_{\text{сж}}$  — коэффициент сжатия. Подставив формулу (8.20) в (8.19), получим дисперсию оценки времени прихода сигнала:

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{q_0 \gamma^2 k_{\text{сж}}^2} = \frac{\tau_{\text{н}}^2}{\pi q_0 k_{\text{сж}}^2}. \quad (8.21)$$

Дисперсия оценки дальности равна

$$\sigma^2(D) = \frac{c^2}{4} \frac{\tau_{\text{и}}^2}{\pi q_0 k_{\text{сж}}^2} . \quad (8.22)$$

Потенциальная среднеквадратическая ошибка измерения дальности

$$\sigma(D)_{\text{пот}} = \frac{c\tau_{\text{и}}}{2 \sqrt{\pi q_0} k_{\text{сж}}} . \quad (8.23)$$

Формулы (8.22) и (8.23) показывают, что потенциальную точность измерений дальности можно повысить, увеличивая отношение энергий сигнал/шум, уменьшая длительность сигнала и увеличивая девиацию частоты. При отсутствии частотной модуляции ( $b = 0$ ;  $k_{\text{сж}} = 1$ )

$$\sigma(D)_{\text{пот}} = \frac{c\tau_{\text{и}}}{2 \sqrt{\pi q_0}} . \quad (8.24)$$

Таким образом, применение частотной модуляции увеличивает точность измерений дальности по сравнению с немодулированными сигналами. Этот же вывод можно сделать, анализируя вид эллипса неопределенности (рис. 7.6) для модулированных и немодулированных сигналов.

Нормированная автокорреляционная функция по частоте для сигнала с гауссовой огибающей и частотной модуляцией имеет вид (7.42), а ее вторая производная при  $\Delta\omega = 0$

$$K_0''(0) = -\frac{1}{4\gamma^2} . \quad (8.25)$$

Подставляя (8.25) в формулу (8.19), получаем

$$\sigma^2(\Delta\omega) = \frac{4\gamma^2}{q_0} = \frac{4\pi}{q_0\tau_{\text{и}}^2} . \quad (8.26)$$

Связь доплеровского смещения частоты и радиальной скорости определяется формулой (1.3). Поэтому дисперсия оценки скорости равна

$$\sigma^2(V_{\text{р}}) = \frac{c^2}{\omega_0^2} \frac{\pi}{q_0\tau_{\text{и}}^2} , \quad (8.27)$$

а потенциальная среднеквадратическая ошибка измерения

$$\sigma(V_{\text{р}})_{\text{пот}} = \frac{c}{\omega_0} \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{q_0} \tau_{\text{и}}} . \quad (8.28)$$

Формула (8.28) показывает, что точность измерения скорости повышается при увеличении отношения энергии сигнал/шум и длительности сигнала. Наличие модуляции в случае, когда сдвиг по времени считается известным ( $\tau = 0$ ), не изменяет точности оценки скорости. Следует еще раз подчеркнуть, что здесь рассматривается точность измерения только одного параметра сигнала — времени (дальности) или частоты (скорости), а второй считается известным. Поэтому не надо искать взаимных противоречий при анализе формул (8.23) и (8.28), ибо они не могут в данном случае рассматриваться одновременно при выборе вида сигнала.

### 8.3. Потенциальная точность одновременного измерения двух параметров

Пусть выходное напряжение является функцией двух параметров  $\alpha$ ,  $\beta$  и может быть представлено в виде

$$q(\alpha, \beta) = S(\alpha, \beta) + H(\alpha, \beta), \quad (8.29)$$

где

$$S(\alpha, \beta) = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_H} u_c(t, \alpha_0, \beta_0) u_c(t, \alpha, \beta) dt \quad (8.30)$$

и

$$H(\alpha, \beta) = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_H} u_c(t, \alpha, \beta) u_{ш}(t, \alpha, \beta) dt. \quad (8.31)$$

Необходимо найти оценки  $\hat{\alpha}_0$  и  $\hat{\beta}_0$  параметров  $\alpha$  и  $\beta$  и определить дисперсии этих оценок. Применяя тот же метод оценки по максимуму выходного эффекта, продифференцируем  $q(\alpha, \beta)$  вначале по  $\alpha$ , потом по  $\beta$  и приравняем результаты нулю. Получим систему уравнений

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \alpha} S(\alpha, \beta) + \frac{\partial}{\partial \alpha} H(\alpha, \beta) &= 0, \\ \frac{\partial}{\partial \beta} S(\alpha, \beta) + \frac{\partial}{\partial \beta} H(\alpha, \beta) &= 0. \end{aligned} \quad (8.32)$$

Далее поступаем аналогично предыдущему: разлагаем  $S(\alpha, \beta)$  в ряд Тейлора около точек  $\alpha_0$  и  $\beta_0$  как функцию

двух переменных; производим дифференцирование результата разложения по  $\alpha$  и  $\beta$ ; подставляем полученные значения  $\frac{\partial}{\partial \alpha} S(\hat{\alpha}_0, \hat{\beta}_0)$ ,  $\frac{\partial}{\partial \beta} H(\hat{\alpha}_0, \hat{\beta}_0)$  в формулу (8.32) и, решая полученную систему уравнений, находим оценки  $\hat{\alpha}_0$  и  $\hat{\beta}_0$ . Не перечисляя дальнейших операций, повторяющих ход вывода предыдущего параграфа, окончательно получаем

$$\sigma^2(\alpha) = - \frac{1}{q_0 K''_{0\alpha}(0, 0)} \frac{1}{1-r^2}, \quad (8.33)$$

$$\sigma^2(\beta) = - \frac{1}{q_0 K''_{0\beta}(0, 0)} \frac{1}{1-r^2}, \quad (8.34)$$

где

$$r^2 = \frac{[K''_{0\alpha\beta}(0, 0)]^2}{K''_{0\alpha}(0, 0) K''_{0\beta}(0, 0)}; \quad (8.35)$$

$$K''_{0\alpha}(0, 0) = \frac{\partial^2}{\partial \alpha^2} K_0(\Delta\alpha, \Delta\beta)_{\substack{\Delta\alpha=0 \\ \Delta\beta=0}}, \quad (8.36)$$

$$K''_{0\beta}(0, 0) = \frac{\partial^2}{\partial \beta^2} K_0(\Delta\alpha, \Delta\beta)_{\substack{\Delta\alpha=0 \\ \Delta\beta=0}}; \quad (8.37)$$

$$K''_{0\alpha\beta}(0, 0) = \frac{\partial^2}{\partial \alpha \partial \beta} K_0(\Delta\alpha, \Delta\beta)_{\substack{\Delta\alpha=0 \\ \Delta\beta=0}}. \quad (8.38)$$

Множитель  $1/(1-r^2)$  отражает корреляционную связь между измеряемыми параметрами. При наличии корреляции ( $r > 0$ ) этот множитель больше единицы и точность измерений будет хуже, чем при некоррелированных  $\alpha$  и  $\beta$ . Покажем это на примере одновременного измерения дальности и скорости. Рассмотрим вначале сигнал в виде одиночного импульса с гауссовой огибающей и линейной частотной модуляцией. Его смешанная автокорреляционная функция выражается формулой (7.48), а вторые производные (8.36), (8.37) и (8.38) равны:

$$K''_{0\tau\Delta\omega}(0, 0) = \frac{b}{2\gamma^2}, \quad (8.39)$$

$$K''_{0\tau}(0, 0) = -\gamma^2 k_{ct}^2, \quad (8.40)$$

$$K''_{0\Delta\omega}(0, 0) = -\frac{1}{4\gamma^2}. \quad (8.41)$$

После подстановки этих значений в формулы (8.35), (8.33) и (8.34) получим:

$$r^2 = \frac{b^2}{\gamma^4 k_{\text{сж}}^2}, \quad (8.42)$$

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{q_0 \gamma^2} = \frac{\tau_{\text{н}}^2}{q_0 \pi}, \quad (8.43)$$

$$\sigma^2(\Delta\omega) = \frac{4\gamma^2}{q_0} k_{\text{сж}}^2 = \frac{4\pi}{q_0 \tau_{\text{н}}^2} k_{\text{сж}}^2. \quad (8.44)$$

Дисперсии оценок дальности и скорости определяются формулами

$$\sigma^2(D) = \frac{c^2 \tau_{\text{н}}^2}{4\pi q_0}, \quad (8.45)$$

$$\sigma^2(V_{\text{р}}) = \frac{c^2}{\omega_0^2} \frac{\pi}{q_0 \tau_{\text{н}}^2} k_{\text{сж}}^2. \quad (8.46)$$

Потенциальные средние квадратические ошибки измерения дальности и скорости соответственно равны

$$\sigma(D)_{\text{пот}} = \frac{c \tau_{\text{н}}}{2 \sqrt{\pi q_0}}, \quad (8.47)$$

$$\sigma(V_{\text{р}})_{\text{пот}} = \frac{c \sqrt{\pi}}{\omega_0 \sqrt{q_0} \tau_{\text{н}}} k_{\text{сж}}. \quad (8.48)$$

Сопоставим выражения, соответствующие разделному измерению либо дальности при известной скорости (8.23), либо скорости при известной дальности (8.28), с аналогичными выражениями (8.47) и (8.48) при одновременном измерении этих величин. При измерении только дальности при известной скорости ( $\Delta\omega = 0$ ) ошибку можно уменьшить, уменьшая отношение  $\tau_{\text{н}}/k_{\text{сж}}$ . Если невыгодно уменьшать длительность импульса из-за энергетических соображений, можно идти по пути увеличения девиации частоты (увеличения  $k_{\text{сж}}$ ).

При одновременном измерении сдвиг по частоте  $\Delta\omega$  неизвестен, поэтому точность измерения времени определяется всем «размахом» эллипса неопределенности (рис. 7.6), а он равен диаметру эллипса для немодулированного сигнала, совпадающему с осью  $\tau$ . Таким образом, при *одновременном* измерении времени и частоты точность измерения времени может быть улучшена только лишь одним путем — уменьшением длительности импульса. Но это приводит к ухудшению точности измерения частоты.



Применение модуляции не помогает. Наоборот, сравнение выражений (8.28) и (8.48) показывает, что при одновременном измерении применение модуляции в  $k_{\text{сж}}$  раз ухудшает точность измерения частоты по сравнению с немодулированным сигналом.

Следовательно, приходим к выводу, что при одновременном измерении дальности и скорости применение сигналов в виде одиночных импульсов нецелесообразно, так

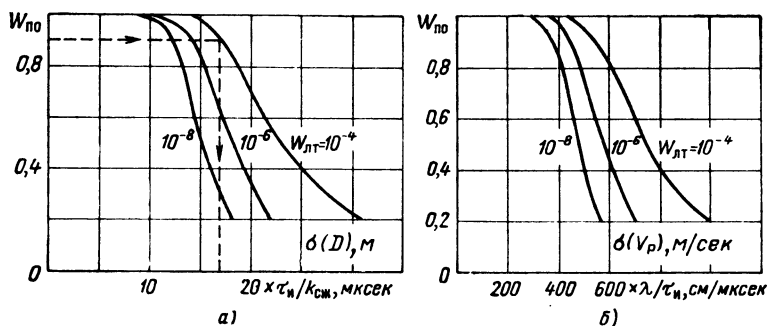


Рис. 8.2. Совместные характеристики обнаружения и потенциальной точности измерения дальности (а) и скорости (б).

как не позволяет разрешить противоречие между необходимостью уменьшать длительность импульсов при измерении дальности и увеличивать ее при измерении скорости. Выход может быть найден только лишь при переходе к другим видам сигналов, например к «пачке» когерентных импульсов. При таком сигнале точность измерения дальности определяется также выражением (8.47), но точность измерения частоты улучшается примерно в  $NT_{\text{н}}/\tau_{\text{н}}$  раз. Это подтверждает и вид эллипса неопределенности для такого вида сигнала (рис. 7.11).

Потенциальная точность измерения параметров сигнала определенным образом связана с надежностью его обнаружения. Потенциальную ошибку измерения можно связать с вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги, используя тот факт, что в обоих случаях количественная оценка зависит от отношения энергий сигнала и шума  $q_0$ . Определяя по рабочим характеристикам приемника вероятности правильного обнаружения  $W_{\text{по}}$  для различных значений  $q_0$  при фиксированном значении веро-

ятности ложной тревоги и вычисляя потенциальную ошибку измерения  $\sigma(\alpha)_{\text{пот}}$  для этих же  $q_0$ , можно получить кривые

$$W_{\text{по}} = \Phi[\sigma(\alpha)_{\text{пот}}] \text{ при } W_{\text{лт}} = \text{var.}$$

Эти кривые могут быть названы совместными характеристиками обнаружения и потенциальной точности измерения.

Такие кривые для сигнала с известными параметрами приведены на рис. 8.2, а и б для случаев измерения дальности и скорости.

Кривыми удобно пользоваться в тех случаях, когда при расчете задаются  $W_{\text{лт}}$ ,  $W_{\text{по}}$  и допустимые ошибки измерения, а требуется выбрать параметры сигнала, обеспечивающие эти показатели.

#### 8.4. Реальная точность измерения параметров сигналов

Реальная точность измерений может быть в некоторых случаях значительно меньше потенциальной. Причинами уменьшения точности являются дополнительные ошибки, связанные с условиями распространения радиоволн, с уменьшением отношения энергий сигнал/шум в различных узлах приемного тракта из-за несогласованности их характеристик с характеристиками сигнала, с несовершенством отсчетных устройств. Результирующая ошибка измерения параметра  $\alpha$  с учетом этих факторов может быть представлена в виде

$$\Delta(\alpha) = \sqrt{\Delta(\alpha)_{\text{пот}}^2 + \Delta(\alpha)_{\text{распр}}^2 + \sum \Delta(\alpha^2)_i} = \alpha(\Delta)_{\text{пот}} \eta_{\alpha}, \quad (8.49)$$

где  $\Delta(\alpha)_{\text{пот}}$  — потенциальная ошибка измерения;  
 $\Delta(\alpha)_{\text{распр}}$  — ошибка, связанная с условиями распространения;  
 $\Delta(\alpha)_i$  — ошибка, возникающая в  $i$ -м узле аппаратуры из-за несовершенства его выполнения;

$$\eta_{\alpha} = \sqrt{1 + \frac{\Delta(\alpha)_{\text{распр}}^2}{\Delta(\alpha)_{\text{пот}}^2} + \frac{\sum \Delta(\alpha^2)_i}{\Delta(\alpha)_{\text{пот}}^2}} \quad (8.50)$$

— коэффициент ухудшения точности измерения параметра  $\alpha$ .

Ошибки, связанные с условиями распространения, возникают, главным образом, из-за искривления траекторий

распространения, вызываемого непостоянством коэффициента преломления по высоте. В тропосфере (высоты до 10—12 км) коэффициент преломления в нормальных метеоусловиях равномерно уменьшается от значения  $n = 1,00067$  у поверхности Земли с градиентом  $dn/dH = -4 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$ . В стратосфере (высоты 10—80 км) коэффициент преломления постоянен и равен 1. Как в тропосфере, так и в стратосфере он не зависит от частоты распространяющихся колебаний. В третьем слое атмосферы — ионосфере — коэффициент преломления меньше 1, величина его зависит от концентрации свободных электронов  $N$  и несущей частоты, причем

$$n = \sqrt{1 - \frac{80,8N}{f^2}}. \quad (8.51)$$

Здесь  $N$  — число электронов в  $1 \text{ м}^3$ ;  
 $f$  — несущая частота колебаний.

Так как величина  $N$  изменяется немонотонно с высотой (рис. 8.3), то и  $n$  имеет минимум на высотах 300—400 км. Кривые рис. 8.3 отражают усредненные данные, поэтому расчет значения  $n$  по формуле (8.51) для конкретного случая имеет приближенный характер.

В соответствии с изменением коэффициента преломления искривляется и радиолуч (рис. 8.4). В тропосфере (участок АБ) луч притягивается к земле (положительная рефракция); в стратосфере преломления не происходит (участок ВВ); в ионосфере, где  $n < 1$ , рефракция отрицательна и луч удаляется от поверхности Земли (участок ВГ); за пределами ионосферы  $n \approx 1$ , и луч распространяется прямолинейно. Такой характер искривления луча приводит к тому, что на земле измеряются угол прихода луча и время запаздывания, большие по сравнению с истинными величинами. Несущая частота приходящих колебаний также измеряется с ошибкой, вызванной тем, что кажущаяся радиальная составляющая скорости объекта  $V_p$  отличается

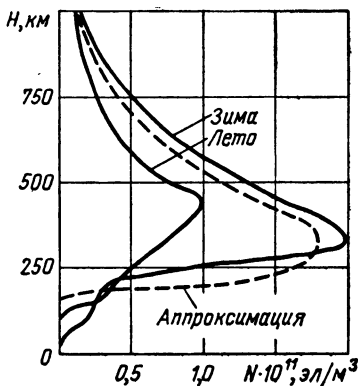


Рис. 8.3. Изменение концентрации свободных электронов в ионосфере с высотой.

от истинной радиальной скорости  $V'_p$ . Ошибки измерения угла места, дальности и скорости цели, вызванные непрямолинейным распространением радиоволн в вертикальной плоскости, могут быть определены расчетным путем для

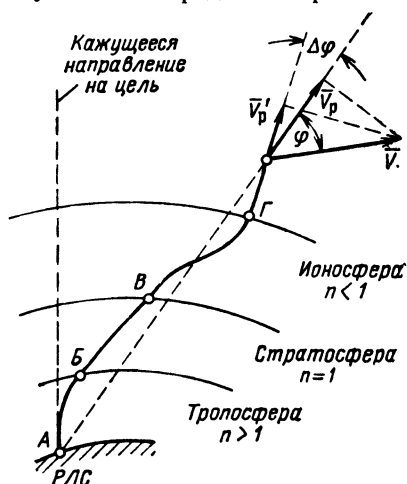


Рис. 8.4. Искривление радиолуча при распространении.

некоторой условной модели атмосферы, состоящей из многих сферических слоев, с меняющимся от слоя к слою значением коэффициента преломления, при постоянном его значении внутри каждого слоя. На рис. 8.5 изображен график, характеризующий ошибки при измерении угла места при распространении в 18-слойной условной модели тропосферы. Ошибки увеличиваются при уменьшении угла места, влажности (для тропосферы) и зависят от времени суток (для ионосферы). Величина ошибок при малых углах места для РЛС точного измерения координат (например радиолокационных станций орудийной наводки) соизмерима с общей ошибкой измерения.

Ошибка в измерении дальности для слоистой тропосферы может быть рассчитана по формуле

$$\Delta D = \frac{c}{2} \left( \sum_{i=1}^m \tau_{D_i} - \tau_D \right), \quad (8.52).$$

где  $\tau_{D_i}$  — время запаздывания при распространении в  $i$ -м слое

Так как

$$\tau_{D_i} = \frac{2D_i}{v_{\text{распр}i}}$$

и

$$v_{\text{распр}i} = \frac{c}{n_i},$$

то формула (8.52) может быть представлена в виде

$$\Delta D = \sum_{i=1}^n n_i D_i - D. \quad (8.53)$$

На рис. 8.6 приведен график ошибок измерения дальности в тропосфере, рассчитанный по этой формуле.

Ошибки измерения дальности также увеличиваются с уменьшением угла места и увеличением влажности и имеют в неблагоприятных случаях существенную для точных измерений величину (около 50—60 м). Еще больше эти ошибки при распространении в ионосфере (рис. 8.7). Множитель ошибки  $\Delta D f^2 / f_0^2$  представляет квадрат отношения несущей частоты сигнала к среднему значению плазменной частоты. Плазменная частота может быть определена по формуле

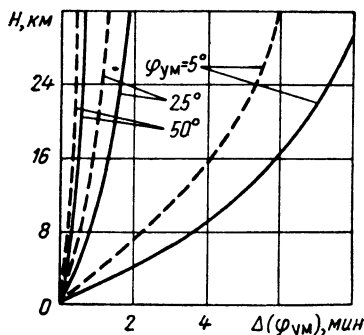


Рис. 8.5. Ошибки измерения угла места при распространении радиоволн в тропосфере при влажности 100% (сплошные линии) и 0% (пунктир).

$$f_0 = \sqrt{80,8N},$$

где  $N$  — число электронов в  $1 \text{ м}^3$ .

Ошибка в определении радиальной скорости цели равна (рис. 8.4)

$$\Delta V_p = V_p - V'_p.$$

Так как

$$V_p = V \cos \varphi, \quad V'_p = V \cos (\varphi + \Delta \varphi),$$

то при  $\Delta \varphi \ll \varphi$

$$\Delta V = V [\cos \varphi - \cos (\varphi + \Delta \varphi)] \approx V \Delta \varphi \sin \varphi. \quad (8.54)$$

Угол  $\Delta\varphi$  зависит от отношения показателей преломления в месте расположения РЛС и у цели и не зависит от коэффициентов преломления промежуточных слоев. Поэтому ошибка измерения радиальной скорости не накапливается по пути распространения. Так как радиальная скорость

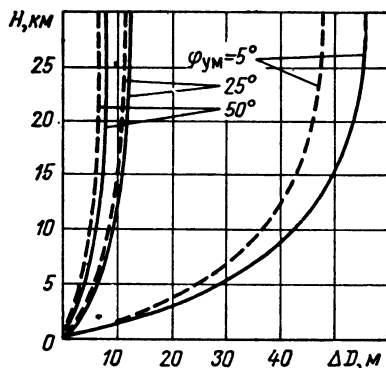


Рис. 8.6. Ошибки измерения времени запаздывания при распространении радиоволн в тропосфере при влажности 100% (сплошные линии) и 0% (пунктирные линии).

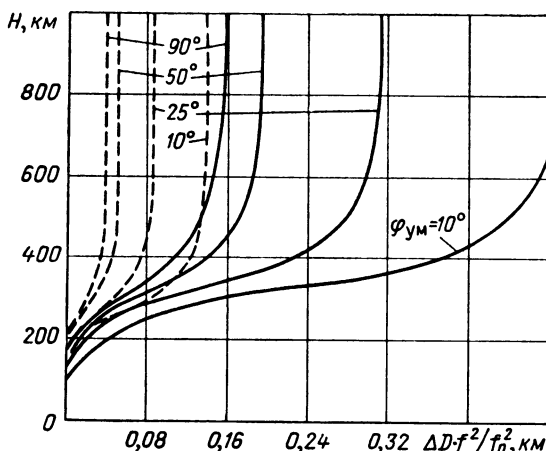


Рис. 8.7. Ошибки измерения времени запаздывания при распространении в ионосфере в дневное время (сплошные линии) и ночью (пунктирные линии); частота  $f_0 = 400$  Мгц.

измеряется по доплеровскому смещению частоты в соответствии с формулой (1.3), то на графиках рис. 8.8 и 8.9 приводится зависимость ошибок в определении доплеровской частоты соответственно для высот 30 и 300 км и горизонтальной скорости движения цели 6 км/сек. Пересчет кривых на другую скорость прост: значение  $F_d$  для данной несущей надо умножить на отношение скорости действительной к скорости 6 км/сек. Следует отметить, что если в тропосфере ошибка в определении доплеровского сдвига пропорциональна несущей частоте сигнала, то в ионосфере эта зависимость носит обратный характер вследствие уменьшения коэффициента преломления с частотой.

Ошибки в определении угла места цели, дальности и скорости, вызванные искривлением траекторий, по сути дела являются систематическими. Но практическая невозможность точного их расчета на всем пути распространения заставляет рассматривать их как случайные. Возможен следующий подход к определению величины ошибки распространения. Пусть, например, требуется учесть ошибку в определении угла места в тропосфере. Предполагая равновероятное появление цели на любом угле места в пределах сектора обзора РЛС, можно определить среднюю ошибку как

$$\Delta\varphi_{\text{ср}} = \frac{\Delta\varphi_{\text{макс}} + \Delta\varphi_{\text{мин}}}{2}. \quad (8.55)$$

Считая эту ошибку систематической, следует ее компенсировать. При этом среднеквадратическая ошибка будет равна

$$\sigma(\varphi_{\text{ум}})_p = \frac{\Delta\varphi_{\text{макс}} - \Delta\varphi_{\text{мин}}}{2\sqrt{3}}. \quad (8.56)$$

На рис. 8.10 и 8.11 показан характер зависимости ошибок  $\sigma(\varphi_{\text{ум}})_p$  и  $\sigma(D)_p$  от высоты для сектора обзора по углу места 5—25° при влажности от 0—100%.

Кроме систематических ошибок имеются истинно случайные ошибки в измерении указанных параметров, вызываемые случайно появляющимися неоднородностями атмосферы. Однако эти ошибки относительно малы.

Анализ ошибок, возникающих в узлах аппаратуры из-за их несовершенства, может быть произведен только лишь для конкретного типа РЛС при подробном рассмотрении

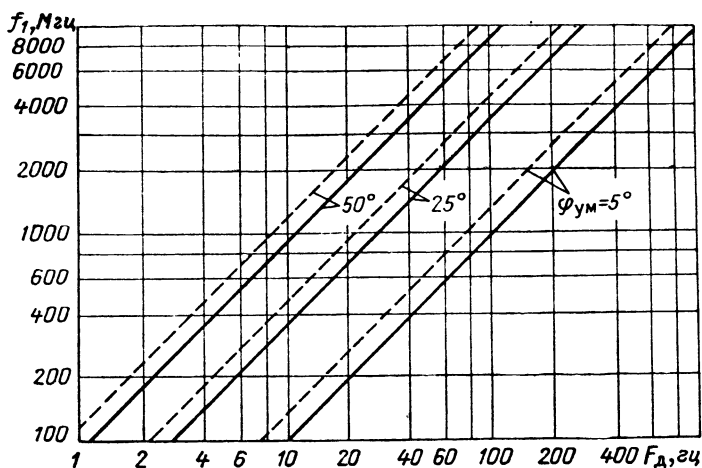


Рис. 8.8. Ошибки измерения доплеровской частоты при влажности 100% (сплошные линии) и 0% (пунктирные линии); скорость объекта  $V = 6$  км/сек, высота полета  $H = 30$  км.

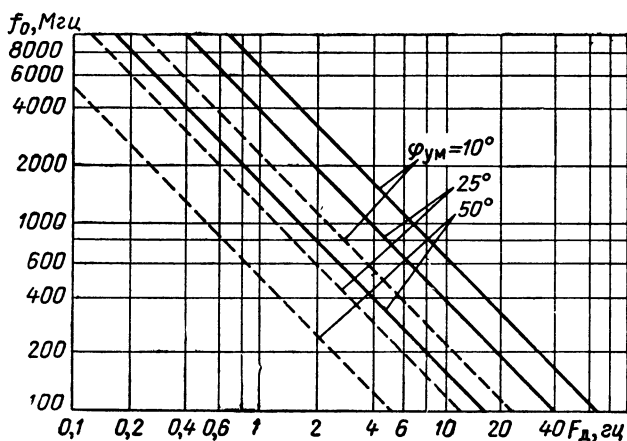


Рис. 8.9. Ошибки измерения доплеровской частоты в ионосфере, скорость объекта 6 км/сек:  
сплошные линии — измерения днем (высота ионизированных слоев 300 км)  
пунктирные линии — измерения ночью (высота 250 км).



ее схемы и конструкции. Как правило, решающее влияние на точность измерения имеет выбор выходного устройства измерителя. Наибольшие ошибки возникают при исполь-

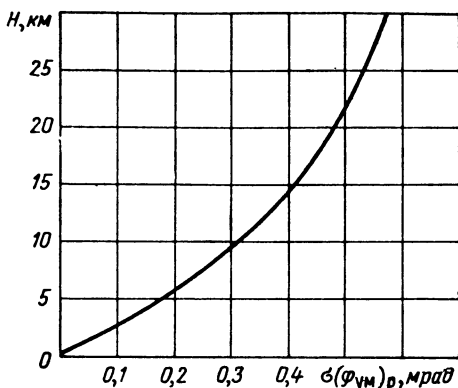


Рис. 8.10. Среднеквадратическая ошибка измерения угла места в тропосфере.

зовании индикаторных выходных устройств с визуальным отсчетом, наименьшие — в случае непрерывного слежения за измеряемым параметром с помощью автоматиче-

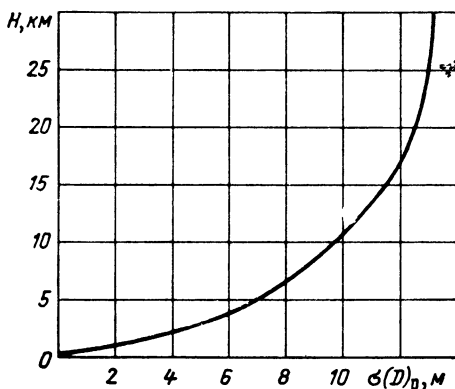


Рис. 8.11. Среднеквадратическая ошибка измерения дальности в тропосфере.

ских выходных устройств непрерывного действия (дальномеров, угломеров, частотомеров). Однако эти устройства могут следить за сигналами только одного объекта.

Когда в качестве выходных устройств применены цифровые вычислительные машины дискретного действия, можно автоматически следить за сигналами многих объектов, причем аппаратурная ошибка может быть сделана сравнимой с потенциальной. Однако эти преимущества достигаются за счет усложнения выходного устройства.

### 8.5. Точность измерения положения цели

В конечном итоге по данным радиолокационных измерений координат цели требуется определить ее положение и оценить точность этого определения.

Так, если панорамная радиолокационная станция измеряет дальность и азимут наземной (надводной) цели с ошибками  $\Delta(D)$  и  $\Delta(\varphi_{аз})$ , то требуется найти ошибку  $\Delta l$

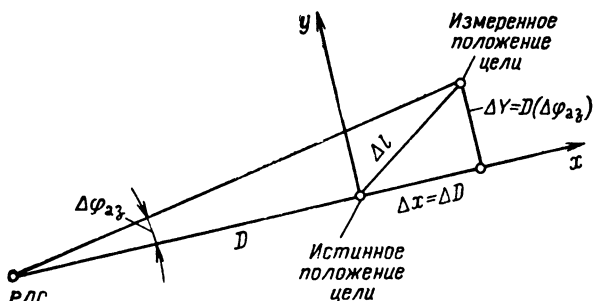


Рис. 8.12. К вычислению ошибки определения места цели.

(рис. 8.12), определить закон ее распределения и числовые характеристики этого закона.

Пусть ошибки  $\Delta(D)$  и  $\Delta(\varphi_{аз})$  взаимонезависимы и имеют нормальные законы распределения со средними значениями, равными нулю. Выразим эти ошибки в прямоугольной системе координат с центром в точке расположения цели:

$$\Delta x = \Delta(D),$$

$$\Delta y = D \Delta(\varphi_{аз}).$$

Эти величины в отдельности также будут иметь нормальные законы распределения, а плотность вероятности величин

выражается формулой

$$w(\Delta x, \Delta y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[ \frac{\Delta x^2}{\sigma_x^2} + \frac{\Delta y^2}{\sigma_y^2} \right] \right\}. \quad (8.57)$$

Здесь

$$\begin{aligned}\sigma_x^2 &= \sigma^2(D), \\ \sigma_y^2 &= D^2\sigma^2(\varphi_{аз}).\end{aligned}$$

Ошибка в определении места цели  $\Delta l$  равна

$$\Delta l = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}. \quad (8.58)$$

Возведя обе части (8.58) в квадрат и усреднив по множеству, получим дисперсию линейной ошибки  $\Delta l$

$$\sigma^2(\Delta l) = \overline{\Delta x^2} + \overline{\Delta y^2} = \sigma^2(D) + D^2\sigma^2(\Delta\varphi_{аз}). \quad (8.59)$$

Переходя к полярным координатам  $l$  и  $\theta$ , получим

$$\begin{aligned}\Delta x &= \Delta l \cos \theta, \\ \Delta y &= \Delta l \sin \theta.\end{aligned} \quad (8.60)$$

Подставляя значения (8.60) в формулу (8.57) и интегрируя по  $\theta$  в пределах  $(0-2\pi)$ , получаем закон распределения  $\Delta l$ :

$$w(\Delta l) = \frac{\Delta l}{\sigma_x\sigma_y} \exp \left[ -\frac{\Delta l^2(\sigma_x^2 + \sigma_y^2)}{4\sigma_x^2\sigma_y^2} \right] I_0 \left[ \frac{\Delta l^2(\sigma_x^2 - \sigma_y^2)}{4\sigma_x^2\sigma_y^2} \right]. \quad (8.61)$$

Вероятность того, что ошибка  $\Delta l$  не превысит величины  $\Delta l_0$ , равна

$$W(\Delta l \leq \Delta l_0) = \int_0^{\Delta l_0} w(\Delta l) d(\Delta l). \quad (8.62)$$

В общем случае этот интеграл выражается через гипергеометрическую функцию. В частном случае, когда

$$\sigma_x^2 + \sigma_y^2 = \sigma^2,$$

выражение (8.61) переходит в закон распределения Релея:

$$w(\Delta l) = \frac{\Delta l}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\Delta l^2}{2\sigma^2}\right) \quad (8.63)$$

и

$$W(\Delta l \leq \Delta l_0) = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta l_0^2}{2\sigma^2}\right). \quad (8.64)$$

На рис. 8.13 изображены зависимости (8.64) для нормированной ошибки угла места  $\Delta l_0/\sigma_l$  [19]. Параметром кри-

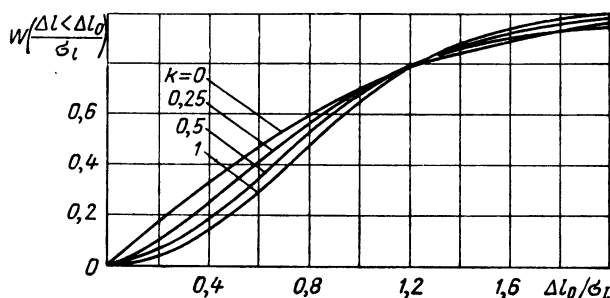


Рис. 8.13. Вероятность того, что ошибка в определении места цели  $\Delta l$  будет не больше заданной.

вых является  $k = \sigma_y/\sigma_x$ . При  $k = 1$  кривая соответствует закону Релея, при  $k = 0$  — нормальному закону. Если  $\Delta l_0/\sigma_l \gg 1$ , кривые близко сходятся и закон распределения можно считать нормальным при любом  $k$ .

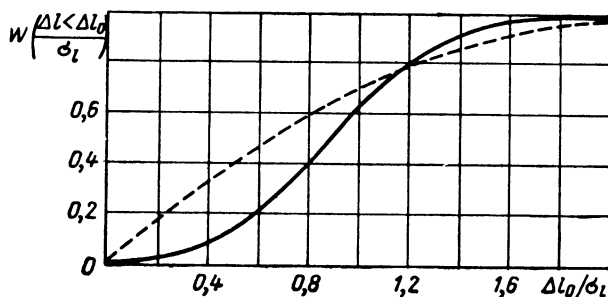


Рис. 8.14. Вероятность того, что ошибка  $\Delta l$  в определении пространственного положения цели будет не больше заданной  $\Delta l_0$ .

Аналогично можно определить закон распределения  $\Delta l$  для пространственного положения цели при известных ошибках измерения дальности, азимута и угла места.

При  $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_z = \sigma$  он имеет вид

$$w(\Delta l) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \frac{\Delta l^2}{\sigma^3} \exp\left(-\frac{\Delta l^2}{2\sigma^2}\right). \quad (8.65)$$

Закон (8.65) описывает распределение Максвелла.

На рис. 8.14 изображена зависимость  $W(\Delta l \leq \Delta l_0) = \Phi(\Delta l_0/\sigma_l)$ , вычисленная по плотности вероятности (8.65).

Пунктирная кривая соответствует нормальному закону. Если условие равенства среднеквадратических отклонений не выполняется, то кривые будут проходить между указанными на рисунке.

## **ТОЧНОСТЬ И РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ**

В гл. 7 и 8 рассматривались общие вопросы оценки параметров радиолокационного сигнала, а также вопросы точности измерений координат и проблема разрешающей способности. В основном анализировалась точность при измерении расстояния и скорости цели, а также разрешение по этим координатам. Оценка точности и разрешающей способности РЛС при измерении угловых координат целей имеет ряд особенностей, которые должны учитываться. Эти особенности объясняются тем, что отраженный радиолокационный сигнал представляет собой сложную зависимость не только от времени, но и от положения точки приема в пространстве. При любом методе измерения угловых координат необходимо анализировать сигнал не в одной точке, а во многих точках пространства. Должна быть некоторая пространственная область приема сигналов или, как иногда говорят, пространственная апертура.

Измерение угловых координат в этих условиях сводится к оценке параметров сложного пространственно-временного сигнала или сигналов, к оценке общего для этих сигналов параметра углового положения цели.

При анализе разрешающей способности РЛС следует в общем случае учитывать возможности различения целей по всем измеряемым координатам: по дальности, скорости, азимуту, углу места, а также по скоростям изменения угловых координат и т. д. Исследования показывают, что нельзя при этом не учитывать взаимозависимость между свойствами сигналов и антенн и влияние этих зависимостей на точность измерения координат и разрешающую способность по этим координатам.

Для общей характеристики свойств РЛС вводится обобщенная функция неопределенности, или пространственно-временная автокорреляционная функция сигнала [20, 50].

## 9.1. Функция неопределенности по угловым координатам и разрешение целей

### 1. Функция неопределенности по одной угловой координате

Рассмотрим сначала простейший случай разрешения только по одной угловой координате, например азимуту.

Отраженные сигналы приходят от двух близко расположенных целей. Антенна представляет собой линейный

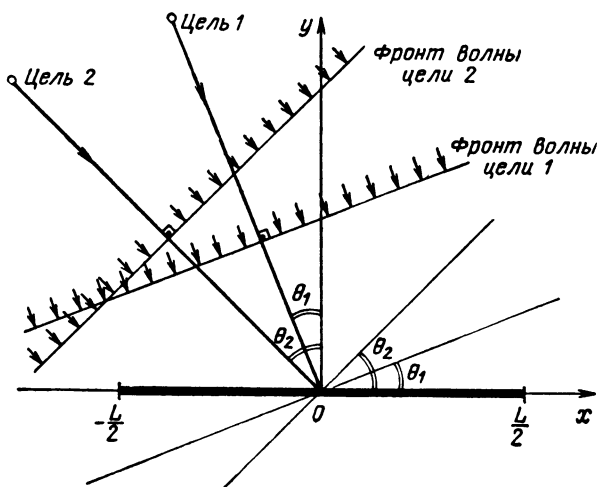


Рис. 9.1. Расположение фазовых фронтов волн, падающих на линейный раскрыв и отраженных от двух целей.

раскрыв длиной  $L$  (рис. 9.1). На эту антенну под углами  $\theta_1$  и  $\theta_2$  приходят плоские волны. Попадающие на апертуру сигналы, отраженные от целей 1 и 2, запишем в виде

$$\begin{aligned} s_1(t, x, \theta_1) &= s[t - t_{\text{зд1}}(x, \theta_1)], \\ s_2(t, x, \theta_2) &= s[t - t_{\text{зд2}}(x, \theta_2)], \end{aligned} \quad (9.1)$$

где  $s(t)$  — сигнал в комплексном виде, равный

$$s(t) = a(t) \exp j\omega_0 t; \quad (9.2)$$

$a(t)$  — комплексная амплитуда;

$t_{\text{зд}1}$  — задержка во времени относительно центра раскрыва ( $x=0$ ) сигнала, отраженного от первой цели и принимаемого в точке  $x$ . Очевидно, что эта задержка является функцией координаты точки  $x$  и углового положения цели  $\theta_1$ . Из рис. 9.1 следует, что

$$t_{\text{зд}1}(x, \theta_1) = \frac{x \sin \theta_1}{c}, \quad (9.3)$$

аналогично

$$t_{\text{зд}2}(x, \theta_2) = \frac{x \sin \theta_2}{c}.$$

Введем вместо углов  $\theta_1$  и  $\theta_2$  обобщенные угловые координаты

$$u = \frac{\sin \theta_1}{c},$$

$$\omega = u + v = \frac{\sin \theta_2}{c}. \quad (9.4)$$

Тогда сигналы  $s_1$  и  $s_2$  запишем как

$$s_1(t, x) = s(t - ux),$$

$$s_2(t, x) = s(t - \omega x) = s(t - ux - vx). \quad (9.5)$$

Сигналы  $s_1$  и  $s_2$  совпадают только в точке  $x=0$ . Каждый из сигналов представляет собой некоторую функцию как

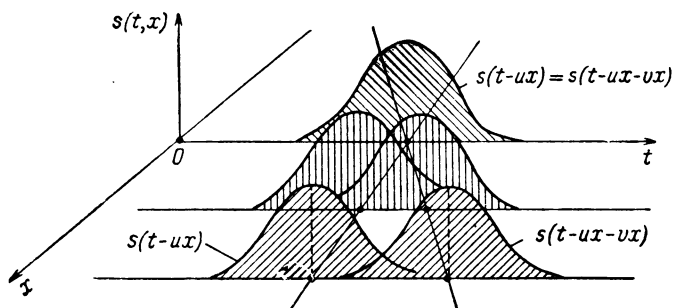


Рис. 9.2. Взаимное расположение сигналов  $s_1$  и  $s_2$ , отраженных от двух целей, на плоскости переменных  $x$  и  $t$ .

времени  $t$ , так и пространства (переменная  $x$ ). При данном значении углов  $u$  и  $\omega$  сигналы различаются тем больше, чем больше разностный угол  $v$  (рис. 9.2).



Сигналы, возбуждаемые в каждой точке апертуры, суммируются тем или иным способом и поступают в приемное устройство. Вклад различных элементов раскрыва зависит от весовой функции антенны  $A(x)$ , называемой иногда функцией возбуждения антенны, или функцией распределения поля в раскрыве. Обычно функция  $A(x)$  отличается от нуля только в пределах физической длины антенны. Принятые каждым элементом (или в каждой точке) раскрыва сигналы с учетом весовой функции запишем в виде

$$\begin{aligned}s_{\pi 1}(t, x) &= A(x) s(t - ux), \\ s_{\pi 2}(t, x) &= A(x) s(t - ux - vx).\end{aligned}\quad (9.6)$$

Для разрешения целей нужно, чтобы отраженные сигналы отличались один от другого. В рассматриваемом случае сигналы  $s_{\pi 1}$  и  $s_{\pi 2}$  отличаются величиной сдвига  $vx$ , который появился из-за различного положения целей в пространстве.

В качестве критерия разрешения выбираем интегральную оценку — среднеквадратическую разность сигналов

$$\varepsilon(v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |s_{\pi 1}(t, x) - s_{\pi 2}(t, x)|^2 dx dt. \quad (9.7)$$

Выполним некоторые простые преобразования выражения (9.7). Во-первых, запишем

$$\begin{aligned}\varepsilon(v) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [s_{\pi 1}(t, x) - s_{\pi 2}(t, x)] [s_{\pi 1}^*(t, x) - s_{\pi 2}^*(t, x)] dx dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |s_{\pi 1}(t, x)|^2 dx dt + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |s_{\pi 2}(t, x)|^2 dx dt - \\ &\quad - 2 \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s_{\pi 1}(t, x) s_{\pi 2}^*(t, x) dt dx.\end{aligned}\quad (9.8)$$

Первые два интеграла характеризуют энергию отраженных сигналов на выходе системы обработки.

Выбранный критерий позволяет учитывать свойства отраженного сигнала, влияющие на величину оценки в виде интеграла  $\varepsilon(v)$ . Если, например, ввести некоторый порог, то можно говорить о наличии одной или двух целей в зависимости от превышения интегралом  $\varepsilon(v)$  этого порога.

Заметим, что максимум (9.8) достигается в случае равенства нулю функции

$$2 \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \int s_{\pi 1}(t, x) s_{\pi 2}(t, x) dt dx.$$

Введем обозначение для пространственно-временной взаимокорреляционной функции сигналов  $s_{\pi 1}$  и  $s_{\pi 2}$

$$\Psi(v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int s_{\pi 1}(t, x) s_{\pi 2}^*(t, x) dt dx. \quad (9.9)$$

Запишем интеграл (9.8) в виде

$$\varepsilon(v) = 2E - 2 \operatorname{Re} \Psi(v), \quad (9.10)$$

где  $E$  — энергия сигналов  $s_{\pi 1}$  и  $s_{\pi 2}$ . Считаем, что энергии сигналов равны.

В соответствии с принятым критерием для лучшего разрешения по угловым координатам действительная часть корреляционной функции  $\Psi(v)$  должна быть при значении угла  $v$ , не равном нулю, возможно меньшей.

В дальнейшем функцию  $\Psi(v)$  будем называть *функцией неопределенности по угловым координатам*.

Рассмотрим некоторые разновидности функции неопределенности  $\Psi(v)$ . Подставим в формулу (9.9) выражения для сигналов  $s_{\pi 1}$  и  $s_{\pi 2}$  (9.6) с учетом соотношения (9.2). В результате получаем

$$\begin{aligned} \Psi(v) = & \int_{-\infty}^{\infty} \int |A(x)|^2 a(t - ux) a^*(t - ux - vx) \times \\ & \times \exp(j\omega_0 vx) dx dt. \end{aligned} \quad (9.11)$$

Заметим, что можно выполнить интегрирование по  $t$  в (9.11), записав

$$\int_{-\infty}^{\infty} a(t - ux) a^*(t - ux - vx) dt = \Psi_s(vx). \quad (9.12)$$

Функция  $\Psi_s(vx)$  является автокорреляционной функцией сигнала  $s(t)$ , или функцией неопределенности сигнала по времени.

Для функции  $\Psi(v)$  тогда получаем соотношение

$$\Psi(v) = \int_{-\infty}^{\infty} |A(x)|^2 \Psi_s(vx) e^{j\omega_0 vx} dx. \quad (9.13)$$

Автокорреляционную функцию  $\Psi_s(vx)$  можно выразить через спектр мощности сигнала  $|S(\omega)|^2$ :

$$\Psi_s(vx) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 e^{j\omega vx} d\omega. \quad (9.14)$$

Подставив (9.14) в формулу (9.13), получаем

$$\Psi(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |A(x)|^2 |S(\omega)|^2 \exp[j(\omega_0 + \omega)vx] dx d\omega. \quad (9.15)$$

Характеристику направленности антенны  $G(\omega_0\mu)$ , как известно [67], можно на частоте  $\omega_0$  представить, используя весовую функцию  $A(x)$ , в виде интеграла Фурье

$$G(\omega_0\mu) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A(x) e^{j\omega_0\mu x} dx. \quad (9.16)$$

Используя формулу Парсеваля, запишем

$$\begin{aligned} 2\pi\omega_0 \int_{-\infty}^{\infty} G^*(\omega_0\mu) G[\omega_0(u+v)] du = \\ = \int_{-\infty}^{\infty} |A(x)|^2 e^{j\omega_0 vx} dx. \end{aligned} \quad (9.17)$$

Левая часть (9.17) представляет собой пространственную автокорреляционную функцию характеристики направленности антенны. Обозначим ее как

$$\Psi_G(\omega_0 v) = \omega_0 \int_{-\infty}^{\infty} G^*(\omega_0\mu) G[\omega_0(u+v)] du. \quad (9.18)$$

Заметим, что интеграл по  $x$  в формуле (9.15) эквивалентен правой части соотношения (9.17). Следовательно,

можно функцию  $\Psi_G$  (9.18) подставить в (9.15). В результате формулу (9.15) запишем в виде

$$\Psi(v) = \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 \Psi_G[(\omega_0 + \omega)v] d\omega. \quad (9.19)$$

Наиболее интересен для радиолокации случай, когда сигналы относительно узкополосны (ширина полосы частот

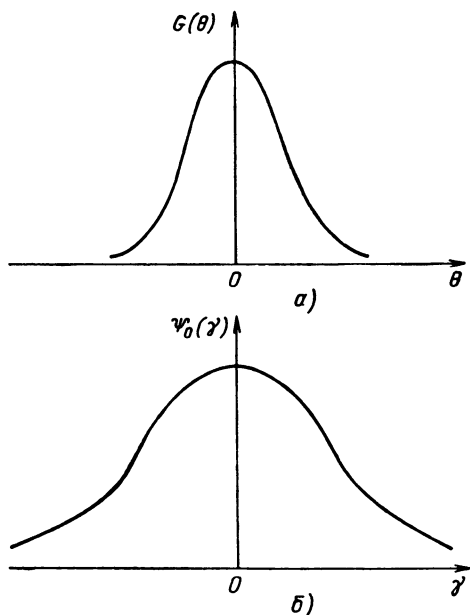


Рис. 9.3. Характеристика направленности колокольной формы (а) и ее пространственная корреляционная функция (б).

спектра лежит в пределах не более чем 20% от несущей  $\omega_0$ ). В этом случае  $\omega_0 + \omega \approx \omega_0$ .

Формула (9.19) при этом упрощается. Автокорреляционную функцию диаграммы направленности  $\Psi_G$  можно вынести из подынтегрального выражения

$$\Psi(v) = \Psi_G(\omega_0 v) \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega. \quad (9.20)$$

Интеграл в правой части формулы (9.20) представляет собой энергию сигнала  $s(t)$ , или значение автокорреляционной функции сигнала при  $v = 0$  [см. формулу (9.14)]. Следовательно,

$$\Psi(v) = \Psi_s(0) \Psi_G(\omega_0 v) = E_s \Psi_G(\omega_0 v). \quad (9.21)$$

Функция неопределенности с точностью до постоянного коэффициента равна пространственной автокорреляционной функции диаграммы направленности антенны.

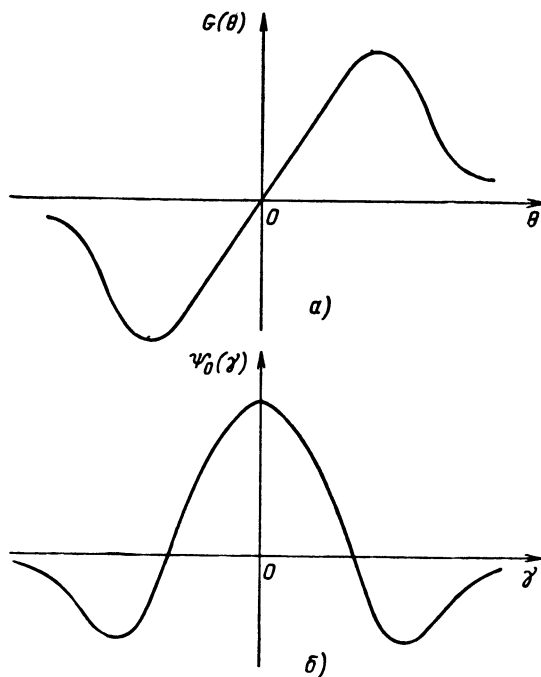


Рис. 9.4. Характеристика направленности несимметричной формы (а) и ее пространственная корреляционная функция (б).

В качестве примеров рассмотрим нормированные функции неопределенности для двух видов диаграмм направленности  $G(\theta)$ , которые показаны на рис. 9.3, а и 9.4, а.

В первом случае диаграмма направленности имеет колоколообразную форму

$$G(\theta) = \exp\left(-\frac{\theta^2}{\theta_n^2}\right), \quad (9.22)$$

где  $\theta_n$  — ширина луча, определяемая на уровне  $e^{-1/4}$ .

Найдем автокорреляционную функцию диаграммы направленности<sup>1</sup>

$$\Psi_G(\gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\theta) G(\theta + \gamma) d\theta. \quad (9.23)$$

Подставив в формулу (9.23) выражение (9.22), получим

$$\begin{aligned} \Psi_G(\gamma) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(\theta/\theta_n)^2} e^{-(\theta+\gamma)^2/\theta_n^2} d\theta = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ -\frac{1}{\theta_n^2} [2\theta^2 + 2\theta\gamma + \gamma^2] \right\} d\theta = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ -\frac{1}{\theta_n^2} \left[ \left( \sqrt{2}\theta + \frac{\gamma}{\sqrt{2}} \right)^2 + \frac{\gamma^2}{2} \right] \right\} d\theta. \end{aligned}$$

Произведем замену переменных. Обозначим

$$z = \frac{\sqrt{2}\theta + \gamma/\sqrt{2}}{\theta_n}. \quad (9.24)$$

Тогда получаем

$$\begin{aligned} \Psi_G(\gamma) &= \frac{\theta_n}{\sqrt{2}} \exp \left[ -\frac{\gamma^2}{2\theta_n^2} \right] \int_{-\infty}^{\infty} e^{-z^2} dz = \\ &= \frac{\theta_n \sqrt{\pi}}{\sqrt{2}} \exp \left[ -\frac{\gamma^2}{2\theta_n^2} \right]. \end{aligned} \quad (9.25)$$

Подставим (9.25) в выражение для функции неопределенности (9.21). Нормированная функция неопределенности в этом случае равна

$$\Psi_0(\gamma) = \exp \left[ -\frac{\gamma^2}{2\theta_n^2} \right]. \quad (9.26)$$

Эта функция приведена на рис. 9.3, б. Если разрешающую способность РЛС по угловым координатам оценить для простоты шириной функции  $\Psi_0(\gamma)$  на уровне  $e^{-\frac{1}{4}}$ , то разрешение определяется величиной

$$\delta\theta = \sqrt{2}\theta_n. \quad (9.27)$$

<sup>1</sup> Формула (9.23) отличается от (9.18) только переменными, что несущественно для вида автокорреляционной функции.

Рассмотрим диаграмму направленности  $G(\theta)$  вида (рис. 9.4, а)

$$G(\theta) = \theta e^{-(\theta/\theta_n)^2}. \quad (9.28)$$

Обычно такие диаграммы направленности применяются в системах точного определения угловых координат, в системах автоматического сопровождения цели по угловым координатам. Автокорреляционная функция диаграммы  $G(\theta)$  равна

$$\begin{aligned} \Psi_G(\gamma) &= \int_{-\infty}^{\infty} \theta e^{-\theta^2/\theta_n^2} (\theta + \gamma) e^{-(\theta+\gamma)^2/\theta_n^2} d\theta = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} (\theta^2 + \theta\gamma) \exp \left[ -\frac{1}{\theta_n^2} (2\theta^2 + 2\theta\gamma + \gamma^2) \right] d\theta. \end{aligned} \quad (9.29)$$

Произведя замену переменных аналогично (9.24) и выполнив интегрирование, получим

$$\Psi_G(\gamma) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{\theta_n^2}{4} \left( 1 - \frac{\gamma^2}{\theta_n^2} \right) e^{-\gamma^2/2\theta_n^2}. \quad (9.30)$$

Нормированная функция неопределенности в этом случае описывается выражением (рис. 9.4, б)

$$\Psi_0(\gamma) = \left( 1 - \frac{\gamma^2}{\theta_n^2} \right) e^{-\gamma^2/2\theta_n^2}. \quad (9.31)$$

Если оценивать разрешение на уровне 0,5 от значения функции неопределенности, то разрешаемый угол  $\delta\theta$  примерно равен

$$\delta\theta = 0,7\theta_n. \quad (9.32)$$

Итак, угловая разрешающая способность РЛС определяется свойствами автокорреляционной функции диаграммы направленности, а не просто шириной диаграммы направленности.

Так же, как была определена функция неопределенности по одной угловой координате, могут быть найдены такие функции при различных сочетаниях измеряемых параметров: две угловые координаты, два угла и дальность, угол — скорость и т. п.

## 2. Функция неопределенности для дальности и одной угловой координаты

Рассмотрим в качестве примера, каким образом находится функция неопределенности для случая оценки разрешения по дальности и одной угловой координате. Считаем,

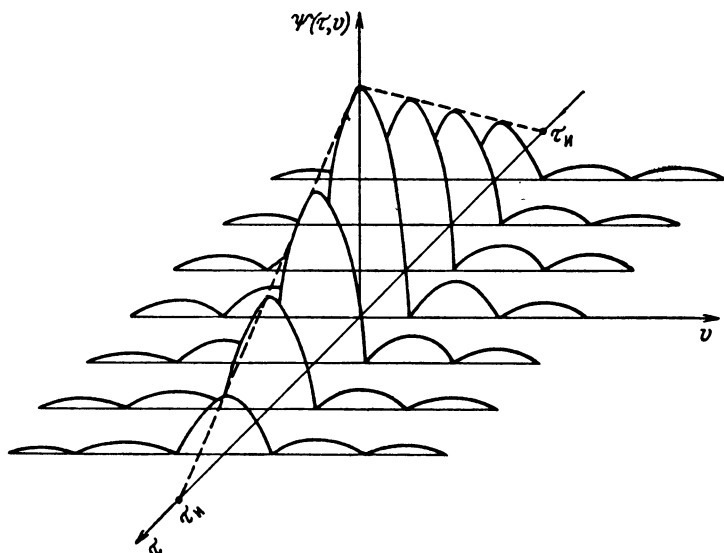


Рис. 9.5. Функция неопределенности РЛС по азимуту и дальности для прямоугольного импульса и апертуры с равномерным облучением.

что две цели различаются как по дальности (разность расстояний равна  $\tau$ ), так и по угловой координате (разность нормированных угловых переменных равна  $\nu$ ). В этих условиях сигналы, принимаемые в каждой точке раскрыва, можно записать в виде, аналогичном соотношениям (9.6):

$$\begin{aligned} s_{\pi 1}(t, x) &= A(x) s(t - ux), \\ s_{\pi 2}(t, x) &= A(x) s(t - \tau - ux - vx). \end{aligned} \quad (9.33)$$

Выполняя преобразования такие же, как в подпараграфе 1, получаем

$$\begin{aligned} \Psi(\tau, \nu) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |A(x)|^2 |S(\omega)|^2 \exp \times \\ &\times [j(\omega_0 + \omega)vx + j\omega\tau] dx d\omega. \end{aligned} \quad (9.34)$$



Если рассмотреть случай узкополосных сигналов, то можно положить  $\omega_0 + \omega \approx \omega_0$ , и тогда

$$\Psi(\tau, v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |A(x)|^2 e^{j\omega_0 v x} dx \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 e^{j\omega \tau} d\omega. \quad (9.35)$$

В соответствии с формулами (9.14), (9.17) и (9.18) запишем

$$\Psi(\tau, v) = \Psi_s(\tau) \Psi_G(\omega_0 v). \quad (9.36)$$

Следовательно, при узкополосной аппроксимации обобщенная функция неопределенности равна произведению функции неопределенности по дальности  $\Psi_s(\tau)$  и функции неопределенности диаграммы направленности  $\Psi_G(\omega_0 v)$ .

На рис. 9.5 показана такая обобщенная функция неопределенности для случая равномерной весовой функции антенны  $A(x)$  и прямоугольного импульсного сигнала.

Можно показать, что и в наиболее общем случае, когда измеряются азимут, угол места, дальность и скорость цели, обобщенная функция неопределенности для узкополосных сигналов равна произведению функции неопределенности сигнала  $\Psi_s(\tau, \Omega_d)$  и пространственной автокорреляционной функции диаграммы направленности для азимута и угла места  $\Psi_G(\omega_0 v, \omega_0 q)$ , т. е.

$$\Psi(\tau, \Omega_d, v, q) = \Psi_s(\tau, \Omega_d) \Psi_G(\omega_0 v, \omega_0 q), \quad (9.37)$$

где  $\Omega_d$  — частота Допплера, характеризующая скорость цели;  $q$  — разность обобщенных углов места для двух целей.

## 9.2. Точность измерения угловых координат

### 1. Функция правдоподобия

Как известно, основным фактором, который приводит к уменьшению точности измерения угловых координат является присутствие в системе шумов. Существует два источника шумов: внешний, например космические шумы, и внутренний — тепловые шумы. Рассмотрим влияние внутренних шумов, хотя аналогично можно учесть и внешние шумы.

Принимаем, что каждый элемент антенны является источником шумов с плотностью мощности  $N_0$ .

Если рассмотреть всю совокупность шумов, поступающих со всех элементов раскрыва антенны, то можно найти плотность распределения вероятностей шума, которая необходима для дальнейшего определения функции правдоподобия.

Плотность распределения вероятности выборки шума за время  $T$ , поступающей от некоторого  $i$ -го элемента раскрыва, запишем в виде

$$w[n(t, x_i)] = k \exp \left[ -\frac{1}{2N_0} \int_0^T |n(t, x_i)|^2 dt \right], \quad (9.38)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности;

$x_i$  — координата  $i$ -го элемента раскрыва;

$n(t, x_i)$  — шумовой сигнал.

С выхода всех  $M$  элементов, если считать источники независимыми, имеющими равные плотности мощности, плотность распределения шумов равна

$$w[n(t, x)] = k \exp \left[ -\frac{1}{2N_0} \sum_{i=1}^M \int_0^T |n(t, x_i)|^2 dt \right]. \quad (9.39)$$

Для большого количества элементов  $M$  или для непрерывного раскрыва имеем

$$w[n(t, x)] = k \exp \left[ -\frac{1}{2N_0} \int_{-L/2}^{L/2} \int_0^T |n(t, x)|^2 dx dt \right], \quad (9.40)$$

где  $L$  — длина раскрыва.

Принимаемый антенной сигнал совместно с шумом запишем для каждой точки раскрыва  $x$  в виде

$$y(t, x) = s_{\Pi}(t, x) + n(t, x), \quad (9.41)$$

где  $s_{\Pi}(t, x)$  — сигнал, который можно записать так же, как в (9.6).

Апостериорное распределение тогда равно

$$w_y[s_{\Pi}(t, x)] = k \exp \left[ -\frac{1}{2N_0} \int_{-L/2}^{L/2} \int_0^T |y(t, x) - s_{\Pi}(t, x)|^2 dx dt \right].$$

Функция правдоподобия в этом случае равна

$$L_s(u) = \exp \left[ \frac{1}{N_0} \operatorname{Re} \int_0^T \int_{-L/2}^{L/2} y(t, x) s_{\Pi}^*(t, x, u) dx dt \right]. \quad (9.42)$$

Оценка истинного углового положения цели  $u_0$  находится путем максимизации функции правдоподобия  $L_s(u)$ . То значение угла  $u_0$ , при котором функция  $L_s(u)$  максимальна, является оценкой истинного углового положения цели.

Интегральная функция в показателе экспоненты (9.42) представляет собой пространственно-временную функцию взаимной корреляции принятого сигнала  $y(t, x)$  и ожидаемого сигнала  $s_{\Pi}(t, x, u)$ . Очевидно, что максимум этой функции соответствует и максимуму функции правдоподобия  $L_s(u)$ .

Обозначим интегральную функцию в (9.42) как

$$q(u) = \int_0^T \int_{-L/2}^{L/2} y(t, x) s_{\Pi}^*(t, x, u) dx dt. \quad (9.43)$$

Функция  $q(u)$  образуется на выходе пространственно-временного фильтра, согласованного с ожидаемым сигналом. Главной частью функции  $q(u)$  является функция неопределенности по угловым координатам  $\Psi(u)$ . Действительно, если подставить в формулу (9.43) соотношение (9.41) для  $y(t, x)$ , то получим<sup>1</sup>

$$\begin{aligned} q(u) = & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s_{\Pi}(t, x, u_0) s_{\Pi}^*(t, x, u) dx dt + \\ & + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} n(t, x) s_{\Pi}^*(t, x, u) dx dt. \end{aligned} \quad (9.44)$$

Если сравнить первое слагаемое с выражением (9.9), то очевидно, что оно соответствует функции неопределенности  $\Psi(u - u_0)$ . Второе слагаемое представляет собой шумовую функцию  $H(u)$ . Можно переписать (9.44) как

$$q(u) = \Psi(u - u_0) + H(u). \quad (9.45)$$

Максимум функции  $\text{Re } q(u)$  в выражении (9.43) позволяет найти оценку углового положения цели  $u_0$ . Можно показать, что максимум  $\text{Re } q(u)$  соответствует максимуму модуля функции  $q(u)$ , т. е.  $|q(u)|$ .

---

<sup>1</sup> Пределы интегрирования заменяем на бесконечные, так как сам вид функций  $S_{\Pi}$  ограничивает пределы интегрирования.

Подставим в формулу (9.43) выражение для ожидаемого сигнала вида (9.6). В результате получаем

$$|q(u)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A^*(x) s^*(t - ux) y(t, x) dx dt \right|. \quad (9.46)$$

Выражение (9.46) является основным для оценки точности измерения угловых координат.

## 2. Оптимальный приемник и точность измерения угловых координат

Выражение (9.46) позволяет найти оптимальный приемник для определения угловых координат цели. Такой приемник должен реализовать все операции, указанные

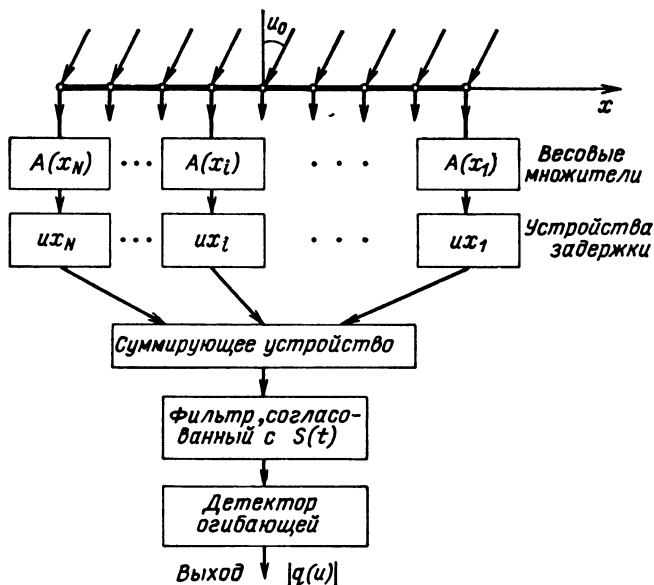


Рис. 9.6. Оптимальное устройство измерения угловых координат.

в (9.46). Структура приемника может быть представлена или в виде корреляторов, или в виде фильтрового устройства.

В качестве примера на рис. 9.6 изображена блок-схема оптимального приемного устройства для определения угловых координат. Антенная система представляет собой решетку элементов. Приходящий сигнал  $y(t, x)$  поступает с выхода каждого элемента на умножитель, где формируется произведение сигнала  $y(t, x)$  и весовой функции  $A^*(x_i)$ , затем подается в устройства задержки сигнала на время  $ux_i$ . Величина задержки зависит, конечно, от ожидаемого значения угла  $u$ . Для получения максимума функции  $|q(u)|$  задержка должна изменяться. Возможны два способа получения максимума функции  $|q(u)|$ . В первом случае задержка изменяется каким-либо электронным или электронно-механическим способом в самой РЛС. Эта операция эквивалентна электронному или электромеханическому сканированию или сопровождению цели. В другом случае сам раскрыв (в рассматриваемом случае вся решетка элементов) может механически перемещаться по угловым координатам. Это эквивалентно механическому сканированию или механическому сопровождению цели.

С выхода элементов (линии) задержки сигналы поступают в суммирующее устройство, выполняющее операцию, эквивалентную интегрированию по переменной  $x$  в формуле (9.46), затем сигнал подается на устройство обработки по времени, на согласованный фильтр с импульсной переходной функцией вида  $s^*(-t)$ . Последним элементом является детектор огибающей, обеспечивающий получение модуля функции  $|q(u)|$ . В более сложных случаях согласованный по времени фильтр используется для получения оценок координат цели по дальности и скорости.

Если шума нет, то максимальное значение выходного сигнала фильтра соответствует максимуму функции неопределенности по угловым координатам  $\Psi(u)$ . Следовательно, истинное положение цели определяется положением максимума функции неопределенности.

В общем случае всегда имеется шумовая составляющая в выходном сигнале  $|q(u)|$ , которая смещает положение максимума и вызывает ошибки в измерении положения цели.

Определим точность, с которой можно определить угловые координаты цели. Точность будем оценивать величиной дисперсии ошибки, которая равна разности между найденным значением углового положения цели  $\hat{u}_0$  и истинным значением  $u_0$ :  $\Delta u = \hat{u}_0 - u_0$ . Дисперсию ошибки можно

найти так же, как это было сделано в гл. 8. Форма записи для пространственно-временной взаимокорреляционной функции, которая приведена в (9.45), не отличается от выражения (8.9). Следовательно, можно воспользоваться формулой (8.20) для найденного ранее в гл. 8 значения дисперсии ошибки в оценке параметра сигнала  $\alpha$ .

Для рассматриваемого случая оценки углового положения цели  $u_0$  дисперсия ошибки  $\Delta u$  равна

$$\sigma_u^2 = \overline{\Delta u^2} = \overline{(\hat{u}_0 - u_0)^2} = \frac{\left[ \frac{d}{du} H(u) \right]_{u=u_0}^2}{\left[ \frac{d^2}{du^2} \Psi(u) \right]_{u=u_0}^2}. \quad (9.47)$$

Найдем, что представляют собой выражения в числителе и знаменателе формулы (9.47).

Сначала рассмотрим функцию

$$\left[ \frac{d}{du} H(u) \right]_{u=u_0}^2 = \left\{ \frac{d}{du} \int_{-\infty}^{\infty} \int n(t, x) s_{\Pi}^*(t, x, u) dx dt \right\}_{\text{ср}}^2, \quad (9.48)$$

где учтено выражение (9.45).

После некоторых преобразований соотношение (9.48) запишем так:

$$\begin{aligned} \left[ \frac{d}{du} H(u) \right]_{u=u_0}^2 &= \int \int \int_{-\infty}^{\infty} n(t, x) n^*(t', x') \times \\ &\times s_{\Pi}^*(t', x', u_0) s'_{\Pi}(t, x, u_0) dx dx' dt dt'. \end{aligned} \quad (9.49)$$

Пространственно-временную корреляционную функцию шумового поля  $n(t, x) n^*(t', x')$  в простейшем случае стационарного в пространстве и времени белого шума запишем как

$$n(t, x) n^*(t', x') = 2N_0 \delta(t - t') \delta(x - x'). \quad (9.50)$$

Используя известные свойства дельта-функций  $\delta(x - x')$  и  $\delta(t - t')$ , можно в выражении (9.49) выполнить интегрирование по переменным  $t'$  и  $x'$ . Сразу запишем

$$\left[ \frac{d}{du} H(u) \right]_{u=u_0}^2 = 2N_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int s_{\Pi}^*(t, x, u_0) s'_{\Pi}(t, x, u_0) dt dx. \quad (9.51)$$

Это выражение представим как

$$\left[ \frac{d}{du} H(u) \right]_{u=u_0}^2 = 2N_0 \frac{d^2}{du^2} \left[ \int \int s_{\Pi}^*(t, x, u) \times \right. \\ \left. \times s_{\Pi}(t, x, u) dt dx \right]_{u=u_0} \quad (9.52)$$

или с учетом (9.45) запишем

$$\left[ \frac{dH(u)}{du} \right]_{u=u_0}^2 = 2N_0 \left[ \frac{d^2}{du^2} \Psi(u) \right]_{u=u_0}. \quad (9.53)$$

Подставим выражение (9.53) в формулу для дисперсии (9.47). В результате получаем

$$\sigma_u^2 = \frac{2N_0}{\left[ \frac{d^2}{du^2} \Psi(u) \right]_{u=u_0}}. \quad (9.54)$$

Для дальнейшего преобразования формулы для дисперсии  $\sigma_u^2$  рассмотрим знаменатель в (9.54). Используем выражение для функции неопределенности в форме (9.21) с учетом соотношений (9.17) и (9.18). Тогда получаем первое соотношение в виде

$$\left[ \frac{d^2}{du^2} \Psi(u) \right]_{u=u_0} = \frac{d^2}{du^2} [E_c \Psi_G(\omega_0 u)]_{u=u_0} = \\ = E_c \frac{d^2}{du^2} \left[ \omega_0 \int_{-\infty}^{\infty} G^*[\omega_0(v+u_0)] G[\omega_0(v+u)] dv \right]_{u=u_0} = \\ = E_c \left[ \omega_0^3 \int_{-\infty}^{\infty} G^*[\omega_0(v+u_0)] G''[\omega_0(v+u)] dv \right]_{u=u_0} = \\ = E_c \omega_0^3 \left[ \int_{-\infty}^{\infty} G'^*[\omega_0(v+u_0)] G'[\omega_0(v+u)] du \right]_{u=u_0}. \quad (9.55)$$

Введем нормированные диаграммы направленности  $F(\omega_0 v)$

$$G(\omega_0 v) = \sqrt{G_0} F(\omega_0 v), \quad (9.56)$$

где  $G_0$  — коэффициент направленности антенны.

Выражение (9.56) позволяет записать (9.55), заменив

переменные по формулам:

$$\begin{aligned}\omega_0 v &= \beta, \\ \omega_0 (v + u) &= \beta + \gamma, \\ \omega_0 dv &= d\beta,\end{aligned}\tag{9.57}$$

в виде

$$\left[ \frac{d^2}{du^2} \Psi(u) \right]_{u=u_0} = E_c \omega_0^2 G_0 \left[ \int_{-\infty}^{\infty} F'^*(\beta) F'(\beta + \gamma) d\beta \right]_{\gamma=\gamma_0}.\tag{9.58}$$

Другое выражение найдем, используя правую часть (9.17),

$$\begin{aligned}\left[ \frac{d^2}{du^2} \Psi(u) \right]_{u=u_0} &= E_c \frac{d^2}{du^2} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |A(x)|^2 e^{j\omega_0 u x} dx \right]_{u=u_0} = \\ &= \frac{1}{2\pi} E_c \omega_0^2 \int_{-\infty}^{\infty} x^2 |A(x)|^2 dx = E_c \omega_0^2 B_0 \frac{\int_{-\infty}^{\infty} x^2 |A(x)|^2 dx}{\int_{-\infty}^{\infty} |A(x)|^2 dx},\end{aligned}\tag{9.59}$$

где для коэффициента  $B_0$  принято выражение

$$B_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |A(x)|^2 dx.\tag{9.60}$$

Введем для характеристики длины апертуры параметр, который назовем эффективной длиной апертуры, по формуле

$$L_{\text{эфф}}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} x^2 |A(x)|^2 dx}{\int_{-\infty}^{\infty} |A(x)|^2 dx}.\tag{9.61}$$

Это выражение позволяет переписать формулу (9.59) в виде

$$\left[ \frac{d^2}{du^2} \Psi(u) \right]_{u=u_0} = E_c \omega_0^2 B_0 L_{\text{эфф}}^2.\tag{9.62}$$

Подставим соотношения (9.58) и (9.62) в формулу (9.54), получим два выражения для дисперсии ошибки в измерении углового положения цели  $u_0$ . Первое выражение



равно

$$\sigma_u^2 = \frac{4}{\left(\frac{2E_c G_0}{N_0}\right) \omega_0^2 \int_{-\infty}^{\infty} |F'(\beta)|^2 d\beta}, \quad (9.63)$$

второе имеет вид

$$\sigma_u^2 = \frac{4}{\left(\frac{2E_c B_0}{N_0}\right) \omega_0^2 L_{эфф}^2}. \quad (9.64)$$

### 3. Примеры применения формул для оценки точности

Из рассмотрения формул (9.63) и (9.64) следует, что точность измерения угловых координат тем выше, чем больше отношение энергии  $E_c$  полезного сигнала, отраженного от цели, к плотности мощности шумов  $N_0$ , чем больше направленность антенны  $G_0$  и эффективная длина ее раскрыва  $L_{эфф}$  или, что эквивалентно, чем больше интеграл от квадрата крутизны характеристики направленности антенны (9.63).

Полученные соотношения позволяют, во-первых, при заданных характеристиках антенны оценить точность измерений и, во-вторых, что очень важно, выбирать такие параметры антенны, чтобы точность при прочих равных условиях была максимальной. Действительно, из формулы (9.63) вытекает, что наилучшей характеристикой направленности антенны, обеспечивающей наивысшую точность, является характеристика с возможно большей крутизной  $F'(\beta)$ .

Например, если сравнить две нормированные характеристики направленности, показанные на рис. 9.3, а и 9.4, а, то во втором случае (рис. 9.4, а) точность измерения угловых координат выше, а дисперсия ошибки примерно в два раза меньше.

Для характеристики рис. 9.3, а

$$F_1(\theta) = e^{-\theta^2/\theta_L^2} \quad (9.65)$$

получаем производную в виде

$$F'_1(\theta) = -\frac{2\theta}{\theta_L^2} e^{-\theta^2/\theta_L^2}. \quad (9.66)$$

Интегрируя по переменной  $\theta$  квадрат функции  $F'_1(\theta)$  в соответствии с формулой (9.63), получаем

$$\rho_1 = \int_{-\infty}^{\infty} [F'_1(\theta)]^2 d\theta = \frac{4}{\theta_L^4} \int_{-\infty}^{\infty} \theta^2 e^{-2\theta^2/\theta_L^2} d\theta = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\theta_L}. \quad (9.67)$$

Аналогично для характеристики, показанной на рис. 9.4, а, с учетом нормирующего множителя находим<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Нормирующий множитель необходим, чтобы выполнялось требование  $[F_2(\theta)]_{\max} = 1$ .

$$F_2(\theta) = \frac{1,7\theta}{\theta_{\text{л}}} e^{-\theta^2/\theta_{\text{л}}^2}. \quad (9.68)$$

Производная этой функции равна

$$F'_2(\theta) = \frac{2,73}{\theta_{\text{л}}} \left[ 1 - \frac{2\theta^2}{\theta_{\text{л}}^2} \right] e^{-\theta^2/\theta_{\text{л}}^2}. \quad (9.69)$$

Выполняем интегрирование квадрата функции  $F'_2(\theta)$ :

$$\begin{aligned} \rho_2 &= \int_{-\infty}^{\infty} [F'_2(\theta)]^2 d\theta \approx \\ &\approx \frac{2,73}{\theta_{\text{л}}} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ 1 - \frac{2\theta^2}{\theta_{\text{л}}^2} \right]^2 e^{-2\theta^2/\theta_{\text{л}}^2} d\theta \approx 2 \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\theta_{\text{л}}}. \end{aligned} \quad (9.70)$$

Сравнивая результаты вычислений по формулам (9.67) и (9.70), видим, что действительно в случае характеристики  $F_2(\theta)$  параметр

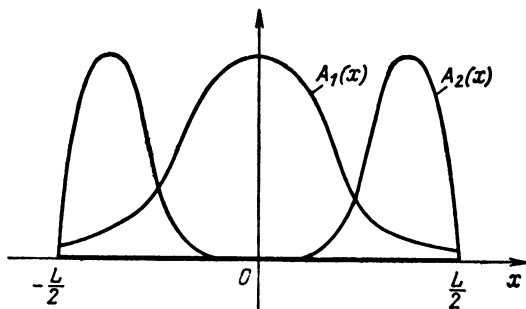


Рис. 9.7. Амплитудные весовые функции антенны.

$\rho_2$  в два раза больше  $\rho_1$ . Соответственно дисперсия ошибки (9.63) оказывается в два раза меньшей.

Аналогичные выводы можно сделать и из анализа формулы (9.64). Параметр  $L_{\text{эфф}}^2$  — эффективная длина раскрыва антенны при заданных физических ее размерах — будет тем больше, чем выше значения весовой функции  $A(x)$  на краях раскрыва. На рис. 9.7 показаны две весовые функции раскрыва антенны. В случае применения функции  $A_2(x)$  эффективная длина антенны больше, чем для функции  $A_1(x)$ . В этом можно убедиться путем прямых расчетов по формуле (9.61) для параметра  $L_{\text{эфф}}^2$ . Весовая функция, значения которой сконцентрированы на краях раскрыва, может быть, например, получена в радиолокационных интерферометрических системах.

#### 4. Оптимальная оценка угловых координат цели

В радиолокационных системах измерения угловых координат технически не всегда удобно выполнять преобразования сигналов для получения апостериорного распределения или функции правдоподобия  $L_s(u)$ . Угловое положение цели оценивается по положению максимума функции правдоподобия, а этот максимум соответствует, как уже говорилось, максимуму пространственно-временной функции взаимной корреляции  $q(u)$  принятого сигнала  $y(t, x)$  и ожидаемого (опорного) сигнала  $s_d(t, x, u)$ . В свою очередь, максимум функции  $q(u)$  можно найти, приравняв производную этой функции нулю. Запишем функцию  $q(u)$  в виде (9.45) и найдем производную от этой функции по переменной  $u$

$$\frac{dq(u)}{du} = \frac{d}{du} \Psi(u - u_0) + \frac{d}{du} H(u). \quad (9.71)$$

Найти оценку углового положения цели  $u_0$  можно, решив уравнение относительно угла  $u$  при  $dq(u)/du = 0$ :

$$\frac{d}{du} \Psi(u - u_0) + \frac{d}{du} H(u) = 0. \quad (9.72)$$

При отсутствии шумов  $H(u) = 0$  уравнение (9.72) принимает вид

$$\frac{d}{du} \Psi(u - u_0) = 0. \quad (9.73)$$

Подставив в уравнение (9.73) выражение для функции неопределенности из формулы (9.21)

$$\begin{aligned} & \frac{d}{du} [E_c \Psi_G[\omega_0(u - u_0)]] = \\ & = E_c \omega_0 \frac{d}{du} \int_{-\infty}^{\infty} G^*[\omega_0(v + u_0)] G[\omega_0(v + u)] dv = 0, \end{aligned}$$

получаем окончательно

$$E_c \omega_0^2 \int_{-\infty}^{\infty} G^*[\omega_0(v + u_0)] G'[\omega_0(v + u)] dv = 0. \quad (9.74)$$

Уравнение (9.74) позволяет найти структуру оптимального измерителя углового положения цели. Очевидно, необхо-

димо иметь корреляционное устройство, выполняющее умножение сигнала, принятого антенной системой с характеристикой направленности  $G(\omega_0 u)$ , и другого сигнала,

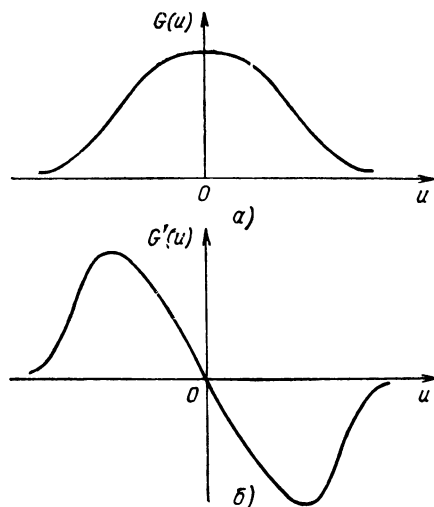


Рис. 9.8. Характеристики направленности в оптимальной корреляционной системе измерения угловых координат.

опорного, эквивалентная характеристика направленности которого равна производной от функции  $G(\omega_0 u)$ . Характере-

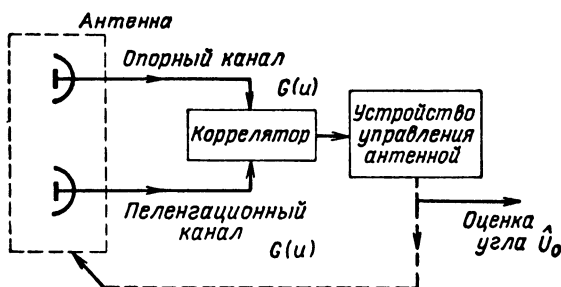


Рис. 9.9. Блок-схема оптимальной корреляционной системы измерения угловых координат.

ристика направленности опорного канала (рис. 9.8) должна быть равна

$$G_{\text{оп}}(\omega_0 u) = G'(\omega_0 u). \quad (9.75)$$

Нулевое значение сигнала на выходе корреляционного устройства соответствует истинному угловому положению цели  $\mu_0$ .

Рассмотренный тип оптимального измерительного устройства в радиолокационных станциях используется в виде систем автоматического сопровождения цели (рис. 9.9), в которых непрерывно поддерживается на выходе коррелятора значение сигнала, равное нулю. Положение оси антенной системы при этом соответствует направлению на цель.

## ИНДИКАТОРНЫЕ ВЫХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА

## 10.1. Общие сведения

Выходное устройство служит для преобразования электрических сигналов, поступающих с выхода приемника и несущих информацию о целях, в сигналы, вид которых определяется особенностями получателя информации.

Когда получателем является человек (оператор), электрические выходные сигналы должны быть преобразованы в световые или акустические, ибо только зрение и слух могут быть использованы человеком при количественной оценке информации. Выходное устройство, осуществляющее такое преобразование сигналов, называется индикаторным устройством (индикатором). По своему назначению индикаторы можно разделить на два вида — индикаторы обнаружения и индикаторы измерительные.

*Индикаторы обнаружения* предназначены для фиксации наличия цели в зоне обзора РЛС без указания точных координат. В некоторых случаях такие индикаторы могут указывать характер изменения расстояния до цели (увеличение, уменьшение). Они могут выполняться визуальными или акустическими. При визуальной индикации указание цели осуществляется при помощи сигнальной лампочки или электронно-оптического указателя. В акустических индикаторах обнаружения указание цели осуществляется звуковыми сигналами, прослушиваемыми в телефоны. Указание характера изменения дальности может осуществляться в этом случае, например, изменением частоты звуковых колебаний (тона звука). В некоторых случаях для указания наличия цели используются сигналы звонка, подключенного к выходу приемника станции. Часто индикаторы обнаружения выполняются комбинированными с использованием как светосигнальных, так и акустических указателей. Индикаторы обнаружения применяются в качестве вспомогательных в некоторых типах РЛС (например, в дальномерях) наряду с измерительными выходными уст-

ройствами, а также как самостоятельные индикаторы РЛС предупреждения пассивного типа и радиоразведки.

*Измерительные индикаторы* служат для точного измерения координат целей. По количеству одновременно измеряемых координат измерительные индикаторы можно разделить на одно-, двух- и трехкоординатные. Однокоординатные индикаторы могут быть либо стрелочными, либо электроннолучевыми. Стрелочные индикаторы в принципе позволяют одновременно определять одну координату только одной цели. Они применяются иногда в РЛС, осуществляющих автоматическое сопровождение одной цели, в качестве вспомогательных выходных устройств, предназначенных для контроля работы и калибровки аппаратуры.

Электроннолучевые однокоординатные индикаторы чаще всего используются как индикаторы дальности. В них, как правило, применяется амплитудная отметка, при которой сигнал с выхода приемника подается на отклоняющие пластины электроннолучевой трубки с электростатическим управлением. Амплитудная отметка позволяет судить о форме сигнала, отраженного от цели, его интенсивности, характере флуктуаций и обеспечивает хорошее накопление энергии сигналов оператором. Все это дает возможность опытному оператору приблизительно определить вид цели, хорошо разрешать цели, вести наблюдение при относительно высоком уровне шумов. Выходные сигналы приемника имеют малую длительность и требуют для неискаженной передачи широкой полосы пропускания индикатора. Такому требованию в полной мере отвечает отклоняющая система электростатической электроннолучевой трубки и в меньшей степени магнитная отклоняющая система, имеющая большую индуктивность и паразитную емкость. Трубки с электростатическим управлением имеют худшую фокусировку, чем магнитные, что снижает разрешающую способность индикатора и в некоторых случаях — точность измерения.

*Двухкоординатные* индикаторы позволяют наглядно отобразить положение цели на плоскости. В подавляющем большинстве случаев эти индикаторы являются электроннолучевыми. В них применяется яркостная отметка, при которой выходные сигналы приемника подаются на электрод трубки, управляющей яркостью пятна на экране. Экран обладает послесвечением, позволяющим сохранить изображение на период обзора. Яркостная отметка не обладает в равной мере достоинствами амплитудной отметки, пере-

численными выше. Однако она позволяет получить панорамное изображение воздушной или наземной обстановки. В таких индикаторах можно применять электроннолучевые трубки с магнитным управлением, которые обеспечивают хорошее качество изображения, высокую разрешающую способность и большую точность при прочих равных условиях.

Для полного отображения пространственного расположения целей необходимо иметь минимум два двухкоординатных индикатора. Одна из определяемых координат регистрируется на каждом из индикаторов и служит для сопоставления получаемых изображений. Если координатой, по которой производится сопоставление, является дальность, то могут быть использованы индикатор «дальность — азимут» и индикатор «дальность — угол места (высота)». При необходимости измерения радиальной скорости добавляется еще индикатор «дальность — радиальная скорость». Если связующей координатой является азимут, то такой системой индикаторов могут быть индикаторы «дальность — азимут», «азимут — угол места», «азимут — радиальная скорость».

На плоском экране возможно осуществить отметку как в прямоугольной, так и в полярной системах координат. Полярная система применяется только в одном типе индикаторов — индикаторе кругового обзора (ИКО), который очень удобен для воспроизведения панорамного изображения. Однако такой тип индикатора имеет переменную разрешающую способность по азимуту, ухудшающуюся к центру, поэтому в необходимых случаях индикатор кругового обзора дополняется вторым индикатором «дальность — азимут» в прямоугольных координатах, на котором можно наблюдать в крупном масштабе любой сектор общей площади, представленной на ИКО. Благодаря более крупному масштабу достигаются большие точность и разрешающая способность, а недостаток наглядности компенсируется применением ИКО.

Двухкоординатные электроннолучевые индикаторы и их комбинации являются наиболее широко применяемыми видами индикаторных выходных устройств.

*Трехкоординатные индикаторы* могут быть так названы лишь условно, так как третья координата на плоском экране не может быть отображена в принятой системе координат. Для воспроизведения третьей координаты используют раз-



личные искусственные приемы, допускающие лишь приближенную ее оценку.

Трехкоординатные индикаторы выполняются на электроннолучевых трубках с послесвечением и яркостной отметкой. Они не дают наглядного, удобного отображения обстановки в трех измерениях и не обеспечивают точного указания третьей координаты. Поэтому их применение может быть оправдано только в тех случаях, когда оператор одновременно выполняет другие функции (например, летчика) и не может вести наблюдение по нескольким индикаторам, и в то же время нет необходимости в точном измерении третьей координаты.

Ниже будут более подробно рассмотрены элементы и функциональные схемы наиболее распространенных типов электроннолучевых индикаторов самолетных РЛС.

Индикатор в сильной степени влияет на основные показатели РЛС — дальность, точность, разрешающую способность. При неудачном выборе характеристик индикатора потенциальные возможности РЛС могут оказаться неиспользованными. Ниже подробно рассматривается влияние индикатора на наблюдаемость сигналов, разрешающую способность и точность измерений РЛС, приводится методика количественной оценки соответствующих характеристик индикатора.

## **10.2. Основные типы электроннолучевых индикаторов**

### ***1. Индикатор дальности с линейной шкалой***

Индикатор этого типа (рис. 10.1 и 10.2) воспроизводит отраженный сигнал в виде амплитудной отметки и позволяет непосредственно определить лишь одну координату — дальность.

Запускающий импульс от синхронизатора (рис. 10.2, а) подается на вход расширителя, в качестве которого используется чаще всего мультивибратор, работающий в ждущем режиме. Расширитель вырабатывает два импульса противоположной полярности и одинаковой длительности

$$t_p = \frac{2D_{\text{шк}}}{c}, \quad (10.1)$$

где  $D_{\text{шк}}$  — предельное значение шкалы дальности.

Запускающий импульс

Расширитель

Калибратор

Генератор развертки

Усилитель

Фазоинвертор

Фиксирующая схема

Калибровка

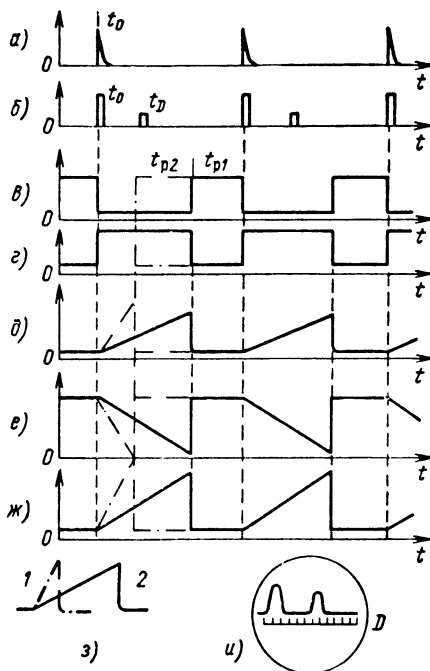
Работа

С выхода приемника

времени с последующим усилением почти линейного напряжения малой амплитуды в усилителе, либо схемы с линеаризацией напряжения на зарядной емкости за счет применения обратной связи.

Генератор развертки вырабатывает пилообразный импульс (рис. 10.2, д) той же длительности  $t_p$ , что и импульс расширителя. Усилитель и фазоинвертор служат для обеспечения питания пластин горизонтального отклонения трубки биполярным пилообразным напряжением. Такой способ питания называют симметричным или двухтактным. Он позволяет избавиться от трапецеидальных искажений и дефокусировки луча по длине развертки, присущих несимметричному питанию, при котором используется напряжение развертки одной полярности и одна из пластин соединена с корпусом. Потенциалы сеток усилителя и фазоинвертора в промежутках между развертками поддерживаются постоянными с помощью фиксирующих схем, что обеспечивает начало развертки из одной и той же точки экрана

при переходе с одного масштаба на другой. Под воздействием напряжения развертки и сигналов с выхода приемника (рис. 10.2, б) на экране образуется амплитудная отметка, показанная на рис. 10.2, и, позволяющая при наличии градуированной шкалы отсчитать дальность до цели.



**Рис. 10.2.** Эпюры напряжений в схеме индикатора дальности с линейной шкалой:

а — запускающий импульс; б — сигнал с выхода приемника; в — напряжение на выходе расширителя импульсов; г — импульс засвета; д — напряжение генератора развертки; е — сигнал на выходе генератора развертки; ж — напряжение фазоинвертора; з — форма напряжения развертки при крупном (1) и мелком (2) масштабах дальности; и — изображения собственного и отраженного импульсов на экране электроннолучевой трубки.

Шкала дальности может быть либо механической (нанесена на защитном стекле трубки), либо электронной. Рис. 10.2 соответствует первому случаю. Для периодической проверки такой шкалы необходим калибратор, который выполняется часто в виде колебательного контура ударного возбуждения с малым затуханием. Период колебания контура соответствует определенному, удобному для

отсчета числу километров расстояния до цели. Контур возбуждается импульсом расширителя, используемым для запуска развертки. Для калибровки шкалы затухающие колебания контура в положении переключателя «Калибровка» подаются на пластины вертикального отклонения трубки и производится регулировка длительности и амплитуды развертки по количеству периодов затухающих колебаний, видимых на экране. После калибровки переключатель ставится в положение «Работа», и пластины вертикального отклонения подключаются к выходу приемника. Механическая шкала не обеспечивает нужной точности при нестабильных напряжениях питания. Более точными являются электронные шкалы и электронные отсчетные устройства (визеры), о которых более подробно будет сказано ниже (см. § 10.5).

Если не принять специальных мер, то обратное движение пятна во время нерабочего хода развертки будет чертить на экране линии, ухудшающие изображение. Поэтому на время нерабочего хода трубка запирается постоянным отрицательным смещением. Во время рабочего хода трубка отпирается («засвечивается») импульсом расширителя (рис. 10.2, з).

Индикатор дальности характеризуется масштабом (или масштабами, при наличии нескольких шкал) и ценой пятна в километрах. Масштаб дальности определяется как отношение предельного значения шкалы дальности к длине шкалы

$$M_D = \frac{D_{\text{шк}}}{L_{\text{шк}}} \text{ км/мм.} \quad (10.2)$$

Масштаб дальности наряду с другими факторами влияет на точность отсчета дальности и его разрешающую способность.

Учитывая, что  $L_{\text{шк}} = k_d d_d$ , где  $k_d = 0,8$  — коэффициент использования экрана,  $d_d$  — диаметр экрана, получаем

$$M_D = \frac{D_{\text{шк}}}{k_d d_d}. \quad (10.3)$$

Цена пятна характеризует разрешающую способность индикатора. От цены пятна зависит также точность отсчета дальности. Цена пятна в километрах может быть найдена из следующих соотношений:

$$d_{\text{п км}} = M_D d_{\text{п}} = \frac{D_{\text{шк}}}{k_d d_d} d_{\text{п}} = \frac{D_{\text{шк}}}{k_d Q_{\phi}}, \quad (10.4)$$

где  $Q_\Phi$  — показатель качества фокусировки трубки, равный

$$Q_\Phi = \frac{d_\Phi}{d_\Pi} . \quad (10.5)$$

Для обычных электроннолучевых трубок с электростатическим управлением  $Q_\Phi = 150 \div 250$ .

Недостатки индикатора дальности с линейной шкалой и амплитудной отметкой состоят в том, что он не позволяет одновременно наблюдать на экране все цели в секторе обзора РЛС и непосредственно отсчитывать их угловые координаты. Эти индикаторы применяются в сочетании с индикаторами других типов в РЛС обнаружения и наведения.

## 2. Индикаторы кругового обзора (ИКО)

Радиально-круговую развертку в индикаторе кругового обзора получают следующими двумя способами:

1) через отклоняющую катушку пропускают ток пилообразной формы постоянной амплитуды и полярности и катушку вращают на горловине трубки синфазно с антенной;

2) отклоняющая система, состоящая из двух катушек, расположенных взаимно перпендикулярно, остается неподвижной; через катушки пропускают пилообразные токи, модулированные по амплитуде с частотой вращения антенны и сдвинутые по фазе огибающей на  $\pi/2$ .

**Индикатор кругового обзора с вращающейся отклоняющей катушкой (рис. 10.3 и 10.4).** В индикаторе используется электроннолучевая трубка с электромагнитной системой отклонения. Через отклоняющую катушку проходит пилообразный ток от генератора развертки по дальности.

Запускающий импульс может подаваться на вход расширителя импульсов либо через схему задержки, либо минуя ее. Для задержки импульса используется, как правило, фантастронная схема, обладающая хорошей стабильностью работы. На рис. 10.4 показан случай, когда запускающий импульс подается на расширитель без задержки в момент  $t_0$ , соответствующий моменту излучения импульса передатчика. Импульсы расширителя используются для засвета прямого хода луча на экране трубки (рис. 10.4, а) и для запуска генератора развертки (рис. 10.4, в). Генератор

развертки вырабатывает пилообразное напряжение с «педесталом» (сплошные линии, рис. 10.4, д). Такой вид напряжения, как известно, обеспечивает почти линейное нарастание тока отклоняющей катушки.

Потенциал сетки усилителя мощности в промежутках, когда нет напряжения развертки, поддерживается постоянным фиксирующей схемой. Поэтому начальный ток усилителя мощности постоянен и развертка начинается всегда

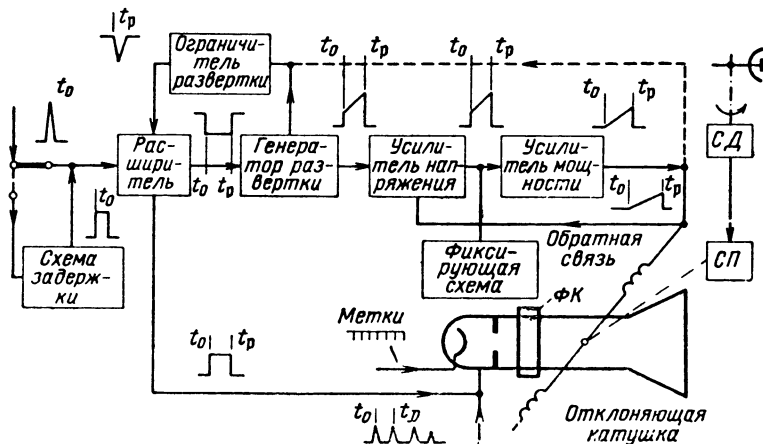


Рис. 10.3. Блок-схема индикатора с вращающейся отклоняющей катушкой.

из одной точки экрана. Отклоняющая катушка включена по одноконтурной схеме. Если бы отклоняющая катушка была неподвижна, то пятно на экране прочертило бы неподвижный радиус. При вращении отклоняющей катушки вокруг горловины трубки синхронно с антенной РЛС светящийся радиус на экране также будет вращаться синхронно. Сопоставив направление излучения антенны и положение катушки в начальный момент, можно по направлению светящегося радиуса на экране определять азимутальное положение антенны в любой момент времени.

Такая синхронная связь антенны и отклоняющей катушки может быть осуществлена при помощи сельсинной передачи, состоящей из сельсина-датчика (СД), жестко соединенного с вращающимся валом антенны, и сельсина-приемника (СП), приводящего во вращение отклоняющую катушку (рис. 10.3).

Сигналы с выхода приемника подаются на управляющий электрод трубки и вызывают засвечивание экрана в момент их появления. Зондирующий импульс, соответствующий по времени началу развертки  $t_0$ , создает яркую точку

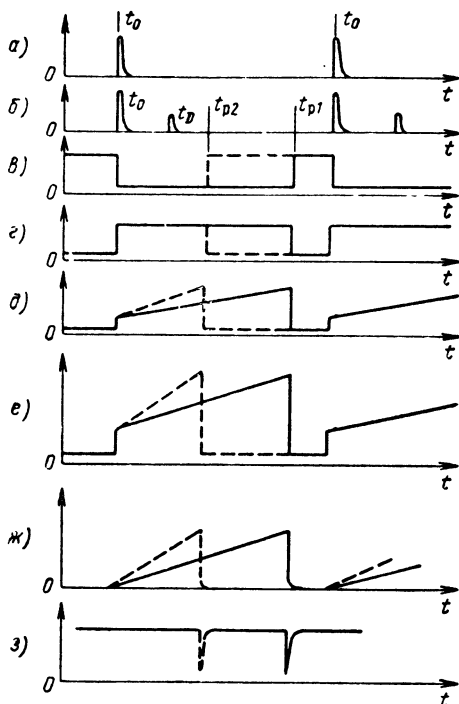


Рис. 10.4. Эпюры напряжений в ИКО с вращающейся отклоняющей катушкой:

*а* — запускающий импульс; *б* — сигнал с выхода приемника; *в* — импульсы на выходе расширителя импульсов, запускающие развертку; *г* — импульс засветки; *д* — напряжение генератора развертки; *е* — напряжение развертки на выходе усилителя мощности; *ж* — форма тока в отклоняющей системе; *з* — импульсы на выходе ограничителя развертки (сплошные линии — крупный масштаб, пунктирные — мелкий).

в центре экрана. Импульс цели, приходящий в момент времени  $t_D$ , создает такую же яркую отметку на удалении от центра, пропорциональном дальности до цели, и на том радиусе, который соответствует положению антенны при облучении ею данной цели. Для отсчета расстояния до цели на катод трубки подаются калибровочные импульсы отри-

цательной полярности, которые синхронизированы с запуском импульсом. Они вызывают на экране появление концентрических светящихся окружностей, расстояние между которыми соответствует числу километров, удобному для отсчета (обычно 2, 10, 20 км).

Азимут цели определяется по направлению радиуса, проходящего через отметку цели. Для этого по окружности экрана располагают лимб, разделенный на 360 частей, а с центром экрана совмещают центр вращения указательной линейки — визира. Совмещая визир с отметкой цели, считывают на лимбе указываемый визиром азимут. Возможно также применение электронных меток азимута.

В индикаторах этого типа применяются трубки, экран которых обладает длительным послесвечением. Обычно послесвечение выбирают таким, чтобы изображение цели не исчезало до следующего облучения ее антенной. Таким образом, при вращении антенны на экране будут наблюдаться отметки всех целей, находящихся в зоне видимости РЛС.

Переход с одного масштаба дальности на другой и плавная регулировка масштаба осуществляются изменением постоянной времени в генераторе развертки. Длительность и амплитуда напряжения развертки при этом автоматически устанавливаются при помощи ограничителя развертки. Ограничитель развертки состоит из лампы с характеристикой большой крутизны и резкой отсечкой анодного тока. На сетку лампы подается напряжение развертки. Катод лампы имеет положительный потенциал относительно корпуса, устанавливаемый с помощью потенциометра. Нагрузкой лампы служит часть анодного сопротивления одной из ламп расширителя. Лампа ограничителя во время рабочего хода закрыта и в это время не влияет на работу расширителя. Она открывается пилообразным напряжением генератора развертки. Как только лампа ограничителя откроется, на сопротивлении в анодной цепи лампы расширителя возникает импульс напряжения (рис. 10.4, з), опрокидывающий мультивибратор. Импульс расширителя и развертка в этот момент заканчиваются.

Напряжение развертки может подаваться на ограничитель либо с выхода генератора развертки, либо с выхода усилителя мощности (пунктирная линия на рис. 10.3). Применение ограничителя для изменения масштаба развертки, в особенности при необходимости его плавной регу-



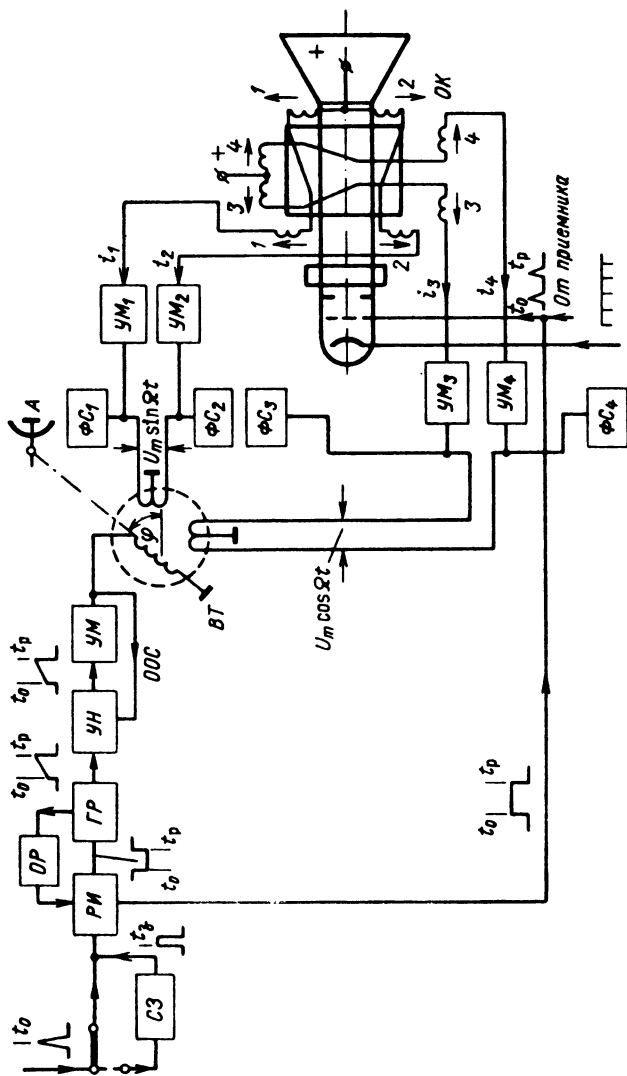
лировки, имеет значительные преимущества по сравнению со схемой рис. 10.1.

В схеме рис. 10.1 при переходе, например, на более крупный масштаб необходимо:

- 1) уменьшить длительность импульса расширителя;
- 2) уменьшить постоянную времени генератора развертки. Последнее необходимо для получения прежней амплитуды развертки при меньшей ее длительности. Поэтому для регулировки масштаба необходимо иметь в схеме двухплатный переключатель и вдвоенные переменные резисторы, устанавливаемые в расширителе и в генераторе развертки. Законы изменения сопротивлений резисторов должны быть согласованы. Реализация такого устройства представляет определенные трудности.

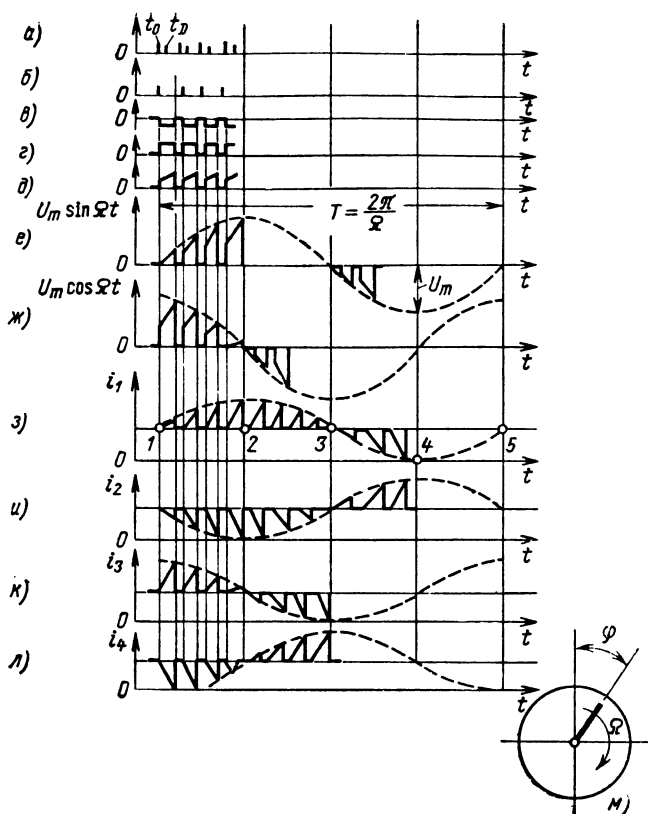
При наличии ограничителя (рис. 10.3) длительность развертки регулируют при помощи потенциометра в катодной цепи лампы ограничителя, а нужную амплитуду развертки устанавливают изменением усиления усилителя. Для перехода с одного масштаба на другой достаточно изменить только постоянную времени в генераторе развертки. При этом длительность развертки установится автоматически. Таким образом, в этом случае нужен только одноплатный переключатель и вдвое меньшее количество соединительных проводов. Для плавной регулировки масштаба достаточно плавно (при помощи переменного резистора) изменять постоянную времени в генераторе развертки.

**Индикатор кругового обзора с неподвижной отклоняющей катушкой (рис. 10.5).** У индикатора этого типа схемы задержки (*СЗ*) расширителя импульсов (*РИ*), генератора развертки (*ГР*), усилителя напряжения развертки (*УН*) такие же, как в описанном выше индикаторе кругового обзора с вращающейся отклоняющей катушкой. Поэтому эпюры на рис. 10.6, *б, в, г, д*, иллюстрирующие процессы, протекающие в этих схемах, не требуют дополнительных пояснений. Отличия в схемах начинаются с каскада усиления мощности, следующего за усилителем напряжения. Нагрузкой усилителя мощности является роторная обмотка сельсин-трансформатора, вращающаяся синфазно с антенной. Пилообразный ток, протекающий в роторной обмотке, наводит такие же по форме токи в двух статорных обмотках, расположенных под углом  $90^\circ$ . Средние точки статорных обмоток заземлены и каждая половина обмотки подключена к отдельному усилителю мощности. В анодные цепи



**Рис. 10.5** Блок-схема ИКО с неподвижной отклоняющей катушкой:

СЗ — схема задержки; РИ — расширитель импульсов; ОР — ограничитель развертки; ГР — генератор раз-  
вертки; УН — усилитель напряжения; УМ — усилитель мощности; ВТ — вращающийся трансформатор  
(селин); ФС (селин); ОК — отклоняющие катушки (включенные по 2-тактной схеме);  
ООС — цепь отрицательной обратной связи.



**Рис. 10.6.** Эпюры напряжений в схеме ИКО с неподвижной отклоняющей катушкой:

*a* — сигнал с выхода приемника; *b* — запускающий импульс; *в* — напряжение на выходе расширителя импульсов (РИ); *г* — импульс засвета; *д* — напряжение генератора развертки (ГР); *е* — сигнал на входе усилителя мощности  $УМ_1$ ; *ж* — сигнал на входе усилителя мощности  $УМ_2$ ; *з, и, к, л* — токи, протекающие через отклоняющие катушки 1, 2, 3, 4 соответственно; *м* — изображение луча, образующего радиально-круговую развертку на экране ИКО.

Масштаб изображения токов  $i_1 - i_4$  условен, так как период огибающих в несколько тысяч раз превосходит частоту следования зондирующих импульсов.

усилителей включены отклоняющие катушки. Усилители  $УМ_1$  и  $УМ_2$  обеспечивают двухтактное отклонение луча в горизонтальном направлении, усилители  $УМ_3$  и  $УМ_4$  — в вертикальном (рис. 10.5). Когда роторная катушка трансформатора отклонена на угол  $\varphi$  относительно горизонталь-

ной оси (см. рис. 10.5), амплитуда пилообразного тока в катушках 1 и 2 пропорциональна  $\sin \varphi$ , а в катушках 3 и 4 —  $\cos \varphi$ . При этом световое пятно на экране электронно-лучевой трубки будет перемещаться по радиусу, отклоненному на угол  $\varphi$  относительно вертикального диаметра (рис. 10.6, м). При вращении антенны  $\varphi = \Omega t$ , где  $\Omega$  — скорость вращения антенны, и огибающие амплитуд токов в отклоняющих катушках 1, 2 и 3, 4 будут соответственно равны  $I_m \sin \Omega t$  и  $I_m \cos \Omega t$ . Токи, протекающие в отклоняющих катушках, показаны на рис. 10.6, з, и, к, л. Под действием магнитных полей, создаваемых этими токами, радиальная линия развертки на экране будет вращаться синхронно с антенной со скоростью  $\Omega$ , и при правильной начальной ориентировке отклоняющих катушек линия развертки будет указывать текущее направление излучения антенны. Постоянные составляющие отклоняющих токов путем регулировки смещения на сетках усилителей и применения фиксирующих схем уравниваются, что обеспечивает положение начала развертки в центре экрана.

По сравнению с индикатором, у которого отклоняющая катушка вращается, рассматриваемый тип индикатора имеет большую точность определения азимута при реверсировании антенны и меньшую распределенную емкость отклоняющей системы из-за отсутствия токоподводящих колец и щеток.

ИКО характеризуется масштабом дальности, ценой пятна в километрах и в градусах. Значение двух первых показателей было пояснено в предыдущем параграфе [формулы (10.3) и (10.4)]. Следует лишь учесть, что в ИКО для развертки дальности используется только половина диаметра экрана. Поэтому значение коэффициента использования экрана  $k_a$  должно быть взято равным  $\sim 0,5$ . Цена пятна в градусах характеризует разрешающую способность индикатора по азимуту:

$$d_n^\circ = \frac{d_n 180^\circ}{\pi r} \cdot \frac{M_D}{M_D} = \frac{180^\circ}{\pi} \frac{d_{\text{пк.м}}}{D} = \frac{180^\circ}{\pi} \frac{1}{k_a Q_\Phi} \frac{D_{\text{пк}}}{D}. \quad (10.6)$$

Здесь  $r$  — расстояние от центра экрана до выбранной точки, в которой определяется  $d_n^\circ$ .

Из выражения (10.6) видно, что ИКО имеет переменную разрешающую способность по азимуту в зависимости от

дальности до цели. Разрешающая способность по азимуту тем выше, чем дальше цель. Вблизи центра экрана разрешающая способность очень низка. Повысить ее можно, если запускать развертку раньше импульса передатчика. Тогда изображения целей будут отодвинуты от центра и разрешение по азимуту улучшится.

Отметим, что в ИКО, так же как и в других двух- и трехкоординатных индикаторах, применяются, как правило, электроннолучевые трубки с электромагнитным управлением, у которых качество фокусировки примерно в два раза выше, чем у электростатических трубок. Обычно  $Q_{\phi} = 300 \div 450$ .

ИКО в отличие от индикатора дальности с линейной шкалой позволяет наблюдать всю воздушную обстановку в зоне видимости РЛС (в наземных РЛС обнаружения и наведения), получать панорамное условное изображение местности (в самолетных панорамных радиолокационных станциях) и одновременно определять две координаты — дальность и азимут.

Недостатком ИКО является плохая разрешающая способность по азимуту для близких целей, а также то, что по виду отметки на экране нельзя судить о характере цели (в РЛС обнаружения и наведения).

ИКО применяются в РЛС обнаружения, в РЛС обнаружения и наведения (где они дополняются индикаторами других типов), в самолетных радиолокационных станциях панорамного типа.

### *3. Индикатор дальности и азимута (ДАЗ) в прямоугольных координатах (рис. 10.7)*

В индикаторе применяется электроннолучевая трубка с электромагнитным управлением и неподвижной отклоняющей системой. Дальность и азимут представляются в прямоугольных координатах с помощью двух каналов развертки. Развертка по дальности в этом индикаторе осуществляется так же, как в ИКО с вращающейся отклоняющей катушкой (рис. 10.3). Чтобы развертка начиналась не с середины экрана, а с нижнего его края, имеется дополнительная пара катушек, питаемых постоянным током и обеспечивающих нужное начальное смещение светового пятна.

Канал развертки по азимуту состоит из генератора развертки и двух усилителей мощности, питающих две пары отклоняющих катушек, включенных по двухтактной схеме.

Генератор развертки вырабатывает напряжение, пропорциональное углу поворота антенны в горизонтальной

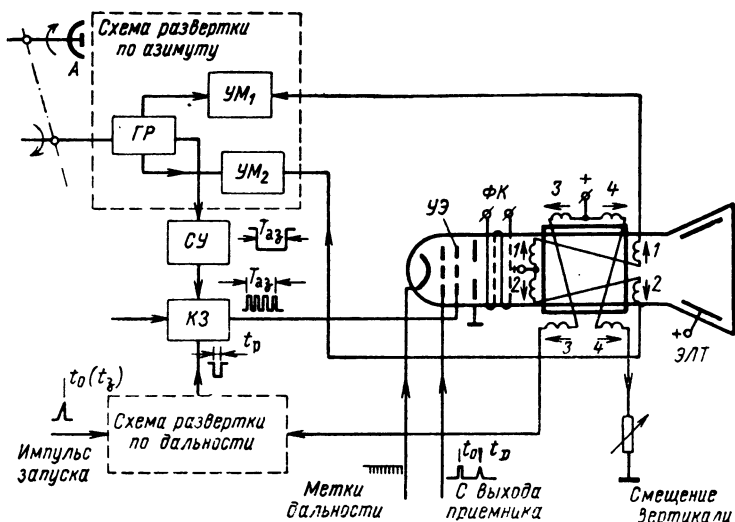


Рис. 10.7. Блок-схема индикатора «дальность-азимут» (ДАЗ):

ГР — генератор развертки по азимуту; УМ<sub>1</sub>, УМ<sub>2</sub> — усилители мощности; КЗ — каскад засвета; СУ — схема управления каскадом засвета; УЭ — ускоряющий электрод трубки; ФК — фокусирующая катушка.

плоскости (азимуту). Антенна может совершать как круговой, так и секторный обзор. При круговом обзоре для развертки по азимуту используется лишь часть напряжения генератора, соответствующая заданному сектору обзора. В качестве датчика в генераторе развертки могут быть использованы переменный конденсатор, круговой потенциометр или сельсины.

Ротор каждого из этих элементов связан с осью вращения антенны и вращается синхронно с ней. Переменный конденсатор допускает большие скорости вращения по сравнению с другими датчиками. Круговой потенциометр наиболее прост и дешев, но имеет меньший срок службы и вызывает помехи приему сигналов в виде шумов из-за

искрения при больших скоростях вращения. Сельсинная передача наиболее долговечна, не вносит помех, но она сложна и не допускает больших скоростей вращения из-за больших ошибок при реверсировании. Индикатор «дальность — азимут» характеризуется масштабом дальности, масштабом азимута, ценой пятна в километрах и ценой пятна в градусах. Масштаб дальности определяется по формуле (10.3), а масштаб азимута равен

$$M_{аз} = \frac{\Phi_{аз}}{L_{шк}} = \frac{\Phi_{аз}}{k_э d_э}, \quad (10.7)$$

где  $\Phi_{аз}$  — сектор обзора по азимуту, град;  $L_{шк}$  — длина шкалы азимута, мм.

Цена пятна, выраженная в градусах,

$$d_{\pi}^{\circ} = M_{аз} d_{\pi} = \frac{\Phi_{аз}}{k_э Q_{\Phi}}. \quad (10.8)$$

В приведенных формулах следует принимать  $k_э = 0,6 \div 0,7$ .

Преимуществом этого индикатора по сравнению с ИКО является большая разрешающая способность по азимуту, достигаемая за счет уменьшения сектора обзора. В нем нет ухудшения разрешающей способности на малых расстояниях.

В самолетных станциях управления стрелковым оружием, где сектор обзора обычно ограничен, индикатор «дальность — азимут» используется в качестве основного, а в РЛС кругового обзора — совместно с ИКО для получения лучших разрешения и точности в выбранном секторе.

#### 4. Индикатор азимута и угла места

Индикатор этого типа позволяет измерить две угловые координаты цели. Дальность при этом измеряется на другом индикаторе или указывается на этом же индикаторе весьма приблизительно. Индикаторы азимута и угла места применяются в самолетных РЛС поиска и прицеливания. В индикаторах этого типа находят применение электронно-лучевые трубки как с электромагнитным, так и с электростатическим отклонением луча.

Электронный пучок в трубке индикатора повторяет движение луча антенны в пространстве. Такая развертка луча осуществляется двумя генераторами развертки: по

азимуту и углу места. Эти генераторы подобны генераторам развертки по азимуту в индикаторе «дальность — азимут». Роторы генераторов связаны с соответствующими осями вращения антенны. Каждый из генераторов развертки вырабатывает напряжение, пропорциональное углу поворота в данной плоскости (по азимуту или углу места). Под действием этих напряжений (или токов) луч в электроннолучевой трубке перемещается в строгом соответствии с движением антенны. Трубка обычно заперта. Отметка получается в момент облучения цели антенной в результате отпирания трубки сигналами, подаваемыми с выхода приемника на управляющий электрод. Таким образом, отметка указывает угловые координаты цели относительно оси сектора обзора. Блок-схема такого индикатора аналогична блок-схеме индикатора «дальность — азимут» (рис. 10.7) и отличается от нее лишь тем, что вместо развертки по дальности используется развертка по углу места.

Индикатор «азимут — угол места» не обладает разрешением по дальности, т. е. цели, находящиеся на разных дальностях, но на одном направлении, сливаются на экране в одну отметку. Поэтому для различения целей по дальности применяют селектированное отпирание приемника на время приема импульса, отраженного от цели, находящейся на определенной дальности.

Если выход приемника все время подсоединен к управляющему электроду трубки и не применяется селектирование по дальности, то все шумы вызывают свечение экрана в том месте, где находится световое пятно. Чтобы уменьшить засвет экрана, надо увеличить отрицательное смещение на управляющем электроде. Но при этом уменьшается яркость отметки, создаваемой импульсом цели. Поэтому в индикаторе без селектирования по дальности трудно различать цели, так как слабые сигналы теряются в шумах.

Во всех индикаторах, имеющих развертку дальности, шумы вследствие своей хаотичности равномерно распределяются вдоль линии развертки и создают слабый засвет в месте нахождения сигнала. Регулярный сигнал виден на их фоне даже в том случае, если он по амплитуде меньше средней амплитуды шумов благодаря интегрированию сигнала люминофором экрана или запоминанию его глазом оператора.

Селектирование по дальности в индикаторе угловых координат снижает интегральный эффект воздействия шумов



на экран и глаз. Помехоустойчивость при этом повышается, но теряется возможность наблюдения за всеми целями, находящимися в секторе обзора. Индикатор «азимут — угол места» характеризуется масштабами азимута и угла места, ценой пятна в градусах по азимуту и по углу места. Эти показатели могут быть определены по формулам (10.7) — (10.8) для азимута непосредственно, а для угла места — при соответствующей подстановке значений  $\Phi_{ум}$  и  $M_{ум}$ .

### 5. Трехкоординатные индикаторы

Для приблизительного указания дальности в индикаторах угловых координат РЛС поиска и прицеливания часто используют отметку в виде так называемых «крыльев» (рис. 10.8), когда к обычной отметке в виде точки добавляются слева и справа горизонтальные черточки. Чем ближе цель, тем длиннее черточки. Таким образом, размах «крыльев» приблизительно обратно пропорционален дальности.

На горизонтальном диаметре экрана таких индикаторов наносится грубая шкала дальности, с которой сопоставляется размах крыльев для отсчета расстояния.

Способ получения отметки в виде «крыльев» поясняется на частном примере, иллюстрируемом рис. 10.9 и 10.10.

На пластины горизонтального отклонения трубки в моменты  $t_0$  подаются биполярные импульсы (рис. 10.10, б) с выхода триггера, которые могут отклонять луч влево и вправо от его положения, определяемого напряжением развертки. Величина этого отклонения является постоянной величиной, пропорциональной амплитуде импульсов. Отклонения будут видны на экране трубки только тогда, когда приходит сигнал, отраженный от цели, так как все остальное время трубка заперта отрицательным смещением на управляющем электроде.

Сигнал цели перед подачей его на управляющий электрод расширяется интегрирующей цепочкой и приобретает форму, показанную на рис. 10.10, г. Это делается для того, чтобы трубка отпиралась на более продолжительное время.

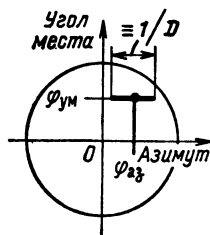
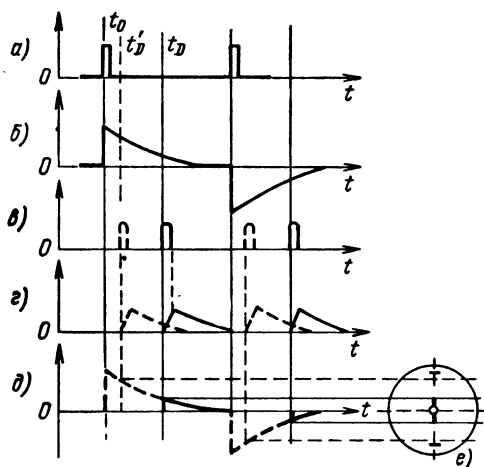


Рис. 10.8. Отметка типа «крылья» на экране индикатора «азимут — угол места».

близко (момент  $t_D'$ , пунктир на тех же рисунках) напряжение отклоняющих биполярных импульсов в момент отпирания трубки будет больше и размах крыльев увеличится.



**Рис. 10.10.** Временные диаграммы, поясняющие работу схемы рис. 10.9:

*a* — напряжение модулятора; *b* — биполярные импульсы, поступающие с триггера; *в* — сигнал с выхода приемника; *г* — напряжение сигнала цели на управляющем электроде трубки; *д* — отметки дальности при удаленной и близкорасположенной целях.

Другой тип отметки трех координат показан на рис. 10.11. Основными координатами здесь являются дальность и азимут, а третья координата — угол места — указывается лишь качественно вертикальной чертой над основной отметкой (горизонтальная черта). Если вертикальная черта находится сверху, это означает, что цель находится выше плоскости крыльев самолета, если снизу — то ниже плоскости крыльев, а появление черточек и сверху, и снизу указывает на то, что цель находится в плоскости крыльев. Рис. 10.12 поясняет принцип получения такой отметки. Сигнал с выхода приемника поступает на управляющий электрод трубки (УЭ) через коммутатор  $K_1$  без задержки, с некоторой задержкой, но без коммутации с отвода 1 линии и с максимальной задержкой с отвода 2 линии задержки

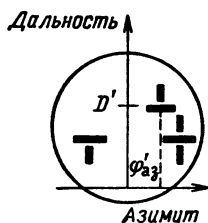


Рис. 10.11. Вид отметки «верх-низ» на экране индикатора «дальность — азимут».

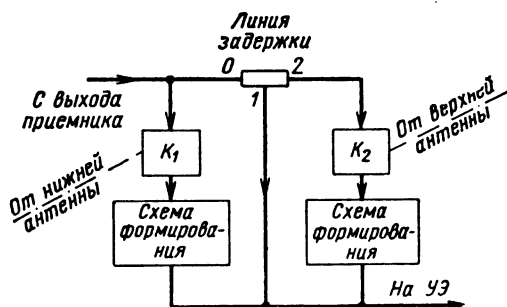


Рис. 10.12. Схема получения отметки типа «верх-низ».

через коммутатор  $K_2$ . Коммутатор  $K_1$  открыт только во время обзора антенной нижней полусферы. Сигнал, прошедший через него, образует нижнюю отметку. Коммутатор  $K_2$  открыт только при обзоре верхней полусферы. Сигнал, прошедший через него, образует верхнюю отметку. Сигнал, поступающий с отвода 1 линии, проходит на управляющий электрод всегда и образует среднюю отметку. При нахождении цели в плоскости крыльев сигналы прохо-

дят по всем трем линиям, и образуется отметка в виде креста. Схемы формирования служат для сужения верхней и нижней отметок по горизонтали и удлинения их по вертикали.

### 10.3. Влияние индикатора на дальность действия РЛС

Индикатор и оператор являются вместе частью системы обработки сигналов и выполняют функции порогового устройства и накопителя энергии пачки импульсов. При отклонении условий накопления от оптимальных возникают потери, вызывающие уменьшение выходного отношения энергий сигнала и шума, а следовательно, уменьшение дальности действия РЛС при заданных значениях вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги. Для сохранения прежнего значения дальности действия в этих случаях следует увеличить энергию сигнала на выходе приемника. Количественно это увеличение определяется множителем  $\alpha_{\text{в}}_{\text{у}}$  в выражении для коэффициента различимости (см. § 5.7), учитывающим потери в выходном устройстве. На величину этого коэффициента оказывают влияние многие факторы: степень приближения интегрирования к идеальному, скорость развертки, расположение развертки и вид отметки, внешняя освещенность экрана, степень подготовки оператора и его психическое состояние и др. Таким образом, можно представить коэффициент  $\alpha_{\text{в}}_{\text{у}}$  в следующем виде:

$$\alpha_{\text{в}}_{\text{у}} = \alpha_{\text{ни}} \alpha_{\text{в}} \alpha_{\text{с}} \alpha_{\text{оп}}, \quad (10.9)$$

где

$\alpha_{\text{ни}}$  — коэффициент, характеризующий неидеальность интегрирования;

$\alpha_{\text{в}}$  — коэффициент, зависящий от скорости развертки;

$\alpha_{\text{с}}$  — коэффициент, учитывающий условия съема информации (положение развертки, освещенность и т. д.);

$\alpha_{\text{оп}}$  — коэффициент, характеризующий подготовку и физическое состояние оператора.

При идеальных условиях индикации значение коэффициента  $\alpha_{\text{в}}_{\text{у}}$  было бы равно единице и суммарное отношение энергий сигнала и шума для случая некогерентной обработки и слабых сигналов составило  $\sqrt{N} q_{01}$ , где  $N$  —

количество импульсов в пачке. Значение коэффициента  $\alpha_{\text{ву}}$  зависит от того, какая используется отметка — амплитудная или яркостная, так как физические процессы накопления в этих случаях будут различными. Рассмотрим вначале методику определения коэффициента  $\alpha_{\text{ву}}$  для индикатора с амплитудной отметкой.

При амплитудной отметке экран трубки имеет малое послесвечение (сотые доли секунды) и интегрирование производит глаз оператора, время запоминания которого составляет около 0,1 сек. Если время воздействия сигнала на глаз превышает время запоминания, то накопление осуществляет мозг оператора, однако такое накопление уже не является эквивалентным простому суммированию. Оно более эффективно, но для его осуществления необходимо специальное представление информации на экране индикатора. Подробнее об этом будет сказано в конце параграфа. Время облучения цели у большинства РЛС колеблется от нескольких сотых до десятых долей секунды. При этих условиях индикатор с амплитудной отметкой в совокупности с оператором представляют практически идеальный накопитель, не имеющий потерь в интервалах между импульсами. Благодаря регулярности следования сигналы накапливаются синхронно, занимая на развертке практически одно и то же место, а шумы, имеющие хаотический характер, суммируются случайным образом. Из всего сказанного вытекает, что в реальных условиях применение индикатора с амплитудной отметкой и обеспечивает значение коэффициента  $\alpha_{\text{ин}}$ , близкое к единице.

Скорость развертки дальности определяет размер отметки по линии развертки. Установлено [21], что глаз оператора лучше всего видит сигнал на экране, когда отметка имеет ширину около 1 мм, причем дальнейшее увеличение размера отметки не критично.

С точки зрения накопления сигналов это приводит к тому, что если оператор в состоянии подробно анализировать отрезок линии развертки не менее 1 мм, а полезный сигнал занимает меньшую часть этой длины, то на глаз оператора с этого участка дополнительно воздействуют шумы, причем в тем большей степени, чем меньше длина отметки сигнала по сравнению с длиной анализируемого участка. Это дополнительное интегрирование шумов и вносит потери. Если же длина отметки сигнала  $\Delta l_{\text{от}}$  равна примерно 1 мм, то на анализируемом участке может находиться

только лишь один выброс шума, налагающийся на сигнал, и потери будут отсутствовать.

На рис. 10.13 изображен экспериментальный график зависимости коэффициента  $\alpha_v$ , учитывающего потери за счет скорости развертки, от ширины отметки на экране  $\Delta l_{от} = v\tau_n$ . Кривая имеет тупой минимум при значении

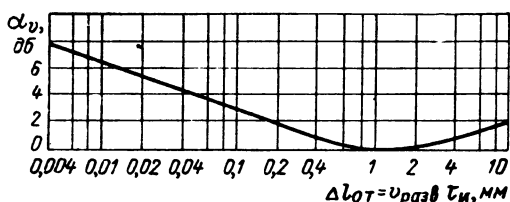


Рис. 10.13. Зависимость коэффициента  $\alpha_v$  от ширины отметки на экране индикатора.

$\Delta l_{от \text{ опт}} = 1,2 \text{ мм}$ . Увеличение потерь при  $\Delta l_{от} > \Delta l_{от \text{ опт}}$  объясняется уменьшением яркости изображения на экране при дальнейшем увеличении скорости развертки.

Скорость развертки связана с масштабом дальности соотношением

$$v \cdot \frac{L_{шк}}{T_p} = \frac{L_{шк}}{2D_{шк}/c} = \frac{c}{2} \frac{L_{шк}}{D_{шк}} = \frac{c}{2M_D}. \quad (10.10)$$

Оптимальной скорости развертки соответствует и оптимальный масштаб дальности, при котором обеспечивается наилучшая различимость сигнала. Так как

$$v_{\text{опт}} = \frac{1,2}{\tau_n}, \quad (10.11)$$

то

$$M_{\text{Допт}} = \frac{c}{2} \frac{\tau_n}{1,2} = \frac{c\tau_n}{2,4}. \quad (10.12)$$

На величину коэффициента  $\alpha_s$ , учитывающего условия съема информации с экрана, влияют: степень внешней освещенности экрана; расстояние наблюдения; положение линии развертки (горизонтальное или вертикальное); качество фокусировки; предварительное (априорное) знание положения сигнала на развертке и т. д.

Большинство этих факторов не поддается точному количественному учету. Укажем экспериментальные данные, касающиеся лишь некоторых из них.

Внешняя освещенность не сказывается на различимости до тех пор, пока она не превышает  $10^{-3}$  *сб*. Качество фокусировки также не влияет, если диаметр пятна остается менее 1 мм, что в практических условиях всегда выполняется. При вертикальном положении развертки коэффициент

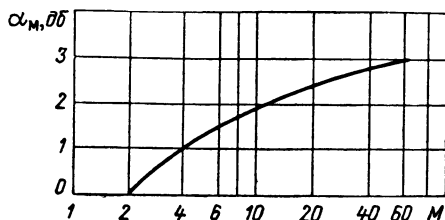


Рис. 10.14. Зависимость коэффициента  $\alpha_M$  от числа  $M$  возможных положений сигнала.

различимости увеличивается на 2 *дБ*. Зависимость коэффициента потерь  $\alpha_M$  от числа  $M$  возможных положений сигнала ( $M = L_{\text{шк}} / \Delta l_{\text{от}}$ ) показана на рис. 10.14.

Потери, связанные с оператором, возникают вследствие недостаточной его тренированности, утомленности и других причин. Эти потери могут быть приняты равными 2—3 *дБ*.

Для яркостной отметки значения коэффициентов  $\alpha_v$ ,  $\alpha_c$  и  $\alpha_{\text{оп}}$  могут быть определены по тем же данным, что и для амплитудных индикаторов. Отличие яркостного индикатора от амплитудного заключается в том, что интегрирование осуществляется в основном не оператором, а экраном трубки. Эффективность накопления зависит от характеристик нарастания и спада яркости свечения экрана электроннолучевой трубки. На рис. 10.15 [5] приведен типовой экспериментальный график зависимости нарастания яркости от числа повторных возбуждений. По оси ординат отложена в относительных единицах яркость перед каждым последующим возбуждением, а по оси абсцисс — число возбуждений. Частота возбуждений 1 *гц*, яркость после первого возбуждения принята за единицу. Вид кривой позволяет заключить, что для пачки импульсов при  $N \leq 30$  яркостный индикатор можно считать идеальным накопительным устройством с  $\alpha_{\text{яи}} \approx 1$ .

Сравнение амплитудных и яркостных индикаторов позволяет считать их в первом приближении и при одинако-

вых условиях равноценными. Некоторое преимущество имеют амплитудные индикаторы благодаря возможности дополнительного анализа формы сигнала, что определяет

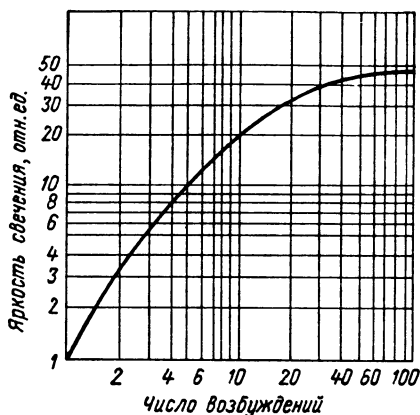


Рис. 10.15. Зависимость нарастания яркости свечения экрана от числа возбуждений.

меньшие потери, обусловленные оператором. Однако это преимущество трудно поддается количественному учету из-за большой неопределенности самого понятия потерь оператора.

Выше говорилось, что оператор в состоянии накапливать энергию сигнала и шумов в течение времени, превышающего время запоминания глаза. Однако для этого необходимо,

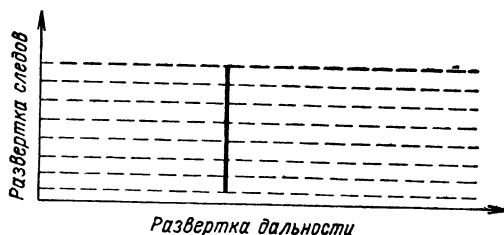


Рис. 10.16. Вид отметки следов сигнала.

чтобы на экране осуществлялась так называемая развертка следов сигнала, а сам экран обладал бы послесвечением, позволяющим достаточно долго сохранять изображение.



Примером такой развертки может служить изображение, получаемое при медленном перемещении развертки дальности в перпендикулярном ей направлении (рис. 10.16).

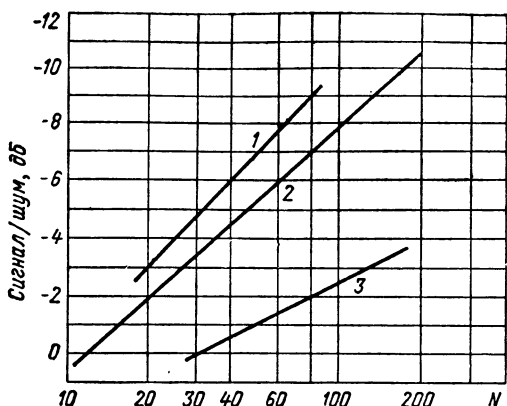


Рис. 10.17. Зависимость порогового отношения сигнал/шум от числа интегрируемых импульсов  $N$  для вероятности правильного обнаружения  $W_{\text{по}} = 0,5$ :

1 — при когерентной обработке; 2 — при визуальной корреляции; 3 — при некогерентной обработке и идеальном интегрировании.

Яркая отметка сигнала при этом оставляет на экране близко расположенные следы, которые оператор благодаря сопоставлению и психологическому анализу обнаруживает лучше, чем обычную яркостную отметку, формируемую наложением разверток.

В результате такого накопления, называемого визуальной корреляцией, выходное отношение энергий сигнала и шумов оказывается равным при некогерентной обработке не  $q_{01}\sqrt{N}$ , а приближается к значению  $q_{01}\sqrt[4]{N^3}$  при прочих идеальных условиях. Таким образом, визуальная корреляция дает эффект накопления, лежащий по своему значению между когерентной и некогерентной обработкой слабых сигналов. Это иллюстрируется экспериментальным графиком рис. 10.17 [2, 5].

Такой же результат получается и при наблюдении на индикаторе кругового обзора, имеющего длительное послесвечение, позволяющее сохранить отметки цели за несколько обзоров. Следует отметить, что в литературе нет единства мнений в объяснении дополнительного выигрыша

в наблюдаемости, получаемого при представлении сигнала с помощью развертки следов.

#### 10.4. Влияние индикатора на разрешающую способность РЛС

Индикатор ухудшает потенциальную разрешающую способность РЛС из-за конечных размеров светового пятна. Это ухудшение иллюстрируется рис. 10.18, где показаны потенциально разрешаемые по времени (дальности) сигнала

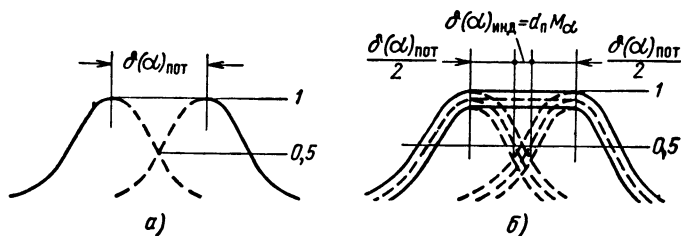


Рис. 10.18. Ухудшение потенциальной разрешающей способности из-за конечных размеров светового пятна.

лы на экране индикатора с амплитудной отметкой без учета конечного диаметра пятна (рис. 10.18, а) и те же сигналы с учетом диаметра пятна (рис. 10.18, б). Из сопоставления видно, что потенциальная разрешающая способность ухудшается в реальном случае приблизительно на диаметр пятна, выраженный в единицах параметра разрешения, т. е. на цену пятна. Таким образом, цена пятна может быть названа разрешающей способностью индикатора. Применяя обобщенное обозначение параметра разрешения через  $\alpha$ , можно в общем виде написать

$$\delta(\alpha)_{\text{инд}} = d_{\text{п}} M_{\alpha}, \quad (10.13)$$

где  $M_{\alpha}$  — масштаб по параметру  $\alpha$ .

Таким образом, разрешающая способность индикатора определяется качеством фокусировки и масштабом развертки. Увеличивая масштаб, можно улучшить разрешающую способность. Значительно труднее реализовать возможность повышения разрешающей способности индикатора путем улучшения фокусировки.

## 10.5. Влияние индикатора на точность работы РЛС

Индикатор ухудшает потенциальную точность РЛС, внося дополнительные ошибки в измерения. Величина этих ошибок определяется в основном масштабом шкалы и применяемым методом отсчета. В порядке повышения точности можно перечислить следующие распространенные методы отсчета: отсчет по механической шкале; отсчет по электронной шкале; двухшкальный метод измерения (метод нониуса); отсчет путем совмещения отметки цели со специальным измерительным импульсом (электронный визир); комбинация двух последних методов.

Механическая шкала для отсчета координат применяется в тех случаях, когда нет необходимости в большой точности, с одной стороны, и, с другой, когда существуют жесткие ограничения в весе и габаритах РЛС. Примером может служить самолетная РЛС перехвата и прицеливания, в которой отсчет координат по индикатору ведется только в режиме обзора и лишь с целью выбора маневра и скорости для вхождения в зону захвата цели, имеющую большие размеры (до 20 км по дальности и 20°—30° по угловым координатам). Основными ошибками при таком методе отсчета являются: 1) ошибка интерполяции положения отметки цели между делениями шкалы (включающая и ошибку на параллакс, возникающий из-за того, что шкала, наносимая на защитном стекле трубки, не находится в одной плоскости с отметкой цели); 2) ошибка из-за неточности и ухода калибровки шкалы, проводимой периодически по специальному калибратору (причинами этой ошибки могут быть и нестабильность работы калибратора, и изменения питающих напряжений схем развертки и питания трубки в промежутках между калибровками).

Величина ошибки интерполяции зависит от цены деления шкалы и ее среднеквадратическое значение может быть ориентировочно принято равным

$$\sigma(\alpha)_{\text{инт}} = 0,15\Delta l M_{\alpha} = 0,15\Delta\alpha_{\text{м}}, \quad (10.14)$$

где  $\Delta l$  — расстояние между делениями шкалы;

$\Delta\alpha_{\text{м}}$  — цена метки в единицах измерения параметра  $\alpha$ .

Это соотношение носит весьма приблизительный характер и справедливо для значений  $\Delta l$ , не меньших нескольких

миллиметров. При значениях  $\Delta l \leq 2$  мм коэффициент в формуле должен быть увеличен до 0,3—0,5.

Величина ошибки второго вида может быть оценена только при анализе конкретной схемы индикатора.

При отсчете по электронной шкале отпадает ошибка на параллакс, входящая в ошибку интерполяции, и ошибка калибровки. Изменение питающих напряжений в этом случае не сказывается на цене деления шкалы, получаемой обычно с помощью кварцевого генератора и системы делителей его частоты. Стабильность цены деления определяется стабильностью частоты кварцевого генератора и имеет порядок  $10^{-5}$ . Основной ошибкой при отсчете по электронной шкале является ошибка интерполяции. Ее среднеквадратическое значение можно ориентировочно оценить формулой

$$\alpha(\alpha)_{\text{инт}} = (0,1 \div 0,05) \Delta l M_{\alpha} = (0,1 \div 0,05) \Delta \alpha_{\text{м}}. \quad (10.15)$$

Более точными методами отсчета координат являются двухшкальный (с грубой и точной шкалой) и метод электронного визира, а также сочетание этих способов. При анализе ошибок измерения угловых координат следует учитывать также ошибки передачи угла поворота антенны на индикатор. Их величина может быть определена при рассмотрении конкретной схемы связи антенны и генератора развертки углов в индикаторе. Ошибка может колебаться в широких пределах от  $1 \div 1,5^\circ$  при использовании обычной одноканальной сельсинной передачи до нескольких минут при двухканальной силовой следящей передаче с грубым и точным сельсинами-датчиками, сельсинами-трансформаторами и сервомотором.

## ВЫХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА РЛС, СОПРЯЖЕННЫХ С ЭЛЕКТРОННЫМИ ЦИФРОВЫМИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫМИ МАШИНАМИ

### 11.1. Общие сведения

Выходные устройства этого типа, так же как и электроннолучевые индикаторы, выполняют функции интегратора пачки импульсов и порогового устройства. Так как получателем информации является ЦВМ, то вся информация

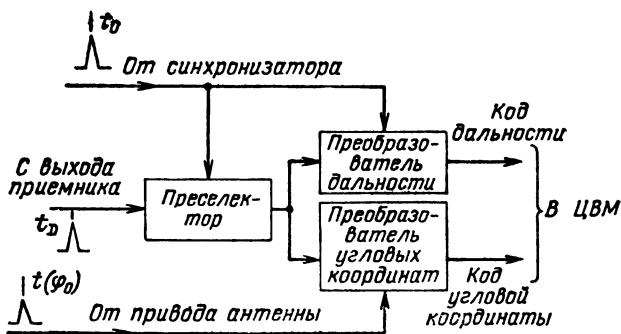


Рис. 11.1. Функциональная схема выходного устройства при сопряжении РЛС с ЦВМ.

после обработки ее (интегрирования и испытания на порог) должна быть преобразована в код, используемый в машине (обычно двоичный). В соответствии со сказанным выходное устройство должно состоять из двух частей — схемы обработки, часто называемой преселектором, и преобразователя обработанной информации в код (рис. 11.1). В преобразователь вводятся также опорные сигналы, относительно которых производится отсчет координат. Для отсчета дальности таким опорным сигналом является импульс синхро-

низатора, запускающий передатчик, а для отсчета угловых координат — импульс, соответствующий прохождению антенной направления, принятого за нулевой азимут или угол места. В преселекторе интегрирование сигналов производится с меньшими потерями, а преобразование в код сопровождается меньшими ошибками и потерями в разрешении, чем отсчет и разрешение по отметкам на экране индикатора. Однако эти преимущества инструментального съема данных реализуются только лишь при достаточно сложной схеме устройства.

## **11.2. Предварительная селекция сигналов**

Известно несколько методов первичной обработки сигналов в преселекторе. Первая группа методов основана на интегрировании всех импульсов — и импульсов цели, и импульсов шумов — и последующем испытании суммарного напряжения на порог. Вследствие статистических различий интегрирование сигналов ведется более эффективно по сравнению с шумами. Это дает возможность отделить сигналы от шумов при помощи последующего ограничения по минимуму (порога).

Для накопления энергии сигналов в этом случае могут использоваться потенциалоскопы и магнитные барабаны. В потенциалоскопах развертка записывающего луча осуществляется так же, как и в обычных индикаторах типа дальность — азимут. Линии развертки по дальности располагаются редко, так чтобы сигналы цели взаимно не налагались и не интегрировались (рис. 11.2). При считывании по горизонтальной строке импульсы цели, находящиеся на одной горизонтали, образуют гребенчатый импульс большой длительности. Импульсы шумов, расположенные на развертках дальности хаотически, при считывании дают одиночные импульсы малой длительности. Считывание идет последовательно от нулевой дальности до максимальной. Считывающий луч, таким образом, должен совершать быстрое движение по горизонтали и более медленное перемещение по вертикали. Напряжение вертикальной развертки считывающего луча пропорционально дальности, а горизонтальной — азимуту целей.

После считывания сигналы поступают на узкополосный фильтр. Сигнал в виде пачки импульсов дает на выходе

фильтра длительный импульс большой амплитуды: импульсы шума, обладающие широким спектром, практически не возбуждают фильтр, и его выходное напряжение

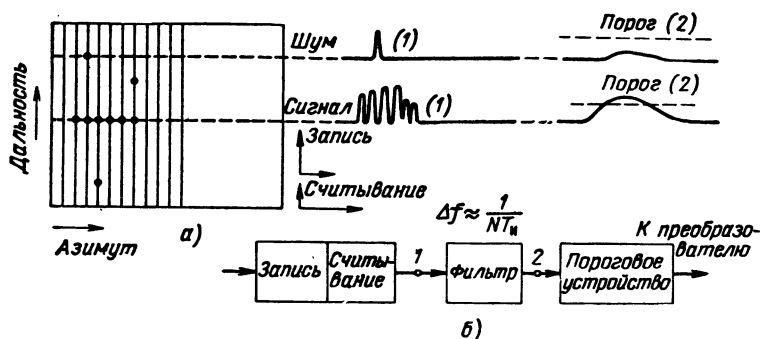


Рис. 11.2. Интегрирование сигналов с помощью потенциоскопа и узкополосного фильтра.

в этом случае порога не превышает. Таким образом, в данном методе потенциоскоп или магнитный барабан являются запоминающим устройством, а согласованный фильтр —

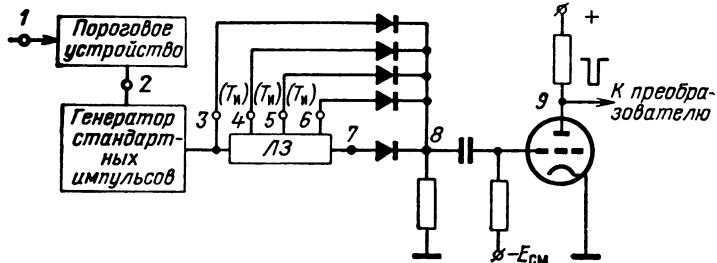


Рис. 11.3. Схема двоичного (бинарного) интегратора сигналов.

интегратором, не обладающим насыщением, а следовательно, и потерями энергии.

Испытание на порог в данном случае осуществляется после интегрирования. Интегрированию подвергаются все импульсы сигнала и шумов, а различие в их законах накопления вследствие различия статистической структуры позволяет выделить сигнал. Широко распространен метод селекции, при котором сигналы и шумы вначале испытывают-

ся на порог в первом пороговом устройстве, а затем прошедшие через порог импульсы стандартизируются по амплитуде и длительности, интегрируются и подвергаются вторичному испытанию на порог. Одна из возможных блок-схем такого преселектора показана на рис. 11.3. Преселектор состоит из генератора стандартных импульсов с пороговым устройством, линий задержки ЛЗ со временем задержки, кратным

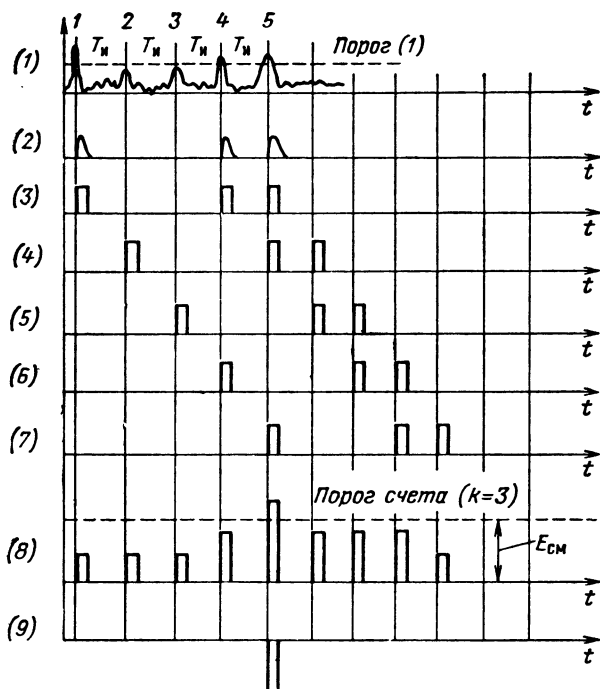


Рис. 11.4. Эпюры напряжений в схеме рис. 11.3.

периоду повторения импульсов, и суммирующей схемы, в которой напряжением смещения устанавливается второй порог (порог счета  $k$ ).

На рис. 11.4 показаны эпюры напряжений в различных точках схемы (рис. 11.3), рассчитанной на обработку пачки из 5 импульсов.

При совпадении во времени некоторого числа импульсов  $k$ , которое может быть и меньше всего числа импульсов в пачке  $N$  (в данном случае  $k = 3$ ), лампа сумматора отпи-



рается и с ее анода снимается импульс, поступающий в устройство кодирования. Шумы, следующие хаотически, могут давать лишь случайные ложные срабатывания. Так как суммируются импульсы всегда одинаковой амплитуды, то можно сказать, что схема как бы ведет подсчет импульсов, прошедших через пороговое устройство. Если сосчитанное количество достигнет установленного порога счета  $k$ , то цель фиксируется, в противном случае обнаружения не происходит. Выбор порога счета  $k$  достигается компромиссным путем. Если взять  $k$  очень малым по сравнению с  $N$ , то возникает большая вероятность ложной тревоги из-за воздействия шумов. Так, если  $k = 1$ , то каждый шумовой выброс будет фиксироваться как цель.

Если  $k$  взять большим, то возникает большая вероятность пропуска цели, так как подавление шумами импульсов при их прохождении через приемник в количестве, большем чем  $N - k$ , приводит к пропуску цели.

Каждому значению  $N$  соответствует оптимальное значение порога счета  $k$  (рис. 11.5) [2], при котором заданная вероятность правильного обнаружения обеспечивается при минимальном отношении энергий сигналов и шума. Значение порога в первом пороговом устройстве при выборе  $k$  по кривой рис. 11.5 должно выбираться из условия получения заданной вероятности ложной тревоги путем последовательных приближений.

Описанный способ обработки носит краткое наименование « $k$  из  $N$ ».

В описанном способе интегрируются стандартные импульсы, соответствующие импульсам, превысившим порог генератора стандартных импульсов. Поэтому такой способ носит также название двоичного интегрирования, так как в расчет принимаются лишь импульсы, амплитуда которых выше порога. Из-за того, что импульсы меньшей амплиту-

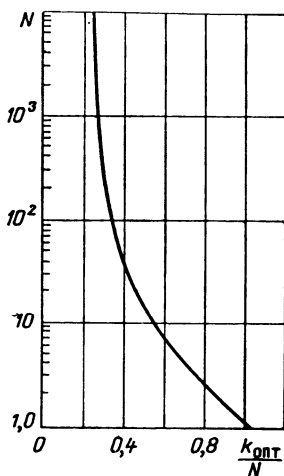


Рис. 11.5. Зависимость оптимального порога счета  $k$  от числа  $N$  интегрируемых импульсов.

ды не учитываются, этот способ дает несколько меньшую эффективность накопления по сравнению с идеальным интегрированием, но это уменьшение незначительно (около 2 дб). Линии задержки выполняются ультразвуковыми. Их можно заменить магнитным барабаном. Следует заметить, что на выходе преселектора (рис. 11.3) может появиться не один, а несколько импульсов. Так, например, если

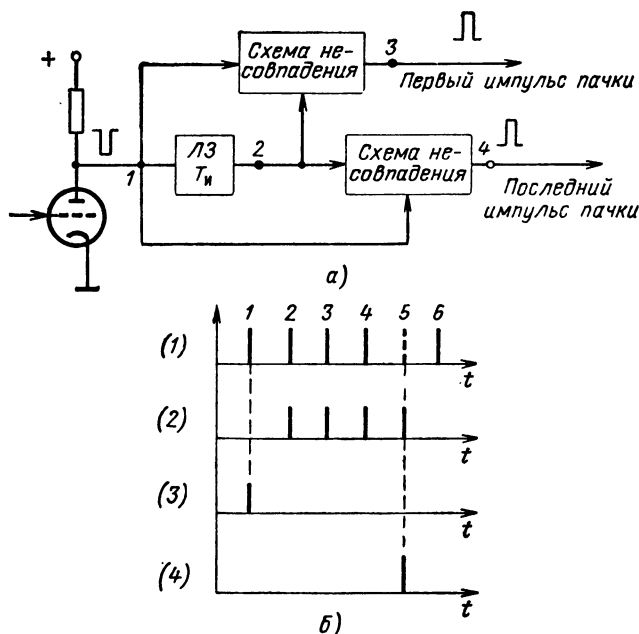


Рис. 11.6. Схема фиксации азимута (а) и эпюры напряжений (б).

предположить, что импульс 2 на рис. 11.4 также превышает порог ( $I$ ), то на выход преселектора при том же значении  $k = 3$  пройдут не один, а три импульса.

Стандартные импульсы на выходе описанного преселектора должны сохранять информацию о дальности и угловой координате. Дальность может быть измерена по запаздыванию выходного импульса преселектора относительно ближайшего предшествующего импульса синхронизатора.

Для фиксации азимута цели из пачки импульсов должен быть выделен импульс, ближайший к центру пакета. Однако

выполнить это непосредственно трудно, так как импульсы на выходе преселектора одинаковы по амплитуде и, кроме того, любой импульс, в том числе и средний, может не пройти через пороговое устройство. Поэтому для фиксации азимута цели из пачки выделяется первый импульс и импульс, соответствующий первому пропущенному. На рис. 11.6, *а* изображена схема фиксации азимута, а на рис. 11.6, *б* эпюры, поясняющие ее работу. Схемы несовпадений открыты только при наличии импульса на одном их входе. При таком способе фиксации значение угловой координаты определяется средним из отсчетов по выходным импульсам схемы фиксации (эпюры 3 и 4, рис. 11.6, *б*)

$$\varphi = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}, \quad (11.1)$$

где  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — координаты, соответствующие импульсам на выходах схемы фиксации.

### 11.3. Преобразование дальности и угловых координат в двоичный код

Рассмотрим преобразование дальности и угловой координаты в двоичный код. Так как угловая координата отсчитывается по углу поворота антенны от начального направления  $\varphi_0$  до направления на цель  $\varphi_c$ , то при равномерной скорости вращения антенны  $\Omega_a$  этот угол поворота может быть представлен временным интервалом

$$t_{\text{ук}} = \frac{\varphi_c - \varphi_0}{\Omega_a}. \quad (11.2)$$

Дальность до цели, как известно, соответствует временному интервалу

$$t_D = \frac{2D}{c}.$$

Поэтому преобразователи дальности и угловых координат могут быть построены по принципу счета импульсов эталонной частоты (эталонных импульсов), интервал между которыми соответствует определенной дальности  $\Delta D$ , или углу поворота  $\Delta \varphi$ . Сосчитанное количество импульсов представляется затем в двоичной системе счисления и передается в ЦВМ.

На рис. 11.7 показана блок-схема преобразователя дальности. Генератор эталонных импульсов вырабатывает импульсы, период следования которых выбирается из условий получения заданной точности и разрешающей способности. Генератор синхронизируется импульсами синхронизатора. Эталонные импульсы (эпюра 1, рис. 11.8) через схему совпадения проходят на счетчик, представляющий цепочку триггеров. Каждый последующий триггер запускается срезом импульса предыдущего триггера. Процессы, происходящие в триггерах под воздействием эталонных импульсов, показаны на эпюрах 4—7. Процессы переброса триггеров продолжаются до тех пор, пока схема сброса триггеров не закроет своим импульсом (эпюра 2) схему совпадения в цепи генератора эталонных импульсов и не приведет в исходное (нулевое) положение все триггеры подачей на них импульса сброса. В любой момент (за исключением моментов переброса) на счетчике записывается в двоичной системе количество прошедших за это время эталонных импульсов. Так, например, в момент  $t_D$  счетчик показывает число 1011, соответствующее в десятичной системе 11. (За нуль принимается малое напряжение на аноде триггера, за единицу — большое.) К этому моменту на счетчик прошло, как это видно по эпюре 1, одиннадцать эталонных импульсов.

Импульсы целей с выхода преселектора подаются на генератор импульсов считывания, представляющий собой комбинацию триггера и схемы совпадений. Импульсы цели проходят на считывание через схему лишь тогда, когда на ее входе отсутствуют эталонные импульсы и закончились переходные процессы в триггерах счетчика. Это исключает ошибки считывания, которые возникают, если считывание происходит в переходные моменты. Эталонные импульсы проходят через линию задержки и задерживаются в ней на время переходных процессов в счетчике. Импульс цели запускает триггер. Совпадение задержанных эталонных импульсов и импульса триггера в схеме совпадений может произойти только после окончания переходных процессов в счетчике. Выходной импульс схемы совпадений осуществляет обратный переброс триггера, подготавливая его к приходу следующего импульса цели, и через схемы совпадений подключает триггеры счетчика к ячейке памяти машины. При этом в ней записывается число, представляющее значение дальности в двоичном коде. Если появляется

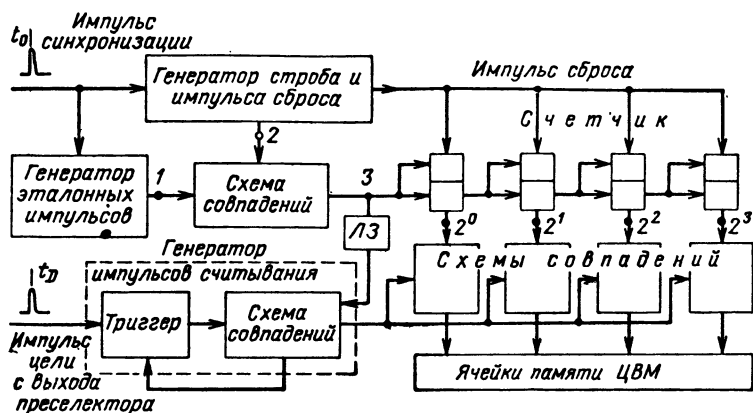


Рис. 11.7. Схема преобразователя дальности.

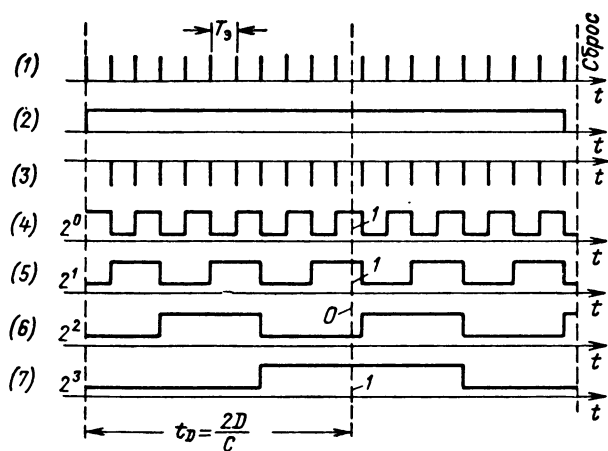


Рис. 11.8. Эпюры напряжений в счетчике.

вторая цель, то второй импульс считывания подключает счетчик ко второй ячейке памяти и т. д.

Устройство преобразователя угловых координат показано на рис. 11.9. На прозрачный диск, ось которого жестко связана с приводом антенны, наносится в виде чередующихся прозрачных и непрозрачных участков циклический код Грея. Темные места соответствуют нулю, прозрачные — единице. Как известно, этот код позволяет уменьшить

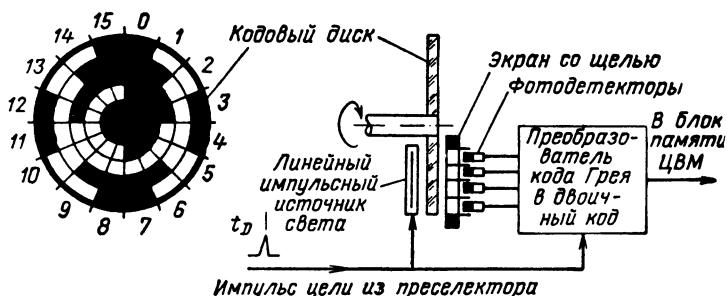


Рис. 11.9. Устройство преобразователя угловых координат.

ошибку, возникающую при считывании в моменты перехода от одного сектора диска к другому. По одну сторону диска располагается щелевой импульсный источник света, по другую — фотодетекторы в количестве, равном числу рядов счетчика. Считывание кода происходит при подаче на источник света импульса цели. Так, при нахождении перед целью сектора 6 диска фотодетекторы выдадут код 0101, что соответствует числу 6 или в двоичном коде 0110. Так как в ЦВМ следует подавать информацию в двоичном коде, то сигналы фотодетекторов преобразовываются в двоичный код в специальном преобразователе.

#### 11.4. Влияние устройства инструментального съема данных на дальность, точность и разрешающую способность РЛС

В принципе устройство инструментального съема данных может осуществлять последетекторное накопление как идеальный интегратор, осуществляющий суммирование с весовыми коэффициентами, определяемыми формой огибающей пачки импульсов и не имеющий потерь на насыщение.

Однако при реализации этих потенциальных возможностей схема устройства предварительной селекции получается весьма сложной. Наиболее часто применяемый метод двоичного (бинарного) интегрирования дает, как уже указывалось, результаты, примерно на 2 дБ худшие получаемых при непрерывном оптимальном интегрировании [2]. Но даже и в таком простейшем варианте устройство инструментального съема данных оказывается значительно сложнее индикатора, и его применение оправдано лишь в тех случаях, когда требуется такая большая скорость обработки информации о целях, которую оператор не может обеспечить.

Устройство инструментального съема данных не ухудшает потенциальную разрешающую способность РЛС, если при измерении дальности период эталонных импульсов не превышает длительности зондирующего сигнала, а при измерении угловых координат угол поворота антенны за период эталонных импульсов не превышает ширины диаграммы направленности.

Ошибки измерения, вносимые устройством инструментального съема данных, возникают в основном из-за нестабильности частоты следования эталонных импульсов и из-за дискретности отсчета. Применительно к измерению дальности среднеквадратическая ошибка из-за дискретности отсчета равна

$$\sigma(D)_{\text{дискр}} = \frac{\Delta D_{\text{э}}}{2 \sqrt{3}} \quad (11.3)$$

или, так как

$$\Delta D_{\text{э}} = \frac{cT_{\text{э}}}{2},$$

то

$$\sigma(D)_{\text{дискр}} = \frac{cT_{\text{э}}}{4 \sqrt{3}} \approx 0,15cT_{\text{э}}. \quad (11.4)$$

Ошибка из-за дискретности может быть уменьшена применением нониусных схем счета импульсов [22] до значений примерно 10 нсек.

Ошибка из-за нестабильности частоты эталонных импульсов равна

$$\sigma(D)_{\text{нст}} = D \frac{\sigma(F_{\text{э}})}{F_{\text{э}}}, \quad (11.5)$$

где  $\frac{\sigma(F_{\text{э}})}{F_{\text{э}}}$  — относительное среднеквадратическое отклонение частоты;

$D$  — измеряемая дальность.

Если частота генератора эталонных импульсов стабилизирована кварцем, то можно принять, что

$$\frac{\sigma(F_0)}{F_0} \approx 10^{-4} \div 10^{-5}$$

и тогда

$$\sigma(D)_{\text{нст}} = (10^{-4} \div 10^{-5}) D. \quad (11.6)$$

Аналогично могут быть определены и ошибки измерения угловых координат.

В заключение следует пояснить, как производится запоминание радиолокационной обстановки за период обзора и ее последующий анализ при сопряжении РЛС с ЦВМ. Такое запоминание осуществляется благодаря вторичной обработке сигналов в ЦВМ. Сигналы целей и шумы, прошедшие через преобразователь в течение всего периода обзора, записываются в ячейках памяти ЦВМ. Суть вторичной обработки заключается в вычислении вероятного положения цели и области ее возможных отклонений в последующие циклы обзора по данным предыдущего наблюдения, и сравнении результатов вычисления с получаемыми данными. Эти вычисления ЦВМ ведет как для сигналов цели, так и для шумовых выбросов. Вероятность попадания шумовых выбросов в рассчитанную область в следующем цикле обзора очень мала. Наоборот, сигналы цели, движущейся относительно закономерно, всегда попадают в рассчитанную для них область. На основании этих различий ЦВМ отсеивает ложные цели, идентифицирует новые сигналы, попадающие в расчетную область, с целями, записанными ранее в памяти. Чем больше память ЦВМ, тем больше сигналов (действительных и ложных) может быть в ней записано и идентифицировано. Следовательно, при ограниченном количестве действительных целей тем больше шумов может быть подано на вход машины и в последующем отсеяно, тем ниже может быть принят порог обнаружения РЛС и тем больше будет дальность обнаружения при заданной вероятности правильного обнаружения. Однако следует иметь в виду, что это достигается за счет большого усложнения ЦВМ.



## **ВЫХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА РЛС ПРИ НЕПРЕРЫВНОМ СЛЕЖЕНИИ ЗА ЦЕЛЯМИ**

### **12.1. Общие сведения**

Увеличение скорости объектов (целей) и усложнение задач, решаемых радиолокаторами, привело к необходимости непрерывного поступления информации о координатах этих объектов, об их скорости, а иногда даже и об ускорениях. Это потребовало создания специальных РЛС или устройств, обеспечивающих получение такой информации, или, как это принято называть, осуществляющих сопровождение цели.

Так как сопровождению целей должно предшествовать их обнаружение, то естественно было разграничить эти функции между двумя типами РЛС: обнаружения и сопровождения. В тех случаях, когда не представляется возможным иметь две отдельные станции (например, на самолете), обходятся одной универсальной, предусматривая в ней два режима работы: обнаружения и сопровождения. Перевод такой РЛС из одного режима в другой связан со значительными трудностями. Их суть будет изложена ниже (см. § 12.5).

Радиолокационные станции, осуществляющие автоматическое сопровождение целей, представляют собой замкнутые следящие системы. В зависимости от того, за какими координатами производится слежение, различают автоматическое сопровождение по дальности (АСД), по направлению (АСН) и по скорости (АСС). Сопровождение по ускорению пока применения не нашло. Рассмотрим подробнее основные методы АСН, АСД и АСС, не вдаваясь при этом в теорию автоматического регулирования, а сосредоточив основное внимание на специфических условиях работы таких устройств в радиолокационных станциях.

## 12.2. Автоматическое сопровождение по направлению

Наибольшее распространение нашли два основных метода автоматического сопровождения целей по направлению: конического сканирования и моноимпульсный. Развитие

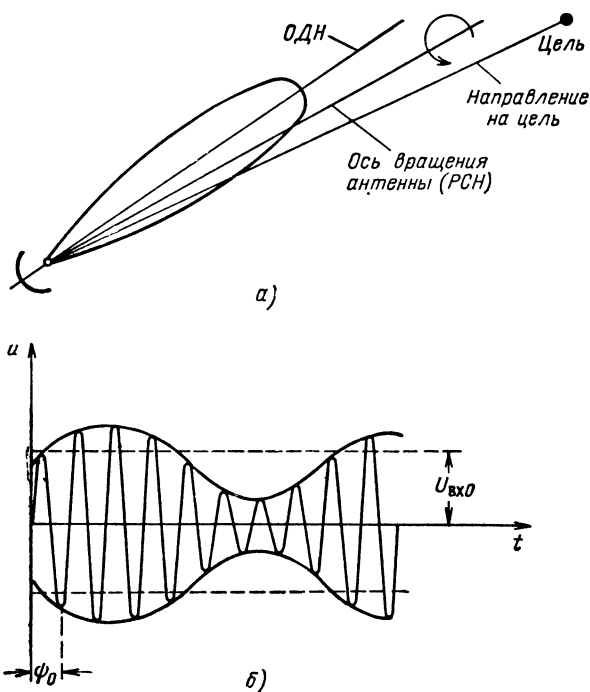
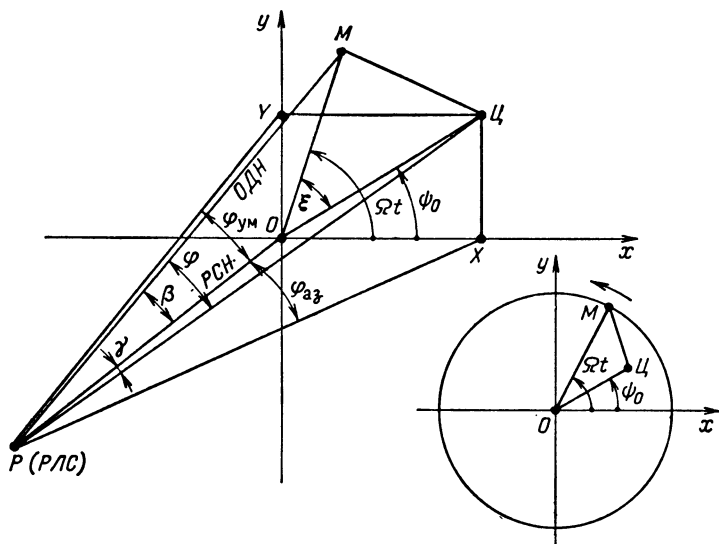


Рис. 12.1. Коническое сканирование (а) и сигнал на входе приемника РЛС (б).

цифровых вычислительных устройств привело к развитию еще одного метода, основанного на обработке отраженного сигнала с помощью ЦВМ.

Идея метода конического сканирования заключается в том, что в результате непрерывного вращения антенны вокруг оси, направленной под углом к оси диаграммы направленности (ОДН), происходит амплитудная модуляция отраженного от цели сигнала (рис. 12.1).

Так как вращение антенны происходит сравнительно медленно, то за время распространения электромагнитных



волн до цели и обратно огибающие зондирующего и отраженного сигналов практически не отличаются друг от друга.

При небольших углах отклонения цели от оси вращения антенны  $\gamma$  (рис. 12.2) можно получить довольно простое выражение для огибающей сигнала на входе приемника. Если цель находится в точке  $C$ , ось диаграммы направленности пересекает плоскость  $ХОУ$  в точке  $M$ , а ось вращения антенны пересекает эту плоскость в начале координат  $O$ , то из косоугольного треугольника  $МОС$  находим

$$(ML)^2 = (OM)^2 + (OL)^2 - 2 (OM) (OL) \cos \xi.$$

Расстояние от РЛС, т. е. точки  $P$ , до плоскости  $XOY$  равно  $D$ , поэтому

$$M\zeta \approx D\varphi, OM \approx D\beta, O\zeta \approx D\gamma,$$

где  $\varphi$  — угол между направлением на цель  $PЦ$  и осью диаграммы направленности  $PM$ .

$\beta$  — угол между равносигнальным направлением ( $РСН$ )  $PO$  и осью диаграммы направленности  $PM$ . Этот угол является одним из параметров антенного устройства с коническим сканированием луча.

Если вращение диаграммы направленности происходит с постоянной угловой скоростью  $\Omega$ , а за начало отсчета времени выбран тот момент, когда максимум диаграммы (т. е. ее ось) пересекает ось  $Ox$ , то

$$\xi = \Omega t - \psi_0,$$

где  $\psi_0$  — угол между радиус-вектором  $OC$  и осью  $x$ .

Воспользовавшись приведенными выше соотношениями, после несложных преобразований получим

$$\varphi = \beta \sqrt{1 + \left(\frac{\gamma}{\beta}\right)^2 - 2 \frac{\gamma}{\beta} \cos(\Omega t - \psi_0)}.$$

Для небольших отклонений цели от равносигнального направления, когда  $\gamma/\beta \ll 1$ ,

$$\varphi \approx \beta \sqrt{1 - 2 \frac{\gamma}{\beta} \cos(\Omega t - \psi_0)} \approx \beta - \gamma \cos(\Omega t - \psi_0).$$

Напряжение на входе приемника

$$U_{вх} = kF(\varphi) = kF[\beta - \gamma \cos(\Omega t - \psi_0)],$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности;

$F(\varphi)$  — нормированная характеристика направленности.

Разложив  $U_{вх}$  в ряд Тейлора в окрестности значения  $\varphi = \beta$  и ограничившись двумя первыми членами, получим

$$U_{вх} = kF(\beta) - k\gamma \cos(\Omega t - \psi_0) \left[ \frac{dF(\varphi)}{d\varphi} \right]_{\varphi=\beta}.$$

Если цель находится на равносигнальном направлении ( $\gamma = 0$ ), то

$$U_{вх \gamma=0} = U_{вх 0} = kF(\beta).$$

Обозначив

$$\frac{\gamma \left[ \frac{dF(\varphi)}{d\varphi} \right]_{\varphi=\beta}}{F(\beta)} = \gamma a = m,$$

запишем

$$U_{вх} = U_{вх 0} [1 - m \cos(\Omega t - \psi_0)]. \quad (12.1)$$

Как видно, напряжение  $U_{\text{вх}}$  представляет собой амплитудно-модулированный сигнал, огибающая которого зависит от смещения цели относительно РСН, т. е. от  $m \equiv \gamma$  и  $\psi_0$  (рис. 12.1, б).

Если РЛС работает в импульсном режиме, то для выделения огибающей применяется расширитель сигналов (обычно используется пиковый детектор). Частота следования импульсов в этом случае должна удовлетворять условию

$$F_{\text{и}} > F_{\text{м}}.$$

Хотя по теореме отсчетов достаточно, чтобы  $F_{\text{и}} = 2F_{\text{м}}$ , на практике выбирают отношение  $F_{\text{и}}/F_{\text{м}}$  равным 10—30, что необходимо для уменьшения влияния флуктуаций эхосигнала на работу АСН.

После расширителя это напряжение усиливается и проходит через фильтры, настроенные на частоту  $F_{\text{м}}$ . Выделенное здесь напряжение  $u(t) = mU_0 \cos(\Omega t - \psi_0) = U_m \cos(\Omega t - \psi_0)$  называется сигналом ошибки.

Напряжение сигнала ошибки используется для управления антенной, которое обычно осуществляется в двух взаимно перпендикулярных плоскостях (вертикальной и горизонтальной). Для этого сигнал ошибки раскладывается на две ортогональные составляющие, одна из которых служит для управления положением антенны в вертикальной (азимутальной) плоскости, а вторая — в горизонтальной (угломестной).

Разложение сигнала ошибки на составляющие производится с помощью фазовых детекторов. На один фазовый детектор в качестве опорного подают напряжение, начальная фаза которого выбирается так, чтобы

$$u_{\text{оп } 1} = U_{m \text{ оп}} \cos \Omega t,$$

а на второй

$$u_{\text{оп } 2} = U_{m \text{ оп}} \sin \Omega t.$$

Амплитуда опорного напряжения  $U_{m \text{ оп}} \gg U_{\text{вх } 0}$ , поэтому напряжения на выходах фазовых детекторов каждого из каналов будут

$$u'_{\text{аз}} = K'_{\text{аз}} U_{\text{вх } 0} \cos(\Omega t - \psi_0) \cos \Omega t$$

и

$$u'_{\text{ум}} = K'_{\text{ум}} U_{\text{вх } 0} \cos(\Omega t - \psi_0) \sin \Omega t.$$

Так как

$$\cos(\Omega t - \psi_0) \cos \Omega t = \frac{1}{2} [\cos \psi_0 + \cos(2\Omega t - \psi_0)],$$

а

$$\cos(\Omega t - \psi_0) \sin \Omega t = \frac{1}{2} [\sin \psi_0 + \sin(2\Omega t - \psi_0)],$$

то, отфильтровав составляющие, частоты которых равны  $\Omega$  и  $2\Omega$ , в каждом из каналов соответственно получим

$$u_{аз} = K_{аз} m U_{вх 0} \cos \psi_0 = K_{аз} U_{вх 0} a \gamma \cos \psi_0$$

и

$$u_{ум} = K_{ум} U_{вх 0} a \gamma \sin \psi_0.$$

Из рис. 12.2 видно, что

$$\cos \psi_0 = \frac{X}{\rho}, \quad \sin \psi_0 = \frac{Y}{\rho},$$

где  $\rho = OЦ$ .

Из прямоугольных треугольников  $POЦ$ ,  $POX$  и  $POY$  соответственно найдем:

$$\rho = PO \operatorname{tg} \gamma,$$

$$X = PO \operatorname{tg} \varphi_{аз},$$

$$Y = PO \operatorname{tg} \varphi_{ум}.$$

Таким образом,

$$\cos \psi_0 = \frac{\operatorname{tg} \varphi_{аз}}{\operatorname{tg} \gamma}, \quad \text{а} \quad \sin \psi_0 = \frac{\operatorname{tg} \varphi_{ум}}{\operatorname{tg} \gamma}.$$

Для малых значений  $\gamma$ ,  $\varphi_{аз}$  и  $\varphi_{ум}$  можно считать, что  $\operatorname{tg} \gamma \approx \gamma$ ,  $\operatorname{tg} \varphi_{аз} \approx \varphi_{аз}$ ,  $\operatorname{tg} \varphi_{ум} \approx \varphi_{ум}$ .

Тогда

$$\cos \psi_0 \approx \frac{\varphi_{аз}}{\gamma} \quad \text{и} \quad \sin \psi_0 \approx \frac{\varphi_{ум}}{\gamma},$$

поэтому

$$\left. \begin{aligned} u_{аз} &\approx a K_{аз} U_{вх 0} \varphi_{аз}, \\ u_{ум} &\approx a K_{ум} U_{вх 0} \varphi_{ум}. \end{aligned} \right\} \quad (12.2)$$

Как видно, напряжения в каналах пропорциональны углам  $\varphi_{аз}$  и  $\varphi_{ум}$ , т. е. отклонениям цели по азимуту и углу места, что позволяет осуществить раздельное слежение за движением цели по каждой координатной оси.

Такой результат в сильной степени зависит от эффективности работы системы АРУ, обеспечивающей постоянство отраженного сигнала ( $U_{\text{вх } 0}$ ) при изменении расстояния до цели и флуктуации ее отражающей площади.

АРУ предотвращает насыщение приемника при сильных сигналах, приводящее к потере сигнала ошибки. Кроме того, АРУ обеспечивает устойчивость системы автоматического регулирования, стабилизируя напряжение на выходе приемника.

Динамический диапазон АРУ должен быть большим (80—90 дБ). Объясняется это тем, что даже при десятикратном изменении дальностей, в пределах которых должно осуществляться сопровождение целей, изменение сигнала составит 40 дБ. Такое же изменение сигнала может произойти из-за различия эффективной отражающей площади целей.

Что касается постоянной времени АРУ, то она должна быть такой, чтобы не было демодуляции сигнала ошибки.

Так как управление антенной чаще всего осуществляется с помощью электродвигателей, то сигнал ошибки приходится усиливать с помощью электронных или транзисторных усилителей постоянного тока и магнитных усилителей.

Коническое сканирование диаграммы направленности достигается путем вращения рефлектора или облучателя, смещенного относительно фокуса антенны. На оси двигателя, осуществляющего такое вращение, размещается генератор двух квадратурных опорных напряжений.

Функциональная схема РЛС сопровождения с коническим сканированием изображена на рис. 12.3.

Радиолокационные станции для АСН со сканированием подвержены воздействию различных помех. К ним относятся механические возмущения, угловые и амплитудные шумы, организованные помехи. Источником механических воздействий обычно является ветер. Угловые шумы порождаются флуктуацией фронта отраженной от сложной цели волны (см. гл. 3, § 4). Флуктуация интенсивности эхосигнала (амплитудный шум) и внутренние шумы приемника иногда также приводят к ошибкам пеленгации. Более существенными могут оказаться организованные помехи. Для АСН со сканированием особенно опасны активные помехи (см. гл. 18), представляющие излучение несущей частоты, промодулированное шумом, спектр которого лежит в диапазоне применяемых на практике частот сканирования.

При увеличении дальности до цели ошибки, порождаемые угловым шумом, уменьшаются, а ошибки из-за шума приемника возрастают. Ошибки, источником которых являются амплитудные флуктуации, от дальности практически не зависят. Таким образом, результирующая ошибка

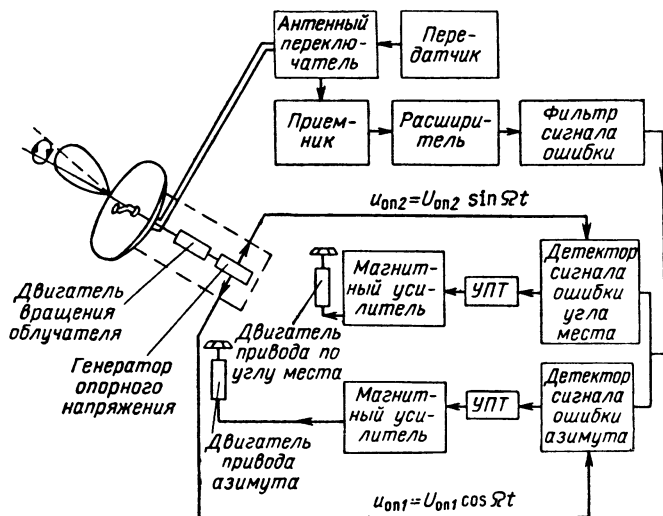


Рис. 12.3. Функциональная схема РЛС сопровождения с коническим сканированием.

достигает минимума при определенной дальности и растет при уменьшении и увеличении дальности относительно оптимальной.

Потенциальная точность систем АСН, определяемая внутренними шумами приемника, может быть оценена в соответствии с общей теорией (см. гл. 8) в предположении, что она представляет собой оптимальную систему. Тогда среднеквадратическая ошибка измерения угла

$$\sigma_{\varphi} = \frac{\theta}{\sqrt{q_0}},$$

где  $\theta$  — ширина диаграммы направленности;

$$q_0 = \frac{2E_c}{N_0} = \frac{2P_{\text{и}} \text{вх} \tau_{\text{и}} n}{N_0};$$

$$n = \frac{T_{\text{нак}}}{T_{\text{и}}} = \frac{1}{\Delta F_{\text{АСН}} T_{\text{и}}}$$



— число интегрируемых импульсов, определяемое в установленном режиме полосой пропускания системы АСН.

Моноимпульсный метод рассмотрен достаточно подробно в гл. 16. Поэтому здесь останавливаться на нем не будем. Укажем лишь, что использование этого метода в системах автоматического сопровождения повышает защищенность РЛС от амплитудных помех, и в частности от указанных выше активных помех.

### **12.3. Автоматическое сопровождение по дальности**

Сопровождение целей по дальности может быть ручным, полуавтоматическим и автоматическим.

Ручное сопровождение заключается в непрерывном совмещении оператором измерительного импульса с отметкой цели. Этот метод не обеспечивает высокую точность сопровождения, особенно быстро перемещающихся целей.

При полуавтоматическом сопровождении перемещение измерительного импульса производится с помощью специального двигателя. Роль оператора сводится к подбору такой скорости вращения этого двигателя, при которой измерительный импульс будет все время совпадать с отметкой цели. Естественно, что такой метод более совершенен, так как обеспечивает лучшую точность и, что, пожалуй, более важно, разгружает оператора от утомительной работы.

Наиболее совершенным является автоматическое сопровождение, в основе которого лежит автоматическое, без участия оператора, слежение за дальностью до цели. В том случае, если РЛС работает в импульсном режиме, слежение осуществляется с помощью так называемых стробов — двух импульсов, симметрично расположенных относительно отметки цели. В РЛС с частотной модуляцией слежение может осуществляться путем такой перестройки гетеродина приемника, при которой разность частот излучаемого и отраженного сигналов остается все время постоянной.

РЛС с автоматическим сопровождением по дальности (АСД) представляет собой замкнутую систему регулирования. На рис. 12.4 приведена функциональная схема системы АСД импульсной РЛС, а на рис. 12.5 РЛС с частотной модуляцией.

Первая схема включает временной различитель, интегратор, устройство плавной задержки и генератор стробирующих импульсов.

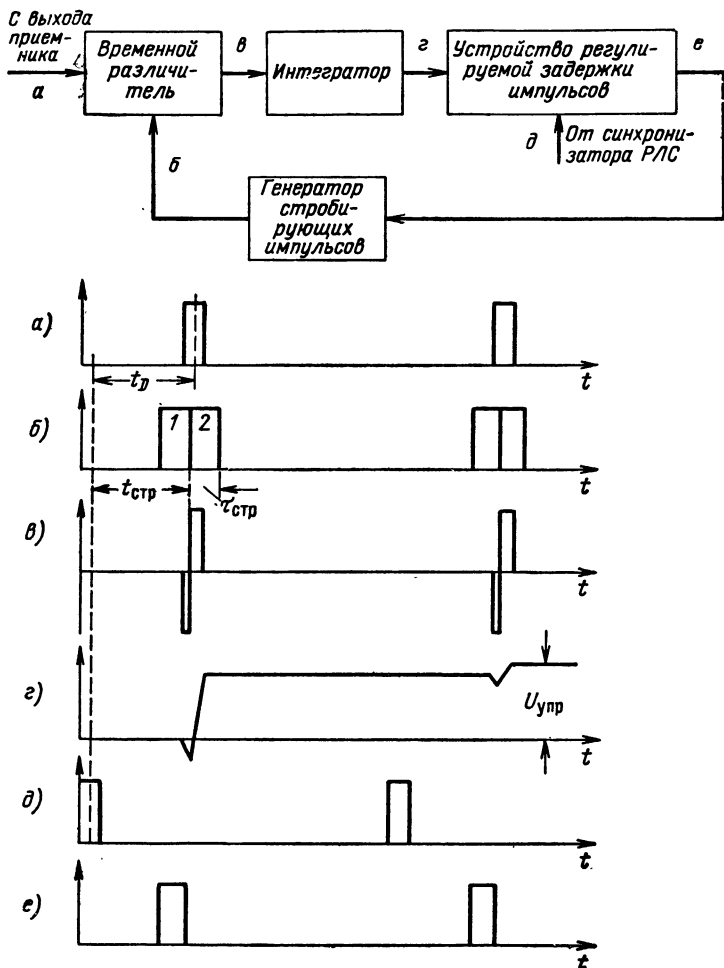


Рис. 12.4. Функциональная схема и временные диаграммы системы АСД импульсной РЛС.

На один вход временного различителя поступают эхосигналы с приемника (рис. 12.4, а), а на второй — два стробирующих импульса (рис. 12.4, б), вырабатываемых

специальным генератором. Временной различитель представляет собой две схемы совпадений. На одну схему совпадений подается первый (опережающий) строб  $I$ , на вторую — строб 2. Кроме того, на эти схемы поступают сигналы с выхода приемника. На выходе каждой схемы совпадений возникают импульсы, длительность которых зависит от степени «перекрывтия» соответствующего строба отраженным от цели сигналом. Полярности этих импульсов противоположны (рис. 12.4, в). После интегрирования выходных

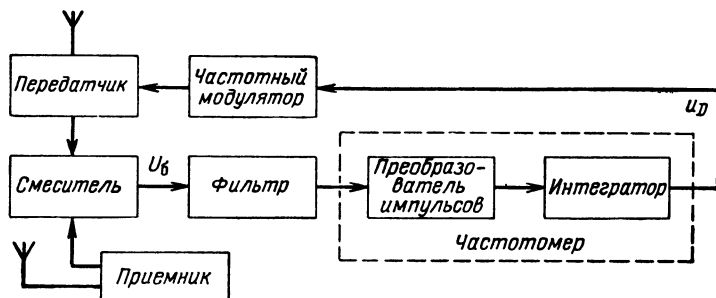


Рис. 12.5. Функциональная схема системы РЛС с частотной модуляцией.

импульсов схем совпадений получается напряжение (рис. 12.4, г), которое поступает на устройство регулируемой задержки импульсов (фантастрон) и выполняет роль управляющего напряжения. Сюда же подаются синхронизирующие импульсы. На выходе устройства регулируемой задержки получают импульсы, задержанные относительно синхронизирующих на время  $t_{\text{стр}}$  (рис. 12.4, е), определяемое управляющим напряжением  $U_{\text{упр}}$ . В генераторе стробирующих импульсов (ГСИ) из этого напряжения формируется первый строб. Второй строб получается с помощью линии задержки, входящей в состав ГСИ.

При изменении расстояния до цели эхо-сигнал переместится относительно стробов. Это приведет к изменению управляющего напряжения, что, в свою очередь, вызовет перемещение стробов, восстанавливающее прежнее, т. е. симметричное, расположение их относительно эхо-сигнала.

Информацию о дальности содержит напряжение на выходе интегратора. Так как при сопровождении стробы совпадают с сигналом цели, то представляется возможность

работать с нормально запертым приемником, открывая его при помощи этих стробов на короткое время, когда приходит эхо-сигнал. Благодаря этому повышается помехозащищенность РЛС.

Отличительной чертой рассмотренной схемы АСД является наличие в ней одного интегратора. Можно показать [23], что для нее справедливо уравнение<sup>1</sup>

$$\frac{dt_{\text{стр}}}{dt} + kt_{\text{стр}} = kt_D, \quad (12.3)$$

где  $t_{\text{стр}}$  — время задержки стробирующих импульсов относительно зондирующего (см. рис. 12.4);

$t_D$  — время задержки эхо-сигнала;

$k = k_1 k_2 k_3$  — размерный коэффициент (1/сек), определяемый коэффициентами передачи соответственно временного различителя ( $k_1$ ), интегратора ( $k_2$ ) и устройства регулируемой задержки  $k_3$ .

Если цель неподвижна, т. е.  $t_D = \frac{2D}{c} = \text{const}$ , то, решая уравнение (12.3), получим

$$t_{\text{стр}} = t_D (1 - e^{-kt}).$$

Как видим, для этого случая временное рассогласование между стробирующими импульсами и эхо-сигналом

$$\Delta t = t_D - t_{\text{стр}} = t_D e^{-kt}.$$

Если коэффициент  $k > 0$ , то с течением времени рассогласование уменьшается и через время  $t \geq 3/k$  становится ничтожно малым. Таким образом, в установившемся режиме АСД с одним интегратором позволяет точно измерять дальность до неподвижного объекта.

В том случае, если цель перемещается с постоянной скоростью ( $V_p$ ), т. е. если  $t_D = V_p t$ , то решение уравнения (12.3) можно представить как

$$t_{\text{стр}} = t_D - \frac{V_p}{k} (1 - e^{-kt}).$$

Откуда рассогласование

$$\Delta t = \frac{V_p}{k} (1 - e^{-kt}).$$

<sup>1</sup> Исследование импульсных систем АСД необходимо производить с помощью уравнений в конечных разностях. Однако в ряде практически наиболее важных случаев можно воспользоваться дифференциальными уравнениями.

Таким образом, система АСД с одним интегратором сопровождает подвижную цель с ошибкой, которая в установившемся режиме достигает величины

$$\Delta t_{\text{макс}} = \frac{V_p}{k}.$$

Более совершенные системы АСД содержат два интегратора (рис. 12.6). Обязательным элементом таких систем

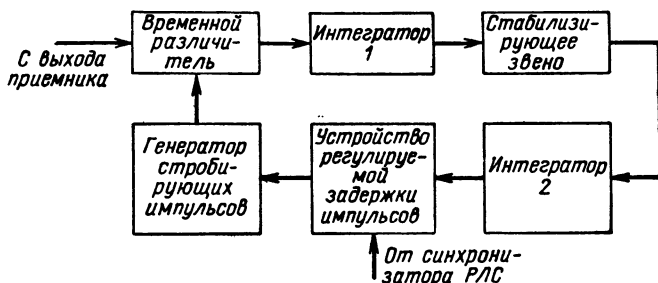


Рис. 12.6. Функциональная схема системы АСД с двумя интеграторами.

является стабилизирующее звено, включенное между первым и вторым интегратором. Роль такого звена может выполнять цепь, состоящая из сопротивления  $R$  и емкости  $C$ .

Для таких схем АСД справедливо уравнение

$$\frac{d^2 t_{\text{стр}}}{dt^2} + k_1 \frac{dt_{\text{стр}}}{dt} + k_2 t_{\text{стр}} = k_1 \frac{dt_D}{dt} + k_2 t_D, \quad (12.4)$$

где размерные коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  определяются коэффициентами передачи отдельных элементов схемы. Различие между ними состоит только в том, что  $k_1$  учитывает связь между интеграторами через сопротивление  $R$ , а  $k_2$  — через емкость  $C$ .

Если цель неподвижна, т. е.  $t_D = \frac{2D}{c} = \text{const}$ , то из (12.4) можно получить

$$t_{\text{стр}} = t_D (1 + Ae^{p_1 t} - Be^{p_2 t}),$$

где  $p_1$  и  $p_2$  — корни характеристического уравнения

$$p^2 + k_1 p + k_2 = 0.$$

Таким образом, если  $p_1 < 0$  и  $p_2 < 0$ , то в установившемся режиме  $t_{\text{стр}} = t_D$ , т. е. слежение за неподвижным объектом такой системой АСД тоже осуществляется без ошибки:  $\Delta t = t_D - t_{\text{стр}} \rightarrow 0$ .

Если цель перемещается с постоянной скоростью  $V_p$ , то из уравнения (12.4) получим

$$t_{\text{стр}} = t_D + \frac{V_p}{p_1 p_2} (p_2 A e^{p_1 t} - p_1 B e^{p_2 t}).$$

Как видно, и в этом случае в установившемся режиме система АСД будет точно следить за целью ( $\Delta t \rightarrow 0$ ).

Следует, однако, заметить, что в первом случае, т. е. для АСД с одним интегратором, переходный процесс носит экспоненциальный характер, а во втором случае он может быть колебательно-затухающим.

Для РЛС с ЧМ известно большое количество разнообразных схем АСД. Одна из них изображена на рис. 12.5. Как известно (см. гл. 2), частота биений на выходе смесителя содержит информацию о дальности до цели. Напряжение частоты биений  $u_b$  проходит через узкополосный фильтр и поступает на вход частотомера. Наличие в схеме фильтра не является принципиальным. Он предназначается для повышения помехозащищенности системы. В частности, он необходим при наличии в зондирующем луче РЛС нескольких целей, расположенных на разных дальностях.

Напряжение на выходе частотомера  $u_D$  пропорционально частоте поступающего на него напряжения  $u_b$ . Следовательно, напряжение  $u_D$ , в свою очередь, будет в определенных пределах пропорционально дальности до цели  $u_D = f(D)$ .

С помощью напряжения  $u_D$  производится такое изменение параметров частотной модуляции ( $T_m$  или  $\Delta f_m$ ), при котором обеспечивается постоянство частоты биений.

В заключение остановимся на потенциальной точности системы АСД, т. е. той предельной точности измерения дальности, которая ограничивается внутренними шумами приемника. При некотором упрощении задачи можно считать, что система АСД является оптимальной, а поэтому для нее остаются справедливыми соотношения (8.24), определяющие дисперсию ошибки измерения дальности.

Таким образом, среднеквадратическая ошибка измерения дальности для импульсной РЛС

$$\sigma_D = \frac{c\tau_n}{2\sqrt{\pi q_0}},$$

где

$$q_0 = \frac{2E_c}{N_0} = \frac{2P_n\tau_n n}{N_0\alpha_{\text{дет}}};$$

$$n = \frac{T_{\text{нак}}}{T_n} = \frac{1}{\Delta F_{\text{АСД}} T_n} \text{ — число интегрируемых импульсов;}$$

$T_{\text{нак}}$  — время, в течение которого производится интегрирование сигнала; для установившегося режима можно считать, что это время определяется эффективной полосой пропускания системы АСД;

$\alpha_{\text{дет}}$  — коэффициент потерь при накоплении  $n$  некогерентных сигналов.

Для уменьшения ошибки сопровождения надо сужать полосу пропускания ( $\Delta F_{\text{АСД}}$ ). Однако при этом возрастает постоянная времени системы, а следовательно, увеличивается длительность переходного режима, когда сопровождение происходит с максимальными ошибками.

Реальная точность системы АСД значительно ниже потенциальной. Это вызывается несколькими причинами.

В большинстве случаев система АСД работает не в стационарном, а в переходном режиме. Это приводит к уменьшению времени интегрирования, которое в этом случае уже не будет равно  $T_{\text{нак}} = \frac{1}{\Delta F_{\text{АСД}}}$ . Происходит уменьшение  $q_0$  и ошибка сопровождения увеличивается.

Существенное влияние оказывает нестабильность работы устройства регулируемой задержки импульсов. Ухудшение точности сопровождения происходит еще потому, что стробирование приемника производится, как правило, импульсами, длительность которых больше зондирующих. Отпираться приемник на большее время приходится для того, чтобы случайная помеха не увела эхо-сигнал из строга и тем самым не вызвала бы пропадание сигнала на выходе приемника. Однако при увеличении времени открытого состояния приемника возрастает уровень шума, поступающего на систему АСД, а значит, увеличивается и погрешность сопровождения.

## 12.4. Автоматическое сопровождение по скорости

Наиболее совершенной системой автоматического сопровождения по скорости (АСС) является система, в которой осуществляется слежение за доплеровским сдвигом частоты сигнала, отраженного от подвижной цели (рис. 12.7).

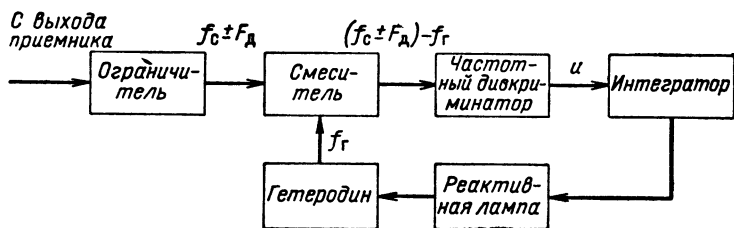


Рис. 12.7. Функциональная схема системы АСС.

С выхода приемника сигнал, частота которого содержит доплеровскую составляющую  $F_d$ , ограничивается и поступает на один из входов смесителя. На второй вход этого смесителя подается напряжение от гетеродина, управляемого реактивной лампой. Напряжение с выхода смесителя поступает на частотный дискриминатор. Таким образом, напряжение на его выходе  $u$  будет пропорционально разности частот  $f_c + F_d$  и  $f_r$ . Это напряжение интегрируется (т. е. проходит через фильтр нижних частот) и далее используется для управления реактивной лампой. Интегратор устраняет быстрые изменения напряжения  $u$ , которые могут появиться вследствие действия помех. Увеличение постоянной времени интегратора улучшает фильтрацию помех и тем самым повышает точность сопровождения, если только управляющее напряжение успевает следить за изменением доплеровской частоты, вызываемым изменением скорости цели.

Как видно, схема АСС (рис. 12.7) не отличается от обычных схем автоматической подстройки частоты.

Заслуживает внимания схема АСС, изображенная на рис. 12.8. Она широко применяется в доплеровских измерителях скорости и сноса (ДИСС).



На смеситель подают два напряжения: с выхода приемника и от гетеродина, причем частота последнего меняется по закону меандра, приобретая значения  $F_{r1}$  или  $F_{r2}$ . Таким образом, на узкополосный фильтр, настроенный на частоту  $F_0$ , в течение времени  $T_m/2$  поступает сигнал с частотой  $f_c \pm F_d - F_{r1}$ , а затем в течение такого же времени — с частотой  $f_c \pm F_d - F_{r2}$ . Если эти частоты симметричны относительно частоты настройки фильтра  $F_0$ ,

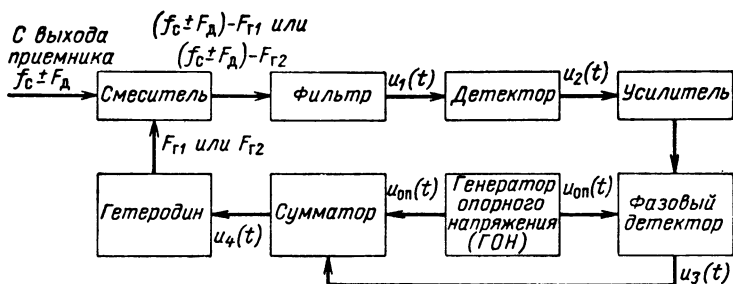


Рис. 12.8. Функциональная схема АСС доплеровских измерителей скорости и сноса.

то на выходе фильтра получается немодулированное по амплитуде напряжение (рис. 12.9, б). Когда частоты  $f_c \pm F_d - F_{r1}$  и  $f_c \pm F_d - F_{r2}$  несимметричны относительно  $F_0$ , напряжение на выходе фильтра окажется промодулированным по амплитуде (рис. 12.9, а, в). С помощью амплитудного детектора выделяется огибающая  $u_2(t)$  (рис. 12.8), которая сначала усиливается, а затем подается на фазовый детектор (ФД). На этот детектор поступает также напряжение прямоугольной формы от ГОНа. На выходе фазового детектора будет действовать постоянное напряжение, полярность и величина которого зависят от соотношения между тремя указанными выше частотами. Это напряжение складывается с напряжением прямоугольной формы (меандр)  $u_4(t)$  и поступает на гетеродин для управления его частотой.

Таким образом, получается замкнутая следящая система, в которой осуществляется автоматическое слежение за доплеровскими частотами отраженного сигнала, т. е. в конечном счете за скоростью цели.

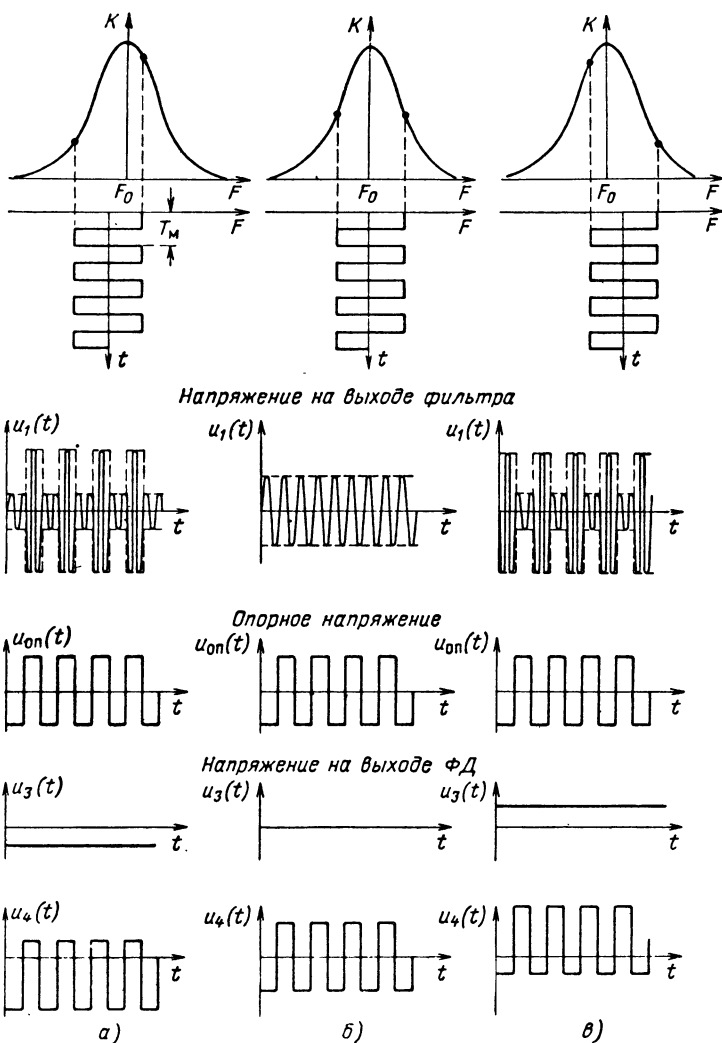


Рис. 12.9. Диаграммы, поясняющие работу АСС доплеровских измерителей скорости и сноса.

## **12.5. Процесс поиска и захвата целей при непрерывном слежении**

Как было показано выше, на практике часто используются одни и те же РЛС для обнаружения целей и автоматического сопровождения. Перед тем, как перевести РЛС из одного режима работы в другой, производится промежуточная операция опознавания целей. Эта операция не автоматизируется и обычно осуществляется оператором, управляющим РЛС. Если в зоне обзора одновременно находится несколько целей, то оператор должен сам выбрать ту цель, за которой в дальнейшем будет установлено автоматическое слежение.

Наиболее простой способ перевода РЛС в режим автоматического сопровождения заключается в том, что оператор выбирает цель, подводит к ней стробирующие импульсы АСД и включает систему АСН. Наиболее сложной операцией здесь является совмещение с целью стробов дальности. Дело заключается в том, что для повышения точности, разрешающей способности и помехозащищенности системы АСД стробы стремятся сделать как можно короче. В этом случае требуется большая точность совмещения стробов с целью, что в условиях слежения за высокоманевренной целью сильно усложняет действия оператора. Поэтому на практике стремятся переложить эту работу на специальные автоматы захвата.

При наличии таких автоматов оператор ориентировочно направляет антенну на цель и грубо определяет дальность до нее. Работу автомата можно разбить на два этапа. На первом этапе происходит поиск цели по дальности. Для этого стробы системы АСД плавно и достаточно медленно перемещаются во всем диапазоне, в пределах которого возможно нахождение цели. Второй этап заключается в захвате цели при совмещении с ней в процессе поиска стробов. При этом выключается устройство поиска, включаются системы АСД и АСН и начинается автоматическое сопровождение цели по дальности и направлению.

Трудность создания автоматов захвата заключается в том, что на этапе поиска цели необходимо, с одной стороны, обеспечить достаточно быстрый поиск, чтобы цель не была потеряна, а с другой, нужно сделать так, чтобы за время, в течение которого цель будет находиться в стробе, принималось такое количество отраженных сигналов, которое

позволило бы обнаружить, а затем и захватить цель с большой вероятностью  $W_{\text{по}}$  и малой  $W_{\text{лт}}$ .

Число накапливаемых отраженных от цели импульсов

$$n = \frac{\sigma \tau_{\text{стр}} T_{\text{п}}}{2 T_{\text{и}} \Delta D} = \frac{\sigma \tau_{\text{стр}} T_{\text{п}} F_{\text{и}}}{2 \Delta D}.$$

где  $\Delta D$  — интервал дальностей, в пределах которого осуществляется поиск;

$T_{\text{п}}$  — время, затрачиваемое на поиск цели на дальностях  $\Delta D$ ;

$T_{\text{и}} = \frac{1}{F_{\text{и}}}$  — период следования зондирующих импульсов.

Чтобы получить большее значение  $n$ , можно увеличить длительность строга ( $\tau_{\text{стр}}$ ), что отрицательно скажется на точности, разрешающей способности и помехозащищенности системы АСД, или повысить частоту следования импульсов  $F_{\text{и}}$  и время поиска  $T_{\text{п}}$ , или, наконец, сузить диапазон поиска  $\Delta D$ . Последнее делать не рекомендуется, так как это усложняет предварительный ручной поиск цели оператором. Что касается частоты следования импульсов ( $F_{\text{и}}$ ), то она выбирается из условия однозначного отсчета дальности и менять ее в широких пределах нельзя.

Для обеспечения высокой вероятности правильного захвата и малой вероятности ложного срабатывания автомата захвата необходимо, чтобы отношение  $q_0 = \frac{2E_c}{N_0}$  было достаточно большим, во всяком случае превышающим то значение  $q_0$ , которое требуется для обнаружения цели оператором при обзоре пространства. Это выполняется на меньших расстояниях до цели, поэтому, как правило, захват цели происходит на дальностях, составляющих 0,5—0,7 от максимальной дальности обнаружения целей ( $D_{\text{макс обв}}$ ).

Когда цель захвачена и РЛС переходит в режим автоматического сопровождения, происходит длительное накопление энергии сигнала (в течение времени  $T_{\text{нак}} = \frac{1}{\Delta F_{\text{АСД}}}$ ), отношение  $q_0$  достигает большой величины и теперь сброс цели автоматом захвата, т. е. обратный переход РЛС из режима автосопровождения в режим обзора, произойдет при значительно больших дальностях, часто превышающих  $D_{\text{макс обв}}$ .

Автомат захвата должен быть хорошо защищен от помех. Кроме того, он должен запоминать сигнал, чтобы при случайном пропадании или замирании эхо-сигнала не произошел сброс цели.

Иногда автомат захвата работает по принципу двух-порогового обнаружителя. В таком автомате поиск цели

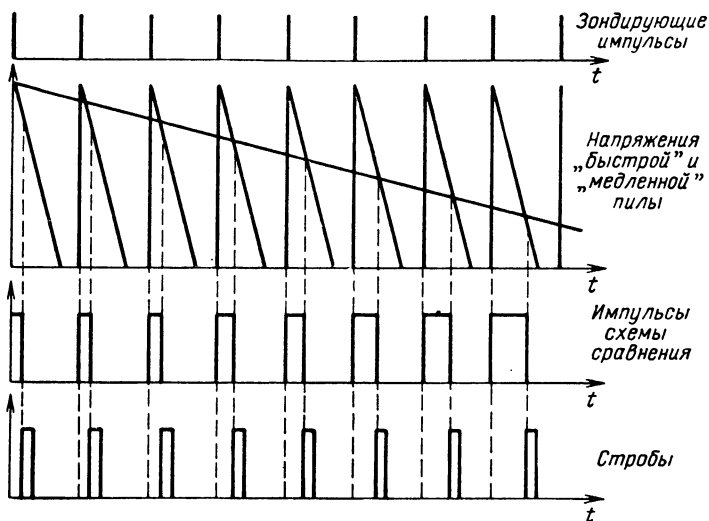


Рис. 12.10. Принцип получения стробов поиска целей по дальности.

по дальности происходит сравнительно быстро. После первичного обнаружения цели, которое производится при низком пороге, т. е. с большой вероятностью ложной тревоги, поиск по дальности прекращается и производится обнаружение сигнала, но уже при высоком пороге, т. е. с малой вероятностью ложной тревоги. Если при этом цель будет обнаружена, то произойдет ее захват и РЛС перейдет в режим автоматического сопровождения цели.

Если в течение времени, определяемого памятью первого обнаружителя, не удастся обнаружить сигнал в устройстве с высоким порогом, то система снова переходит к поиску цели.

Для осуществления поиска цели по дальности необходимо плавно перемещать стробы. Это производится с помощью двух пилообразных напряжений: медленно изме-

няющегося («медленная пила») и быстрого («быстрая пила»). Период «медленной пилы» определяется временем поиска  $T_{\text{п}}$ . Длительность «быстрой пилы» зависит от максимальной дальности поиска  $T_{\text{бп}} = \frac{2D_{\text{макс}}}{c}$ , а его период равен периоду следования зондирующих импульсов, причем начало «быстрой пилы» точно совпадает с ними (рис. 12.10).

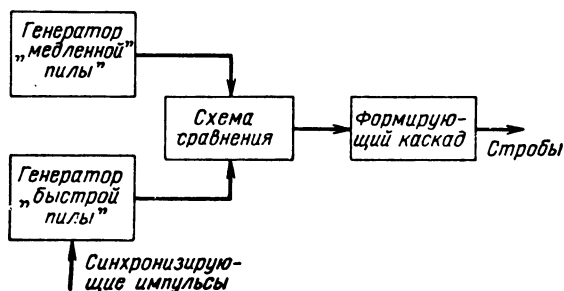


Рис. 12.11. Функциональная схема формирования стробов поиска целей по дальности.

Напряжения «быстрой» и «медленной пилы» поступают на каскад сравнения, на выходе которого появляется импульс, фронт и срез которого определяются теми моментами времени, когда эти два напряжения будут одинаковой величины. Таким образом, по мере изменения напряжения «медленной пилы» будет изменяться временное положение среза импульса на выходе схемы сравнения, из которого затем формируются стробы (рис. 12.11).

# РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

## 13

### ОДНОКАНАЛЬНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ

#### 13.1. Общие сведения

Одноканальные импульсные РЛС получили до настоящего времени наиболее широкое распространение среди других типов РЛС различного назначения, что объясняется относительной простотой технических решений, обеспечивающих выполнение предъявляемых к станциям тактико-технических требований.

При импульсном режиме работы облучение цели производится не одним импульсом, а последовательностью из  $n$  импульсов (пачкой).

Основными характеристиками импульсной работы являются: импульсная  $P_{\text{и}}$  и средняя  $P_{\text{ср}}$  мощность излучения, период  $T_{\text{и}}$  или частота  $F_{\text{и}} = 1/T_{\text{и}}$  повторения импульсов, длительность импульса  $\tau_{\text{и}}$ , его форма и скважность  $Q = T_{\text{и}}/\tau_{\text{и}}$ .

Дополнительными характеристиками будут параметры модуляции высокочастотных колебаний внутри импульса, если таковая осуществляется в передатчике РЛС.

Форма излучаемых импульсов, оказывающая, как было показано в разделе «Теоретические основы радиолокации», существенное влияние на потенциальные значения разрешающей способности и точности РЛС, может быть различной. На практике часто встречаются импульсы, близкие к гауссовой форме. Если в основу определения длительности импульсов положить энергетический принцип, то реальный импульс с энергией  $E_{\text{изл}}$  и пиковой мощностью  $P_{\text{и}}$  может быть заменен импульсом с прямоугольной огибающей,

имеющим то же значение пиковой мощности и длительность  $\tau_{\text{и}}$ , обеспечивающую выполнение равенства  $P_{\text{и}}\tau_{\text{и}} = E_{\text{изл}}$ , т. е. с такой же энергией в импульсе.

Связь между величинами  $P_{\text{ср}}$  и  $P_{\text{и}}$  определяется соотношением

$$P_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{и}}\tau_{\text{и}}}{T_{\text{и}}} = P_{\text{и}}\tau_{\text{и}}F_{\text{и}} = \frac{P_{\text{и}}}{Q} \dots \quad (13.1)$$

Частота повторения импульсов  $F_{\text{и}}$  обычно выбирается из условия однозначного измерения дальности целей, нахо-

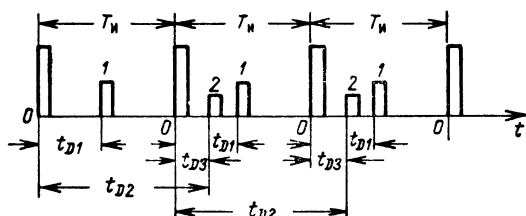


Рис. 13.1. Расположение отраженных сигналов при однозначном (импульсы 1) и неоднозначном измерениях дальности.

дящихся в пределах рабочей зоны РЛС, и условия облучения цели заданным числом импульсов ( $n_{\text{мин}}$ ), обеспечивающим необходимое накопление энергии отраженных от цели сигналов.

Минимальное значение периода повторения импульсов при однозначном отсчете дальности должно обеспечивать прием отраженных сигналов до начала излучения очередного импульса передатчика, т. е. удовлетворять условию:  $T_{\text{и мин}} > t_{\text{Д макс}} = 2D_{\text{макс}}/c$ , где  $D_{\text{макс}}$  — максимальная дальность действия станции.

Нарушение этого условия либо вообще исключает возможность приема отраженных сигналов (при  $t_{\text{Д}} = mT_{\text{и}}$ , где  $m = 1, 2, \dots$ , антенна будет подключена к передатчику), либо приводит к неправильному отсчету времени запаздывания (если  $kT_{\text{и}} > t_{\text{Д}} > T_{\text{и}}$ , где  $k = 2, 3, 4, \dots$ ). При  $t_{\text{Д}} > T_{\text{и}}$  отраженный сигнал попадает на второй или последующие циклы работы передатчика, и вместо истинного времени запаздывания измеряется время запаздывания относительно ближайшего импульса передатчика.

На рис. 13.1 показаны временные положения импульсов передатчика, следующих с периодом повторения  $T_{\text{и}}$ , сигнала-



лов, отраженных от цели № 1, для которой  $t_{D1} < T_{\text{и}}$ , и от цели № 2, для которой  $t_{D2} > T_{\text{и}}$ . Как следует из рисунка, сигнал от цели № 2 приходит в последующий период повторения импульсов, и вместо времени запаздывания  $t_{D2}$  наблюдатель будет измерять время  $t_{D3} = t_{D2} - T_{\text{и}}$ , соответствующее дальности цели  $D_3 < D_2$ .

С учетом переходных процессов в приемнике и выходном устройстве можно записать

$$T_{\text{и мин}} \geq \frac{2D_{\text{макс}}}{c} k_{\text{зап}} \quad \text{или} \quad F_{\text{и макс}} \leq \frac{c}{2D_{\text{макс}} k_{\text{зап}}}, \quad (13.2)$$

где  $k_{\text{зап}} = 1,2 \div 1,5$  — коэффициент запаса.

Минимально допустимую частоту повторения импульсов можно определить, если считать, что для получения требуемого значения энергии сигналов необходимо за время облучения цели  $T_{\text{обл}}$  принять  $n_{\text{мин}}$  отраженных от цели импульсов. Для этого нужно обеспечить выполнение условия

$$f_{\text{обл}} \geq n_{\text{мин}} T_{\text{и макс}} \quad \text{или} \quad F_{\text{и мин}} \geq \frac{n_{\text{мин}}}{T_{\text{обл}}}. \quad (13.3)$$

Таким образом, частота повторения импульсов радиолокационной станции должна лежать в пределах

$$\frac{c}{2,5D_{\text{макс}}} \geq F_{\text{и}} \geq \frac{n_{\text{мин}}}{T_{\text{обл}}}. \quad (13.4)$$

В некоторых случаях (например, в импульсно-доплеровских РЛС) приходится выбирать частоту повторения импульсов значительно большей, чем допускает выражение (13.2). Известен ряд методов устранения возникающей в этом случае неоднозначности отсчета дальности (см. § 13.4).

Положительными сторонами импульсного режима работы являются простота измерения расстояния до цели, в том числе и при наличии большого числа целей, и возможность использования одной и той же антенны для передающего и приемного устройств. Последнее особенно важно для радиолокационных станций, устанавливаемых на борту летательных аппаратов и в других случаях, когда требуются станции малых габаритов.

Основные недостатки импульсных РЛС следующие:  
необходимость применения больших импульсных мощностей для получения достаточной величины энергии излучения;

невозможность измерения малых расстояний; сложность измерения скорости цели по сравнению с режимом непрерывного излучения.

Использование одной антенны для передачи и приема не позволяет принимать отраженные сигналы во время излучения импульса передатчика, что обуславливает наличие у станций мертвой зоны. Величина ее дополнительно возрастает из-за переходных процессов в антенном переключателе при переключении антенны с передачи на прием на время  $T_{\text{пер}}$  и в приемнике на время  $T_{\text{пер прм}}$ .

Так как  $T_{\text{пер}} \gg T_{\text{пер прм}}$ , то обычно учитывают лишь время  $T_{\text{пер}}$ . Величина  $T_{\text{пер}}$  определяется временем деионизации газа в разряднике антенного переключателя и равна примерно 1—3 мксек. В результате нормальный прием отраженных сигналов становится возможным только через время  $\tau_{\text{и}} + T_{\text{пер}}$  после начала излучения передатчика. Соответственно минимальная дальность РЛС (величина мертвой зоны) определится выражением

$$D_{\text{мин}} \geq \frac{c(\tau_{\text{и}} + T_{\text{пер}})}{2}. \quad (13.5)$$

Развитие и совершенствование обычных импульсных РЛС, связанное с повышением дальности обнаружения, улучшением точности и разрешающей способности, наталкивается на ряд технических трудностей. Увеличение импульсной мощности излучения ограничивается электрической прочностью волноводных систем. Так, в диапазоне 3 см предельное значение мощности, которая может передаваться при нормальном атмосферном давлении по обычному волноводу, составляет около 0,3 Мвт, в диапазоне 10 см — 3 Мвт и в диапазоне 25 см — около 15 Мвт. Генерирование высокочастотных импульсов большой мощности также является сложной технической проблемой. Увеличение энергии излучения за счет увеличения длительности и частоты повторения импульсов в обычных импульсных РЛС приводит к ухудшению точности и разрешающей способности и к появлению неоднозначности отсчета дальности.

В соответствии с применяемыми схемами обработки сигналов импульсные РЛС подразделяются на некогерентные; когерентные и РЛС со смешанной обработкой (с внутриимпульсной модуляцией).

Применяемые схемы обработки и характер излучаемых импульсов определяют специфические особенности и возможности радиолокационных станций.

В *некогерентных* РЛС используется последовательность радиоимпульсов, у которых значения начальной фазы высокочастотных колебаний (момент возникновения колебаний) от импульса к импульсу являются случайными и взаимонезависимыми. Схема обработки таких сигналов содержит как обязательный элемент детектор огибающей и устройство накопления продетектированных сигналов. Некогерентные РЛС являются наиболее простыми по сравнению с другими типами станций и получили благодаря этому наибольшее распространение.

В *когерентных* РЛС применяется последовательность когерентных радиоимпульсов, у которых начальная фаза излучаемых высокочастотных колебаний постоянна или меняется по определенному закону. Постоянство или закономерность изменения фазы используется в схемах обработки при формировании опорного сигнала для синхронного детектора или построения согласованного (оптимального) фильтра. Когерентная обработка позволяет получить наилучшие показатели по дальности обнаружения, точности и разрешающей способности, однако ее использование приводит к существенному усложнению РЛС и вызывает ряд других трудностей технического характера. Тем не менее техника когерентного приема получила достаточно широкое распространение, так как дает возможность разрешать цели по скорости их движения, а также выделять движущиеся цели на фоне отражений от неподвижных объектов.

В РЛС со *смешанной обработкой* применяется последовательность радиоимпульсов с внутримпульсной фазовой или частотной модуляцией. Схема обработки осуществляет когерентную обработку отдельных принятых импульсов и некогерентное накопление всех импульсов пачки. Увеличение энергии излучения, а следовательно, и дальности обнаружения, обычно достигается за счет увеличения длительности излучаемых импульсов при сохранении допустимой с технической точки зрения импульсной мощности. Расширение частотного спектра импульсов из-за применения внутримпульсной модуляции позволяет одновременно получить высокую точность и хорошее разрешение по дальности. Радиолокационные станции данного типа являются

наиболее сложными среди других импульсных станций, однако сложность окупается высокими тактическими показателями и делает эти станции весьма перспективными.

В зависимости от величины скважности импульсные радиолокационные станции можно разделить на РЛС с большой скважностью ( $Q \approx 50 \div 2000$ ) и с малой скважностью ( $Q \approx 2 \div 20$ ).

Некогерентные РЛС обычно имеют большую скважность. Когерентные РЛС и РЛС с внутриимпульсной модуляцией могут иметь как большую, так и малую скважность.

В настоящей главе рассматриваются обычные некогерентные импульсные станции и когерентные импульсные станции с большой и малой скважностью.

Станции с внутриимпульсной частотной модуляцией и внутриимпульсной фазовой манипуляцией рассматриваются в гл. 14.

### **13.2. Некогерентные импульсные радиолокационные станции**

Как уже отмечалось, некогерентные РЛС получили наибольшее распространение благодаря относительной простоте устройства. При некогерентной обработке роль оптимального фильтра для одиночного сигнала выполняет усилитель промежуточной частоты, ширина резонансной характеристики которого обычно согласовывается с длительностью сигнала, т. е. выполняется условие  $\Delta f \tau_{\text{и}} \approx 1$ .

Фаза высокочастотных колебаний при некогерентной обработке исключается из рассмотрения путем выделения огибающей импульсного сигнала с помощью амплитудного детектора. После детектирования осуществляется накопление (интегрирование) видеоимпульсов, которое выполняется в выходном устройстве, и сравнение суммарного выходного сигнала с установленным пороговым значением. Последняя операция выполняется или в выходном устройстве или у получателя информации.

Упрощенная функциональная схема одноканальной импульсной РЛС при некогерентной обработке сигналов и различных типах выходного устройства изображена на рис. 13.2. Многие элементы этой РЛС входят в состав других более сложных станций, поэтому настоящая схема приводится более развернутой по сравнению с функцио-

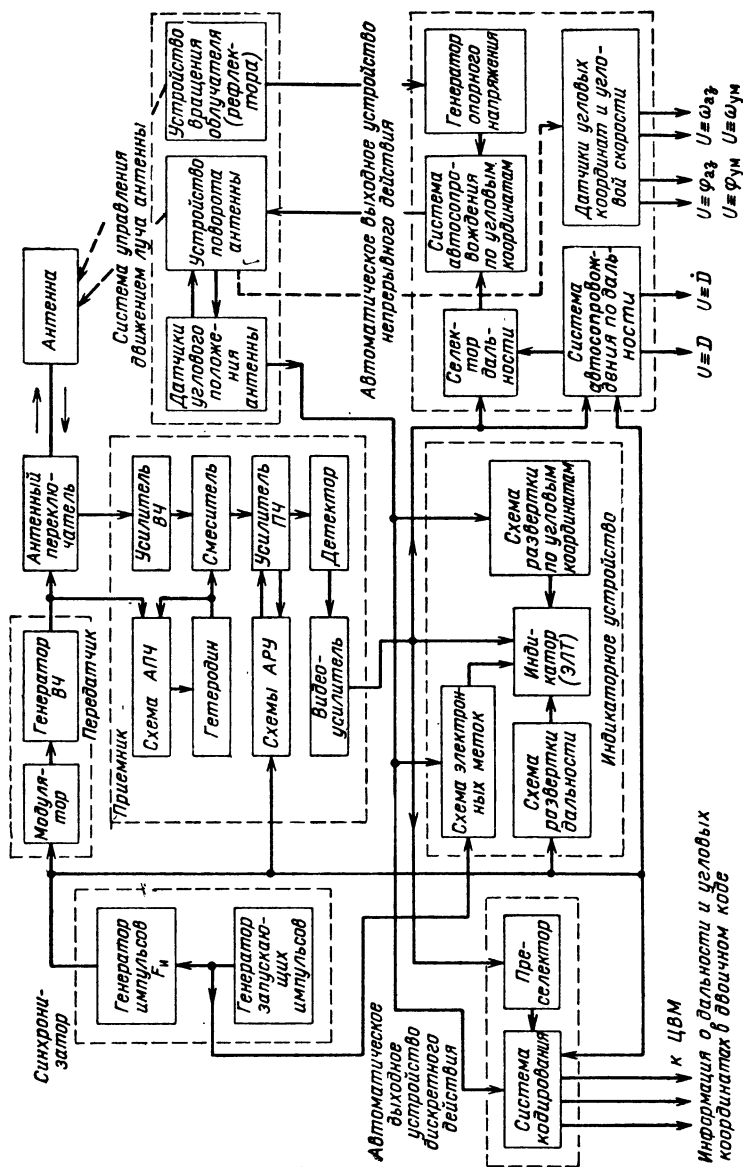


Рис. 13.2. Функциональная схема одноканальной импульсной РЛС.

нальными схемами, приводимыми в последующих параграфах. Схема содержит основные элементы, входящие в станции различного назначения, и иллюстрирует их взаимосвязи, обеспечивающие нормальную работу при обнаружении

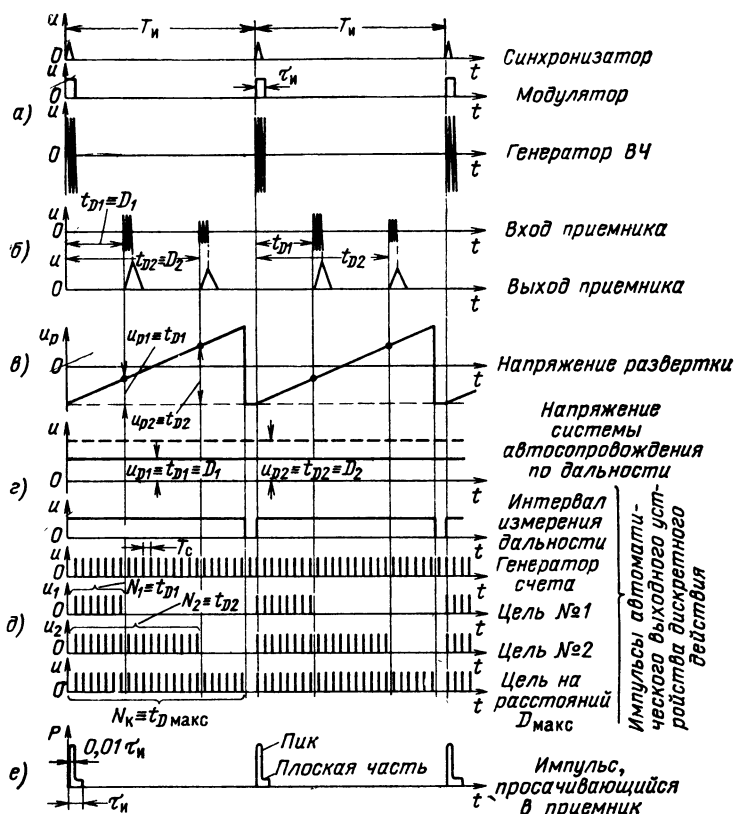


Рис. 13.3. Временные диаграммы, поясняющие работу одноканальной импульсной РЛС при измерении дальности.

и измерении координат целей. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы при измерении дальности, приведены на рис. 13.3.

Устройством, обеспечивающим согласование работы узлов и элементов РЛС во времени, является *синхронизатор*. На схеме рис. 13.2 синхронизатор представлен состоящим из двух элементов: генератора запускающих импульсов

и генератора импульсов, следующих с заданной частотой повторения  $F_{\text{и}}$ . Генератор запускающих импульсов вырабатывает импульсы с определенным периодом повторения, обычно меньшим, чем  $T_{\text{и}}$ , которые используются для запуска генератора импульсов частоты  $F_{\text{и}}$  и схемы электронных меток дальности. Для повышения стабильности периода повторения запускающих импульсов генератор может иметь кварцевую стабилизацию. Генератор импульсов частоты  $F_{\text{и}}$  является основным элементом, вырабатывающим синхронизирующие импульсы, используемые для запуска передатчика, выходных устройств (определяют начало отсчета дальности) и схем АРУ приемника.

*Передатчик* вырабатывает высокочастотные радиоимпульсы, длительность и форма которых определяются импульсом модулятора, а момент появления — импульсом синхронизатора. В качестве генератора высокой частоты наиболее широко используются магнетроны, но применяются также и генераторы других типов, в частности высокочастотные триоды. Импульс передатчика через антенный переключатель поступает в антенну, формирующую заданную диаграмму направленности.

*Антенный переключатель* во время генерации радиоимпульса подключает антенну к передатчику и отключает приемник. В большинстве РЛС в антенном переключателе используются газовые разрядники, которые «пробиваются» во время импульса передатчика (вследствие ионизации наполняющего их газа) и обеспечивают указанное переключение. После окончания генерации происходит «восстановление» разрядников (деионизация газа) и производится обратное переключение. Процессы ионизации и деионизации газа имеют конечное время, в результате чего незначительная часть энергии передатчика просачивается в начале генерации импульса в приемник, а приемник подключается к антенне лишь спустя некоторое время после окончания импульса, что, как было рассмотрено выше, увеличивает величину мертвой зоны станции  $D_{\text{мин}}$ . Практически из-за несовершенства антенных переключателей идеальной коммутации не происходит и имеет место просачивание энергии в приемник в течение всего времени генерации импульса и в передатчик — при приеме отраженных сигналов. Форма импульса, просачивающегося в приемник во время работы передатчика, показана на рис. 13.3, *е*. Пик мощности в начале импульса соответствует

времени пробоя разрядника (ионизации газа) и по времени не должен превышать примерно  $0,01\tau_{и}$ , чтобы не повредить входные цепи приемника. Плоская часть характеризует величину мощности, просачивающейся в приемник после пробоя разрядника. Чтобы ее значение было достаточно малым, антенный переключатель должен обеспечивать при отключении приемника затухание не менее 60—70 дБ. Время деионизации разрядников должно быть как можно меньше. Обычно оно составляет единицы микросекунды. Линия передачи энергии как при пробое разрядников, так и после деионизации должна оставаться согласованной.

*Антенна* обеспечивает обзор пространства в пределах рабочей зоны станции по заданной программе или непрерывное измерение угловых координат при автосопровождении цели. Для увеличения дальности действия размеры антенны обычно стремятся выбрать максимальными в пределах, определяемых техническими возможностями, условиями размещения и работы станции.

Закономерность и требуемая скорость обзора обеспечивается *системой управления движением луча антенны*, состоящей из устройства поворота антенны в соответствии с заданным видом обзора и устройства вращения облучателя или рефлектора при переходе к автосопровождению одиночной цели (в случае использования при автосопровождении конического сканирования). Угловое положение луча антенны в пространстве с помощью специальных датчиков передается в выходные устройства для измерения угловых координат целей. При автосопровождении по угловым координатам, когда ось антенны непрерывно совмещается с линией визирования цели, специальные датчики позволяют измерять угловую скорость линии визирования. Принимаемые отраженные сигналы с выхода антенны через антенный переключатель поступают на вход приемника для последующей обработки.

*Приемник*, как правило, супергетеродинного типа. Входным элементом является усилитель ВЧ или смеситель, что определяется техническими возможностями создания усилителя ВЧ в диапазоне частот станции, его весом, габаритами, надежностью и другими факторами. В качестве усилителя ВЧ с малым уровнем шума могут применяться лампа бегущей волны, параметрический усилитель, парамагнитный (квантовый) усилитель и малощумящий триод. Уровень собственных шумов этих усилителей, кроме квантового, воз-



растает с увеличением рабочей частоты. Если применить усилитель ВЧ невозможно, то входным элементом приемника является полупроводниковый смеситель. Коэффициент шума входного устройства с полупроводниковым смесителем составляет 7—10 дБ в диапазоне частот приблизительно

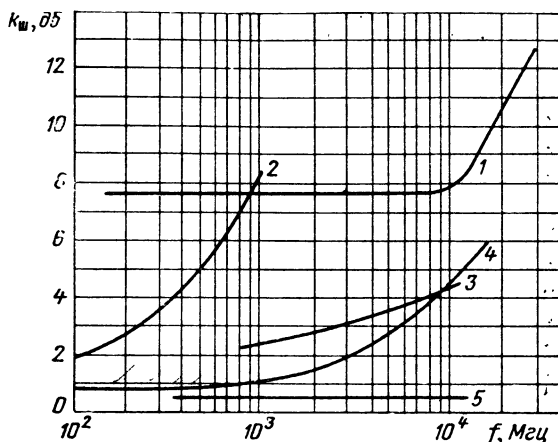


Рис. 13.4. Зависимость коэффициента шума входных каскадов приемника от частоты:

1 — полупроводниковый смеситель; 2 — усилитель ВЧ на триоде; 3 — усилитель ВЧ на ЛБВ и ЛОВ; 4 — параметрический усилитель; 5 — квантовый усилитель.

от 100 до 20 000 МГц. Зависимость коэффициента шума  $k_{ш}$  от вида входных устройств приемника в широком частотном диапазоне приведена на рис. 13.4 [2].

Характерной особенностью схемы некогерентной обработки является отсутствие связи между передатчиком и гетеродином приемника для установления жесткого соответствия фаз их колебаний.

Для поддержания настройки приемника на частоту передатчика применяется схема автоматической подстройки частоты (АПЧ), производящая сравнение частоты гетеродина и частоты передатчика. Если их разность не равна промежуточной частоте, схема АПЧ вырабатывает сигнал ошибки, величина которого пропорциональна отклонению разностной частоты от номинального значения промежуточной частоты. Сигнал ошибки используется для соответствующей коррекции частоты гетеродина.

На схему АПЧ подается с помощью направленного ответвителя небольшая часть энергии передатчика.

Промежуточная частота, на которой осуществляется основное усиление сигнала, лежит обычно в пределах нескольких десятков мегагерц.

Нестабильность частоты передатчика и инерционность работы АПЧ в ряде случаев вынуждают выбирать полосу пропускания усилителя ПЧ в несколько раз шире оптимальной, что приводит к дополнительным потерям энергии.

Для автоматической регулировки усиления приемника используются различные схемы АРУ, которые:

- поддерживают постоянной чувствительность приемника путем регулировки его усиления по уровню собственных шумов (ШАРУ);

- включают приемник только на время приема сигналов целей, находящихся в пределах рабочей дальности станции в каждом рабочем цикле РЛС (ВАРУ);

- регулируют усиление приемника таким образом, чтобы амплитуда сигналов от близких и далеких и от флюктуирующих целей на выходе приемника оставалась постоянной (ВАРУ и АРУ);

- защищают приемник от перегрузки при воздействии мощных помех большой длительности (БАРУ);

- расширяют динамический диапазон приемника (МАРУ).

Работа отдельных схем АРУ должна быть согласована по времени с работой передатчика (например, схема временной регулировки усиления), поэтому их запуск осуществляется импульсом синхронизатора. Другие схемы АРУ работают на основе анализа выходного напряжения усилителя ПЧ или детектора. Работа всех схем АРУ сводится к изменению коэффициента усиления усилителя ПЧ. Кроме автоматических систем АПЧ и АРУ в станциях обычно предусматриваются и ручные регулировки частоты и усиления. После детектирования и усиления сигналы с выхода приемника поступают в *выходные устройства* (рис. 13.2; 13.3).

Как правило, в станциях имеется одно или два типа выходных устройств. На функциональной схеме рис. 13.2 показаны три возможных типа выходных устройств, соответствующие различным получателям информации.

На каждое из выходных устройств для установления начала отсчета дальности поступает синхронизирующий

импульс, а для отсчета угловых координат — сигнал, характеризующий положение луча антенны, принятое за нулевое.

В индикаторном устройстве создаются развертки по дальности и угловым координатам. Дополнительно на индикатор могут подаваться электронные метки для образования электронной шкалы дальности, указания момента прохода антенной определенного направления (например, совпадающего с продольной осью самолета) и метки другого назначения.

Метки вырабатываются специальной схемой, на которую поступают запускающие импульсы от синхронизатора и сигналы углового положения антенны.

Накопление видеопульсов в индикаторном устройстве производится экраном электроннолучевой трубки, в автоматическом устройстве дискретного действия — соответствующими схемами преселектора, в автоматическом устройстве непрерывного действия — интегрирующими звеньями систем автосопровождения по дальности и угловым координатам.

Пороговым устройством при использовании в качестве индикатора электроннолучевой трубки является глаз оператора, обладающий определенной чувствительностью к различным градациям яркости и размерам изображения. При сопряжении РЛС с ЦВМ испытание суммарного выходного сигнала на порог осуществляется в преселекторе после накопления сигналов. В системах автосопровождения пороговыми устройствами являются специальные автоматы захвата, переводящие станцию в режим автосопровождения и срабатывающие при достижении суммарным выходным сигналом установленного порога их отпирания. Величина порога определяется уровнем собственных шумов приемника.

Работа выходного устройства при измерении дальности иллюстрируется временными диаграммами на рис. 13.3, з, д.

Информации о координатах цели считывается оператором, поступает в виде двоичного кода в ЦВМ или выдается в виде напряжений, пропорциональных измеряемым параметрам.

Для повышения помехозащищенности в станции может быть предусмотрена возможность перестройки рабочей частоты. Перестройка может осуществляться как ручным способом, так и автоматически. На схеме (рис. 13.2) показана автоматическая система перестройки частоты, основан-

ная на анализе выходных сигналов приемника. Например, фиксируется изменение постоянной составляющей напряжения на выходе приемника при появлении помехи в приемном тракте. Если постоянная составляющая превысит установленный уровень, то включается система перестройки генератора высокой частоты. Изменение частоты передатчика вызывает такое же изменение частоты гетеродина приемника, производимое системой АПЧ. Станция начинает работать на другой частоте, где помеха отсутствует.

### **13.3. Когерентно-импульсные РЛС с большой скважностью**

Отличительным признаком когерентно-импульсных станций по сравнению с обычными некогерентными является то, что в них осуществляется сравнение фаз принимаемых колебаний со специальным опорным напряжением, жестко связанным по фазе с излучаемыми колебаниями. В идеальных условиях, когда известна начальная фаза принимаемого отраженного сигнала (что практически никогда не бывает), такая РЛС позволяет осуществить когерентный прием сигналов по оптимальной схеме обработки, описанной в § 5.2. В этом идеализированном случае реализуются наивысшие показатели по обнаружению сигналов, разрешению и точности измерений.

В реальных условиях обнаружения значение фазы отраженного сигнала остается неизвестным. При отражении от неподвижных целей разность фаз принимаемого и излучаемого сигналов остается постоянной, при отражении от движущихся целей она изменяется из-за доплеровского смещения частоты сигнала. Эти различия в сигналах неподвижных и движущихся целей позволяют осуществить их разделение. Обычно интересуются движущейся целью, поэтому такое разделение носит название селекции движущихся целей (СДЦ). В принципе, следовательно, селекция может быть осуществлена, если применить анализатор разности фаз принимаемых и стабильных по частоте излучаемых колебаний: если эта разность постоянна, цель неподвижна, если переменна, то цель движется. При импульсном методе работы излучение прекращается задолго до прихода отраженного сигнала, поэтому необходимо, чтобы опорное напряжение, с которым сравниваются при-

нимаемые сигналы, было жестко связано по фазе с излучаемыми колебаниями (было бы когерентно им) и «хранило» эту связь до прихода отраженных сигналов. Такие условия осуществляются в когерентно-импульсных РЛС. Основное применение станций этого типа заключается в выделении движущихся целей на фоне отражений от неподвижных пассивных отражателей — местных предметов, пассивных помех, гидрометеоров и т. д.

Рассмотрим подробнее физические основы селекции движущихся целей.

Движущаяся цель дает отраженный сигнал, частота которого отличается на величину доплеровского смещения от частоты сигнала неподвижной цели. В РЛС с непрерывным излучением это смещение может быть непосредственно измерено. В РЛС импульсного типа имеются специфические особенности проявления эффекта Допплера. Зондирующий сигнал в этих станциях имеет широкий спектр и при отражении от движущейся цели смещение частоты приобретает каждая гармоническая составляющая спектра. На рис. 13.5, *а, б* изображены бесконечная последовательность зондирующих импульсов и ее спектр, а на рис. 13.5, *в* показан спектр такой же последовательности импульсов, отраженных от приближающейся цели. Каждая составляющая спектра отраженного сигнала будет иметь частоту

$$f_{kv} = f_k \left( 1 + \frac{2V_p}{c} \right).$$

Частотный интервал между соседними гармониками будет

$$\begin{aligned} F_{nv} &= f_{kv} - f_{k-1, v} = f_k \left( 1 + \frac{2V_p}{c} \right) - \\ &- (f_k - F_n) \left( 1 + \frac{2V_p}{c} \right) = F_n \left( 1 + \frac{2V_p}{c} \right). \end{aligned} \quad (13.6)$$

Частотный интервал между центральной частотой и первым нулем и далее между соседними нулями огибающей спектра равен

$$\begin{aligned} \left( f_k + \frac{k}{\tau_n} \right) \left( 1 + \frac{2V_p}{c} \right) - \left( f_k + \frac{k-1}{\tau_n} \right) \left( 1 + \frac{2V_p}{c} \right) = \\ = \frac{1}{\tau_n} \left( 1 + \frac{2V_p}{c} \right). \end{aligned} \quad (13.7)$$

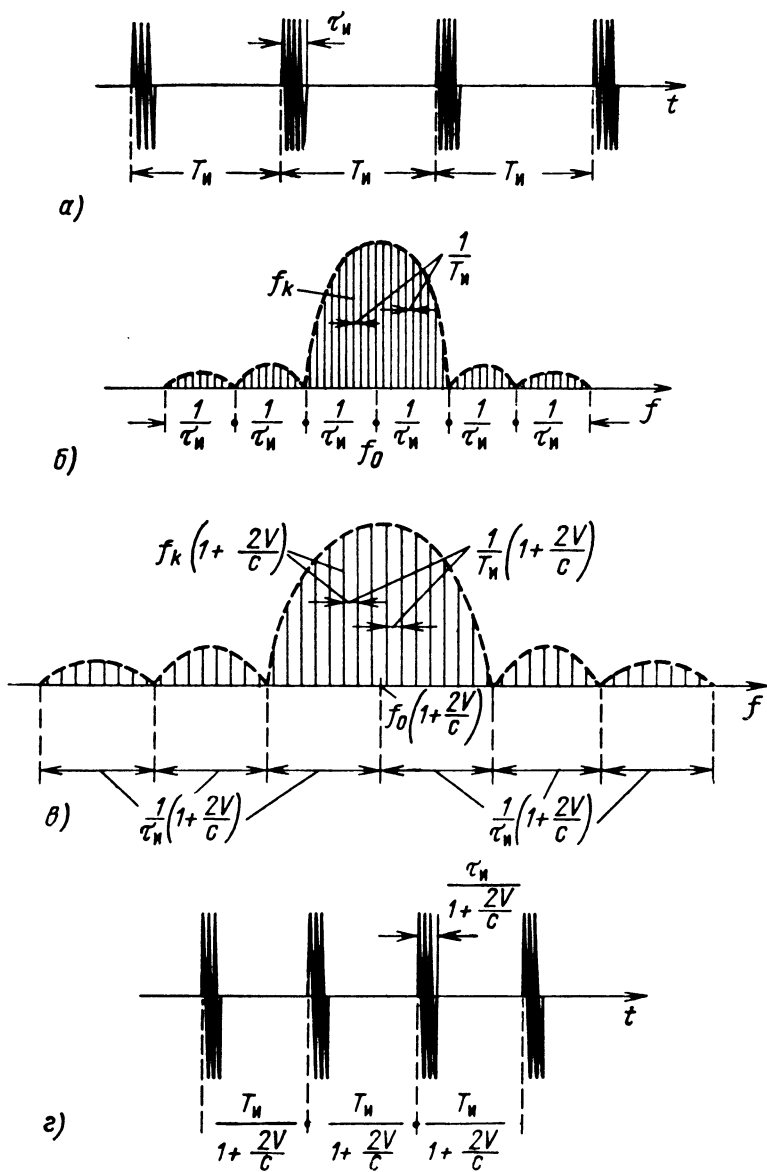


Рис. 13.5. Последовательности импульсов и их спектры:  
а, б — зондирующий сигнал, в, г — отраженный сигнал (цель приближается).

Следовательно, спектр сигнала, отраженного от движущейся цели, расширяется и сдвигается в сторону больших частот. Такому измененному спектру во временной области соответствует другой сигнал. Последовательность отраженных импульсов имеет меньший период повторения

$$T_{иV} = \frac{1}{F_{иV}} = \frac{1}{F_{и} \left(1 + \frac{2V_p}{c}\right)}. \quad (13.8)$$

Умножая и деля выражение (13.8) на  $\left(1 - \frac{2V_p}{c}\right)$  и пренебрегая членами  $\left(\frac{2V_p}{c}\right)^2$  по сравнению с единицей, получаем

$$T_{иV} \approx T_{и} \left(1 - \frac{2V_p}{c}\right) = T_{и} - \Delta T_{и}, \quad (13.9)$$

где

$$\Delta T_{и} = T_{и} \frac{2V_p}{c}. \quad (13.10)$$

Изменение периода повторения импульсов  $\Delta T_{и}$  можно объяснить непосредственно движением цели, приближающейся (или удаляющейся) за период на расстояние

$$\Delta D = V_p T_{и}, \quad (13.11)$$

что соответствует изменению времени запаздывания

$$\Delta t_D = \Delta T_{и} = \frac{2\Delta D}{c} = T_{и} \frac{2V_p}{c}.$$

Последнее выражение совпадает с формулой (13.10).

Отраженные импульсы имеют меньшую длительность по сравнению с зондирующими (рис. 13.5, з):

$$\tau_{иV} = \frac{1}{\frac{1}{\tau_{и}} \left(1 + \frac{2V_p}{c}\right)} \approx \tau_{и} \left(1 - \frac{2V_p}{c}\right) = \tau_{и} - \Delta \tau_{и}, \quad (13.12)$$

где

$$\Delta \tau_{и} = \tau_{и} \frac{2V_p}{c}. \quad (13.13)$$

При удалении цели от радиолокационной станции все изменения параметров сигнала будут иметь обратный знак.

Для выделения движущихся целей в принципе могут быть использованы все указанные отличия отраженного

сигнала, вызываемые движением цели: частотный сдвиг, изменение длительности импульса и периода следования принимаемых сигналов. Однако относительные изменения частоты и длительности импульсов настолько малы, что их непосредственное измерение практически невозможно.

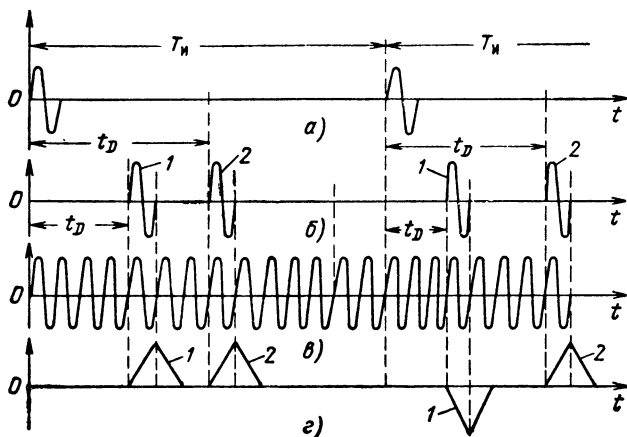


Рис. 13.6. К пояснению принципа выделения движущейся цели: а — излучаемый сигнал; б — отраженный сигнал; в — опорное напряжение; г — выходное напряжение фазового детектора (1 — сигнал, отраженный от движущейся цели; 2 — сигнал неподвижной цели).

Выделение движущейся цели осуществляется по изменению периода следования отраженных импульсов, причем эта величина, имеющая порядок сотых и тысячных долей микросекунды, также регистрируется не непосредственно, а с помощью фазометрического метода.

Если в каждом периоде фиксировать разность фаз между излучаемыми колебаниями и сигналом, отраженным от неподвижной цели в момент его прихода, то эта разность фаз от периода к периоду будет оставаться неизменной. Для сигналов движущихся целей эта разность фаз от периода к периоду будет изменяться вследствие изменения времени запаздывания на величину  $\Delta T_n$ , т. е. пропорционально скорости цели. При использовании для определения разности фаз фазового детектора (ФД) различие между движущимися и неподвижными целями проявляется в том, что амплитуда выходного напряжения для неподвижных целей постоянна, для движущихся — изменяется от перио-



да к периоду (рис. 13.6). Это различие и позволяет установить характер цели. Поэтому выходное напряжение фазового детектора (после фильтрации) для первого случая будет постоянным, а для второго будет меняться и по амплитуде, и по полярности (рис. 13.6, з).

По способу создания опорного напряжения рассматриваемые станции разделяются на РЛС с внутренней и внешней когерентностью.

В РЛС с внутренней когерентностью опорное напряжение, когерентное излучаемым колебаниям, вырабатывается внутренним стабильным генератором. По такому принципу обычно строятся наземные РЛС с СДЦ. Осуществление этого метода в РЛС летательных аппаратов встречает затруднения из-за движения носителя и необходимости управления частотой когерентного гетеродина в соответствии со скоростью носителя относительно наблюдаемых целей. Поэтому в РЛС с СДЦ летательных аппаратов в качестве опорного напряжения удобнее использовать колебания, отраженные от неподвижных целей (внешнего фона), относительно которых движется наблюдаемая цель. РЛС с СДЦ, построенные по этому принципу, называются станциями с внешней когерентностью.

Одной из наиболее распространенных когерентно-импульсных РЛС является станция с внутренним когерентным гетеродином, фазированным от передатчика по промежуточной частоте через вспомогательный смеситель (рис. 13.7).

Стабильный гетеродин выполняет роль обычного гетеродина приемника. Он работает на частоте, отличающейся от частоты сигнала на промежуточную. Во время работы передатчика на выходе вспомогательного смесителя возникает импульсное напряжение, имеющее начальную фазу высокочастотного заполнения  $\varphi_0$  и частоту  $\omega_{\text{пр}}$ . Этим напряжением фазируется когерентный гетеродин, работающий в течение времени

$$t_{D\text{м}} = \frac{2D_{\text{м}}}{c}. \quad (13.14)$$

Через время  $t_D$  на выходе основного смесителя возникает импульсное напряжение полезного сигнала. Этот сигнал усиливается в усилителе ПЧ и подается на фазовый детектор. Сюда же подается напряжение когерентного гетеродина. Фазовый детектор перемножает напряжения сигнала и когерентного гетеродина. После детектора включен фильтр, согласованный с огибающей и представляющий

вместе с фазовым детектором устройство, называемое в теории обнаружения синхронным детектором. После фильтра сигнал усиливается в видеоусилителе и подается в выходное устройство.

Покажем, что частота модуляции амплитуды импульсов движущейся цели равна частоте Допплера. Обратимся

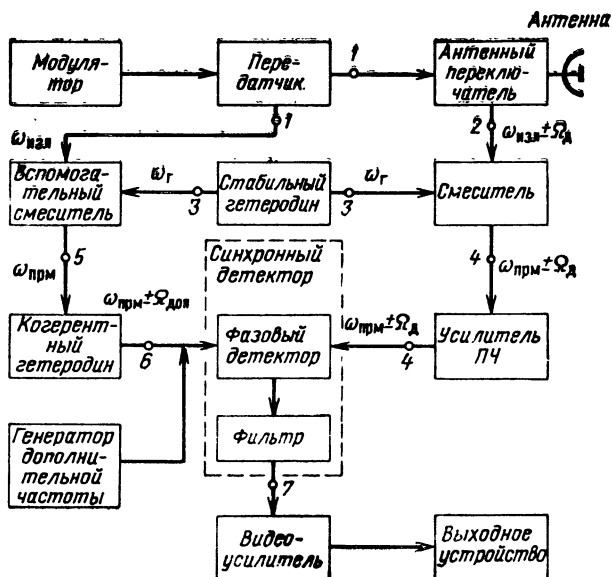


Рис. 13.7. Блок-схема РЛС СДЦ и внутренним когерентным гетеродином, фазуемым от передатчика.

к блок-схеме рис. 13.7. Колебания передатчика (точка 1 на схеме) запишем в виде

$$u_1 = U_1 \sin \omega_{\text{изл}} t \quad \text{при} \quad nT_{\text{и}} \leq t \leq \tau_{\text{и}} + nT_{\text{и}}, \quad (13.15)$$

где  $\omega_{\text{изл}}$  — частота передатчика;

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

Отраженный сигнал на входе приемника (точка 2) будет иметь вид

$$\begin{aligned} u_2 &= U_2 \sin [(\omega_{\text{изл}} + \Omega_{\text{Д}})(t - t_{\text{Д}}) - \varphi_{\text{ц}}] = \\ &= U_2 \sin [(\omega_{\text{изл}} + \Omega_{\text{Д}})t - \varphi_{\text{Д}} - \varphi_{\text{ц}}], \end{aligned} \quad (13.16)$$

где  $\Omega_{\text{Д}}$  — частота Допплера;

$D$  — расстояние до движущейся цели;

$D = D_0 \pm V_p t$  ( $D_0$  — начальная дальность);

$\varphi_{\text{ц}}$  — изменение фазы при отражении от цели;

$\varphi_D = (\omega_{\text{изл}} + \Omega_{\text{д}}) \frac{2D}{c}$  — изменение фазы за время прохождения энергии до цели и обратно.

Колебания стабильного гетеродина (точка 3) запишем как

$$u_3 = U_3 \sin(\omega_{\text{г}} t - \varphi_{\text{г}}). \quad (13.17)$$

Напряжение разностной частоты на выходе основного смесителя (точка 4) равно

$$\begin{aligned} u_4 &= U_4 \sin[(\omega_{\text{изл}} + \Omega_{\text{д}}) t - \varphi_D - \varphi_{\text{ц}} - \omega_{\text{г}} t + \varphi_{\text{г}}] = \\ &= U_4 \sin[(\omega_{\text{изл}} + \Omega_{\text{д}} - \omega_{\text{г}}) t - \varphi_D - \varphi_{\text{ц}} + \varphi_{\text{г}}]. \end{aligned} \quad (13.18)$$

Напряжение разностной частоты на выходе вспомогательного смесителя (точка 5)

$$\begin{aligned} u_5 &= U_5 \sin(\omega_{\text{изл}} t - \omega_{\text{г}} t + \varphi_{\text{г}}) = \\ &= U_5 \sin[(\omega_{\text{изл}} - \omega_{\text{г}}) t + \varphi_{\text{г}}]. \end{aligned} \quad (13.19)$$

Это напряжение фазирует когерентный гетеродин. Поэтому можно считать, что в точке 6

$$u_6 = U_6 \sin[(\omega_{\text{изл}} - \omega_{\text{г}}) t + \varphi_{\text{г}}]. \quad (13.20)$$

Фазовый детектор перемножает напряжения  $u_4$  и  $u_6$ . Учитывая, что

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)] \quad (13.21)$$

и что слагаемое суммарной частоты отфильтровывается, для разностной частоты получаем

$$\begin{aligned} u_7 &= U_7 \cos[(\omega_{\text{изл}} + \Omega_{\text{д}} - \omega_{\text{г}}) t - \varphi_D - \varphi_{\text{ц}} + \varphi_{\text{г}} - (\omega_{\text{изл}} - \omega_{\text{г}}) t - \\ &\quad - \varphi_{\text{г}}] = U_7 \cos(\Omega_{\text{д}} t - \varphi_D - \varphi_{\text{ц}}). \end{aligned} \quad (13.22)$$

На рис. 13.8 показан характер изменения выходного напряжения фазового детектора для случаев обнаружения целей, движущихся с различными скоростями.

Однако для импульсного излучения соотношение (13.22) справедливо лишь при условии, что частота Допплера не превышает половины частоты посылок импульсов, т. е.

$$F_{\text{д}} \leq \frac{F_{\text{и}}}{2}. \quad (13.23)$$

Действительная зависимость частоты модуляции  $F_{\text{и}}$  в импульсной РЛС от отношения  $F_{\text{д}}/F_{\text{и}}$  показана на рис. 13.9.

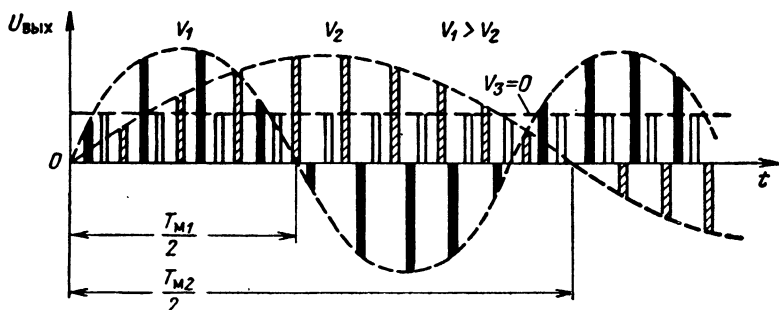


Рис. 13.8. Выходное напряжение фазового детектора в схеме рис. 13.7.

Таким образом, при  $F_{\text{д}}/F_{\text{и}} = 1, 2, 3, \dots$  частота модуляции выходных импульсов оказывается равной нулю. Эти точки соответствуют «слепым» скоростям

$$V_{\text{р сл}} = \frac{cF_{\text{и}}}{2f_{\text{изл}}} n, \quad (13.24)$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$

«Слепыми» они называются потому, что для различения движущихся целей на фоне неподвижных используется именно эффект модуляции, который при этих значениях скорости отсутствует.

Физически объяснить ход кривой, изображенной на рис. 13.9, помогает рис. 13.10, где показано соотношение между частотами  $F_{\text{д}}$  и  $F_{\text{м}}$  при различных частотах повторения импульсов  $F_{\text{и}}$ .

Эпюры *a* и *б* относятся к точкам на участке 0—1 кривой рис. 13.9, эпюра *в* — к точкам на участке 1—2, эпюра *г* — к точке 4. Две последние эпюры иллюстрируют случаи «слепых» скоростей, являющихся следствием стробоскопического эффекта. Следует учесть, что в этих двух случаях амплитуда импульсов может колебаться от 0 до  $U_0$  в зависимости от разности фаз между опорным напряжением и принимаемым сигналом.

Итак, при всех значениях отношения  $F_{\text{д}}/F_{\text{и}}$ , кроме целочисленных, видеопульсы движущихся целей оказы-

ваются модулированным по гармоническому закону с частотой от 0 до  $F_H/2$ . При этом амплитуда импульсов изменяется по закону

$$U_m(t) = U_0 |\sin 2\pi F_m t|, \quad (13.25)$$

где  $U_0$  — значение амплитуды, соответствующее идеальному когерентному приему, когда разность фаз между

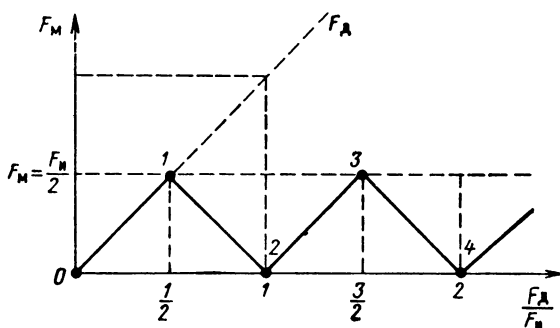


Рис. 13.9. Зависимость частоты модуляции выходного напряжения фазового детектора от отношения  $F_d/F_H$  в когерентно-импульсной РЛС с СДЦ.

опорным и принимаемым сигналом равна нулю. Наличие амплитудной модуляции импульсов движущихся целей частотой Допплера позволяет построить станцию с выходным устройством в виде набора параллельно включенных фильтров, каждый из которых настроен на свою частоту в интервале ожидаемых значений  $F_d$ . Если выполняется условие (13.23), то такая РЛС может непосредственно измерять скорость целей. Выходное напряжение каждого из фильтров должно быть испытано на порог и подано на многоканальный индикатор (например, в виде набора сигнальных лампочек). Номер канала непосредственно указывает скорость цели. Дальность до цели может быть определена при помощи устройства, стробирующего вход фильтров в определенные моменты времени (см. § 13.4). При таком выполнении РЛС ее характеристики в принципе будут такими же, как и у РЛС с идеальным когерентным приемом, так как в данном случае в фильтрах происходит когерентное накопление энергии сигнала на частоте Допплера (накопле-

ние по скорости). Однако для того, чтобы реализовать эти преимущества, необходимо иметь малую скважность излучаемых колебаний (большую частоту повторения импульсов)

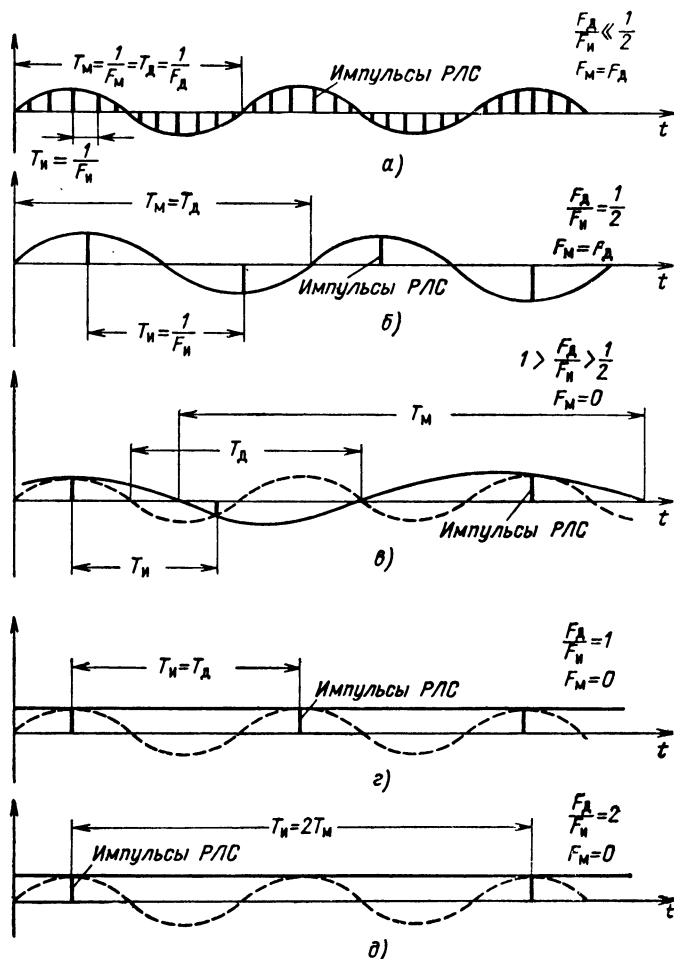


Рис. 13.10. Соотношения между частотой Допплера  $F_D$  и частотой модуляции  $F_M$  при различной частоте следования импульсов.

сов) для уменьшения потерь энергии в фильтрах и расширения диапазона однозначных измерений скорости в соответствии с законом, изображенным на рис. 13.9. В РЛС

с малой скважностью возникает много специфических проблем, поэтому они будут рассмотрены отдельно (см. § 13.4).

В качестве выходного устройства в РЛС с СДЦ можно применить индикатор дальности с амплитудной отметкой,

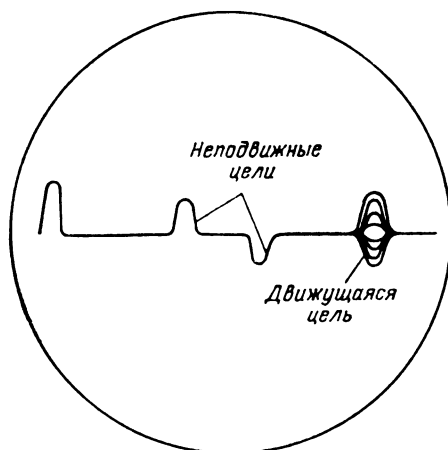


Рис. 13.11. Вид отметки на экране индикатора когерентно-импульсной РЛС.

устройство череспериодного вычитания (компенсации) с последующей выдачей данных на индикатор с яркостной отметкой или в автоматическое выходное устройство, сопрягающее РЛС с вычислительной машиной.

На экране амплитудного индикатора (рис. 13.11) отметки неподвижных целей будут видны в виде импульсов постоянной амплитуды положительной или отрицательной полярности, а отметка от движущейся цели — в виде двухстороннего импульса, заштрихованного внутри. Эта штриховка появляется вследствие изменения от периода к периоду амплитуды и полярности выходного напряжения фазового детектора в случае обнаружения движущейся цели.

РЛС с внутренней когерентностью и череспериодным вычитанием в своей радиочастотной части не отличается от РЛС, рассмотренной выше (рис. 13.7). Сигнал после видеоусилителя РЛС подается в устройство череспериодного вычитания (компенсации) сигналов. Устройство состоит (рис. 13.12) из линии задержки на время  $T_n$  и схемы

вычитания. На схему вычитания одновременно приходят импульсы целей, принятые в два соседних периода. Сигналы неподвижных целей при вычитании в идеальных условиях будут полностью компенсироваться, а сигналы движущихся

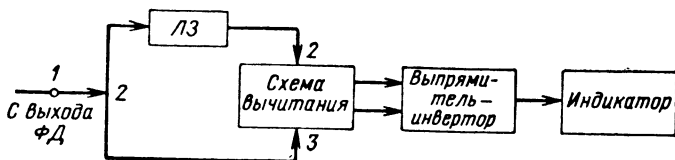


Рис. 13.12. Устройство череспериодного вычитания РЛС с СДЦ.

целей от периода к периоду будут давать на выходе устройства полезный сигнал, меняющийся по амплитуде и полярности. Перед подачей на индикатор с яркостной отметкой эти сигналы проходят через двухтактный выпрямитель-инвертор, где приводятся к одной полярности.

Когда пассивные отражатели, на фоне которых наблюдается движущаяся цель, сами движутся с некоторой скоростью, выделить цель становится труднее, так как отметки фона также флюктуируют. При помощи генератора дополнительной частоты (см. рис. 13.7) можно изменить частоту опорного напряжения так, что она станет равной частоте сигналов, отраженных от фона. Тогда отметки от фона не будут флюктуировать.

РЛС с внутренним когерентным гетеродином, фазиремым от передатчика, имеют недостаток, заключающийся в относительно низкой стабильности частоты опорного напряжения и частоты местного гетеродина. Высокая стабильность достигается при большой добротности колебательного контура, но при этом затрудняется фазировка когерентного гетеродина за короткое время излучения.

К стабильности местного гетеродина предъявляются повышенные требования, так как он работает на высокой частоте и ее изменения будут приводить к флюктуациям амплитуды сигналов, отраженных от неподвижных целей.

На рис. 13.13 показана функциональная схема когерентно-импульсной станции, в которой излучаемый сигнал и опорное напряжение получают от одного задающего генератора, работающего в непрерывном режиме, путем повышения частоты его колебаний в умножителях 1 и 2. В канале передатчика после умножения колебания усили-



ваются в мощном усилителе, который отпирается импульсами модулятора. Гетеродинное напряжение получается также путем умножения частоты колебаний задающего генератора в третьем умножителе. В качестве мощного усилителя чаще всего применяются мощные клистроны, возможно также применение ЛБВ и стабилитронов (амплитронов со стабилизирующим резонатором). Стабильность частоты таких передатчиков выше, чем в схеме рис. 13.7.

Блок-схема РЛС с внешней когерентностью не имеет особых отличий от схемы обычной некогерентной РЛС.

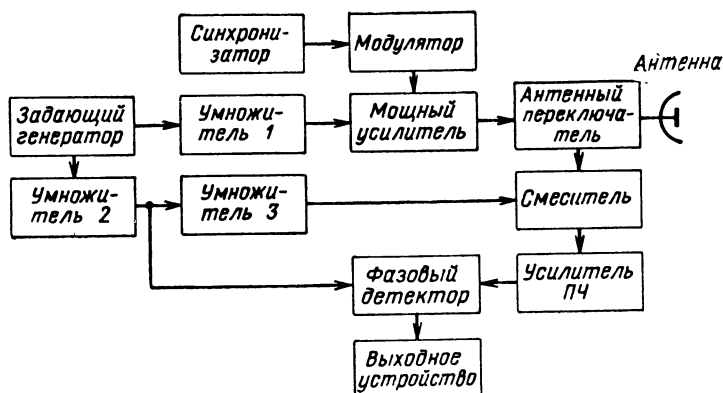


Рис. 13.13. Блок-схема РЛС с одним задающим генератором.

Сигналы, отраженные облаками пассивных отражателей или земной поверхностью, мало меняются по амплитуде за период повторения импульсов. Если на этом участке или в облаке имеется движущаяся цель, то она даст сигнал, меняющий свою фазу относительно сигнала фона в каждом периоде. Результирующий сигнал, образующийся при суммировании полей в пространстве, при этом будет меняться по амплитуде. На рис. 13.14, а показан сигнал на входе амплитудного детектора за два цикла обзора, а на рис. 13.14, б — тот же сигнал на выходе детектора. Будучи подан на индикатор дальности, такой сигнал создает изображение, показанное на рис. 13.14, г. Подвижная цель создает в соответствующем месте развертки пульсирующую отметку. Пульсации возникают вследствие биений сигналов, отраженных от фона и от движущейся цели из-за раз-

ности их несущих частот. Эти биения детектируются в детекторе. Если такой сигнал подать в устройство череспериодного вычитания, то напряжение на выходе будет содержать

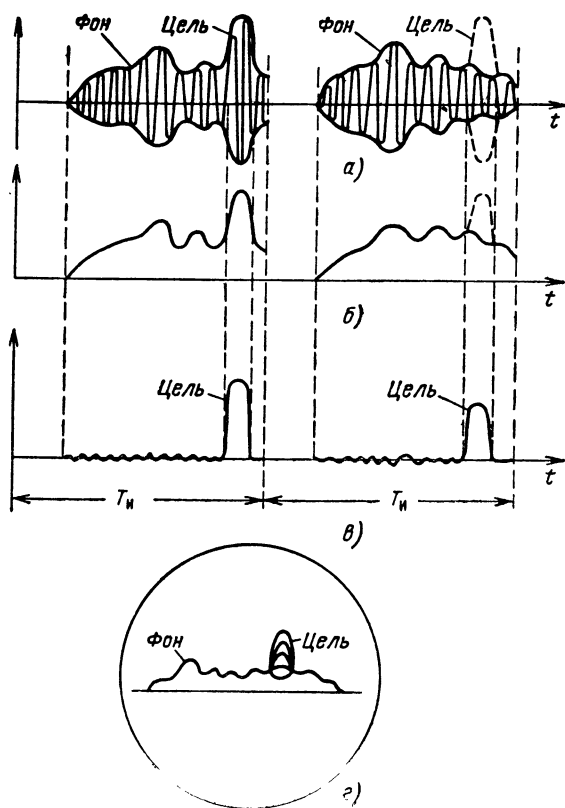


Рис. 13.14. К пояснению принципа работы РЛС с внешней когерентностью.

в основном только сигнал движущейся цели (рис. 13.14, в). Вследствие того, что фон не является идеально неподвижным, кроме сигнала цели на выходе будут присутствовать также «остатки» фона, затрудняющие выделение движущейся цели. Для эффективной работы систем с внешней когерентностью необходимо, чтобы уровень отражений от фона

был достаточно большим, иначе амплитуда биений будет малой и условия выделения цели ухудшатся. Достоинством таких станций является компенсация относительной скорости перемещения самой РЛС относительно фона, что особенно ценно для РЛС летательных аппаратов.

Дальность обнаружения движущейся цели в РЛС с СДЦ при отсутствии неподвижных отражателей и пассивных помех зависит от скорости цели. Чтобы показать это, найдем выражение для коэффициента различимости.

Для РЛС с СДЦ и внутренней когерентностью коэффициент различимости может быть записан в виде

$$k_p = \frac{q_0}{N} \alpha_0 \alpha_{\Delta f} \alpha_{\text{УПЧ}} \alpha_{\text{СДЦ}} \alpha_{\text{вид}} \alpha_{\text{вых}} \alpha_{\text{устр}}. \quad (13.26)$$

где все сомножители, за исключением  $\alpha_{\text{СДЦ}}$ , те же, что и для некогерентной РЛС. Коэффициент  $\alpha_{\text{СДЦ}}$  можно вычислить на основании следующих соображений.

Сравним случай идеального когерентного приема, когда фазы сигнала и опорного напряжения совпадают, и случай выделения движущейся цели в РЛС с СДЦ и амплитудным индикатором. Будем считать, что в обоих случаях используются РЛС, имеющие одну и ту же схему (рис. 13.7).

Вычисляя среднее значение амплитуды импульсов  $U_{m \text{ ср}}$ , получаем

$$\begin{aligned} U_{m \text{ ср}} &= \frac{1}{T_M/2} \int_0^{T_M/2} U_0 |\sin 2\pi F_M t| dt = \\ &= \frac{2U_0}{T_M} \frac{1}{2\pi F_M} (-\cos 2\pi F_M t) \Big|_0^{T_M/2} = \frac{2}{\pi} U_0. \end{aligned} \quad (13.27)$$

Так как шумы в обоих случаях одинаковы, то проигрыш в отношении сигнал/шум для РЛС с СДЦ по сравнению с когерентным приемом будет равен

$$\alpha_{\text{СДЦ}} = \left( \frac{U_0}{U_{m \text{ ср}}} \right)^2 = \left( \frac{\pi}{2} \right)^2 = 2,4 \quad (3,9 \text{ дБ}). \quad (13.28)$$

Найдем коэффициент ухудшения различимости  $\alpha_{\text{СДЦ}}$  в РЛС с СДЦ и череспериодной компенсацией. Можно считать, что амплитуда сигнала на каждом из входов схемы вычитания равна амплитуде  $U_0$  на выходе фильтра фазового

детектора (точка 7 на схеме рис. 13.7). Мгновенное значение результирующего сигнала на выходе будет равно

$$\begin{aligned} U_{\text{рез}}(t) &= U_0 [\sin 2\pi F_M t - \sin 2\pi F_M (t - T_{\text{и}})] = \\ &= 2U_0 \sin \pi F_M T_{\text{и}} \cos 2\pi F_M \left( t - \frac{T_{\text{и}}}{2} \right) = \\ &= U_{\text{рез}M} \left| \cos 2\pi F_M \left( t - \frac{T_{\text{и}}}{2} \right) \right|, \end{aligned} \quad (13.29)$$

где

$$U_{\text{рез}M} = 2U_0 |\sin \pi F_M T_{\text{и}}|.$$

Вычисляя среднее по времени значение  $U_{\text{рез}cp}$  после двухтактного выпрямителя, получим

$$U_{\text{рез}cp} = \frac{2}{\pi} U_{\text{рез}M} = \frac{4}{\pi} U_0 |\sin \pi F_M T_{\text{и}}|. \quad (13.30)$$

Так как частота  $F_M$  лежит в пределах от 0 до  $F_{\text{и}}/2$  (см. рис. 13.9), то  $U_{\text{рез}cp}$  может изменяться от 0 (при «слепой» скорости цели) до  $\frac{4}{\pi} U_0$  (при оптимальных скоростях).

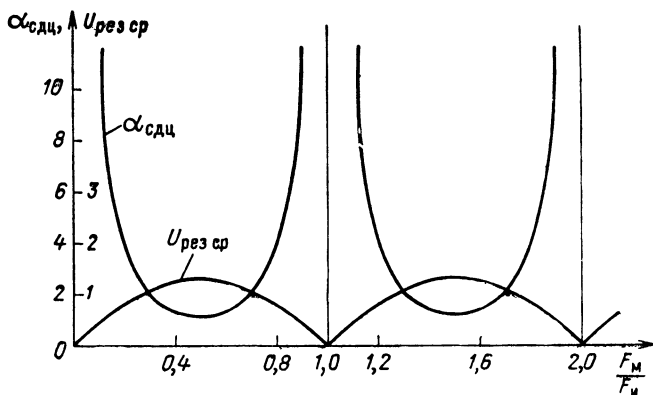


Рис. 13.15. Зависимость коэффициента  $\alpha_{\text{сдц}}$  от отношения  $F_M/F_{\text{и}}$ .

На рис. 13.15 показана зависимость  $U_{\text{рез}cp}$  от отношения  $F_M/F_{\text{и}}$ . Нулевые значения  $U_{\text{рез}cp}$  соответствуют «слепым» скоростям (13.24), а максимальные — оптимальным скоростям, значения которых могут быть найдены из рассмотрения рис. 13.9.

Точки, где  $F_m/F_n = 1/2$  (точки 1, 3, 5, . . .), соответствуют значениям

$$\frac{F_d}{F_n} = \frac{2k+1}{2}. \quad (13.31)$$

Отсюда

$$\frac{F_d}{F_n} = \frac{2k+1}{2} = f_{изл} \frac{2V_{р\text{ опт}}}{c} \frac{1}{F_n} \quad (13.32)$$

и

$$V_{р\text{ опт}} = \frac{2k+1}{2} \frac{cF_n}{2f_{изл}}. \quad (13.33)$$

При идеальном когерентном приеме, когда фазы опорного напряжения и сигнала совпадают, отношение энергий сигнала/шум пропорционально  $U_0^2/N_0$ . Энергия шумов на выходе устройства компенсации удваивается, так как шумы на входах схемы вычитания статистически независимы. Поэтому отношение энергий сигнал/шум в этом случае будет пропорционально  $\frac{[(4/\pi) U_0 |\sin \pi F_m T_n|]^2}{2N_0}$ . Отсюда ухудшение различимости в схеме компенсации по сравнению со случаем идеального когерентного приема будет равно

$$\begin{aligned} \alpha_{сдц} &= \frac{U_0^2}{N_0} : \frac{\left[ \frac{4}{\pi} U_0 |\sin \pi F_m T_n| \right]^2}{2N_0} = \\ &= \frac{\pi^2}{8} \frac{1}{\sin^2 \pi F_m T_n}. \end{aligned} \quad (13.34)$$

Таким образом, ухудшение различимости является функцией  $F_m/F_n$  (или радиальной скорости цели при фиксированной  $F_n$ ) (рис. 13.15).

Следовательно, РЛС с СДЦ с череспериодной компенсацией лишь при определенных (оптимальных) значениях скоростей имеет различимость, в четыре раза худшую, чем РЛС с СДЦ без компенсации. При всех же других скоростях ухудшение будет еще больше.

Потенциальные разрешающая способность и точность РЛС с СДЦ могут быть оценены по соотношениям, приведенным в гл. 7, 8.

Так как станции с СДЦ имеют большие потери энергии по сравнению с обычными некогерентными РЛС, то при прочих равных условиях они будут иметь худшие реальные

точность и разрешение. Однако их ценным качеством является хорошая помехозащищенность по отношению к пассивным помехам и возможность наблюдения низколетящих целей на фоне отражений от земли, а также простота измерения дальности по сравнению с когерентными РЛС с фильтровой обработкой (накоплением по скорости).

Качество выделения движущихся целей ухудшается, если растет интенсивность флюктуаций сигналов, отраженных от неподвижных целей. На выходе устройства черес-периодного вычитания в этом случае появляются некомпенсированные остатки сигналов неподвижных целей, которые маскируют слабые сигналы движущихся целей и затрудняют их обнаружение. Причинами флюктуации сигналов фона являются: 1) изменение взаимного положения отражателей, находящихся в элементе разрешения РЛС, за время облучения; 2) вращение антенны, приводящее к тому что изменяется случайным образом количество отражателей, попадающее в элемент разрешения; кроме того, при вращении антенны происходит модуляция амплитуды отраженного сигнала в соответствии с формой диаграммы направленности; 3) нестабильность частоты передатчика, гетеродинов; 4) нестабильность времени задержки в линии задержки компенсирующего устройства; 5) нестабильность частоты повторения и длительности импульсов.

При установке РЛС с СДЦ на движущемся объекте к этим причинам добавляется еще одна: образуются бияния напряжений сигналов, принимаемых от отражателей, попадающих в элемент разрешения и имеющих различные радиальные скорости относительно носителя.

Количественной оценкой качества выделения движущихся целей является коэффициент подавления, представляющий отношение средней мощности сигнала, отраженного от неподвижной цели, на входе компенсирующего устройства, к мощности этого сигнала на выходе. Если бы перечисленные причины флюктуаций сигналов неподвижных целей отсутствовали, коэффициент подавления стремился бы к бесконечности. В реальных условиях в сантиметровом диапазоне даже при абсолютно стабильной работе всех элементов РЛС коэффициент подавления из-за первых двух факторов, перечисленных выше, не превышает значений в 28—30 дБ. Это соответствует отношению напряжений на выходе и входе устройства компенсации, равному 0,03—0,04. При обосновании требований к стабильности работы

узлов РЛС с СДЦ целесообразно добиваться только такой ее степени, при которой вызываемые ею флюктуации амплитуды сравнимы по интенсивности с флюктуациями, вызываемыми внешними причинами.

Нестабильность частот передатчика, стабильного и когерентного гетеродинов в схеме рис. 13.7 приводит к тому, что от периода к периоду меняется разность фаз опорного напряжения и отраженного от неподвижной цели сигнала на входе фазового детектора. Вследствие этого череспериодное вычитание таких сигналов дает флюктуирующие «остатки» напряжения или, другими словами, неподвижная цель наблюдается как движущаяся. Оценим ориентировочно требуемую стабильность [5, 24]. Будем считать, что изменения фазы из-за нестабильности в передатчике и гетеродинах взаимонезависимы. При этом результирующее изменение фазы, которое и будет влиять на качество выделения подвижных целей, определяется формулой

$$\Delta\psi = \sqrt{\Delta\psi_n^2 + \Delta\psi_{сг}^2 + \Delta\psi_{кг}^2}, \quad (13.35)$$

где  $\Delta\psi_n$ ,  $\Delta\psi_{сг}$  и  $\Delta\psi_{кг}$  — изменения фазы соответственно в передатчике, стабильном и когерентном гетеродинах.

Если для ориентировочной оценки предположить равенство слагаемых под корнем, то

$$\Delta\psi = \sqrt{3} \Delta\psi_0. \quad (13.36)$$

Зависимость амплитуды выходного напряжения балансного фазового детектора от разности фаз сравниваемых напряжений при равных их амплитудах имеет вид

$$U_{фд} = U_0 \left( \cos \frac{\psi}{2} - \sin \frac{\psi}{2} \right) \text{ при } 0^\circ \leq \psi \leq 180^\circ,$$

$$U_{фд} = U_0 \left( \sin \frac{\psi}{2} - \cos \frac{\psi}{2} \right) \text{ при } 180^\circ \leq \psi \leq 360^\circ, \quad (13.37)$$

где  $U_0$  — напряжение на входе детектора, пропорциональное напряжению сигнала цели.

Приращение выходного напряжения фазового детектора через период повторения импульсов при изменении разности фаз на  $\Delta\psi$  будет равно

$$\begin{aligned} \Delta U &= U_{фд}(\psi) - U_{фд}(\psi + \Delta\psi) = \\ &= \frac{U_0}{2} \left( \cos \frac{\psi}{2} + \sin \frac{\psi}{2} \right) \Delta\psi \text{ при } 0^\circ \leq \psi \leq 360^\circ. \end{aligned} \quad (13.38)$$

Это приращение и будет некомпенсированным остатком на выходе устройства вычитания. Максимального значения оно достигает при  $\psi = 90^\circ$ :

$$\Delta U_m = \frac{\Delta \psi U_0}{\sqrt{2}}.$$

Принимая относительную величину  $\Delta U_m/U_0$  равной 0,03—0,04 и учитывая (13.36), получаем

$$\Delta \psi_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} (0,03 \div 0,04) = 0,025 \div 0,033 \approx 0,03. \quad (13.39)$$

Найдем связь изменения разности фаз  $\Delta \psi$  с нестабильностью частот передатчика, стабильного и когерентного гетеродинов. Набег фазы в передатчике определим из соотношения

$$\Delta \psi_{\Pi} = \int_{(n+1) T_{\Pi}}^{(n+1) T_{\Pi} + \tau_{\Pi}} (\omega_{\Pi 0} + kt) dt - \int_{n T_{\Pi}}^{n T_{\Pi} + \tau_{\Pi}} (\omega_{\Pi 0} + kt) dt, \quad ,$$

где  $\omega_{\Pi 0}$  — частота передатчика (номинальное значение);

$k = \frac{d\omega_{\Pi}}{dt}$  — скорость изменения частоты, которую считаем постоянной за период.

Проводя интегрирование и преобразовывая, получим

$$\Delta \psi_{\Pi} = \frac{d\omega_{\Pi}}{dt} T_{\Pi} \tau_{\Pi}. \quad (13.40)$$

Аналогично для стабильного и когерентного гетеродинов будем иметь

$$\Delta \psi_{\text{сг}} = \frac{d\omega_{\text{сг}}}{dt} T_{\Pi} t_D, \quad (13.41)$$

$$\Delta \psi_{\text{кр}} = \frac{d\omega_{\text{кр}}}{dt} T_{\Pi} t_D. \quad (13.42)$$

Учитывая соотношения (13.39) и (13.40) — (13.42), находим:

1) допустимые скорости ухода частоты

$$\frac{df_{\Pi}}{dt} \approx \frac{0,03}{2\pi T_{\Pi} \tau_{\Pi}}, \quad (13.43)$$

$$\frac{df_{\text{сг}}}{dt} = \frac{df_{\text{кр}}}{dt} \approx \frac{0,03}{2\pi T_{\Pi} t_D}; \quad (13.44)$$



2) допустимые абсолютные уходы частоты за период

$$\Delta f_n = \frac{0,03}{2\pi\tau_n}, \quad (13.45)$$

$$\Delta f_{сг} = \Delta f_{кг} = \frac{0,03}{2\pi t_D}. \quad (13.46)$$

Расчет по формулам (13.43) — (13.46) для реальных значений технических параметров РЛС показывает, что наиболее жесткие требования предъявляются к стабильному местному гетеродину. На практике эти требования выполняются с затруднениями.

### **13.4. Импульсно-доплеровские РЛС с малой скважностью**

В связи с задачами повышения помехозащищенности РЛС возникла необходимость обнаруживать движущиеся цели на фоне отражений от земли и мешающих сигналов или при действии пассивных помех в виде дипольных отражателей. Особенно трудно решить эту проблему в самолетных РЛС, где применение методов селекции подвижных целей в импульсных станциях малоэффективно. Сложно применить в этих условиях и РЛС с непрерывным излучением из-за трудностей, связанных с использованием одной антенны для передачи и приема сигналов.

Для решения указанной задачи разработаны так называемые импульсно-доплеровские РЛС с малой скважностью, или РЛС с квазинепрерывными излучениями, в которых используются высокие частоты повторения импульсов (до нескольких десятков и даже сотен килогерц). Скважность  $Q$  при этом обычно не превышает двадцати. Селекция подвижных целей на фоне мешающих отражений в таких РЛС основана на использовании эффекта Доплера.

Большим достоинством импульсно-доплеровских РЛС является возможность применения одной антенны для передачи и приема сигналов. Кроме того, достаточно легко можно повысить энергию сигнала, что облегчает получение больших дальностей действия. В обычных импульсных РЛС это сделать довольно трудно из-за ограничений в импульсной мощности передатчика на больших высотах.

Сигналы импульсно-доплеровской РЛС представляют собой последовательность когерентных импульсов с малой

скважностью. Такие сигналы позволяют обеспечить однозначное измерение доплеровских частот с высоким разрешением. Измерение расстояний, однако, связано с неоднозначностью, для устранения которой разработаны специальные методы.

Для лучшего понимания принципа действия таких РЛС целесообразно предварительно рассмотреть частотный спектр сигналов, отраженных от поверхности земли и от подвижных целей.

### 1. Спектр отраженных сигналов

Мешающими сигналами в импульсно-доплеровской РЛС являются отражения от поверхности земли или от дипольных отражателей, выбрасываемых для создания

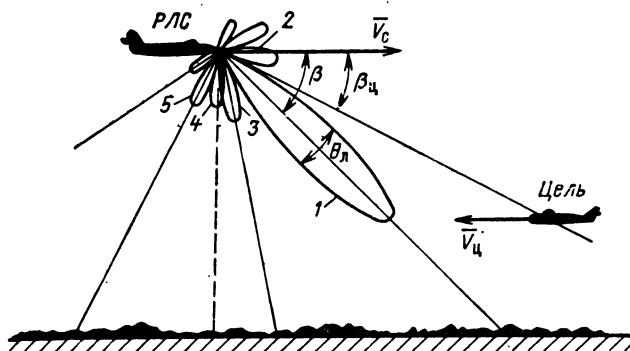


Рис. 13.16. Положение лепестков диаграммы направленности относительно поверхности земли и цели:

1 — основной луч; 2, 3, 4, 5 — боковые лепестки.

помех. Так как излученный сигнал является импульсным периодическим, то и отраженный сигнал также является периодическим. Спектр мешающих отражений при этом повторяется и группируется в области частот, примыкающих к спектральным линиям излученного импульсного сигнала.

Отраженные от земли сигналы поступают в РЛС как по основному лепестку характеристики направленности антенны, так и по боковым лепесткам (рис. 13.16). В общем

случае можно отметить четыре характерные области в спектре мешающих отражений от земли (рис. 13.17).

Во-первых, область, которая соответствует отражениям по основному лепестку диаграммы. Интенсивность составляющих спектра в этой области довольно значительная,

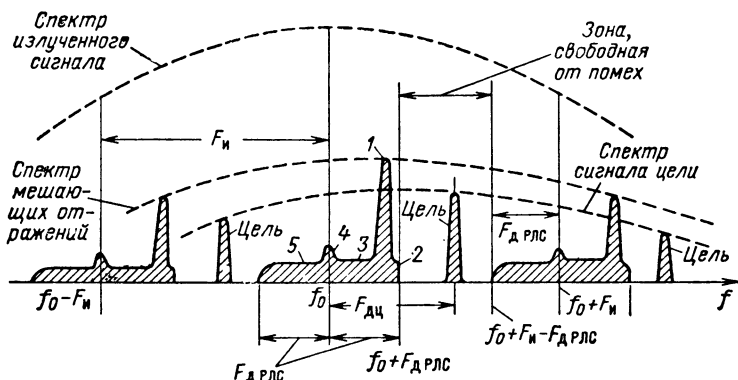


Рис. 13.17. Спектр сигнала, отраженного от поверхности земли. Цифры, обозначающие области спектра, соответствуют номерам лепестков диаграммы направленности на рис. 13.16.

примерно на 30—40 дБ больше, чем по боковым лепесткам. Положение этих составляющих в спектре определяется доплеровским сдвигом частоты, который зависит от наклона луча  $\beta$  и скорости самолета  $V_c$ , на котором установлен РЛС:

$$F_{д1} = \frac{2V_c}{\lambda} \cos \beta. \quad (13.47)$$

Ширина области 1 определяется шириной основного луча антенны  $\theta_n$  и примерно равна

$$\Delta f_1 = \frac{2V_c}{\lambda} \left[ \cos \left( \beta - \frac{\theta_n}{2} \right) - \cos \left( \beta + \frac{\theta_n}{2} \right) \right]. \quad (13.48)$$

При малой ширине луча  $\theta_n$  и при  $\beta > \theta_n/2$  получаем после некоторых упрощений соотношение

$$\Delta f_1 \approx \frac{2V_c \theta_n}{\lambda} \sin \beta. \quad (13.49)$$

Видно, что ширина спектра в области 1 растет с увеличением угла  $\beta$ .

Во-вторых, в спектре отражений можно отметить области, которые соответствуют приему сигналов по тем боковым лепесткам, которые направлены вперед по направлению полета.

Эти боковые лепестки имеют различные углы наклона по отношению к поверхности земли. Для области 2 характерно, что доплеровские частоты в пределах этой области больше, чем для сигналов, принимаемых по основному лучу. Максимальная частота Допплера при этом равна

$$F_{д \text{ РЛС}} = \frac{2V_c}{\lambda} . \quad (13.50)$$

В области 3 доплеровские частоты лежат в пределах от нуля до  $F_{д1}$ .

Область 4 соответствует отражениям от земной поверхности непосредственно под самолетом. Такие отражения называются «высотными». Они имеют нулевую доплеровскую частоту.

И, в-третьих, имеется область 5, где доплеровские сдвиги частоты имеют отрицательную величину. Отраженные сигналы в этом случае поступают по боковым лепесткам, которые направлены назад.

Сигналы подвижной цели имеют спектр, состоящий из отдельных линий, которые смещены на величину частоты Допплера  $F_{дц}$  относительно спектральных линий излученного сигнала,

$$F_{дц} = \frac{2(V_{ц} + V_c)}{\lambda} \cos \beta_{ц} . \quad (13.51)$$

Выделение сигнала подвижной цели на фоне мешающих отражений основано на различиях в спектре. Наилучшее разрешение возможно в том случае, если спектральные линии сигнала подвижной цели находятся в области частот, где нет спектральных составляющих помех.

Рассмотрим теперь более подробно метод обработки принятых отраженных сигналов на примере типовой функциональной схемы.

## 2. Функциональная схема

Рассмотрим функциональную схему (рис. 13.18) возможного варианта импульсно-доплеровской РЛС с малой скважностью [25, 26].

Высокочастотная часть РЛС состоит из генератора высокой частоты, стабильного задающего генератора с частотой  $f_0$  и схемы формирования гетеродинного сигнала. Кварцевый гетеродин вырабатывает сигнал с частотой, равной

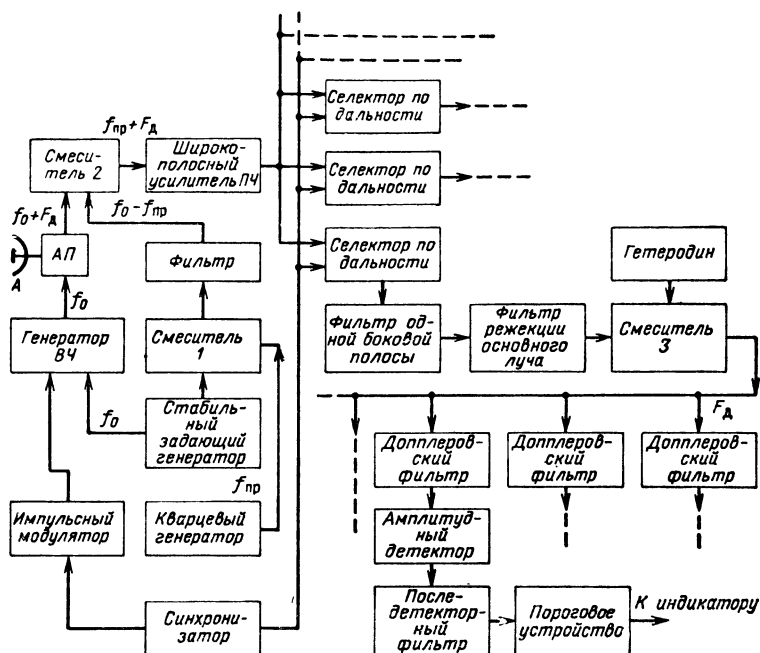


Рис. 13.18. Функциональная схема импульсно-доплеровской радиолокационной станции.

промежуточной частоте  $f_{пр}$ . На выходе смесителя 1 выделяется сигнал с частотой  $f_0 - f_{пр}$ . Этот сигнал используется в качестве гетеродинного сигнала. Отраженные от целей сигналы имеют сдвиг по частоте на величину частоты Допплера ( $f_0 + F_d$ ). В смесителе 2 выделяется сигнал промежуточной частоты совместно с частотами Допплера  $f_{пр} + F_d$ . Основное усиление выполняется в широкополосном усилителе ПЧ, полоса пропускания которого примерно равна величине, обратной длительности импульса.

Важным элементом устройства является селектор по дальности. Стробирование (селекция) по дальности позволяет измерять расстояние до цели, кроме того, обеспечи-

вает разрешение целей по дальности. Разрешаемое расстояние определяется длительностью импульса РЛС. При селекции по дальности улучшаются отношения сигнал/шум и сигнал/фон примерно прямо пропорционально скважности стробирования по дальности  $Q_{ст}$ , которая равна отношению периода повторения  $T_{п}$  и длительности селекторного импульса  $\tau_{си}$ :

$$Q_{ст} = \frac{T_{п}}{\tau_{си}}. \quad (13.52)$$

Мешающие сигналы образуются, главным образом, в результате отражений от протяженных объектов, занимающих большие площади. Селекция по дальности уменьшает общее количество источников помехи, действующих совместно с сигналом, и тем самым улучшает соотношение полезный сигнал/фон.

Внутренние шумы попадают в выходные каскады приемника только во время действия селекторного импульса. Следовательно, средняя мощность шумов уменьшается с увеличением  $Q_{ст}$ .

Непосредственно после каскадов селектирования по дальности целесообразно поставить фильтр, пропускающий только полосу частот, равную по величине частоте повторения импульсов  $F_{п}$ . Такой фильтр упрощает дальнейшую обработку сигналов. Устраняется, в частности, наложение боковых полос спектра друга на друга при детектировании. Это в конечном итоге увеличивает подавление мешающих сигналов. На функциональной схеме (рис. 13.18) такой фильтр назван фильтром одной боковой полосы. В выделенном участке спектра сохраняется вся информация о доплеровских частотах, так как в пределах каждого участка спектра, кратного частоте повторений, все доплеровские составляющие повторяются.

Для подавления отражений от земли, приходящих по основному лучу характеристики направленности, целесообразно в каждый канал селекции по дальности включить режекторный фильтр в области частот, соответствующей помехам, приходящим по основному лучу (на рис. 13.18 — «фильтр режекции основного луча»).

Смеситель 3, показанный на схеме, обеспечивает выделение всей полосы доплеровских частот. Частота гетеродина подбирается такой, чтобы доплеровские фильтры могли быть конструктивно выполнены более простыми.

Допплеровские фильтры охватывают весь возможный диапазон доплеровских частот сигналов, отраженных от целей. Возможны два пути построения фильтровой системы. Первый путь, соответствующий показанному на рис. 13.18, требует полного набора всех фильтров для каждого селектируемого интервала дальности. Можно, однако, перемещать селекторный импульс по дальности и перестраивать по частоте один фильтр. Но в этом случае скорость получения информации существенно уменьшается, так как общее время, требуемое на просмотр всего диапазона дальности и всего диапазона частот, увеличится.

После каждого фильтра должен быть амплитудный детектор, фильтр низких частот (последетекторный фильтр) и пороговое устройство, с выхода которого сигналы поступают на индикатор. Пороговое устройство не пропускает шумы на индикатор, устанавливая определенный уровень вероятности ложной тревоги.

К стабильности частоты передатчика РЛС предъявляются такие же требования, как для всех когерентных систем.

Хотя одно из преимуществ импульсно-доплеровской РЛС перед РЛС с непрерывным излучением состоит в возможности использовать общую антенну для передачи и приема, но при малой скважности импульсов применение одной антенны представляет достаточно сложную проблему. Для уменьшения потерь энергии отраженных сигналов вследствие блокирования приемника во время излучения переход от режима передачи к режиму приема должен осуществляться за возможно более короткий промежуток времени. Применение обычных разрядников в этих условиях не обеспечивает нужных скоростей переключения. Перспективны в этом случае ферритовые переключатели с использованием ферритовых циркуляторов, которые обладают низкими потерями и малым временем переключения.

В приемных устройствах особое внимание должно уделяться получению необходимого динамического диапазона усилителей, обеспечивающих работу при максимальных амплитудах мешающих сигналов. При этом должна быть обеспечена высокая линейность амплитудной характеристики для того, чтобы не возникали взаимные перекрестные помехи, которые расширяют спектр сигнала и ухудшают отношение сигнал/шум на выходе фильтров доплеровских частот.

Если импульсно-доплеровская РЛС работает в качестве самолетной станции перехвата или в системе наведения, то должно быть обеспечено сопровождение целей по угловым координатам. Это предъявляет ряд специальных требований к РЛС. В режим сопровождения РЛС переходит после выделения доплеровской частоты сигнала, отраженного от цели. Полоса пропускания схемы выделения доплеровской частоты должна быть достаточно широкой, чтобы пропустить боковые полосы спектра модуляции, возникающие, например, при коническом сканировании луча антенны в процессе сопровождения цели. Чтобы искажения фазы и амплитуды сигнала ошибки в системе сопровождения цели были минимальны, ширина полосы пропускания фильтра доплеровских частот должна быть раза в три больше частоты сканирования луча.

При моноимпульсном методе сопровождения цели по угловым координатам (см. гл. 16) выбор параметров импульсно-доплеровских РЛС и обеспечение согласованности в работе всех каналов является еще более сложной задачей. Это объясняется тем, что суммарный и разностные сигналы должны обрабатываться в различных приемных трактах, каждый из которых имеет свои усилители, блоки стробирования по дальности, фильтры доплеровских частот.

### *3. Выбор частоты повторения импульсов*

Анализ спектра отраженного сигнала позволяет установить ряд требований по выбору параметров импульсно-доплеровских РЛС. Эффективность устройств обнаружения цели на фоне помехи во многом зависит от направления движения цели. Если цель движется навстречу, то спектр отраженных от цели сигналов располагается правее области отражений от земли, т. е. правее частоты  $f_0 + F_{\text{дрлс}}$ . Эти сигналы, следовательно, попадают в зону, свободную от помех. Обнаружение подвижной цели в этом случае наиболее эффективно. Если цель движется попутным курсом, то спектр отраженного сигнала может оказаться в пределах области отражений от земли (области 3, 4 или 5 на рис. 13.17).

Наихудшие условия обнаружения соответствуют случаю, когда относительная скорость цели близка к скорости



своего самолета и сигналы цели попадают в зону отражений от земли по основному лучу антенны (область 1).

Выбирая определенным образом частоту повторений импульсов  $F_{\text{и}}$ , можно изменять ширину зоны, свободной от мешающих сигналов. Чтобы обеспечить наилучшее обнаружение приближающихся целей, которые важны в тактическом отношении, частоту повторений необходимо выбирать, исходя из соотношения (см. рис. 13.17)

$$F_{\text{и}} \geq F_{\text{д1}} + F_{\text{дц макс}} = \frac{2(V_{\text{с}} + V_{\text{ц}})}{\lambda}. \quad (13.53)$$

В сантиметровом диапазоне волн доплеровские сдвиги частоты могут достигать нескольких десятков и даже сотен килогерц. Это приводит к тому, что в импульсно-доплеровских РЛС частоты повторения, как правило, очень большие (порядка сотен килогерц).

#### 4. Особенности расчета дальности действия РЛС

Импульсно-доплеровская РЛС с селекцией по дальности и с выделением одной боковой полосы спектра имеет такую же дальность действия, что и РЛС с непрерывным излучением и доплеровской селекцией, если средние мощности сигналов этих РЛС равны. Если непрерывный сигнал частоты  $f_0$  с амплитудой  $U_m$  промодулировать импульсами длительностью  $\tau_{\text{и}}$  с частотой повторений  $F_{\text{и}}$ , то, как известно, в спектре амплитуда наибольшей спектральной линии на частоте  $f_0$  равна

$$g_m(f_0) = U_m \tau_{\text{и}} F_{\text{и}} = \frac{U_m}{Q}, \quad (13.54)$$

где  $Q$  — скважность.

Средняя мощность сигнала, соответствующая амплитуде  $g_m(f_0)$ , равна (при расчете на единичное сопротивление)

$$P_{\text{ср м}} = \frac{g_m^2(f_0)}{2} = \frac{U_m^2}{2Q^2}. \quad (13.55)$$

Так как в импульсно-доплеровской РЛС используется энергия одной спектральной составляющей сигнала, то

максимальная дальность действия может быть найдена по формуле

$$D_{\text{м ид}} = \sqrt[4]{\frac{AP_{\text{ср м}}}{\Delta f N_{0 \text{ ид}}}}, \quad (13.56)$$

где  $A$  — коэффициент пропорциональности;

$\Delta f$  — полоса пропускания фильтра доплеровских частот;

$N_{0 \text{ ид}}$  — плотность мощности шумов в приемнике импульсно-доплеровской РЛС.

Средняя мощность сигналов в импульсно-доплеровской РЛС равна

$$P_{\text{ср ид}} = \frac{U_m^2}{2Q} = \frac{P_{\text{и ид}}}{Q}, \quad (13.57)$$

где  $P_{\text{и ид}}$  — импульсная мощность РЛС.

Среднее значение мощности спектральной составляющей (13.55) с учетом формулы (13.57) может быть записано как

$$P_{\text{ср м}} = \frac{P_{\text{ср ид}}}{Q} = \frac{P_{\text{и ид}}}{Q^2}. \quad (13.58)$$

Формула дальности действия (13.56) принимает вид

$$D_{\text{м ид}} = \sqrt[4]{\frac{AP_{\text{ср ид}}}{\Delta f N_{0 \text{ ид}} Q}} = \sqrt[4]{\frac{AP_{\text{и ид}}}{\Delta f N_{0 \text{ ид}} Q^2}}. \quad (13.59)$$

В импульсно-доплеровских РЛС при осуществлении селекции по дальности плотность шумов на входе доплеровских фильтров уменьшается в число раз, определяемое скважностью стробирования  $Q_{\text{ст}}$ . Если исходная плотность шумов была равна  $N_0$ , то плотность шумов в импульсно-доплеровской РЛС на входе фильтров равна<sup>1</sup>

$$N_{0 \text{ ид}} = \frac{N_0}{Q_{\text{ст}}}. \quad (13.60)$$

---

<sup>1</sup> Действительно, энергия шума на входе селективируемых доплеровских фильтров равна  $P_{\text{ш}} \tau_{\text{си}}$ , а средняя мощность шумов  $P_{\text{ш ид}} = \frac{P_{\text{ш}} \tau_{\text{си}}}{T_{\text{и}}} = \frac{P_{\text{ш}}}{Q_{\text{ст}}}$ . Здесь  $\tau_{\text{си}}$  — длительность селективирующего импульса.

Разделив на полосу пропускания  $\Delta f$ , получим  $\frac{P_{\text{ш ид}}}{\Delta f} = N_{0 \text{ ид}} = \frac{P_{\text{ш}}}{\Delta f Q_{\text{ст}}} = \frac{N_0}{Q_{\text{ст}}}$ .

Подставив выражение (13.60) в формулу (13.59), получим формулу для вычисления дальности действия импульсно-доплеровской РЛС

$$D_{\text{м ид}} = \sqrt[4]{\frac{AP_{\text{ср ид}} Q_{\text{ст}}}{\Delta f N_0 Q}} = \sqrt[4]{\frac{AP_{\text{и ид}} Q_{\text{ст}}}{\Delta f N_0 Q^2}}. \quad (13.61)$$

Как следует из формулы (13.61), если средние мощности импульсно-доплеровской РЛС и РЛС с непрерывным

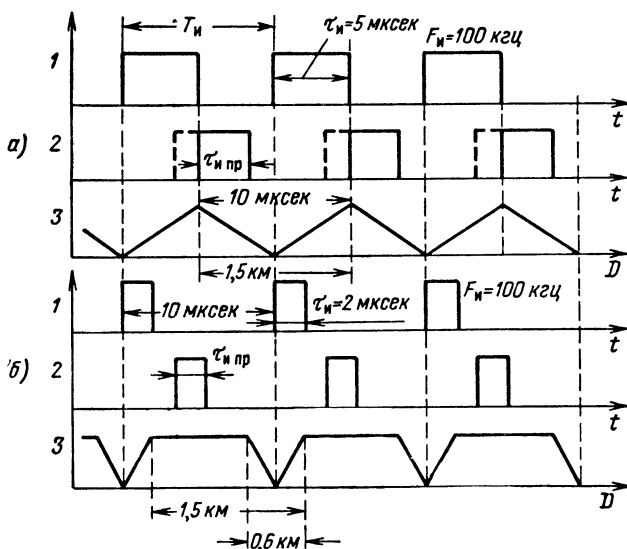


Рис. 13.19. Временные диаграммы, характеризующие влияние скважности на перекрытие импульсов:

а — скважность импульсов  $Q = 2$ ; б — скважность импульсов  $Q = 10$ .

излучением равны  $P_{\text{ср ид}} = P_{\text{ср ни}}$  при длительности селективных импульсов, равной  $\tau_{\text{и}}$ , то равны и дальности действия<sup>1</sup>

$$D_{\text{м ид}} = D_{\text{м ни}}. \quad (13.62)$$

Формулы (13.61) относятся к случаю, когда нет потерь энергии сигнала вследствие перекрытия импульса, отраженного от цели, импульсом передатчика. Вероятность такого перекрытия импульсов довольно велика, так как при

<sup>1</sup> В этом случае  $Q_{\text{ст}} = Q$ , а плотность мощности шумов  $N_0$  равна  $N_{0 \text{ ни}}$ .

малой скважности отраженный сигнал может прийти на вход приемника в период излучения импульса передатчика. Так как в момент излучения приемник отключен от антенны, то энергия отраженного от цели сигнала теряется или будет принята только частично. На рис. 13.19 в качестве примера показано возможное расположение импульсов при излучении и приеме. На диаграммах 3 дана зависимость изменения мощности принимаемого сигнала как функция дальности. Временные диаграммы 1 относятся к мощности излученных импульсов, а диаграммы 2 — к мощности отраженных импульсов, приходящих к РЛС.

Потери энергии отраженных сигналов должны учитываться при расчете дальности действия РЛС по формулам (13.61). Для этого вместо скважности  $Q$  в формулу необходимо поставить скважность  $Q_{\text{пр}}$  принимаемых импульсов, которая определяется отношением

$$Q_{\text{пр}} = \frac{T_{\text{и}}}{\tau_{\text{и пр}}}, \quad (13.63)$$

где  $\tau_{\text{и пр}}$  — длительность принимаемых сигналов.

В этом случае получаем для определения максимальной дальности формулу

$$D_{\text{м ид бл}} = \sqrt[4]{\frac{AP_{\text{и ид}} Q_{\text{ст}}}{\Delta f N_0 Q_{\text{пр}}^2}}. \quad (13.64)$$

Сравнивая формулы (13.61) и (13.64), получаем

$$D_{\text{м ид бл}} = D_{\text{м ид}} \sqrt{\frac{Q}{Q_{\text{пр}}}} = D_{\text{м ид}} \sqrt{\frac{\tau_{\text{и пр}}}{\tau_{\text{и}}}}. \quad (13.65)$$

Если цель приближается к РЛС, то величина  $\tau_{\text{и пр}}/\tau_{\text{и}}$  периодически изменяется от 1 до нуля. При построении характеристик обнаружения это обстоятельство должно учитываться.

## 5. Измерение расстояний

Методы измерения расстояний в импульсно-доплеровских станциях несколько отличаются от методов измерений в обычных импульсных РЛС. Применение высокой частоты повторения импульсов приводит к тому, что интервал однозначного измерения расстояния становится относительно

небольшим по сравнению с максимально возможными дальностями обнаружения и сопровождения.

Существует ряд способов устранения неоднозначности. Например, может быть использована модуляция сигнала по частоте или по амплитуде. Отраженные сигналы сохраняют эту модуляцию. Измерять расстояние в этом случае

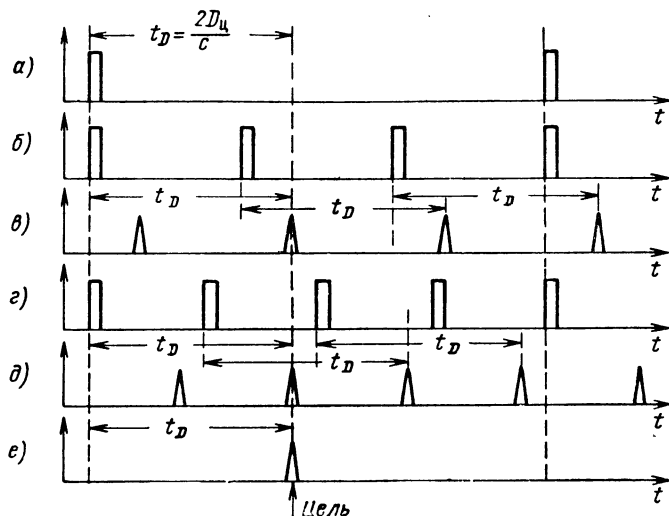


Рис. 13.20. Временные диаграммы, поясняющие принцип двухчастотного метода устранения неоднозначности по дальности:

*а* — импульсы синхронизации; *б* — излученные импульсы с частотой повторения  $F_1$ ; *в* — принимаемые импульсы частоты повторения  $F_1$ ; *г* — излученные импульсы частоты повторения  $F_2$ ; *д* — принимаемые импульсы частоты повторения  $F_2$ ; *е* — импульсы на выходе схемы совпадений, на которую поступают импульсы с частотами повторения  $F_1$  и  $F_2$ .

можно фазовым методом, сравнивая фазы модулирующего сигнала при излучении и приеме сигналов. Большинство таких методов, однако, ухудшают свойства импульсно-доплеровских РЛС при обнаружении целей на фоне мешающих отражений. Любая модуляция приводит к появлению дополнительных боковых частот левее и правее каждой линии спектра принимаемого сигнала. Спектры сигналов, отраженных от поверхности земли, также группируются около всех составляющих спектра модулированного сигнала. Помехи в результате этого могут заполнить все свободные участки в спектре, и обнаружение сигналов существенно ухудшается.

Одновременное применение нескольких частот повторения импульсов или последовательный переход от одной частоты повторения к другой позволяет устранить недостатки, отмеченные выше. Принцип действия РЛС, имеющей две или больше последовательностей импульсов с различными частотами повторения, которые получены от одной опорной частоты  $F_{оп}$  путем умножения в различное некратное число раз, поясним, используя рис. 13.20. На временной диаграмме *a* показаны импульсы с частотой повторения, равной опорной частоте  $F_{оп}$ . Излученные импульсы с более высокими частотами повторений показаны на диаграммах *б* и *г*. Эти частоты повторений соответственно в три и четыре раза выше опорной. На диаграммах *в* и *д* показаны отраженные импульсные сигналы. Однозначно определить расстояние до цели по каждой из последовательностей импульсов практически невозможно, так как период повторений импульсов значительно меньше времени задержки каждого отраженного импульса. Неоднозначность можно устранить, если подать эти две последовательности принятых импульсов (диаграммы *в* и *д*) на схему совпадений. Совпадение импульсов возможно только один раз за период повторения импульсов с опорной частотой. Полученный на выходе импульс имеет задержку во времени относительно опорных импульсов  $t_D$ , которая соответствует расстоянию до цели  $D = \frac{ct_D}{2}$ . Этот метод обеспечивает однозначное измерение расстояний при использовании высоких частот повторения импульсов. Период опорной частоты  $T_{оп} = 1/F_{оп}$  выбирают так, чтобы максимально возможная задержка отраженных сигналов от наиболее удаленной цели была меньше этого периода  $t_{D \text{ макс}} \leq T_{оп}$ .

## ОДНОКАНАЛЬНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ РЛС СО СПЕЦИАЛЬНЫМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ

### 14.1. Общие сведения

Как было показано, эффективность обнаружения сигналов определяется отношением их энергии к плотности шума и не зависит от их формы. Что касается разрешающей способности и точности, то эти параметры радиолокационной станции зависят от формы зондирующего сигнала. Чем шире спектр сигнала, тем лучше разрешающая способность радиолокационной станции и выше точность измерения координат целей. Поэтому в радиолокации стремятся использовать сигналы, у которых произведение длительности  $\tau_c$  на ширину спектра  $\Delta f_{\text{сн}}$  достигает максимального значения.

Этому условию не удовлетворяют сигналы простейшей формы, для которых  $\tau_c \Delta f_{\text{сн}} \approx 1$ . Единственный способ увеличения энергии таких сигналов — повышение мощности передающего устройства РЛС. Однако этот путь ограничен возможностями электровакуумных приборов (магнетронов, клистронов), источников питания, опасностью пробоя изоляторов и волноводных линий передачи. С этим приходится особенно считаться при создании самолетной аппаратуры, предназначенной для работы на больших высотах.

Другой путь увеличения произведения  $\tau_c \Delta f_{\text{сн}}$  состоит в применении сигналов сложной формы. Так, например, осуществляя амплитудную или, лучше, частотную или фазовую модуляцию зондирующих радиопульсов, можно значительно расширить их спектр.

На практике чаще всего используются линейная частотная модуляция и фазовая манипуляция сигналов.

## 14.2. Радиолокационные станции с внутриимпульсной частотной модуляцией

Прежде всего уясним, что представляет собой оптимальный фильтр для радиоимпульса с линейной частотной модуляцией.

Известно [10, 11, 20, 27], что передаточная функция оптимального фильтра

$$k(j\omega) = ax^*(j\omega) \exp(-j\omega t_0), \quad (14.1)$$

где  $a$  — произвольный постоянный коэффициент;  
 $x^*(j\omega) = x(-j\omega)$  — комплексно сопряженный спектр сигнала;  
 $t_0$  — некоторый фиксированный момент времени, в который производится измерение напряжения на выходе фильтра.

Таким образом, частотная характеристика оптимального фильтра с точностью до постоянного множителя совпадает с амплитудным спектром сигнала

$$k(\omega) = ax(\omega),$$

а фазовая характеристика — с фазовым спектром

$$\varphi(\omega) = -[\varphi_c(\omega) + \omega t_0].$$

Применительно к радиоимпульсу с линейной частотной модуляцией и колокольной огибающей

$$x(t) = A_0 \exp(-\gamma^2 t^2) \exp[j(\omega_0 t + bt^2)], \quad (14.2)$$

спектр

$$\begin{aligned} x(j\omega) &= x(\omega) \exp[j\varphi(\omega)] = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j\omega t) dt = \\ &= A_0 \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-(\gamma^2 - jb)t^2 + j(\omega - \omega_0)t\} dt. \end{aligned}$$

Дополним показатель степени экспоненциального члена до полного квадрата, тогда

$$\begin{aligned} x(j\omega) &= A_0 \exp\left[-\frac{(\omega - \omega_0)^2}{4(\gamma^2 - jb)}\right] \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\left[\sqrt{\gamma^2 - jb}t + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{(\omega - \omega_0)}{2\sqrt{\gamma^2 - jb}}\right]^2\right\} dt. \end{aligned}$$



Перейдя к новой переменной

$$y = \sqrt{\gamma^2 - jb}t + \frac{(\omega - \omega_0)}{2\sqrt{\gamma^2 - jb}},$$

получим

$$x(j\omega) = \frac{A_0}{\sqrt{\gamma^2 - jb}} \exp \left[ -\frac{(\omega - \omega_0)^2}{4(\gamma^2 - jb)} \right] \int_{-\infty}^{\infty} e^{-y^2} dy.$$

Определенный интеграл

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-y^2} dy = \sqrt{\pi},$$

поэтому

$$x(j\omega) = \frac{A_0 \sqrt{\pi}}{\sqrt{\gamma^2 - jb}} \exp \left[ -\frac{(\omega - \omega_0)^2}{4(\gamma^2 - jb)} \right].$$

Избавившись от мнимости в знаменателях, находим

$$x(j\omega) = \frac{A_0 \sqrt{\pi}}{\sqrt{\gamma^4 + b^2}} \exp \left[ -\gamma^2 \frac{(\omega - \omega_0)^2}{4(\gamma^4 + b^2)} \right] \times \\ \times \exp \left\{ -j \left[ b \frac{(\omega - \omega_0)^2}{4(\gamma^4 + b^2)} - \frac{1}{2} \arctg \frac{b}{\gamma^2} \right] \right\}. \quad (14.3)$$

Таким образом, передаточная функция оптимального фильтра с точностью до постоянного множителя

$$k(j\omega) = \exp \left[ -\gamma^2 \frac{(\omega - \omega_0)^2}{4(\gamma^4 + b^2)} \right] \exp j \left[ \frac{b(\omega - \omega_0)^2}{4(\gamma^4 + b^2)} - \frac{1}{2} \arctg \frac{b}{\gamma^2} - \omega t_0 \right]. \quad (14.4)$$

Следовательно, амплитудно-частотная характеристика фильтра с точностью до постоянного множителя

$$k(\omega) = \exp \left[ -\gamma^2 \frac{(\omega - \omega_0)^2}{4(\gamma^4 + b^2)} \right], \quad (14.5)$$

а фазо-частотная характеристика

$$\Phi_{\phi}(\omega) = b \frac{(\omega - \omega_0)^2}{4(\gamma^4 + b^2)} - \frac{1}{2} \arctg \frac{b}{\gamma^2} - \omega_0 t_0. \quad (14.6)$$

Как видно, амплитудно-частотная характеристика оптимального фильтра повторяет амплитудный спектр сигнала (рис. 14.1). Ширина этого спектра на уровне 0,37

$$\Delta\omega = \omega_{\text{сн}} - \omega_0 = \frac{2}{\gamma} \sqrt{\gamma^4 + b^2}.$$

Фазо-частотная характеристика имеет вид, показанный на рис. 14.1.

Напряжение на выходе оптимального фильтра

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(j\omega) k(j\omega) \exp j\omega t d\omega = \\
 &= \frac{A_0}{2 \sqrt{\pi} \sqrt[4]{\gamma^4 + b^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[ -\gamma^2 \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2(\gamma^4 + b^2)} \right] \times \\
 &\times \exp j\omega(t - t_0) d\omega = A_0 \sqrt[4]{\frac{1}{2} \left( 1 + \frac{b^2}{\gamma^4} \right)} \times \\
 &\times \exp \left[ -\frac{\gamma^4 + b^2}{2\gamma^2} (t - t_0)^2 \right] \exp j\omega_0(t - t_0). \quad (14.7)
 \end{aligned}$$

Как видно, на выходе оптимального фильтра будет действовать радиоимпульс тоже с колокольной огибающей,

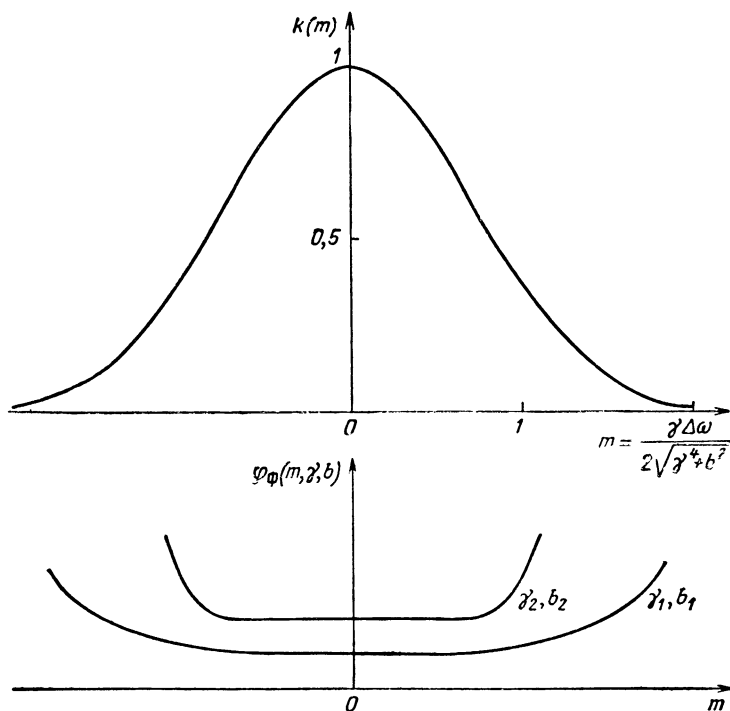


Рис. 14.1. Амплитудно- и фазочастотная характеристики оптимального фильтра для импульса с линейной частотной модуляцией и колокольной огибающей.

но уже без частотной модуляции (рис. 14.2). Максимум огибающей этого импульса соответствует времени  $t = t_0$ , а его ширина определяется множителем

$$\exp \left[ -\frac{\gamma^4 + b^2}{2\gamma^2} (t - t_0)^2 \right].$$

Ширина импульса на выходе фильтра при отсутствии частотной модуляции, т. е. при  $b = 0$ , определяется членом  $\exp \left[ -\frac{\gamma^2}{2} (t - t_0)^2 \right]$ . Сопоставляя эти два выражения, замечаем, что оптимальный фильтр производит сжатие сигнала во времени. Коэффициент сжатия можно выразить отношением длительностей импульсов на выходе фильтра при наличии и отсутствии частотной модуляции входного сигнала

$$k_{\text{сж}} = \sqrt{1 + \frac{b^2}{\gamma^4}} \approx \Delta f_m \tau_{\text{и}}.$$

Следовательно, степень сжатия сигнала оптимальным фильтром зависит от произведения девиации частоты  $\Delta f_m$  входного импульса на его длительность  $\tau_{\text{и}}$ .

Что касается амплитуды импульса на выходе, то, как следует из (14.7) и (14.2),

$$\frac{y(t_0)}{x(0)} = \sqrt[4]{\frac{1}{2} \left( 1 + \frac{b^2}{\gamma^4} \right)} = \sqrt{\frac{k_{\text{сж}}}{2}},$$

т. е. она в  $\sqrt{\frac{k_{\text{сж}}}{2}}$  раз больше амплитуды импульса на входе фильтра. Такое увеличение амплитуды выходного импульса происходит потому, что фазовая характеристика фильтра изменяет фазы составляющих спектра таким образом, что в момент времени  $t_0$  на выходе фильтра все они действуют синфазно и складываются наивыгоднейшим образом. Что касается уменьшения длительности импульса, то его следует рассматривать как изменение фильтром формы сигнала. Ширина спектра сигнала на выходе фильтра определяется малой длительностью радиоимпульса, а сигнала на входе — не столько его длительностью, сколько наличием частотной модуляции.

Так как оптимальный фильтр представляет собой пассивную систему, то энергия сигнала на выходе должна быть такой же, как и на его входе. Поэтому увеличение амплитуды импульса неизбежно вызывает соответствующее

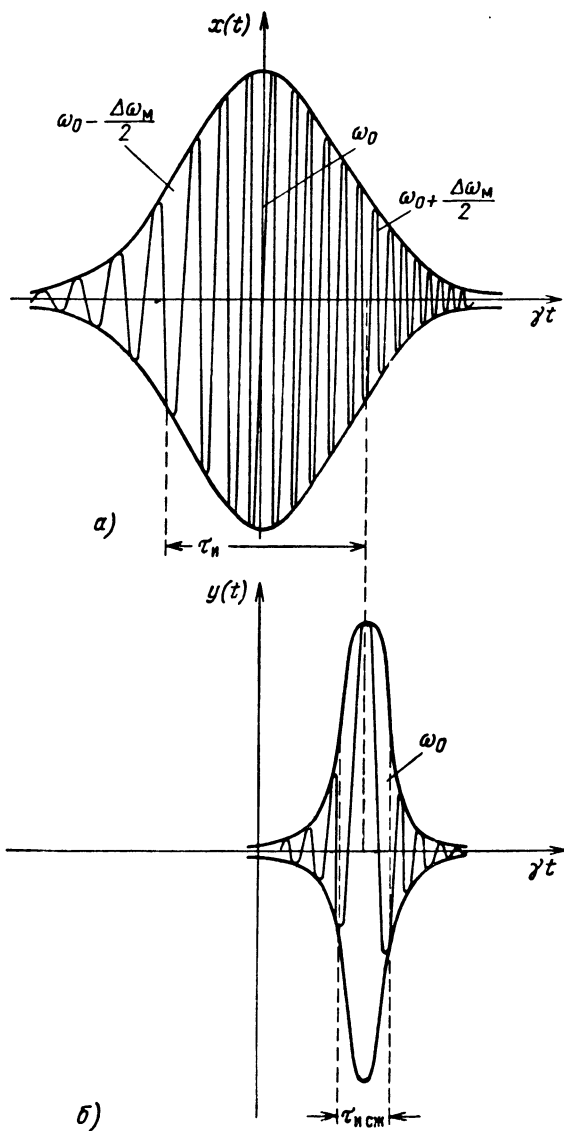


Рис. 14.2. Напряжения на входе (а) и выходе (б) оптимального фильтра.

уменьшение его длительности. Естественно, что при такой трансформации сигнала отношение  $q_0 = \frac{2E_c}{N_0}$  не изменяется. Поэтому условия обнаружения сигнала не изменяются, но улучшается разрешающая способность и точность измерения параметра.

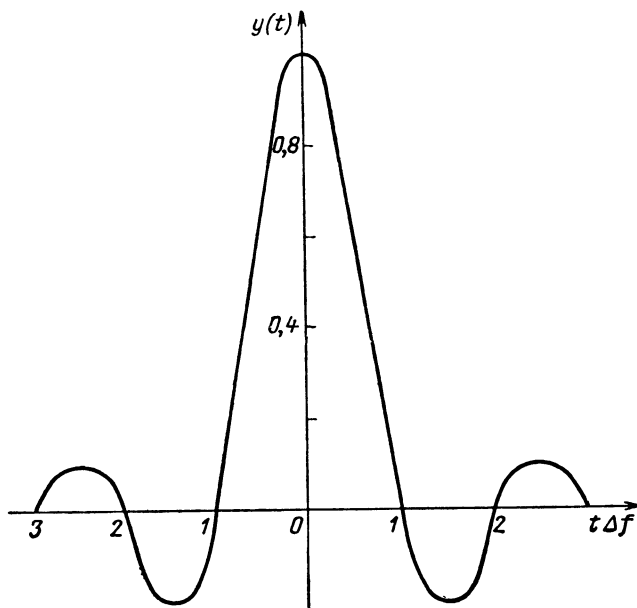


Рис. 14.3. Огибающая напряжения на выходе оптимального фильтра для прямоугольного импульса с линейной частотной модуляцией.

В случае, если огибающая входного сигнала имеет прямоугольную форму, то при линейной частотной модуляции напряжение на выходе оптимального фильтра

$$y(t) \approx A_0 \sqrt{k_{сж}} \frac{\sin \frac{\Delta\omega_M}{2} (t-t_0)}{\frac{\Delta\omega_M}{2} (t-t_0)} \exp j\omega_0 (t-t_0). \quad (14.8)$$

Как видно, и в этом случае в выходном сигнале будет отсутствовать частотная модуляция. Его огибающая будет иметь вид функции  $\frac{\sin x}{x}$  (рис. 14.3). Наличие весьма боль-

ших так называемых «боковых лепестков», безусловно, является нежелательным. Для снижения их необходимо изменить форму характеристики фильтра. Однако это приведет к уменьшению на выходе фильтра отношения сигнал/шум и увеличению длительности импульса (его главного, т. е. центрального, лепестка). Так, при уменьшении уровня боковых лепестков с 13,5 до 33 дБ длительность центрального лепестка увеличивается почти в 1,5 раза [28, 29].

Генерация сигналов с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией обычно осуществляется пассивным методом. Идея этого метода базируется на том, что при воздействии короткого импульса, являющегося приближением дельта-функции, на фильтр, амплитудночастотная характеристика которого идентична рассмотренному выше оптимальному фильтру, а фазочастотные характеристики представляют зеркальные изображения друг друга, на выходе получается сигнал с внутриимпульсной частотной модуляцией. Это следует из того, что импульсная характеристика фильтра представляет собой обратное преобразование Фурье от частотной характеристики цепи:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} k(j\omega) \exp j\omega t d\omega.$$

Известно, что импульсная характеристика численно равна выходному сигналу, вызываемому единичным импульсом (дельта-импульсом). Так как передаточная функция оптимального фильтра согласована с сигналом, то, заменив  $k(j\omega)$  его значением из (14.1), получим

$$h(t) = \frac{a}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(-j\omega) \exp j\omega(t-t_0) d\omega.$$

Правая часть этого равенства представляет собой обратное преобразование Фурье, которое устанавливает связь между спектром сигнала и его временной функцией:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(-j\omega) \exp j\omega(t-t_0) d\omega = x(t-t_0).$$

Таким образом,

$$h(t) = ax(t_0 - t). \quad (14.9)$$

Следовательно, при воздействии на оптимальный фильтр дельта-функции на выходе появляется напряжение, являющееся зеркальным изображением того сигнала, с которым согласован этот фильтр.

На практике вместо дельта-импульса используется короткий импульс, ширина спектра которого достаточна, чтобы перекрыть полосу, соответствующую спектру формируемого сигнала. Что касается фильтра, с помощью которого производится формирование импульса с линейной частотной модуляцией, то проще всего использовать для этой цели тот же фильтр, который применяется для сжатия эхосигнала. Для того чтобы фазовый спектр полученного таким образом сигнала имел противоположный знак фазо-частотной характеристике сжимающего фильтра, применяют преобразование боковой полосы частот. Обычно такое преобразование осуществляется путем применения в передающем и приемном трактах РЛС двух гетеродинов, настроенных на разные частоты.

Что касается оптимального фильтра, то его можно реализовать в виде линии задержки с отводами, к которым присоединяются усилители, объединенные одной нагрузкой (рис. 14.4) [16]. Коэффициенты усиления выбираются так, чтобы при подаче на вход импульса, длительность которого равна времени задержки на участке линии между двумя соседними отводами, получить на нагрузке напряжение заданной формы.

Второй путь, по которому идут при создании оптимальных фильтров для прямоугольных импульсов с линейной частотной модуляцией, заключается в упрощении задачи: огибающая спектра сигнала принимается аналогичной характеристике резонансного фильтра, а фазовая характеристика считается квадратичной параболой.

Это позволяет синтезировать оптимальный фильтр в виде полосового резонансного усилителя и четырехполюсника с квадратичной фазовой характеристикой и равномерной амплитудной характеристикой. В качестве такого четырехполюсника можно использовать минимально-фазовые цепи скрещенного типа, применяемые в технике связи для коррекции фаз [10].

Недостаток такого способа построения оптимальных фильтров заключается в том, что для получения значительных коэффициентов сжатия требуется большое число звеньев.

Существенное влияние на работу РЛС с внутриимпульсной частотной модуляцией оказывает доплеровское смещение частоты эхо-сигналов, отраженных от подвижных

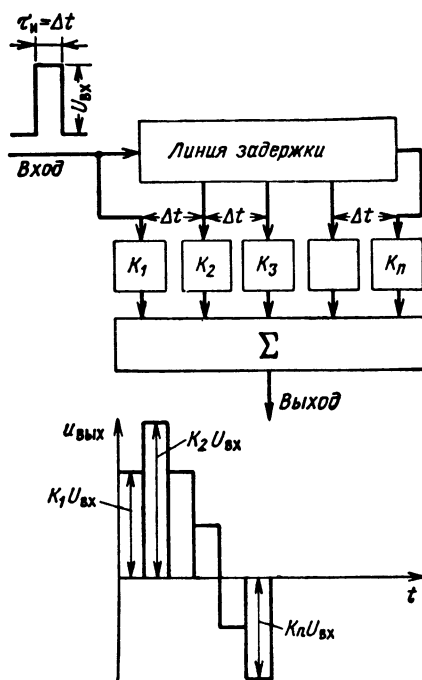


Рис. 14.4. Схема оптимального фильтра.

целей. В этом случае имеет место рассогласование характеристик фильтра с сигналом, что ухудшает форму сжатого импульса, уменьшает амплитуду, расширяет главный лепесток и увеличивает боковые лепестки.

### 14.3. Радиолокационные станции с внутриимпульсной фазовой манипуляцией

Расширить спектр сигнала при одновременном увеличении его длительности можно также путем применения шумовых сигналов. Следует, однако, заметить, что на практике такой способ распространения пока не получил из-за



тех трудностей, которые имеют место при его реализации. Основная сложность заключается в том, что обработка сигналов в таких РЛС должна производиться в корреляционных приемниках, для которых необходимо иметь «копию» излученного, т. е. шумового сигнала. Эта «копия» должна запоминаться на время запаздывания эхо-сигнала. Осуществление на практике такого запоминания шумового сигнала представляет довольно сложную техническую задачу. Кроме того, возникают трудности при обнаружении сигналов, время прихода которых неизвестно. В этом случае необходимо применять в РЛС поиск по дальности, что значительно увеличивает время обзора.

Выход из создавшегося положения заключается в применении так называемых шумоподобных сигналов. Примером таких сигналов могут служить высокочастотные колебания, фаза которых изменяется через некоторые интервалы времени  $\Delta t$ . Манипуляция фазы производится таким образом, чтобы спектр сигнала был достаточно широким, приближающимся к спектру шумового сигнала. «Запоминание» закона манипуляции фазы производится с помощью оптимального фильтра, который в этом случае представляет собой устройство, близкое к тому, которое было рассмотрено в предыдущем параграфе (см. рис. 14.4).

Хотя принципиально фазу можно изменять на любой угол, на практике чаще всего используется манипуляция на  $180^\circ$ . Таким образом, на «кодowych» интервалах  $\Delta t$  фазы колебаний могут отличаться друг от друга на  $\pi$ .

Основная трудность составления кода, по которому манипулируется фаза, заключается в том, что необходимо обеспечить большую протяженность кода, т. е. неповторяемость закона изменения фазы для возможно большего количества временных интервалов  $\Delta t$ . При этом необходимо выполнить и второе условие, а именно: напряжение на выходе оптимального фильтра, которое, как известно, представляет собой автокорреляционную функцию сигнала (в данном случае фазоманипулированного), не должно иметь больших «боковых лепестков» или, как принято их называть, остатков.

В настоящее время известно большое количество кодов, удовлетворяющих этим требованиям. К ним прежде всего относятся: коды Баркера [54], Хаффмена [30], коды нулевой последовательности [52] и т. д.

Протяженность кодов Баркера ограничена 13 знаками. В табл. 14.1 приведена последовательность изменения фаз кода Баркера при различной его «длине» ( $N$ ).

Таблица 14.1

Число кодовых интервалов	Изменения фазы на кодовых интервалах												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
3	0	0	$\pi$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5	0	0	0	$\pi$	0	—	—	—	—	—	—	—	—
7	0	0	0	$\pi$	$\pi$	0	$\pi$	—	—	—	—	—	—
11	0	0	0	$\pi$	$\pi$	$\pi$	0	$\pi$	$\pi$	0	$\pi$	—	—
13	0	0	0	0	0	$\pi$	$\pi$	0	0	$\pi$	0	$\pi$	0

Корреляционные функции огибающих сигналов, фаза которых манипулирована кодом Баркера различной «протяженности», изображены на рис. 14.5.

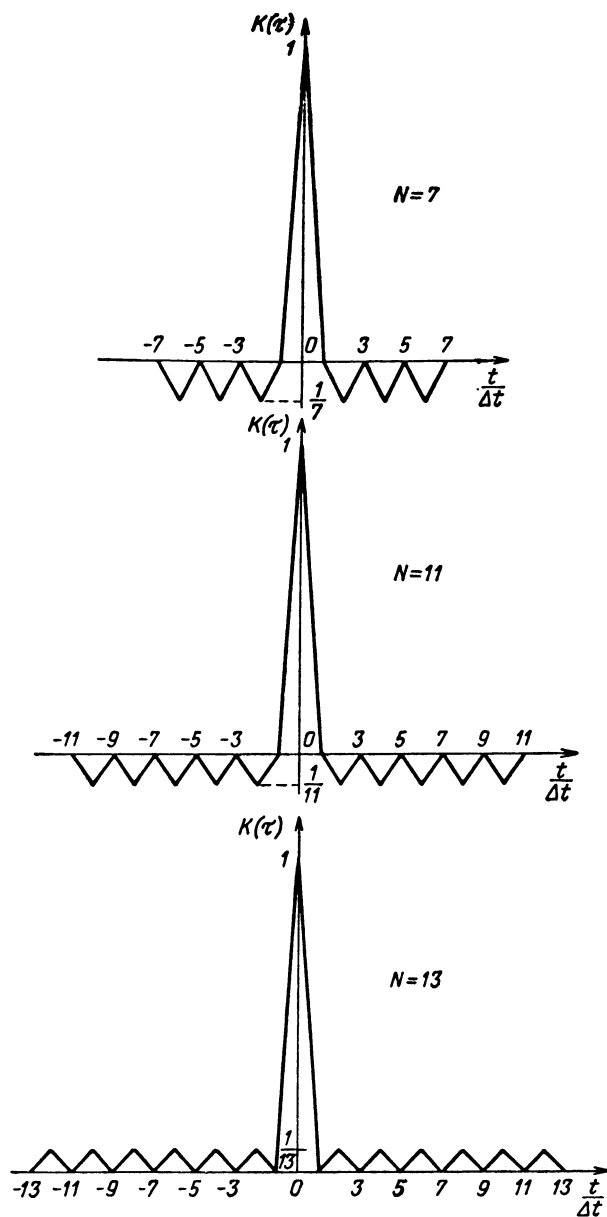
Формирование таких сигналов осуществляется с помощью балансного модулятора БМ, генератора высокой частоты ГВЧ ( $\omega_0$ ) и источника управляющих импульсов (рис. 14.6). Последний состоит из генератора импульсов ГИ, линии задержки с отводами и сумматора.

Генератор импульсов вырабатывает импульсы длительностью  $\tau_{\text{и}} = \Delta t$ . Линия задержки имеет  $(N - 2)$  отводов, которые располагаются так, чтобы задержка сигнала между двумя соседними отводами была равна  $\Delta t$ . В сумматоре производится сложение импульсов со всех отводов со знаками, которые определяются кодом. Временные диаграммы, показанные на рис. 14.7, иллюстрируют принцип работы схемы.

{Оптимальный фильтр для такого сигнала состоит из линии задержки с отводами и сумматора (рис. 14.8).

Параметры этой линии такие же, как и формирующей. Порядок чередования знаков, с которыми производится суммирование напряжений с отводов, выбирается обратным тому, который был при формировании.

Коды нулевой последовательности имеют значительно большую протяженность. Для них  $N$  достигает 1000 и даже 2000—4000. Формирование управляющих импульсов такой



**Рис. 14.5.** Корреляционные функции огибающих сигналов, фаза которых манипулирована кодом Баркера.

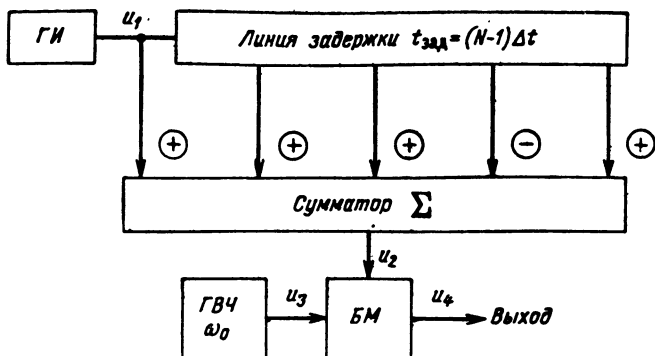


Рис. 14.6. Схема формирующего устройства фазокодоманипулированных сигналов.

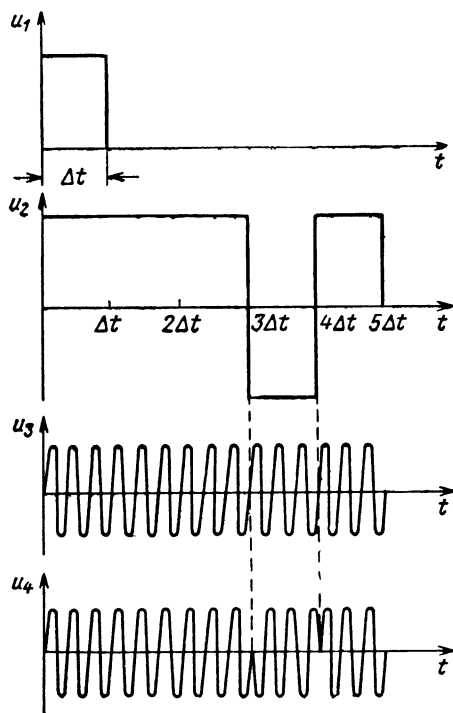


Рис. 14.7. Временные диаграммы, поясняющие работу формирующего устройства фазокодоманипулированных сигналов.

последовательности осуществляется с помощью устройства, состоящего из генератора импульсов, линии задержки с отводом и логических элементов типа «ИЛИ» и «сумматора»

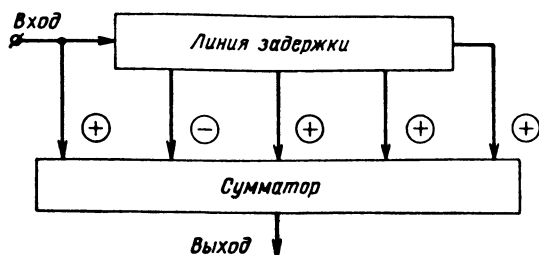


Рис. 14.8. Схема оптимального фильтра фазокодоманипулированного сигнала.

по модулю два». Хуже обстоит дело с оптимальным фильтром, длинная линия которого должна задерживать сигнал на время  $t_{\text{зад}} = (N - 1) \Delta t$  и иметь большое количество отводов  $(N - 2)$ .

Тем не менее такие кодовые последовательности весьма перспективны. Коэффициент сжатия сигнала для них достигает большой величины

$$k_{\text{сж}} = N.$$

Следовательно, эти сигналы обеспечивают высокую разрешающую способность и точность РЛС при большой длительности зондирующего сигнала.

Ширину спектра фазоманипулированного сигнала можно ориентировочно оценить величиной

$$\Delta f_{\text{сп}} \approx \frac{1}{\Delta t}.$$

## РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ С НЕПРЕРЫВНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

### 15.1. Общая характеристика

Многие недостатки импульсных РЛС, отмеченные ранее (например, в § 13.4), могут быть устранены, если применять непрерывное излучение сигналов (РЛС с НИ). Излучения могут быть как модулированные, так и немодулированные.

Отметим ряд достоинств РЛС с НИ по сравнению с импульсными устройствами:

1. Обнаружение подвижных целей и подавление пассивных помех выполняется более эффективно, чем в любом другом типе РЛС.

2. Обеспечивается однозначное определение скорости целей. Кроме того, обнаружение цели по ее доплеровской частоте, как правило, имеет большую вероятность, так как скорость цели является более постоянным, относительно мало изменяющимся параметром.

3. Нет ограничений в предельной скорости, при которой еще можно обнаружить цель. Нет также ограничений в работе РЛС на малых расстояниях до цели.

4. Ряд узлов РЛС более прост. Это в наибольшей степени относится к передающему устройству. При конструировании не возникает проблемы обеспечения большой импульсной мощности передатчика. Установлено, что для получения одной и той же дальности действия вес передающих устройств РЛС с НИ примерно в 2—3 раза меньше, чем у импульсных.

Однако РЛС с НИ имеют и ряд существенных недостатков, которые ограничивали их применение. К таким недостаткам относятся:

- 1) сложность развязки приемного и передающего трактов при работе на одну антенну;

2) более сложные индикаторные устройства, особенно при обеспечении индикации многих целей по нескольким параметрам.

Ниже рассматриваются принципы действия и некоторые характеристики различных типов РЛС с НИ.

## 15.2. Доплеровские радиолокационные станции

Для выявления особенностей действия РЛС непрерывного излучения с селекцией целей по частоте Доплера рассмотрим простейший вид РЛС данного типа (рис. 15.1). Имеется передатчик непрерывного излучения, работающий на антенну 1. Отраженные от цели сигналы совместно

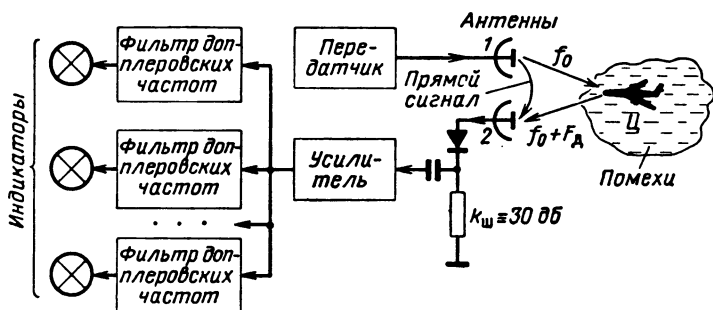


Рис. 15.1. Блок-схема доплеровской РЛС непрерывного излучения.

с прямым сигналом от передатчика поступают на вход простого детекторного приемника, состоящего из полупроводникового диода, усилителя низких частот и набора фильтров для выделения доплеровских частот. В детекторе происходит выделение низкочастотных колебаний, включающих все составляющие с доплеровскими частотами, сигналов, отраженных от цели, от различных мешающих объектов, от земли и т. п.

В простейшем случае применение детекторного приемника оправдано тем, что из-за влияния прямого сигнала, перегружающего усилители, и наличия паразитной модуляции в передатчике чувствительность его оказывается не хуже чувствительности других типов приемников,

например супергетеродинных. Нужно отметить, что паразитная шумовая модуляция сигналов передатчика является одним из основных факторов, уменьшающих чувствительность доплеровских РЛС и ограничивающих их возможности по выделению движущихся целей. Паразитная модуляция сигнала передатчика приводит к расширению спектральной линии отраженного сигнала. Кроме того, эта модуляция попадает в приемное устройство по каналу прямого сигнала, который служит опорным колебанием. Опорный сигнал, как правило, в значительной степени отличается по амплитуде от приходящих полезных сигналов, и наличие даже небольшой модуляции в этом сигнале может привести к маскировке полезного сигнала. Например, если превышение опорного сигнала над отраженным составляет  $10^3$ , то паразитная модуляция должна быть не более 0,1%. Любая паразитная амплитудная модуляция опорного сигнала будет детектироваться и выделяться на выходе детектора в канале усиления. Очень низкие и очень высокие частоты отфильтровываются, но любая частота модуляции, соответствующая доплеровским частотам движущейся цели, не может быть отфильтрована. Причины появления паразитной модуляции различны: фон источников питания, микрофонные эффекты и др.

Если предположить, что имеется фон, и коэффициент модуляции фоном положить равным  $m_\Phi$ , то мощность паразитной фоновой модуляции может быть записана как

$$P_\Phi = \gamma P_{\text{изл}} m_\Phi^2,$$

где  $P_{\text{изл}}$  — мощность излучения;

$\gamma P_{\text{изл}}$  — мощность опорного сигнала.

Потребуем, чтобы этот шум был меньше внутренних шумов приемника. Тогда

$$\gamma P_{\text{изл}} m_\Phi^2 \leq 2kT k_{\text{ш}} \Delta f, \quad (15.1)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;

$\Delta f$  — полоса выходного фильтра системы;

$k_{\text{ш}}$  — коэффициент шумов.

Условие (15.1) накладывает требование на допустимую величину коэффициента модуляции

$$m_\Phi \leq \sqrt{\frac{2k_{\text{ш}} k T \Delta f}{\gamma P_{\text{изл}}}}. \quad (15.2)$$



Чем больше коэффициент передачи опорного сигнала  $\gamma$ , тем более жесткие требования предъявляются к коэффициенту модуляции. Например, если опорный сигнал образуется за счет взаимной связи между антеннами, то величина  $\gamma$  примерно равна  $10^{-7}$ . В этом случае для  $k_m = 20$ ,  $\Delta f = 1000$  *гц*,  $P_{изл} = 100$  *вт* имеем  $m_\phi \leq 4 \cdot 10^{-6}$ . Это требование весьма трудно удовлетворить на практике. Требуются различные антиударные устройства, звуковая изоляция, высокоэффективные стабилизаторы питающих напряжений.

Наличие фазовой модуляции в опорном сигнале не создает непосредственно помехи в усилителе доплеровской частоты. Однако косвенным путем она может привести к ряду искажений. Появление паразитной фазовой модуляции приводит к появлению ошибок при точном определении скорости цели. Предположим, что передатчик имеет паразитную фазовую модуляцию. Запишем это в виде соотношения

$$u_{изл} = U_{изл} \sin(2\pi f_0 t + \Delta\phi_m \sin 2\pi F t),$$

где  $\Delta\phi_m$  — максимальное изменение фазы.

Паразитная фазовая модуляция с частотой  $F$  накладывается на доплеровскую частоту  $F_d$ . Это создает максимальную ошибку измерения скорости  $\Delta V_m$ . Так как

$$F_d \pm \Delta F_d = \frac{2(V \pm \Delta V_m)}{\lambda}, \quad (15.3)$$

где  $V$  — скорость цели, то справедливо соотношение

$$\frac{\Delta F_d}{F_d} = \frac{\Delta V_m}{V}.$$

Величина  $\Delta F_d$  может быть найдена из равенства

$$2\pi \Delta F_d T_n = \Delta\phi_m,$$

где  $T_n$  — время наблюдения.

Тогда

$$\Delta F_d = \frac{\Delta\phi_m}{2\pi T_n}. \quad (15.4)$$

В результате получаем соотношение

$$\frac{\Delta V_m}{V} = \frac{\Delta\phi_m}{2\pi F_d T_n}. \quad (15.5)$$

Следовательно,

$$\Delta\phi_m = \frac{\Delta V}{V} 2\pi F_d T_n. \quad (15.6)$$

Чтобы ошибка в определении скорости была не больше  $10^{-3}$  или 0,1% при  $F_d = 10^3$  *гц* и  $T_n = 10^{-2}$  *сек*, необходимо иметь  $\Delta\varphi_m = 6,3 \cdot 10^{-2}$  *рад*.

Приведенные оценки показывают, что точность системы с непрерывным излучением зависит от уровня паразитной модуляции как по амплитуде, так и по частоте и фазе.

Развязка между двумя антеннами в сантиметровом диапазоне волн не может быть получена более 30 *дб*, если они находятся рядом в свободном пространстве. Однако развязка уменьшается, если антенны закрыть общим обтекателем.

В настоящее время ряд усовершенствований в РЛС с НИ позволяет устранить некоторые из отмеченных недостатков.

Это, во-первых, применение компенсации прямого прохождения сигнала от передатчика. Такая компенсация заключается в следующем. Некоторая доля излучаемого сигнала непосредственно от передатчика передается в приемный тракт, причем амплитуда и фаза при помощи, например, ферритовых модуляторов подбираются так, чтобы амплитуда этого сигнала была равна амплитуде сигнала, просачивающегося от передатчика, а фазы были бы противоположны. При сложении сигналов на входе приемного тракта просачивающиеся колебания подавляются. Ферритовые модуляторы управляются разностным сигналом как по фазе, так и по величине, что образует замкнутую систему регулирования, автоматически корректирующую изменения в сигнале прямого просачивания, которые могут возникать из-за движения антенн при обзоре или из-за каких-либо других причин.

Техника компенсации, как указывается в литературе, позволяет получить компенсацию прямого сигнала до 60 *дб* [36].

Во-вторых, можно создать генераторные электронно-вакуумные приборы, у которых уровень как амплитудной, так и частотной шумовой модуляции на 20—30 *дб* ниже, чем у существующих приборов. Применение малощумящих электронно-вакуумных приборов, компенсация прямого сигнала и уменьшение шумов источников питания способствуют успешному развитию различных типов РЛС с НИ. Основной недостаток таких РЛС — наложение шумовых составляющих прямого сигнала на частотный спектр сигнала, отраженного от цели, — проявляется значительно меньше.

В доплеровских РЛС для выделения сигналов широко применяются различные узкополосные фильтры. Наиболее целесообразны системы автоматического измерения доплеровских частот с использованием следящих фильтров. Это позволяет, во-первых, повысить помехозащищенность систем и, во-вторых, обеспечить точное измерение частоты

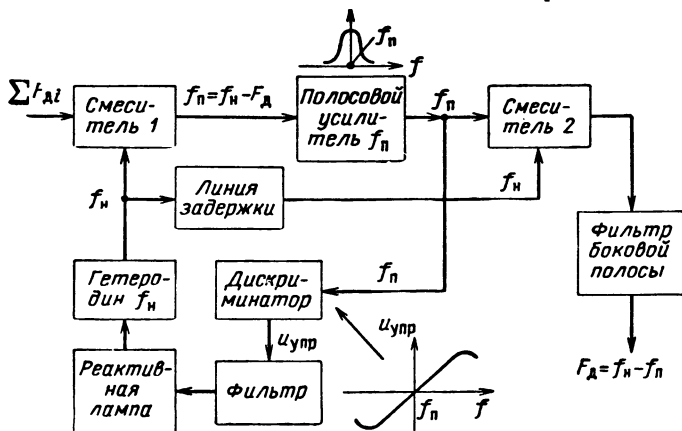


Рис. 15.2. Блок-схема следящего фильтра.

при изменении ее во времени. Автоматические частотно-следящие фильтры позволяют обеспечить захват сигнала доплеровской частоты при превышении его амплитуды над другими сигналами в полосе частот при скорости изменения частоты до 20 000 гц/сек. После обнаружения и захвата сигнала фильтр может продолжать слежение за сигналом и при наличии помех. При сопровождении изменения доплеровской частоты обычно мало, так как мало изменяется скорость цели.

На рис. 15.2 изображена блок-схема следящего фильтра [31]. Смеситель, по существу, является частотно-вычитающим устройством. Несущая частота сигнала гетеродина  $f_n$  выбирается больше частоты сигнала  $F_d$  на некоторую величину  $f_n$ . Дискриминатор после полосового фильтра настроен на частоту  $f_n$ . На его выходе постоянное управляющее напряжение служит для изменения частоты гетеродина. Для этого после фильтра напряжение подается на реактивную лампу, которая действует на гетеродин так, чтобы поддерживалось заданное значение частоты  $f_n$ .

Полоса пропускания всего следящего фильтра определяется полосой пропускания фильтра на выходе дискриминатора. Частота выделенного доплеровского сигнала может быть восстановлена применением второго смесителя, в котором частота  $f_{\text{п}}$  вычитается из частоты  $f_{\text{н}}$  сигнала, задержанного в линии задержки, в результате чего на выходе устройства появляется доплеровский сигнал, отличающийся от входного только некоторой задержкой во времени, но очищенный от других мешающих составляющих.

Полосы пропускания фильтров выбираются так, чтобы они были согласованы со временем облучения цели. Обычно время установления колебаний в фильтре  $t_{\text{у}}$  должно быть меньше времени облучения цели  $T_{\text{обл}}$

$$t_{\text{у}} < T_{\text{обл}}. \quad (15.7)$$

Время установления обратно пропорционально полосе пропускания фильтра  $\Delta f_{\text{ф}}$ :

$$t_{\text{у}} = \frac{1}{\Delta f_{\text{ф}}}. \quad (15.8)$$

Соотношение (15.7) и (15.8) позволяют получить формулу для выбора полосы пропускания фильтра

$$\Delta f_{\text{ф}} > \frac{1}{T_{\text{обл}}}. \quad (15.9)$$

Одним из недостатков доплеровских РЛС является невозможность измерения расстояния до цели.

### 15.3. Радиолокационные устройства с частотной модуляцией

В РЛС с непрерывным излучением для измерения расстояния до цели может быть применен метод частотной модуляции [6]. Устройства такого типа нашли широкое применение для измерения очень малых дальностей (1—2 м) с высокой точностью. Частотные дальномеры применяются часто как высокотомеры малых высот. РЛС с частотной модуляцией (ЧМ) применяются и в системах дальнего обнаружения.

Принцип измерения дальности частотным методом был описан в § 2.1. Поэтому здесь рассмотрим дополнительные вопросы, которые более полно освещают этот метод, и приведем краткое описание нескольких типов подобных РЛС.

# 1. Спектр преобразованного сигнала

Сигнал на выходе смесителя часто называют преобразованным сигналом.

Из рис. 2.4 видно, что в преобразованном сигнале имеются две группы импульсов частоты дальности. Первая группа имеет основную частоту  $\omega_p$ . Вторая группа является результатом взаимодействия сигнала, отраженного от цели, с излученным сигналом, соответствующим следующему периоду модуляции. Эта частота  $\omega_{pv}$ , как следует из рис. 2.4, равна:

$$\omega_{pv} = a(T_m - t_D) \quad (15.10)$$

или

$$\begin{aligned} \omega_{pv} &= 2\pi \Delta f_m F_m (T_m - t_D), \\ f_{pv} &= \Delta f_m F_m (T_m - t_D). \end{aligned} \quad (15.11)$$

По спектру преобразованного сигнала судят о свойствах РЛС с ЧМ. Найдем спектр преобразованного сигнала для импульсов с частотой  $\omega_p$ . Так как импульсы биений повторяются с периодом  $T_m$ , то спектр состоит из спектральных линий, расположенных через частотные интервалы, равные  $F_m = 1/T_m$ . Положение огибающей этих спектральных линий определяется временем задержки отраженного сигнала. Линейчатая структура спектра вследствие периодичности модуляции приводит к тому, что измерение расстояния путем измерения частоты  $\omega_p$  возможно только с точностью, определяемой дискретными значениями частоты спектральных линий. Спектр огибающей  $\dot{g}(\omega)$  найдем как спектр одиночного импульса преобразованного сигнала  $u = U \cos \omega_p t$  длительностью  $(T_m - t_D)$ :

$$\dot{g}(\omega) = \int_0^{T_m - t_D} U \cos(\omega_p t) e^{-j\omega t} dt. \quad (15.12)$$

Произведем некоторые преобразования: представим, в частности,  $\cos \omega_p t$  в виде формулы Эйлера. Тогда получим

$$\dot{g}(\omega) = \int_0^{T_m - t_D} (e^{-j\omega_p t} + e^{j\omega_p t}) e^{-j\omega t} dt. \quad (15.13)$$

Достаточно рассмотреть функцию  $\dot{g}(\omega)$  для положительных значений  $\omega$  (второе слагаемое в (15.13)), так как выраже-

ние для  $\dot{g}(\omega)$  для отрицательной области частот имеет такой же вид. Тогда для функции  $\dot{g}(\omega)$  получим

$$\begin{aligned}\dot{g}(\omega) &= \frac{1}{2} U_{\text{ма}} \int_0^{T_M - t_D} e^{-j(\omega - \omega_p)t} dt = \\ &= \frac{1}{2} U_{\text{ма}} \frac{e^{-j(\omega - \omega_p)(T_M - t_D)} - 1}{j(\omega - \omega_p)} = \\ &= U_{\text{ма}} \frac{T_M - t_D}{2} \frac{\sin \left[ (\omega - \omega_p) \frac{T_M - t_D}{2} \right]}{(\omega - \omega_p) \frac{T_M - t_D}{2}} \times \\ &\quad \times \exp [j(\omega - \omega_p)(T_M - t_D)/2].\end{aligned}\quad (15.14)$$

Представляет интерес для анализа свойств системы рассмотреть модуль спектральной функции

$$\begin{aligned}|\dot{g}(\omega)| &= U_{\text{ма}} \frac{T_M - t_D}{2} \times \\ &\times \frac{\sin \left[ (\omega - \omega_p) \frac{T_M - t_D}{2} \right]}{(\omega - \omega_p) \frac{T_M - t_D}{2}}.\end{aligned}\quad (15.15)$$

Аналогично можно записать и для импульсов частоты  $\omega_{\text{рв}}$

$$|\dot{g}(\omega)|_{\text{в}} = U_{\text{ма}} \frac{t_D}{2} \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_{\text{рв}}) t_D}{2}}{\frac{(\omega - \omega_{\text{рв}}) t_D}{2}}.\quad (15.16)$$

Спектры преобразованного сигнала для различных задержек  $t_D$  показаны на рис. 15.3. В общем случае максимумы функций  $|\dot{g}(\omega)|$  и  $|\dot{g}(\omega)|_{\text{в}}$ , которые соответствуют частотам  $\omega_p$  и  $\omega_{\text{рв}}$ , не совпадают со спектральными линиями. Это зависит от соотношений между  $t_{\text{в}}$  и  $T_{\text{м}}$ .

Первые нулевые значения функций  $|\dot{g}(\omega)|$  и  $|\dot{g}(\omega)|_{\text{в}}$  определяются соотношениями

$$(\omega - \omega_p) \frac{T_M - t_D}{2} = \pm \pi \quad \text{для } |\dot{g}(\omega)|,\quad (15.17)$$

$$(\omega - \omega_{\text{рв}}) \frac{t_D}{2} = \pm \pi \quad \text{для } |\dot{g}(\omega)|_{\text{в}}.$$

Следовательно, частоты нулевых значений равны

$$\omega_{\text{н}} = \omega_{\text{р}} \pm \frac{2\pi}{T_{\text{м}} - t_{\text{Д}}} \quad \text{для } |\dot{g}(\omega)|, \quad (15.18)$$

$$\omega_{\text{нв}} = \omega_{\text{рв}} \pm \frac{2\pi}{t_{\text{Д}}} \quad \text{для } |\dot{g}(\omega)|_{\text{в}}.$$

Видно, что ширина спектра обратно пропорциональна величине  $T_{\text{м}} - t_{\text{Д}}$  для основной частоты  $\omega_{\text{р}}$  и  $t_{\text{Д}}$  для частоты  $\omega_{\text{рв}}$ .

Если частоты  $\omega_{\text{р}}$  и  $\omega_{\text{рв}}$  являются кратными частоте повторений  $2\pi/T_{\text{м}}$ , то центральная спектральная линия

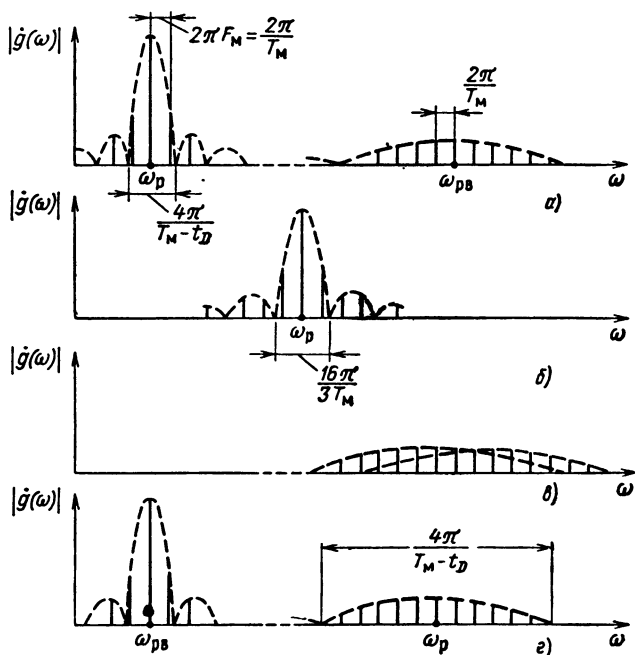


Рис. 15.3. Спектр преобразованного сигнала при различных соотношениях времени задержки и периода частотной модуляции.

совпадает с максимумом функций  $|\dot{g}(\omega)|$  или  $|\dot{g}(\omega)|_{\text{в}}$ . В пределах основного лепестка спектральной функции находится несколько спектральных линий. В случае, когда величина  $t_{\text{Д}}$  мала, в лепестке имеется только одна спек-

тральная линия (так как нули функции  $|\dot{g}(\omega)|$  совпадают с частотами спектральных линий).

Из формул (15.15) и (15.16) следует, что спектральные амплитуды центральных линий равны

$$A_{\omega_p} = U \frac{T_m - t_D}{2} \quad \text{для } \omega_p, \quad (15.19)$$

$$A_{\omega_{pв}} = U \frac{t_D}{2} \quad \text{для } \omega_{pв}.$$

На рис. 15.3, а показан спектр в случае  $t_D < T_m$ . Огибающая низкочастотного спектра (для частоты  $\omega_p$ ) не намного шире величины  $2F_m$ . Она охватывает три спектральные линии. Амплитуды боковых спектральных линий составляют только 21% от амплитуды основной составляющей. На рис. 15.3, б приведен пример для случая, когда  $t_D = T_m/4$ . Максимум несколько уменьшился, но спектр все еще достаточно узкий. На рис. 15.3, в показан спектр при  $t_D \approx T_m/2$ . Видно, что спектры верхних и нижних частот перекрываются. При больших расстояниях до цели ( $t_D > T_m/2$ ) спектры меняются местами (рис. 15.3, г). Частоты  $\omega_p$  переходят в область высоких частот, а  $\omega_{pв}$  — в область низких.

## 2. Неоднозначность измерений расстояния

В РЛС с ЧМ возможны неоднозначные измерения расстояния до цели. На рис. 15.4 показано, что преобразованные сигналы для целей  $C_1$  и  $C_2$  имеют равные частоты  $\omega_{p1} = \omega_{p2}$ . Измеренное расстояние до цели  $C_2$  представляется равным расстоянию до цели  $C_1$ .

Неоднозначность измерения расстояния имеет место, если сумма расстояний до двух целей окажется равной расстоянию  $D_T$ , соответствующему периоду модуляции

$$D_T = D_{ц1} + D_{ц2} = \frac{1}{2} c T_m. \quad (15.20)$$

На рис. 15.4 приведен случай, когда

$$D_{ц1} = \frac{1}{2} D_{ц2}.$$

Наиболее сложный случай, когда расстояния  $D_{ц1}$  и  $D_{ц2}$  близки к половине дистанции, соответствующей периоду



повторений. Амплитуды сигналов тогда примерно равны. При больших отличиях в расстояниях необходимо учитывать различия в амплитудах принимаемых сигналов для

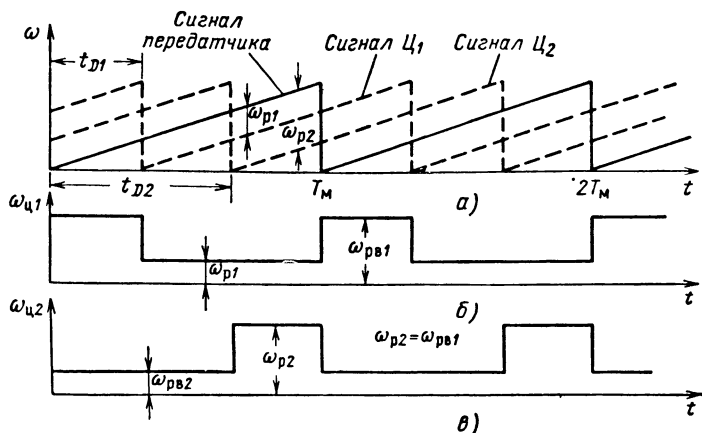


Рис. 15.4. Временные диаграммы, поясняющие появление неоднозначности в РЛС с частотной модуляцией:

а — частоты сигналов; б — частоты преобразованного сигнала 1-й цели; в — частоты преобразованного сигнала 2-й цели.

разделения целей при условии, конечно, что цели имеют примерно равные эффективные отражающие площади. Отношение мощностей сигналов равно

$$\frac{P_{ц2}}{P_{ц1}} = \frac{D_{ц1}^4}{D_{ц2}^4} = \frac{t_D^4}{(T_m - t_D)^4}. \quad (15.21)$$

Например, если  $D_{ц1} = \frac{1}{3} D_{ц2}$ , то отношение мощностей (15.21) равно 1/81, т. е. сигнал цели  $Ц_2$  на 19 дБ меньше сигнала цели  $Ц_1$ .

Для борьбы с неоднозначностью могут применяться переменные частоты модуляции. При  $t_D \rightarrow \frac{1}{2} T_m$  можно применить временную селекцию для сигналов целей  $Ц_1$  и  $Ц_2$ , так как импульсы преобразованных сигналов не совпадают во времени (рис. 15.4).

Для устранения неоднозначности целесообразно выбирать период модуляции так, чтобы выполнялось нера-

$$t_{D \text{ макс}} < \frac{1}{4} T_{\text{м}}, \quad (15.22)$$

где  $t_{D \text{ макс}}$  — задержка отраженного сигнала для наиболее удаленной цели.

Тогда для частоты модуляции  $F_{\text{м}}$  получим соотношение

$$F_{\text{м}} < \frac{c}{8D_{\text{м}}}. \quad (15.23)$$

При таком выборе частоты улучшаются также условия разделения низкочастотной и высокочастотной составляющих спектров преобразованного сигнала (рис. 15.3).

### 3. Влияние эффекта Допплера

Существенным недостатком РЛС с ЧМ является трудность измерения скорости цели по эффекту Допплера. Объясняется это тем, что изменение частоты отраженного сигнала из-за эффекта Допплера полностью переносится на частоту дальности  $\omega_p$  в преобразованном сигнале. Следовательно, в этом случае дальность измеряется с некоторой ошибкой, соответствующей приращению частоты  $\omega_p$  из-за эффекта Допплера. В случае простейшего пилообразного одностороннего закона модуляции (рис. 2.4) разделить эти две составляющие частоты  $\omega_p$  в преобразованном сигнале не представляется возможным.

Для разделения частот дальности  $\omega_p$  и доплеровских составляющих, появившихся из-за движения цели, иногда применяют двухсторонний пилообразный закон модуляции (рис. 15.5). Если цель неподвижна ( $V_{\text{ц}} = 0$ ), то разностные частоты преобразованного сигнала для возрастающего и спадающего участков «пилы» равны между собой  $\omega'_p = \omega''_p$ . При отражении от подвижной цели частота принятого сигнала имеет дополнительную составляющую, равную частоте Допплера  $\Omega_d$ . Это приводит к тому, что в преобразованном сигнале частоты для возрастающего и спадающего участков «пилы» уже не равны между собой. Разностная частота для возрастающего участка (как видно из рис. 15.5) равна

$$\omega'_p = \omega_p - \Omega_d. \quad (15.24)$$

На спадающем участке пилы

$$\omega_p'' = \omega_p + \Omega_d. \quad (15.25)$$

Для разделения частот  $\omega_p$  и  $\Omega_d$  в этом случае можно применить устройства сложения и вычитания, которые выра-

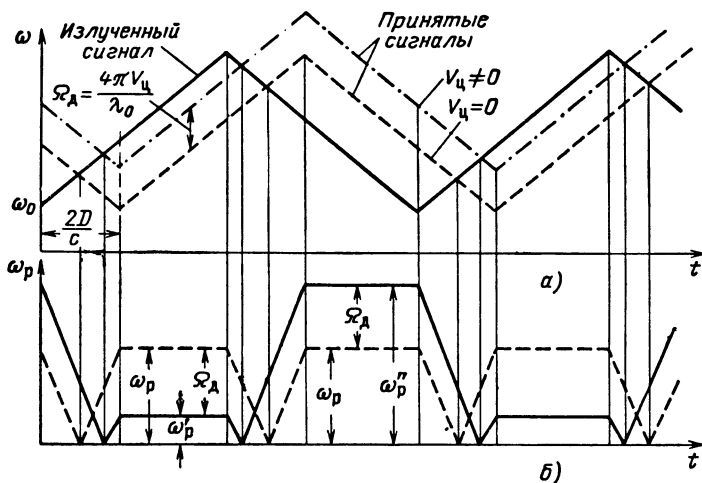


Рис. 15.5. Влияние эффекта Доплера на частоты преобразованного сигнала:

а — частоты сигналов; б — частоты преобразованных сигналов.

батывают сумму и разность частот  $\omega_p'$  и  $\omega_p''$ . Из (15.24) и (15.25) видно, что

$$\omega_p = \frac{\omega_p' + \omega_p''}{2}, \quad \Omega_d = \frac{\omega_p'' - \omega_p'}{2}. \quad (15.26)$$

#### 15.4. Типы РЛС с частотной модуляцией

Радиолокационные системы с частотной модуляцией можно классифицировать по типу спектроанализатора. Спектроанализатор может состоять из набора узкополосных фильтров, охватывающего требуемый диапазон частот дальностей. Такие РЛС с частотной модуляцией и многоканальным спектроанализатором обеспечивают одновременное наблюдение за всеми целями в пределах дальности действия РЛС.

Если же спектроанализатор РЛС состоит из одного фильтра, то такую станцию будем называть РЛС с одноканальным спектроанализатором.

Рассмотрим более подробно основные типы РЛС с ЧМ.

### 1. РЛС с многоканальным спектроанализатором

Блок-схема многоканального спектроанализатора изображена на рис. 15.6.

Спектроанализатор состоит из большого количества фильтров, которые предназначены для выделения частот дальности различных целей.

В качестве индикатора, который указывает наличие колебаний в том или ином фильтре, может служить набор

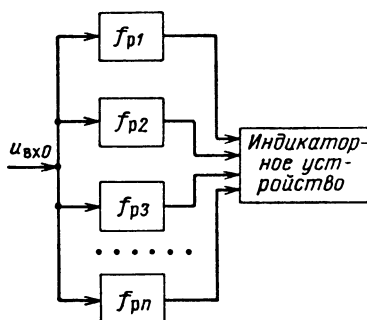


Рис. 15.6. Многоканальный спектроанализатор.

неоновых лампочек. Такое устройство является индикатором дальности. Каждому номеру фильтра или номеру лампочки соответствует определенная дальность. Как индикатор дальности может быть использована и электроннолучевая трубка (ЭЛТ) с разверткой по частоте. Подключение фильтров осуществляется при помощи коммутатора (рис. 15.7, а). Экран индикатора показан на рис. (15.7, б). Оценим разрешающую способность описываемого спектроанализатора. Цели по дальности могут различаться только в том случае, если соответствующие им частоты  $\omega_p$  отличаются между собой на величину, большую, чем

полоса пропускания фильтров. Должно, следовательно, выполняться неравенство

$$f_{p2} - f_{p1} > \Delta f_{\Phi}, \quad (15.27)$$

где  $\Delta f_{\Phi}$  — полоса пропускания фильтров частоты дальности.

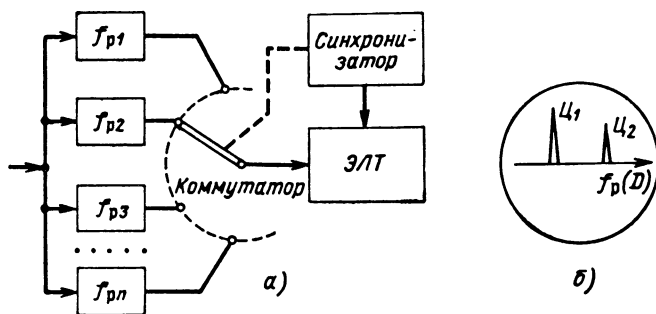


Рис. 15.7. Многоканальный спектроанализатор с коммутацией каналов.

Так как частоты дальности можно записать в виде

$$f_{p1} = \frac{2F_M \Delta f_M}{c} D_1, \quad f_{p2} = \frac{2F_M \Delta f_M}{c} D_2, \quad (15.28)$$

то условие (15.27) перепишем как

$$\delta D = D_2 - D_1 \geq \frac{\Delta f_{\Phi} c}{2 \Delta f_M F_M}. \quad (15.29)$$

Итак, разрешающая способность РЛС с ЧМ определяется полосой фильтра и параметрами модуляции. Можно сравнить выражение (15.29) с соответствующим выражением для импульсной РЛС. Если обозначить через  $N_{\Phi}$  число фильтров, которые охватывают весь диапазон девиации частоты или всю полосу спектра, то

$$N_{\Phi} = \frac{\Delta f_M}{\Delta f_{\Phi}}. \quad (15.30)$$

Величину  $T_M/N_{\Phi}$  назовем разрешаемым временем и обозначим  $\tau_p$ :

$$\tau_p = \frac{T_M}{N_{\Phi}} = \frac{1}{F_M N_{\Phi}}. \quad (15.31)$$

Тогда из формулы (15.29) с учетом (15.30) (и 15.31) получим

$$\delta D = \frac{c}{2N_{\Phi} F_{\text{м}}} = \frac{c\tau_p}{2}. \quad (15.32)$$

Структура этой формулы соответствует выражению для разрешающей способности импульсной станции

$$\delta D = \frac{c\tau_{\text{и}}}{2}. \quad (15.33)$$

Если величину  $\tau_p$  выбрать равной  $\tau_{\text{и}}$ , то разрешающие способности обоих типов РЛС будут одинаковы. При этом условия будут равными также полосы спектров сигналов РЛС с ЧМ и РЛС импульсного типа.

## 2. РЛС с одноканальным спектроанализатором

Для РЛС этого типа характерным является поиск по дальности, так как в каждый данный момент времени на выходе спектроанализатора можно получить сведения только с определенного участка дальности. Станции этого типа могут быть разделены на два класса:

1) РЛС с перестройкой фильтра, анализирующего частоты дальности;

2) РЛС с постоянной настройкой фильтра и переменными параметрами модуляции.

Рассмотрим более подробно эти виды РЛС.

РЛС с перестраиваемым фильтром в каждый момент времени обеспечивают выделение только одной частоты дальности. Непрерывная перестройка фильтра приводит к потере части энергии отраженного сигнала, что, в свою очередь, уменьшает дальность действия РЛС.

Разрешающая способность такой РЛС также определяется полосой пропускания фильтра. Скорость перестройки необходимо выбирать такой, чтобы время воздействия сигнала на фильтр было в 2—3 раза больше, чем  $1/\Delta f_{\Phi}$ .

Возможны два варианта перестраиваемого фильтра: в первом осуществляется перестройка полосового усилителя, а во втором (синхронном фильтре) — перестройка гетеродинного сигнала.

РЛС с переменными параметрами модуляции не требуют перестройки фильтров, более просты, но время, необходи-

мое на определение дальности, также требуется большее, чем в случае РЛС с многоканальным спектроанализатором.

Из рис. 2.4 видно, что, изменяя параметры модуляции, можно получить частоту дальности одинаковой для различных расстояний до цели. Просмотр всей дистанции осуществляется изменением того или иного параметра модуляции сигнала. Возможны два варианта выполнения таких систем.

Во-первых, при постоянной девиации изменяется период модуляции  $T_m$  так, что  $D/T_m = \text{const}$ .

Во-вторых, частота модуляции остается постоянной, а изменяется девиация частоты так, что  $\Delta f_m D = \text{const}$ .

Рассмотрим первый случай ( $\Delta f_m = \text{const}$ ,  $T_m = \text{var}$ ).

На рис. 15.8 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия таких РЛС. На рис. 15.8, а показан характер изменения по времени частоты сигнала, генерируемого передатчиком, и частоты принимаемых сигналов. На рис. 15.8, б даны величины частоты дальностей для двух целей при изменении периода модуляции. Сигнал на выходе фильтра показан на рис. 15.8, в. Видно, что этот сигнал имеет импульсный характер. Импульс для более удаленной цели возникает позднее. При непрерывном изменении частоты модуляции изменяется и частота дальности для каждой из целей. В некоторый момент времени частота дальности  $f_p$  и настройка анализирующего фильтра  $f_\phi$  совпадают и на выходе фильтра появляется сигнал.

Оценим разрешающую способность рассмотренной системы. Две цели различаются, если в соответствующем периоде модуляции их частоты дальности не попадают одновременно в фильтр. Должно, следовательно, выполняться условие

$$f_{p2} - f_{p1} \geq \Delta f_\phi. \quad (15.34)$$

Частоты дальности можно записать в виде

$$f_{p1} = \frac{2\Delta f_m}{cT_{m1}} D_1, \quad f_{p2} = \frac{2\Delta f_m}{cT_{m2}} D_2,$$

где  $T_{mi}$  — значение соответствующего периода модуляции. Для разности расстояний имеем

$$\delta D = D_2 - D_1 \geq \frac{\Delta f_\phi c}{2\Delta f_m} T_{m1}. \quad (15.35)$$

Разрешающая способность данного вида радиолокационного устройства ухудшается с увеличением расстояния до цели. Это объясняется тем, что периоды модуляции  $T_{\text{м}i}$ , соответствующие более удаленным целям, имеют большую

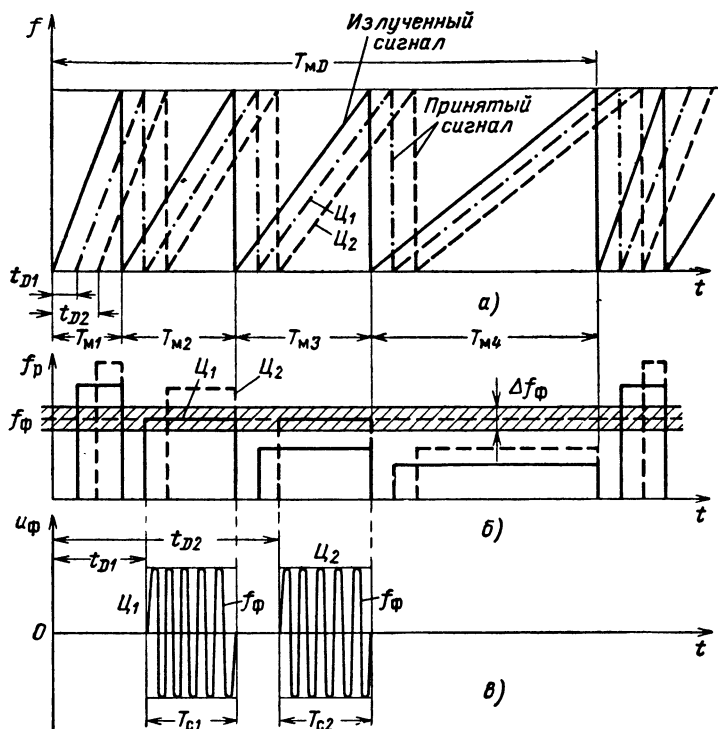


Рис. 15.8. Временные диаграммы с РЛС с ЧМ при переменном периоде модуляции частоты.

величину. Однако относительная разрешающая способность остается постоянной по всей дальности. Действительно, если выполняется условие  $D/T_{\text{м}i} = \gamma = \text{const}$ , то, поделив обе части неравенства (15.35) на  $D$ , получим относительную разрешающую способность в виде

$$\frac{\delta D}{D} \geq \frac{\Delta f_\phi}{\Delta f_{\text{м}}} \frac{c}{2\gamma}. \quad (15.36)$$

Из формулы видно, что величина в правой части этого неравенства не зависит от дальности.



При выборе закона изменения периода модуляции  $T_{mi}$  в пределах периода  $T_{mD}$ , который охватывает весь диапазон изменений  $T_{mi}$ , необходимо учитывать требование непрерывности поиска по дальности. Период  $T_{mD}$  определяет время, необходимое на просмотр всего диапазона дальностей. Изменение периода  $T_{mi}$  от одного значения к другому может быть только дискретным. Разность двух последовательных периодов  $\Delta T_m = T_{mi} - T_{m(i-1)}$  и должна быть такой, чтобы для частот дальностей каждой цели в периодах  $T_{mi}$  и  $T_{m(i-1)}$  выполнялось условие

$$f_{pi} - f_{p(i-1)} \leq \Delta f_\Phi, \quad (15.37)$$

где  $f_{pi}$  — значение частоты дальности в  $i$ -м периоде.

Если величины  $f_{pi}$  и  $f_{p(i-1)}$  записать в виде

$$f_{p(i-1)} = \frac{2\Delta f_m}{cT_{m(i-1)}} D, \quad f_{pi} = \frac{2\Delta f_m}{cT_{mi}} D,$$

то соотношение (15.37) перепишем, как

$$\frac{1}{T_{mi}} - \frac{1}{T_{m(i-1)}} \leq \Delta f_\Phi \frac{c}{2\Delta f_m D}. \quad (15.38)$$

При выполнении этого неравенства поиск по дальности является непрерывным.

Частота настройки фильтра  $f_\Phi$  должна быть больше наименьшего значения частоты дальности для наиболее удаленной цели  $(f_{p \text{ макс}})_{\text{мин}}$  и меньше наибольшего значения частоты дальности для наименее удаленной цели  $(f_{p \text{ мин}})_{\text{макс}}$ :

$$(f_{p \text{ мин}})_{\text{макс}} > f_\Phi > (f_{p \text{ макс}})_{\text{мин}}.$$

Если это условие не выполняется, то сигналы некоторых целей не попадут в фильтр. На рис. 15.9 приведены кривые изменения частот дальностей за период модуляции  $T_{mD}$  для наиболее удаленной и для наименее удаленной целей. Штриховкой показана область, в которой может быть выбрана частота  $f_\Phi$ .

Достоинством одноканального спектроанализатора рассмотренного типа является большая простота выходного устройства. Недостатком является сложность модулятора.

Другим существенным недостатком систем с последовательным просмотром диапазона дальностей является уменьшение максимальной дальности действия РЛС из-за того, что не используется полностью энергия отраженного сигнала. Действительно, за время  $T_{mD}$  отраженный сигнал толь-

ко один раз попадает в выходной фильтр в течение времени, которое примерно равно периоду  $T_{mi}$ .

Рассмотрим второй случай, когда

$$\Delta f_m = \text{var}, F_m = \text{const}, \Delta f_m D = \text{const}.$$

На временных диаграммах рис. 15.10 показаны изменения частот при передаче и при приеме отраженных сигналов (диаграмма а), значения частот дальностей при изменении девиации (диаграмма б) и напряжение на выходе фильтра анализатора (диаграмма в).

При изменении девиации  $\Delta f_m$  в течение периода  $T_{mD}$  изменяется и частота дальности  $f_D$  для каждой цели. В некоторый момент времени частота дальности соответствует

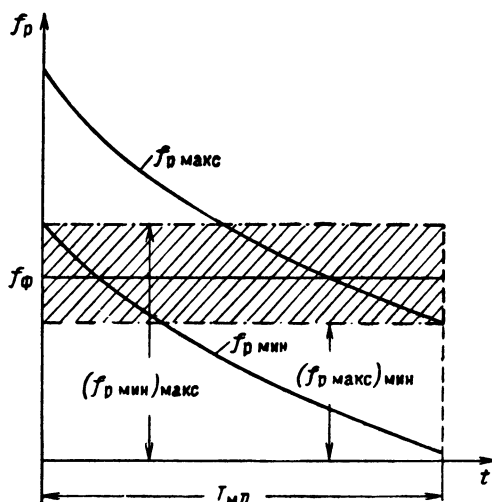


Рис. 15.9. Выбор частоты настройки фильтра спектроанализатора.

настройке выходного фильтра. На выходе этого фильтра появится сигнал импульсного типа. Длительность импульса соответствует времени нахождения частоты дальности в пределах полосы пропускания фильтра. Момент появления импульса от начала периода  $T_{mD}$  характеризует расстояние до цели. Чем дальше цель, тем позже появится импульс.

Анализ разрешающей способности и выбор других параметров РЛС этого типа проводится аналогично предыдущему случаю.

Разрешающая способность определяется соотношением

$$\delta D \geq \frac{\Delta f_{\Phi c}}{4\Delta f_{mi}F_M}, \quad (15.39)$$

где  $\Delta f_{mi}$  — текущее значение девиации.

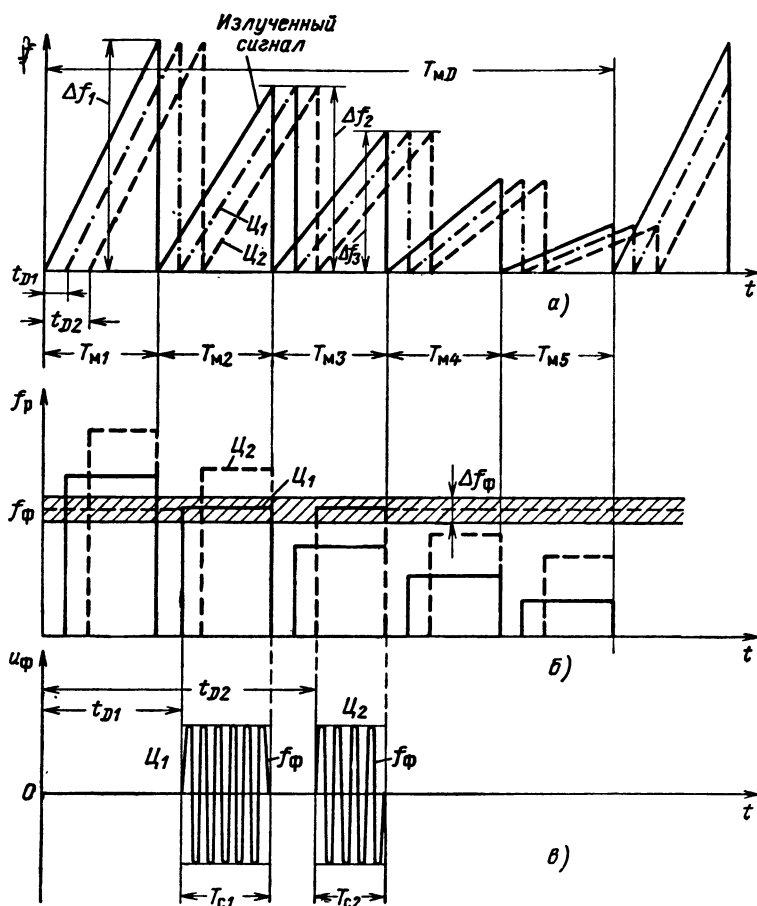


Рис. 15.10. Временные диаграммы в РЛС с ЧМ при переменной девиации частоты модуляции.

Отличие  $\Delta f_{mi}$  от предыдущего значения  $\Delta f_{m(i-1)}$  должно быть таким, чтобы обеспечить беспропускной поиск по дальности. Это соответствует условию

$$\Delta f_{m(i-1)} - \Delta f_{mi} \leq \frac{\Delta f_{\phi c}}{2F_m D}. \quad (15.40)$$

Недостатки и достоинства системы примерно такие же, как и в предыдущем случае.

В заключение кратко остановимся на выборе полосы пропускания фильтров  $\Delta f_{\phi}$ . Необходимо, чтобы полоса  $\Delta f_{\phi}$  была согласована со временем действия преобразованного сигнала на частоте настройки фильтра  $f_{\phi}$ . Если время действия сигнала обозначить  $T_c$ , то полоса фильтра, согласованного с сигналом, равна

$$\Delta f_{\phi} \approx \frac{1}{T_c}. \quad (15.41)$$

Для систем с перестраиваемыми параметрами время действия сигнала  $T_c$  примерно равно периоду модуляции

$$T_c \approx T_{mi}.$$

Для случая переменной девиации период модуляции постоянен и тогда полоса фильтра равна

$$\Delta f_{\phi} \approx \frac{1}{T_m} = F_m. \quad (15.42)$$

Если учесть соотношение (15.42), то получим для разрешающей способности (15.39) формулу

$$\delta D \geq \frac{c}{4\Delta f_{mi}}. \quad (15.43)$$

Следовательно,  $\delta D$  зависит только от девиации частоты  $\Delta f_{mi}$ . На практике полосу приходится выбирать больше, чем это определяется формулой (15.42), из-за того, что сигнал имеет длительность в наихудшем случае на 20—30% меньше  $T_m$ . Это должно быть учтено при определении основных параметров РЛС с ЧМ: дальности действия, точности и разрешающей способности.

### 3. Радиолокационная система с частотной модуляцией прямоугольной формы

Применение РЛС с ЧМ ограничивается из-за трудностей, связанных с влиянием непосредственного просачивания в приемный тракт энергии, излучаемой передатчиком.

В рассматриваемой ниже системе благодаря разделению частот влияние этого недостатка существенно снижено, кроме того, уменьшено и влияние помех от близлежащих

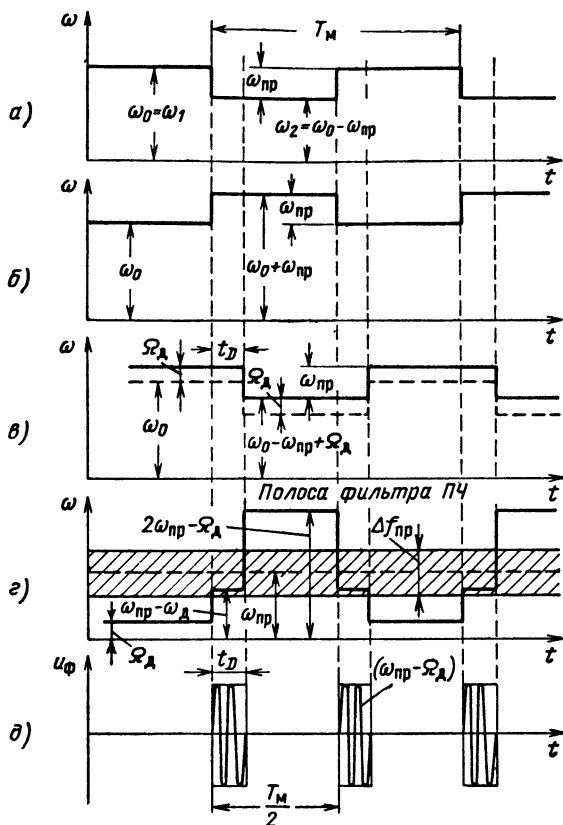


Рис. 15.11. Временные диаграммы в РЛС с прямоугольной частотной манипуляцией:

а — частота передатчика; б — частота гетеродина; в — частота отраженных сигналов в приемнике; г — частоты сигналов после смесителя; д — сигнал на выходе фильтра усилителя ПЧ.

целей. На рис. 15.11 приведены временные диаграммы изменения частот в системе с переменной частотой гетеродина. Частота передатчика манипулируется с периодом  $T_m$  и принимает значения  $\omega_1 = \omega_0$  и  $\omega_2 = \omega_0 - \omega_{пр}$ , где  $\omega_{пр}$  — промежуточная частота приемника (диаграмма а). Частота

гетеродина также манипулируется и принимает значения  $\omega_0$  и  $\omega_0 + \omega_{\text{пр}}$  (диаграмма б).

Прямые сигналы передатчика, которые могут просочиться в приемник, с сигналами гетеродина образуют напряжения, имеющие частоту, равную удвоенной промежуточной  $2\omega_{\text{пр}}$  или нулю. Эти сигналы на выход усилителя ПЧ не пройдут. Это большое достоинство такого метода работы. Отраженные от цели сигналы (характер изменения частоты показан на диаграмме в) совместно с гетеродином дают импульсы промежуточной частоты (диаграмма д), длительность которых равна времени задержки  $t_D$ . На каждый период манипуляции  $T_m$  таких импульсов два. Характерно, что доплеровский сдвиг для движущихся целей имеет одинаковый знак для этих двух моментов времени. Это видно из рассмотрения частот преобразованного сигнала на выходе смесителя (диаграмма г).

Импульсы промежуточной частоты сливаются в один непрерывный сигнал, если время распространения энергии до цели и обратно равно нечетной величине, кратной числу полупериодов модуляции, т. е.

$$t_D = \frac{2D}{c} = (2n + 1) \frac{T_m}{2}. \quad (15.44)$$

Сигнал, отраженный от цели, на выходе усилителя ПЧ можно поддерживать максимальным по величине, изменяя модуляцию так, чтобы моменты приема частоты  $\omega_1$  совпадали все время с моментами излучения частоты  $\omega_2$ .

В общем случае следующие друг за другом импульсы на выходе усилителя ПЧ (рис. 15.11, д) являются некогерентными из-за случайности в разности фаз во время перепадов частоты сигналов передатчика.

Эти отличия фаз появляются или из-за изменения расстояния, или из-за движения цели, или из-за различий в фазах при отражении сигнала на частотах  $\omega_1$  и  $\omega_2$ .

При некоторой определенной частоте модуляции импульсы на выходе фильтра промежуточной частоты сливаются в один импульс без каких-либо скачков по фазе. При такой частоте модуляции энергия принимаемого сигнала максимальна и дальность действия РЛС приближается к предельно возможной. Это также является важным преимуществом рассмотренного метода работы.

Разделение сигналов, отраженных от различных целей, возможно на основе использования доплеровской селек-

ции. Применение такой системы для наблюдения многих целей, не отличающихся скоростью перемещения относительно РЛС, затруднено.

## 15.5. Применение шумовой модуляции

### 1. Принцип действия

Одним из недостатков РЛС с непрерывным излучением (НИ) является трудность определения расстояния до цели. В РЛС с ЧМ имеет место также неоднозначность измерения расстояния. Эти недостатки могут быть устранены в РЛС непрерывного излучения, в которых используется модуляция шумами [34]. Шумовая модуляция может быть амплитудной или фазовой.

Основные свойства РЛС с шумовой модуляцией следующие:

1. Шумовой сигнал в отличие от периодического регулярного сигнала позволяет получить однозначное определение расстояния до цели.

2. Применение шумовой модуляции, особенно при модуляции фазы, увеличивает среднюю мощность сигнала по сравнению с импульсным режимом, как и в РЛС с НИ других типов.

3. В РЛС нет больших импульсных мощностей, что упрощает конструкцию передатчика и антенно-волноводного тракта.

4. Шумовой сигнал РЛС особенно при амплитудной модуляции подобен внутренним шумам приемника. Это позволяет обеспечить более скрытную работу РЛС, когда противник, во-первых, затруднен в определении самого факта работы РЛС и, во-вторых, не может определить параметры РЛС.

Рассмотрим принцип работы РЛС с амплитудной шумовой модуляцией (рис. 15.12). Генератор вырабатывает шумовой сигнал  $u(t)$  (рис. 15.13, а). Модулятор модулирует по амплитуде этим сигналом генератор высокой частоты. Излученный сигнал отражается от цели и поступает в приемное устройство. На выходе детектора выделяется первоначальный шумовой сигнал, но с задержкой на время  $t_D$ , соответствующее расстоянию до цели. Сигнал с выхода детектора подается на корреляционный детектор, на второй

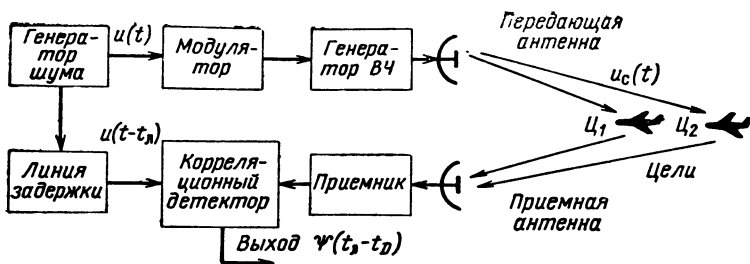


Рис. 15.12. Блок-схема РЛС с шумовой амплитудной модуляцией.

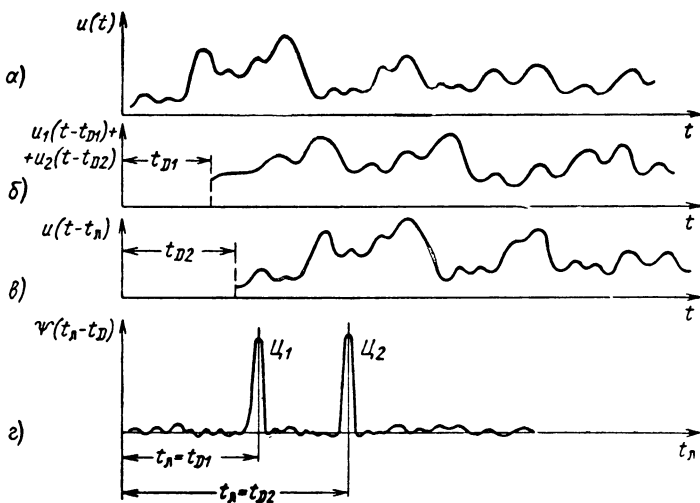


Рис. 15.13. Временные диаграммы в РЛС с шумовой модуляцией: а — напряжение генератора шума; б — принятый сигнал, равный сумме отражений от первой и второй целей; в — напряжение после задержки в линии на время  $t_{Д1}$ ; г — сигнал на выходе корреляционного детектора.



вход которого поступает первоначальный шумовой сигнал  $u(t)$ , задержанный в линии задержки на величину  $t_{\text{л}}$  (рис. 15.13, в). Задержка на время  $t_{\text{л}}$  в линии в общем случае — переменная величина. На выходе корреляционного детектора вырабатывается напряжение, пропорциональное значению кратковременной автокорреляционной функции шума  $\Psi_T(\Delta t)$  при относительной задержке  $\Delta t = t_{\text{л}} - t_D$ :

$$\Psi_T(\Delta t) = \frac{1}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} u(t - t_D) u(t - t_{\text{л}}) dt, \quad (15.45)$$

где  $T_{\text{н}}$  — время наблюдения.

При достаточно большом времени  $T_{\text{н}}$  можно считать, что функция  $\Psi_T$  равна автокорреляционной функции шума. Максимальное значение выходного напряжения достигается при равенстве задержек  $t_{\text{л}} - t_D$ , т. е. когда  $\Delta t = 0$  (рис. 15.13, г). Максимум автокорреляционной функции на оси  $t_{\text{л}}$  соответствует положению цели, и, следовательно, можно измерить расстояние до цели, определив момент появления этого максимума.

Для просмотра всей дистанции задержка в линии должна изменяться от нуля до максимума, который соответствует расстоянию до наиболее удаленной цели. Если необходимо одновременно наблюдать цели во всем интервале дальностей, линия задержки должна иметь отводы, а в РЛС должно быть равное числу отводов количество корреляционных детекторов. При автоматическом сопровождении цели по дальности выходное напряжение корреляционного детектора управляет величиной задержки в линии таким образом, что всегда поддерживается равенство задержки  $t_{\text{л}}$  и времени запаздывания  $t_D$ .

Определим корреляционную функцию  $\Psi(t_{\text{л}})$ . Будем считать, что спектр шума имеет спектральную плотность в виде функции Гаусса (рис. 15.14, а):

$$g_{\text{ш}}(\omega) = \frac{P_{\text{ш}}}{\Delta\omega_{\text{ш}} \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{\omega^2}{2\omega_{\text{ш}}^2} \right], \quad (15.46)$$

где  $P_{\text{ш}}$  — средняя мощность шума;  $\Delta\omega_{\text{ш}}$  — величина, характеризующая ширину спектра.

Для определения корреляционной функции (рис. 15.14, б) необходимо найти преобразование Фурье от спектральной плотности

$$\begin{aligned}\Psi(t_{\text{л}}) &= \frac{P_{\text{ш}}}{\Delta\omega_{\text{ш}} \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\omega^2/2\Delta\omega_{\text{ш}}^2} e^{j\omega t_{\text{л}}} d\omega = \\ &= P_{\text{ш}} \exp\left[-\frac{\Delta\omega_{\text{ш}}^2 t_{\text{л}}^2}{2}\right].\end{aligned}\quad (15.47)$$

Чем шире спектр шума (чем больше  $\Delta\omega_{\text{ш}}$ ), тем уже корреляционная функция, следовательно, и сигнал на выходе корреляционного детектора будет более острым, что позволит

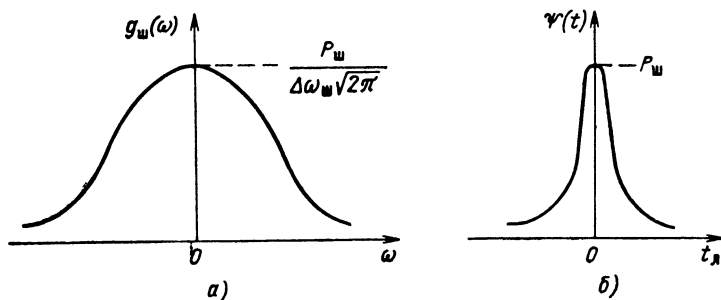


Рис. 15.14. Спектр шумового сигнала (а) и корреляционная функция (б).

точнее определить положение цели. Так как корреляционная функция  $\Psi(t_{\text{л}})$  имеет только один максимум при равенстве  $t_{\text{л}}$  и  $t_{\text{Д}}$ , то всегда обеспечивается однозначное измерение расстояния. Разрешающая способность определяется шириной корреляционной функции. Чем уже функция  $\Psi(t_{\text{л}})$ , тем лучше разрешающая способность.

Применение простейшего корреляционного детектора, описанного выше, удобно при обзоре пространства, когда цели наблюдаются на обзорном индикаторе. При автоматическом сопровождении, однако, такой детектор неприменим, так как выходной сигнал не позволяет судить о величине и знаке отклонения задержки от истинной величины времени запаздывания  $t_{\text{Д}}$ .

Принцип работы РЛС непрерывного излучения с фазомодулированным по случайному или псевдослучайному закону сигналом аналогичен работе радиолокационных устройств с длинными фазоманипулированными импульсами, которые описаны в гл. 14.

## 2. Автоматическое сопровождение цели по дальности

При автоматическом сопровождении по дальности необходимо, чтобы выходное напряжение устройства обработки сигналов было нечетной функцией рассогласования  $\Delta t$ , которое равно разности  $t_{\text{л}}$  и  $t_D$  (рис. 15.15). В качестве

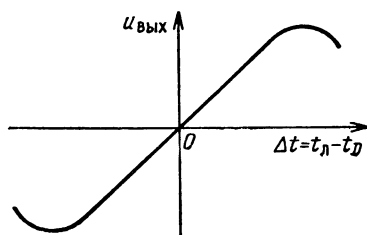


Рис. 15.15. Выходной сигнал корреляционного детектора при автоматическом сопровождении цели в РЛС с шумовой модуляцией.

выходного детекторного устройства может быть использован взаимокорреляционный детектор. На вход его поступают отраженный шумовой сигнал  $u(t - t_D)$  и напряжение, соответствующее первой производной шума:  $u'(t - t_{\text{л}})$ .

Сигнал на выходе детектора можно записать тогда в виде

$$u_{\text{вых}}(t_{\text{л}} - t_D) = \frac{k_{\text{д}}}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} u(t - t_D) u'(t - t_{\text{л}}) dt, \quad (15.48)$$

где  $k_{\text{д}}$  — коэффициент передачи детектора.

Блок-схема устройства сопровождения цели для этого случая изображена на рис. 15.16. Сигнал взаимокорреляционного детектора через управляющую схему подается на линию или другое устройство задержки. Задержка  $t_{\text{л}}$  под действием этого сигнала изменяется в соответствии с величиной и знаком напряжения  $u_{\text{вых}}(t_{\text{л}} - t_D)$ .

Напряжение, пропорциональное дальности до цели (с выхода управляющей схемы), используется для индикации расстояния.

Покажем, что взаимокорреляционный детектор, вырабатывающий напряжение  $u_{\text{вых}}$  (формула (15.48)), обладает отмеченными выше свойствами.

Считаем, что функция  $u(t)$ , описывающая некоторую реализацию шума, имеет конечные производные и, следовательно,  $u(t + \Delta t)$  можно разложить в ряд Тейлора:

$$u(t + \Delta t) = u(t) + \Delta t u'(t) + \dots \quad (15.49)$$

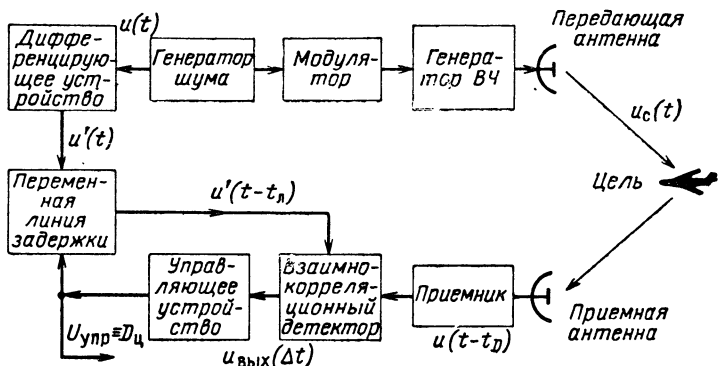


Рис. 15.16. Блок-схема РЛС с шумовой модуляцией для автоматического сопровождения цели.

Преобразуем выражение (15.48), заменив переменную  $t$  на  $t_1$ :

$$t_1 = t - t_{\text{л}}.$$

В результате получим (опустив индекс «1» у  $t_1$ )

$$u_{\text{вых}}(\Delta t) = \frac{k_{\text{д}}}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} u'(t) u(t + \Delta t) dt. \quad (15.50)$$

Подставим (15.49) в формулу (15.50)

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(\Delta t) &= \frac{k_{\text{д}}}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} u'(t) u(t) dt + \\ &+ \Delta t \left\{ \frac{k_{\text{д}}}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} [u'(t)]^2 dt \right\} + \dots \end{aligned} \quad (15.51)$$

Первый интеграл в правой части (15.51) равен

$$I_1 = \frac{1}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} u'(t) u(t) dt = \frac{1}{2T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} d[u(t)]^2 = \frac{[u(T_{\text{н}})]^2 - [u(0)]^2}{2T_{\text{н}}}. \quad (15.52)$$

Значение интеграла при больших  $T_H$  мало и не зависит от  $\Delta t$ . Величиной его можно пренебречь. Тогда приближенно  $u_{\text{вых}}(\Delta t)$  запишем

$$u_{\text{вых}}(\Delta t) \approx \Delta t \left\{ \frac{k_d}{T_H} \int_0^{T_H} [u'(t)]^2 dt \right\}. \quad (15.53)$$

Видно, что функция  $u_{\text{вых}}(\Delta t)$  действительно является нечетной функцией переменной  $\Delta t$ . Крутизна дискриминационной характеристики  $k_{\text{дк}}$  пропорциональна средней мощности сигнала  $u'(t)$

$$k_{\text{дк}} = \frac{du_{\text{вых}}(\Delta t)}{d\Delta t} = \frac{k_d}{T_H} \int_0^{T_H} [u'(t)]^2 dt. \quad (15.54)$$

Совместно с полезным шумовым сигналом  $u(t + \Delta t)$  всегда присутствуют внутренние шумы  $u_{\text{ш}}(t)$ . Это приводит к появлению дополнительных составляющих в напряжении на выходе корреляционного детектора. Сигнал на входе корреляционного детектора запишем в виде

$$u_{\text{вх}}(t + \Delta t) = u(t + \Delta t) + u_{\text{ш}}(t). \quad (15.55)$$

Тогда выходное напряжение  $u_{\text{вых}}(\Delta t)$  с учетом формулы (15.55) равно

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(\Delta t) &= \frac{k_d}{T_H} \int_0^{T_H} u'(t) u_{\text{вх}}(t + \Delta t) dt = \\ &= \frac{k_d}{T_H} \int_0^{T_H} u'(t) u(t + \Delta t) dt + \\ &+ \frac{k_d}{T_H} \int_0^{T_H} u'(t) u_{\text{ш}}(t) dt = u_{\text{вых о}}(\Delta t) + u_{\text{вых ш}}, \end{aligned} \quad (15.56)$$

где

$u_{\text{вых о}}(\Delta t)$  — выходной сигнал при отсутствии шумов, он определяется по формуле (15.53);

$u_{\text{вых ш}}$  — шумовая составляющая выходного сигнала.

Разделив обе части выражения (15.56) на  $k_{\text{дк}}$  (см. уравнение (15.54)) и используя для  $u_{\text{вых о}}(\Delta t)$  выражение (15.53), получим

$$\frac{u_{\text{вых}}(\Delta t)}{k_{\text{дк}}} = \Delta t + \frac{u_{\text{вых ш}}}{k_{\text{дк}}}. \quad (15.57)$$

Из соотношения (15.57) следует, что измеренная задержка, равная

$$(\Delta t)_{\text{изм}} = \frac{u_{\text{вых}}(\Delta t)}{k_{\text{дк}}},$$

отличается от истинной на величину шумовой составляющей

$$\Delta t_{\text{ш}} = \frac{u_{\text{вых ш}}}{k_{\text{дк}}}, \quad (15.58)$$

которая и определяет величину ошибки измерения расстояния до цели. Найдем дисперсию ошибки измерения  $\Delta t$ :

$$\sigma_{\Delta t}^2 = \overline{(\Delta t)^2} = \overline{(\Delta t_{\text{ш}})^2} = \frac{\overline{u_{\text{вых ш}}^2}}{k_{\text{дк}}^2}. \quad (15.59)$$

Представим дисперсию шумовой составляющей  $\overline{u_{\text{вых ш}}^2}$  как

$$\begin{aligned} \overline{u_{\text{вых ш}}^2} &= \overline{\left[ \frac{k_{\text{д}}}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} u'(t) u_{\text{ш}}(t) dt \right]^2} = \\ &= \frac{k_{\text{д}}^2}{T_{\text{н}}^2} \int_0^{T_{\text{н}}} \overline{u'(t') u'(t) u_{\text{ш}}(t') u_{\text{ш}}(t) dt dt'}. \end{aligned} \quad (15.60)$$

Если считать, что шум  $u_{\text{ш}}(t)$  является стационарным и «белым», то его корреляционная функция

$$\Psi_{\text{ш}}(t-t') = \overline{u_{\text{ш}}(t') u_{\text{ш}}(t)} = k_0 \frac{P_{\text{ш}}}{\Delta f_{\text{ш}}} \delta(t'-t), \quad (15.61)$$

где  $P_{\text{ш}}$  — мощность шума;

$k_0$  — коэффициент, учитывающий размерности;

$\delta(t)$  — дельта-функция.

Тогда соотношение (15.60), если учесть свойство дельта-функции, становится равным

$$\begin{aligned} \overline{u_{\text{вых ш}}^2} &= \frac{P_{\text{ш}} k_{\text{д}}^2}{\Delta f_{\text{ш}} T_{\text{н}}^2} \int_0^{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} \overline{u'(t') u'(t)} \times \\ &\times \delta(t'-t) dt' dt = \frac{P_{\text{ш}} k_{\text{д}}^2 k_0}{\Delta f_{\text{ш}} T_{\text{н}}^2} \int_0^{T_{\text{н}}} \overline{[u'(t)]^2} dt, \end{aligned} \quad (15.62)$$

или, с учетом (15.53),

$$u_{\text{вых ш}}^2 = \frac{P_{\text{ш}} \bar{k}_{\text{дк}} k_{\text{д}} k_0}{\Delta f_{\text{ш}} T_{\text{н}}}.$$

Подставим полученный результат в формулу (15.59), тогда

$$\sigma_{\Delta t}^2 = \frac{P_{\text{ш}} k_{\text{д}} k_0}{\Delta f_{\text{ш}} T_{\text{н}} k_{\text{дк}}}, \quad (15.63)$$

так как для стационарного сигнала  $\bar{k}_{\text{дк}} = k_{\text{дк}}$ .

Из формулы (15.63) видно, что точность измерения расстояния при автоматическом сопровождении цели по дальности тем выше, чем больше время наблюдения  $T_{\text{н}}$  и больше крутизна дискриминационной характеристики  $k_{\text{дк}}$ . При переводе временной задержки в расстояние получим для среднеквадратичного значения ошибки по дальности выражение в виде

$$\sigma_{\Delta D} = \frac{c}{2} \sqrt{\frac{P_{\text{ш}} k_{\text{д}} k_0}{\Delta f_{\text{ш}} T_{\text{н}} k_{\text{дк}}}}, \quad (15.64)$$

где  $c$  — скорость распространения радиоволн.

При практической реализации РЛС с шумовой модуляцией встречается ряд трудностей. Во-первых, при обнаружении целей, движущихся с большой скоростью, необходимо учитывать изменение излучаемого шумового сигнала при отражении из-за эффекта Допплера. Это приводит к целому ряду конструктивных усложнений в РЛС. Во-вторых, ряд элементов РЛС такого типа довольно сложны. Это относится, например, к переменным линиям задержки, которые необходимы при автоматическом сопровождении. В-третьих, при амплитудной модуляции трудно передать без искажений шумовой сигнал через элементы передатчика и приемника. А при появлении искажений эффективность работы взаимокорреляционного детектора существенно уменьшается.

## МНОГОКАНАЛЬНЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ

### 16.1. Общие сведения

Противоречивые требования к современным РЛС трудно удовлетворить, оставаясь в рамках одноканальных систем. Многие задачи современной радиолокации могут быть решены, если применять многоканальные РЛС.

Для многоканальных радиолокационных устройств характерным является получение информации о целях по нескольким каналам, которые не дублируют друг друга. При этом измеряемые координаты целей вырабатываются после совместной обработки информации, принятой по различным каналам. Воспринимающие элементы каналов, которые извлекают информацию из электромагнитного поля, могут быть разнесены в пространстве (большое количество точек приема) или по частоте (многочастотные РЛС).

Рассмотрим кратко типы многоканальных РЛС. Свойства их рассматриваются в последующих параграфах.

*Частотно-многоканальные РЛС* имеют несколько каналов излучения и приема сигналов, которые настроены на различные несущие частоты. Каналы работают параллельно, при этом цель облучается сигналами всех частотных каналов. Иногда многоканальными РЛС называют устройства, в которых каждой частоте соответствует свой луч антенной системы, но эти РЛС в действительности представляют собой просто сочетание нескольких одноканальных систем.

*Пространственно-многоканальные РЛС* характеризуются несколькими точками приема и излучения сигналов, которые разнесены в пространстве. В каждой точке приема устанавливается элемент системы или элемент РЛС. *Элементом системы* будем называть совокупность устройств генерирования, излучения и приема радиолокационных сигналов одного канала. В некоторых случаях это могут



быть только излучающие устройства, а генератор и приёмник могут быть общими для всей РЛС.

Отраженные сигналы с выходов всех элементов обрабатываются для выделения информации о целях, для получения требуемых данных о положении и количестве целей, о их скорости и ускорениях и т. п. В зависимости от метода обработки сигналов различают РЛС с электронно-управляемым лучом, когда формируется один подвижный луч при неподвижных элементах системы, и многолучевые РЛС, когда формируется большое количество лучей, неподвижных в пространстве. К пространственно-многоканальным РЛС относятся и так называемые *моноимпульсные* РЛС, в которых обработка сигналов, принимаемых по различным каналам, позволяет получить данные о положении цели, которые необходимы для ее сопровождения по одному отраженному импульсу. Моноимпульсные РЛС являются одной из разновидностей многолучевых РЛС, которые также позволяют получать все данные о целях по одному импульсу.<sup>1</sup>

К пространственно-многоканальным РЛС относятся и так называемые РЛС с фазированными антенными решетками, с самонастраивающимися антеннами и т. п.

Отметим ряд достоинств многоканальных систем на примере пространственно-многоканальных РЛС.

1. В этих РЛС можно существенно увеличивать энергию, облучающую цель, так как сигналы различных каналов суммируются или при излучении, или при приеме. Это позволяет избежать затруднений, связанных с ограниченной мощностью генераторных электровакуумных приборов и пределом в передаваемой мощности по фидерным линиям. В такой системе можно использовать большое количество передающих устройств относительно малой мощности, а в результате получить очень мощное облучение цели.

2. Можно осуществить электронное управление положением луча антенной системы и быстрый просмотр пространства. В таких РЛС антенная система выполняется в виде неподвижных решеток элементов. В этом случае отсутствуют сложные и громоздкие механические устрой-

---

<sup>1</sup> Термин «моноимпульсные РЛС» можно отнести и к РЛС с непрерывным излучением, характеризуя метод определения угловых координат целей. В этом случае данный термин нужно понимать в том смысле, что происходит «мгновенное» определение угловых координат по сигналам, принимаемым одновременно во всех каналах.

ства перемещения антенны в пространстве. Луч антенны может перемещаться по любому закону. В частности, легко осуществить сопровождение цели при обзоре пространства, когда несколько целей сопровождается одновременно независимо друг от друга.

3. Рассматриваемые типы РЛС обладают большой гибкостью в выборе режимов работы. Они могут одновременно решать ряд задач (например, обзор пространства и сопровождение нескольких целей). Легко получить программированный обзор по любому закону.

4. РЛС обладают большей надежностью и помехозащищенностью.

Недостатком является большая сложность электронных узлов и высокая стоимость разработки и производства РЛС.

Перейдем к более подробному рассмотрению различных типов многоканальных РЛС.

## 16.2. Пространственно-многоканальные РЛС

### 1. Электронное управление лучом

Работа РЛС с электронно-управляемым лучом основана на принципах, применяемых в многовибраторных антенных системах. Луч, формируемый, например, парой элементов, питаемых от одного передатчика, может быть отклонен на угол  $\alpha$  от перпендикуляра к базе при условии, что фаза колебаний в одном элементе по отношению к другому равна

$$\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} \sin \alpha, \quad (16.1)$$

где  $\Delta l$  — расстояние между элементами.

Для группы элементов, питаемых последовательно, изменение фазы от одного элемента к другому должно быть равным (рис. 16.1)

$$\varphi_m = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ \sum_{i=1}^m \Delta l_i - \sum_{i=1}^{m-1} \Delta l_i \right\} \sin \alpha. \quad (16.2)$$

При равных расстояниях между элементами  $\Delta l$  получаем, что

$$\varphi_m = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} \sin \alpha.$$

РЛС с электронно-управляемым лучом различаются способом изменения фазы колебаний в каждом элементе. Можно отметить три типа таких систем: с частотным качанием луча, с применением фазовращателей или линий

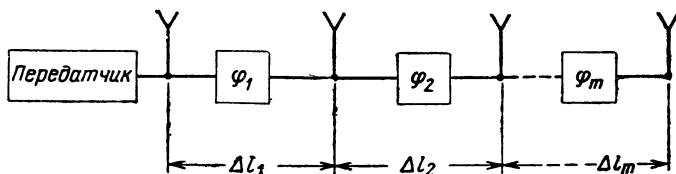


Рис. 16.1. Решетка элементов с переменным по фазе питанием.

задержки. Эти типы систем отличаются конструктивным выполнением. Наиболее просты и компактны антенны при частотном качании луча. Но в этом случае передатчики и приемники более сложны.

На рис. 16.2 изображена блок-схема РЛС с частотным качанием луча. В качестве излучающих элементов выбраны

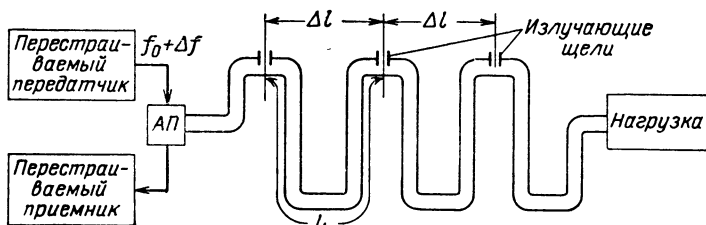


Рис. 16.2. Система с электронным качанием луча при изменении частоты передатчика.

щели в волнообразно изогнутом волноводе. Найдем, на какой угол отклонится луч при изменении частоты на  $\Delta f$ . Фаза в каждом последующем элементе по отношению к фазе в предыдущем элементе равна

$$\varphi = 2\pi \frac{L}{\lambda_{\text{л}}} = 2\pi \frac{L}{c_{\text{л}}} f_0, \quad (16.3)$$

где  $L$  — длина участка линии передачи между излучающими элементами;

$\lambda_{\text{л}}$ ,  $c_{\text{л}}$  — длина волны и скорость распространения колебаний в линии.

При изменении частоты на  $\Delta f$  фаза  $\varphi$  получит приращение

$$\varphi + \Delta\varphi = 2\pi \frac{L}{c_{\lambda}} (f_0 + \Delta f) = 2\pi \frac{L}{\lambda_{\lambda}} + 2\pi \frac{L}{\lambda_{\lambda}} \frac{\Delta f}{f_0}. \quad (16.4)$$

Так как для частоты  $f_0$  положение излучающих элементов такое, что они находятся в фазе, то различие в фазах при изменении частоты на величину  $\Delta f$  равно

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{L}{\lambda_{\lambda}} \frac{\Delta f}{f_0}. \quad (16.5)$$

Но из формулы (16.1) следует, что разность фаз  $\Delta\varphi$  создает отклонение луча на угол  $\alpha$ :

$$\frac{2\pi\Delta l}{\lambda} \sin \alpha = 2\pi \frac{L}{\lambda_{\lambda}} \frac{\Delta f}{f_0} \quad (16.6)$$

или

$$\alpha = \arcsin \left( \frac{L}{\Delta l} \frac{\lambda}{\lambda_{\lambda}} \frac{\Delta f}{f_0} \right). \quad (16.7)$$

Волнообразная форма волновода или другой линии передачи выбирается для того, чтобы увеличить отношение  $L/\Delta l$ .

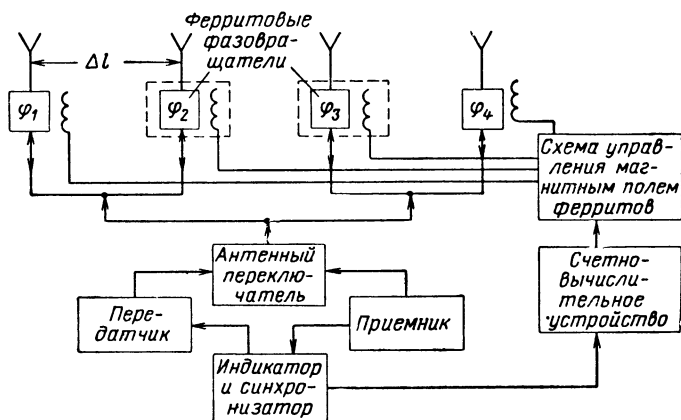


Рис. 16.3. Система с электронным качанием луча, основанная на использовании ферритовых фазовращателей.

Это повышает чувствительность системы к изменениям частоты, как это следует из формулы (16.7).

На рис. 16.3 показана блок-схема РЛС с электронным качанием луча, основанная на использовании ферритовых

фазовращателей. Так как характеристики РЛС во многом зависят от фазовращателей, то следует перечислить требования, которым они должны удовлетворять:

- 1) изменение фазы должно быть не менее чем на  $360^\circ$ ;
- 2) минимальные вносимые потери, малая зависимость параметров от частоты, температуры и мощности излучения;

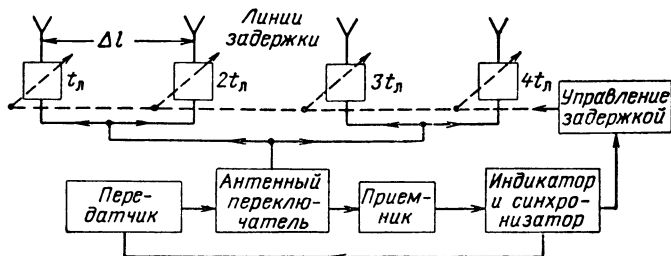


Рис. 16.4. Система с электронным качанием луча, основанная на использовании переменных линий задержки.

3) малая механическая или электрическая инерционность, чтобы можно было осуществлять быстрое управление лучом при малой затрате мощности.

Известны следующие типы фазовращателей: механические, ферритовые и полупроводниковые. Наиболее целесообразно применение ферритовых фазовращателей и полупроводниковых. На рис. 16.3 показана схема с ферритовыми фазовращателями, которые управляются специальным счетно-решающим устройством, вычисляющим требуемую величину управляющего тока для данного положения луча. Это устройство вырабатывает ту или иную программу перемещения луча. Величину отклонения луча  $\alpha$  от оси системы найдем по формуле (16.1), если считать, что фазовращатели обеспечивают сдвиг по фазе от одного элемента к другому на величину

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} \sin \alpha.$$

Следовательно, угол отклонения  $\alpha$  равен

$$\alpha = \arcsin \left( \frac{\Delta\varphi\lambda}{2\pi\Delta l} \right). \quad (16.8)$$

Часто вместо фазовращателей применяют линии с переменной величиной задержки сигнала во времени (рис. 16.4).

Очевидно, что разность в задержке  $t_{\Delta}$  сигналов, возбуждающих соседние элементы решетки, создает разность фаз

$$\Delta\varphi = 2\pi f t_{\Delta}.$$

В соответствии с формулой (16.1) угол отклонения луча равен

$$\alpha = \arcsin \left( \frac{c t_{\Delta}}{\Delta l} \right). \quad (16.9)$$

Для электронного качания луча в двух плоскостях антенна должна иметь соответствующие решетки для перемещения луча по азимуту и углу места.

Можно комбинировать методы электронного качания луча. Например, качание по азимуту осуществлять изменением частоты, а для качания по углу места использовать фазовращатели. Это может упростить конструкцию всей системы.

## 2. Многолучевые РЛС

В многолучевых РЛС одновременно формируется несколько диаграмм направленности, каждая из которых служит для наблюдения в пределах своего небольшого сектора. Как и в любой многоканальной системе, большое количество лучей формируется при совместной работе всех элементов системы. Сигнал на выходе является результатом обработки всех сигналов, принимаемых элементами системы.

На рис. 16.5 показана блок-схема РЛС многоканального типа с последовательным питанием элементов. Имеются матрицы волноводных элементов (или линий передачи других типов), соединенных в точках пересечения вертикальных и горизонтальных каналов направленными ответвителями (направление распространения энергий показано на рис. 16.5 стрелками). Число лучей в такой системе практически не ограничено. Направленные ответвители позволяют почти полностью исключить взаимную связь между различными элементами антенны.

Была, например, разработана РЛС в системе регулирования воздушного движения с антенной рассмотренного типа, в которой формировалось 110 лучей в вертикальной плоскости [35]. Ширина каждого луча была примерно равна  $10^\circ$ . Это позволило получить разрешающую способность по высо-

те порядка 300 м на расстоянии 100 км, а точность измерения высоты около 150 м.

В схеме рис. 16.5 каждому каналу соответствует свой луч, отклоненный на угол  $\alpha_i$  относительно оси системы. Величина угла отклонения луча  $\alpha_i$  связана с углом наклона линий передач  $\beta_i$  (рис. 16.5).

Найдем разность фаз  $\Delta\varphi_i$  между сигналами, возбуждаемыми в соседних элементах, которая появляется из-за раз-

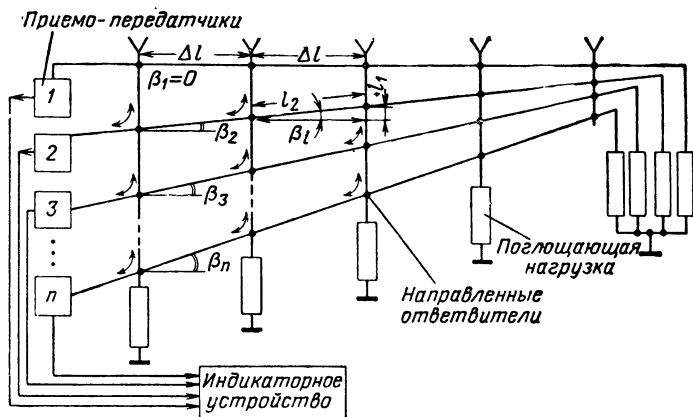


Рис. 16.5. Многоканальная многолучевая система с последовательным питанием элементов.

личий в длинах путей распространения колебаний  $\Delta L_i$ . Величину  $\Delta L_i$  найдем из рис. 16.5:

$$\Delta L_i = l_2 - l_1 = \Delta l (\sec \beta_i - \tg \beta_i). \quad (16.10)$$

Это дает набег фазы

$$\Delta\varphi'_i = 2\pi \frac{\Delta L_i}{\lambda_{\pi}} = 2\pi \frac{\Delta l}{\lambda_{\pi}} (\sec \beta_i - \tg \beta_i). \quad (16.11)$$

Кроме того, необходимо учесть постоянную разность в  $180^\circ$  из-за действия направленного ответвителя. Тогда разность фаз  $\Delta\varphi_i$  будет

$$\Delta\varphi_i = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda_{\pi}} (\sec \beta_i - \tg \beta_i) - \pi. \quad (16.12)$$

Разность фаз  $\Delta\varphi_i$  между элементами создает наклон луча на угол  $\alpha_i$ . Величину этого угла найдем по формуле (16.1)

$$\frac{2\pi\Delta l}{\lambda} \sin \alpha_i = \Delta\varphi_i = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda_{\pi}} (\sec \beta_i - \operatorname{tg} \beta_i) - \pi.$$

Окончательно получаем

$$\alpha_i = \arcsin \frac{\lambda}{\lambda_{\pi}} (\sec \beta_i - \operatorname{tg} \beta_i) - \frac{\lambda}{2\Delta l}. \quad (16.13)$$

Формула (16.13) позволяет выбирать параметры описанной системы.

На рис. 16.6 приведена блок-схема многолучевой РЛС при параллельном питании элементов (углы сдвига фаз в фазовращателях указаны для 8-лучевой системы). В этом

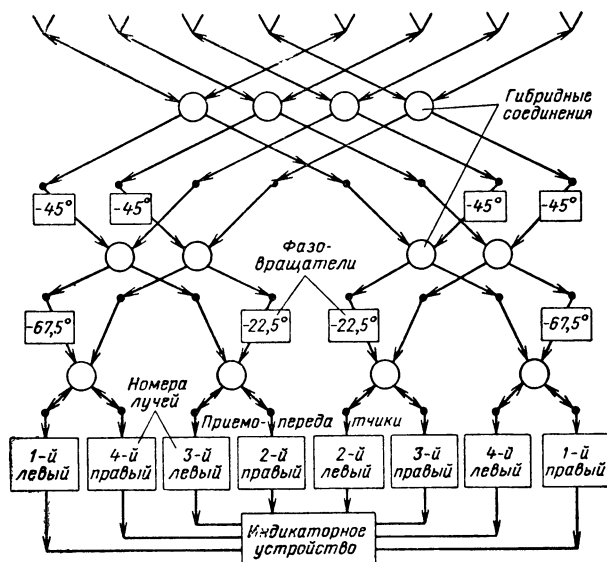


Рис. 16.6. Многоканальная многолучевая система с параллельным питанием элементов.

случае каждому каналу также соответствует свой луч в пространстве. Необходимые фазовые соотношения устанавливаются фазовращателями. Разветвления волноводных элементов выполнены с использованием гибридных соеди-



нений. При передаче сигналы каждого из каналов разветвляются так, что на излучающие элементы проходят сигналы с одинаковой разностью фаз  $\Delta\varphi$ , которая и определяет положение луча. При приеме сигналы в фазе приходят только в один из каналов, соответствующий заданному направлению на цель.

Часто к многоканальным системам неправильно относят многолучевые РЛС, у которых каждый луч формируется

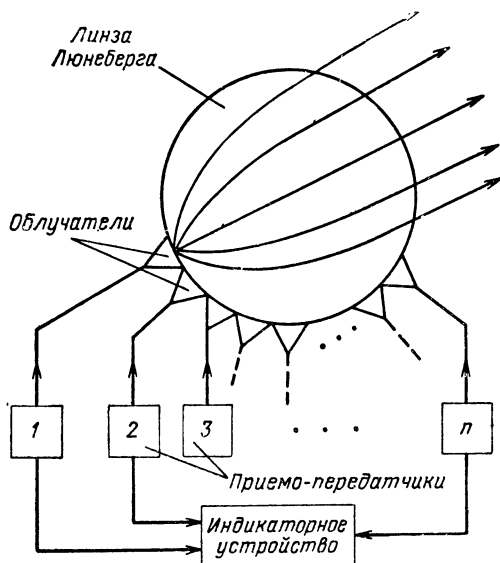


Рис. 16.7. Многолучевая РЛС, использующая антенну типа линзы Лüneберга.

отдельным радиолокационным устройством. Фактически такие «многолучевые РЛС» являются простым сочетанием одноканальных РЛС. В качестве примера укажем метод формирования многих лучей путем размещения нескольких отдельных облучателей в области фокуса параболического отражателя. Каждый облучатель создает независимый луч в пространстве. Положение луча определяется величиной смещения облучателя из фокуса. Количество лучей в такой системе ограничено, так как с увеличением расстояния смещения от фокуса форма луча искажается. Например, был получен пучок из 16 лучей (по четыре луча в вертикальной

и горизонтальной плоскостях). Соседние лучи пересекаются на уровне половинной мощности. Многолучевые системы такого типа могут быть созданы также на основе использования линзы Люнеберга (рис. 16.7). Сферическая симметрия линзы позволяет размещать на фокальной поверхности большое число облучателей. Диэлектрическая проницаемость линзы выбирается так, чтобы лучи, выходящие из любой точки на фокальной поверхности, превращались при прохождении линзы в параллельный пучок. Каждому облучателю в этом случае соответствует свой луч.

### 3. Активные элементы многоканальных РЛС

В рассмотренных типах РЛС элементы станций могут быть не только пассивными, как, например, отдельные излучатели в многоканальных антеннах, но и активными. Активный элемент может в своем составе иметь усилители

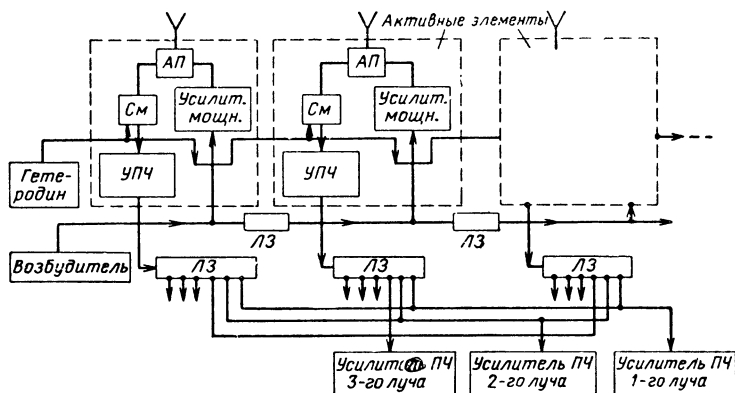


Рис. 16.8. Многолучевая РЛС с активными элементами.

или даже целые приемные и передающие узлы. На рис. 16.8 изображена схема многолучевой РЛС с простейшими активными элементами, которые в канале передачи имеют усилители мощности, питаемые от общего возбудителя, а в канале приема смесители (См) и предварительные усилители промежуточной частоты. У этой РЛС в режиме приема множество лучей формируется в результате обработки сигналов

по промежуточной частоте. Для этого после усилителей ПЧ установлены секционированные линии задержки (ЛЗ). Отдельные лучи получаются путем суммирования сигналов, снимаемых с соответствующих выводов линий задержки. Активные элементы позволяют уменьшить потери мощности и повысить чувствительность устройств. Кроме того, все элементы устройства управления лучами при поиске и сопровождении могут работать на оптимальной рабочей частоте. Например, создать высокочастотные фазовращатели с большой скоростью срабатывания и высокой точностью для РЛС с пассивными элементами очень трудно, а соответствующие низкочастотные фазовращатели конструктивно выполнить проще и они более стабильны в работе.

В многоканальной РЛС с электронным качением луча, блок-схема которой изображена на рис. 16.9, необходимые фазовые соотношения вырабатываются на промежуточной частоте. Активный элемент этой РЛС состоит из ряда узлов приемного и передающего каналов (на рис. 16.9 активный элемент РЛС обведен пунктирной линией).

Рассмотрим работу узла выработки требуемых фазовых сдвигов колебаний, подаваемых на смесители приемного и передающего каналов. На рис. 16.9 этот узел обведен штрих-пунктирной линией. На суммирующие смесители  $См_1$ ,  $См_2$  и  $См_3$  подаются колебания генератора постоянной частоты  $\omega_2$  и генератора управления лучом с переменной частотой  $\omega_1$ .

Колебания генератора частоты  $\omega_1$  на смесители подаются через отрезки линий задержки длиной  $l$ . В результате фазы колебаний частоты  $\omega_1$  в смесителях отличаются между собой на величину

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi l}{\lambda_1}, \quad (16.14)$$

где  $\lambda_1$  — длина волны, соответствующая частоте  $\omega_1$ .

На выходе смесителей колебания можно записать в виде

$$\sin \left[ (\omega_1 + \omega_2) t + \frac{2\pi n l}{\lambda_1} \right], \quad (16.15)$$

где  $n$  — номер смесителя.

Смесители  $См_1$ ,  $См_2$  и  $См_3$ , на выходе которых выделяется сигнал разностной частоты, обеспечивают выделение сигнала частоты  $\omega_2$ . Колебания частоты  $\omega_2$  на выходе этих смесителей отличаются между собой по фазе на величину

$\Delta\varphi$ , что и требуется для управления лучом. Изменить величину разности фаз  $\Delta\varphi$  можно путем изменения частоты  $\omega_1$ .

Колебания частоты  $\omega_1$  поступают на активные элементы как приемного, так и передающего каналов системы.

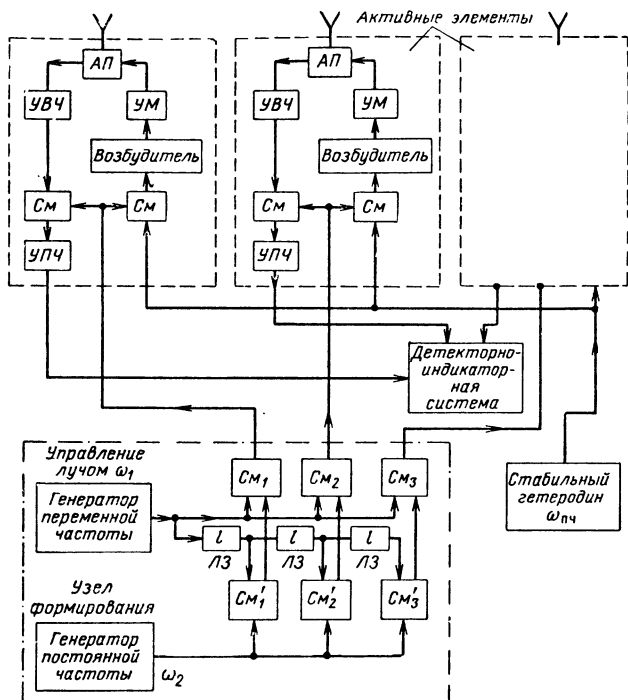


Рис. 16.9. Многолучевая РЛС с активными элементами с управлением путем изменения частоты сигнала.

Таким образом, рассмотренная схема позволяет получить необходимые фазовые сдвиги для обеспечения многоканальной работы РЛС.

Многоканальные РЛС позволяют одновременно определять угловые координаты многих целей и осуществлять их непрерывное сопровождение. В качестве примера рассмотрим блок-схему многоканальной многолучевой РЛС (рис. 16.10), в которой применяется равносигнальный амплитудно-разностный метод сопровождения одновременно для многих целей.

Линейная решетка равноотстоящих элементов имеет ряд усилителей. После усилителей установлены фазовращатели

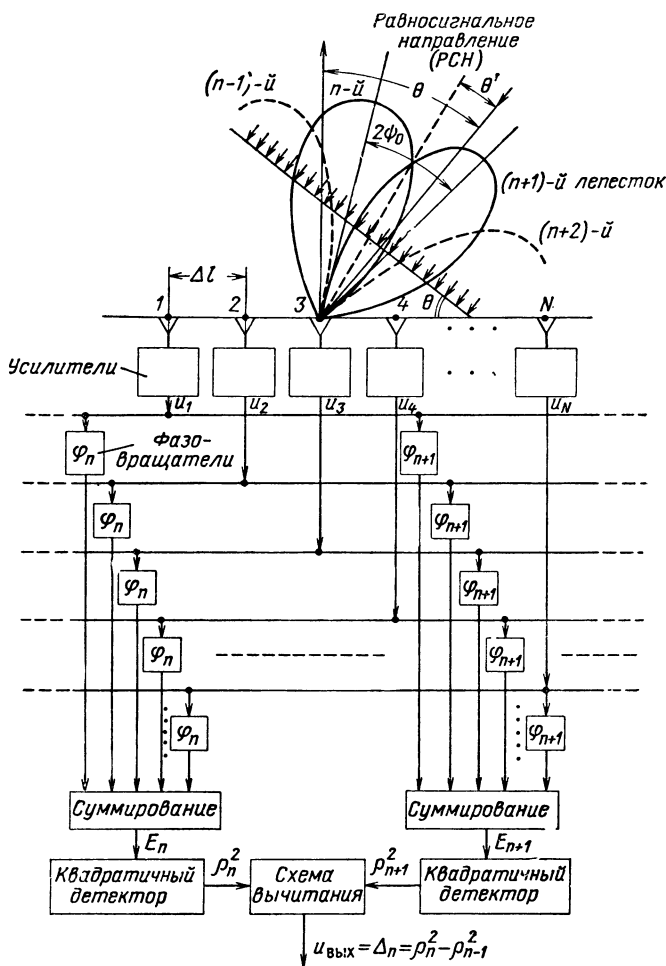


Рис. 16.10. Многолучевая РЛС с автоматическим сопровождением цели.

для формирования лучей. На рис. 16.10 показаны только две группы фазовращателей для формирования  $n$ -го и  $(n + 1)$ -го луча. При падении плоской волны под углом  $\theta$

к решетке сигналы на выходе  $k$ -го усилителя можно представить в виде

$$u_k = U_m \cos(\omega t + k\delta + \varphi_0), \quad (16.16)$$

где  $\varphi_0$  — начальная фаза;

$\delta$  — прирост фаз сигналов между соседними элементами, равный

$$\delta = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} \sin \theta.$$

Сигналы после усилителей поступают на соответствующие фазовращатели  $\varphi_n$  и  $\varphi_{n+1}$ . С выхода всех фазовращателей группы  $\varphi_n$  сигналы суммируются. В результате формируется  $n$ -й лепесток многолучевой диаграммы. Аналогично сигналы с выхода всех фазовращателей  $\varphi_{n+1}$  также суммируются для получения  $(n+1)$ -го лепестка.

При равносигнальном амплитудно-разностном методе определения угловых координат отраженные сигналы, соответствующие  $n$ -му лепестку, сравниваются с сигналами  $(n+1)$ -го лепестка. Сигналы с выхода суммирующих устройств предварительно детектируются, и затем находится их разность. Эта разность является функцией углового отклонения цели (угол  $\theta'$ ) от  $n$ -го равносигнального направления. Выходной разностный сигнал  $u_{\text{вых}} = \rho_n^2 - \rho_{n+1}^2$  при сопровождении цели используется для соответствующего изменения положения  $n$ -го равносигнального направления путем изменения фазы сигналов в фазовращателях  $\varphi_n$  и  $\varphi_{n+1}$  (на рис. 16.10 обратная связь для управления фазовращателями не показана).

Можно показать [26], что точность измерения углового положения цели при наличии шумов, имеющих дисперсию  $\sigma^2$ , определяется соотношением, связывающим дисперсию угловой ошибки с параметрами системы

$$\sigma_{\theta'}^2 = \frac{12\sigma^2}{\left(\frac{2\pi\Delta l N}{\lambda}\right)^2 N U_m^4}. \quad (16.17)$$

Как видно из формулы (16.17), точность измерения угловых координат в многоканальной системе увеличивается с ростом числа каналов  $N$ , которые используются для приема сигналов. Точность возрастает с увеличением полного линейного размера всей системы элементов  $L = \Delta l N$  и мало зависит от угла раствора между отдельными лепе-

стками (углом  $2\varphi_0$ ). [Этот угол  $2\varphi_0$  не входит в формулу (16.17).]

Последнее обстоятельство можно объяснить тем, что, хотя при уменьшении угла раствора крутизна характеристик направленности в точке пересечения лучей уменьшается, одновременно увеличивается корреляция между шумовыми составляющими в соседних каналах на выходе системы обработки. Следовательно, шумовые составляющие при вычитании компенсируются более полно.

### 16.3. Моноимпульсные устройства

Разновидностью пространственно-многоканальных РЛС являются так называемые *моноимпульсные* РЛС. Они часто применяются для автоматического сопровождения цели в системах наведения оружия или управления ракетами.

В моноимпульсной РЛС каждый отраженный от цели импульс несет всю информацию о положении цели как по угловым координатам, так и по дальности. Выделение информации достигается одновременным сравнением амплитуд и фаз отраженных сигналов, которые принимаются несколькими антенными устройствами. Для автоматического сопровождения цели в одной плоскости необходимо иметь два канала, две антенны, а для сопровождения и по азимуту, и по углу места — четыре.

Моноимпульсные РЛС более сложны по сравнению с одноканальными РЛС, но они имеют ряд преимуществ, которые определили их широкое применение. Как правило, моноимпульсные системы обеспечивают более точное определение угловых координат. Это объясняется тем, что низкочастотные флуктуации амплитуд отраженных от цели сигналов не вносят дополнительных ошибок при пеленгации цели. В одноканальных системах определения угловых координат с применением, например, конического сканирования флуктуации амплитуд отраженных сигналов в области частот, близких к частоте вращения луча антенны, вызывают большие ошибки в определении положения цели. Моноимпульсные РЛС имеют более высокую помехозащищенность и против организованных помех.

Различные типы моноимпульсных РЛС отличаются между собой способом обработки сигналов, принимаемых отдельными антеннами.

## 1. Амплитудно-разностная РЛС

Простейшим типом моноимпульсной РЛС является амплитудно-разностная РЛС, в которой для определения направления на цель сравниваются амплитуды сигналов,

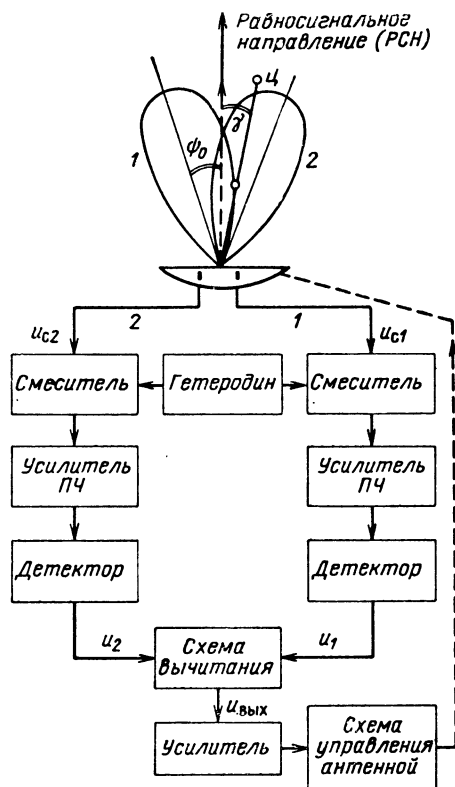


Рис. 16.11. Моноимпульсная РЛС с амплитудно-разностным методом пеленгации.

принимаемых в двух каналах станции (для пеленгации в одной плоскости) (рис. 16.11).

Характеристики направленности антенн каналов образуют равносигнальное направление (РСН). Принимаемые каждой из антенн сигналы усиливаются отдельными при-



емными устройствами, детектируются и затем подаются на вычитающее устройство.

Найдем сигнал на выходе вычитающего устройства. Сигнал, принимаемый антенной 1 на входе приемника, можно записать как

$$u_{c1} = kF(\psi_0 + \gamma) \cos(\omega t + \varphi), \quad (16.18)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности;

$F(\beta)$  — характеристика направленности антенны,

$$\beta = \psi_0 + \gamma;$$

$\psi_0$  — угол отклонения максимума характеристики направленности от РСН;

$\gamma$  — угол отклонения направления на цель ( $\mathcal{C}$ ) от РСН (угол рассогласования);

$\omega$  — частота сигнала;

$\varphi$  — начальная фаза.

Сигнал на выходе второй антенны

$$u_{c2} = kF(\psi_0 - \gamma) \cos(\omega t + \varphi). \quad (16.19)$$

После преобразования, усиления по промежуточной частоте и линейного детектирования сигналы в каналах РЛС на входе вычитающего устройства соответственно равны

$$\begin{aligned} u_1 &= kk_1 F(\psi_0 + \gamma), \\ u_2 &= kk_2 F(\psi_0 - \gamma), \end{aligned} \quad (16.20)$$

где  $k_1, k_2$  — коэффициенты передачи сигнала в каналах.

На выходе схемы вычитания получим

$$u_{\text{вых}} = k[k_1 F(\psi_0 + \gamma) - k_2 F(\psi_0 - \gamma)]. \quad (16.21)$$

Разложим функции  $F(\psi_0 + \gamma)$  и  $F(\psi_0 - \gamma)$  в ряд Тейлора в окрестности точки  $\beta = \psi_0$ . Ограничившись двумя членами, что можно сделать при малых углах рассогласования, получим

$$u_{\text{вых}} = k \left\{ (k_1 - k_2) F(\psi_0) + (k_1 + k_2) \left[ \frac{dF(\beta)}{d\beta} \right]_{\beta=\psi_0} \gamma \right\}. \quad (16.22)$$

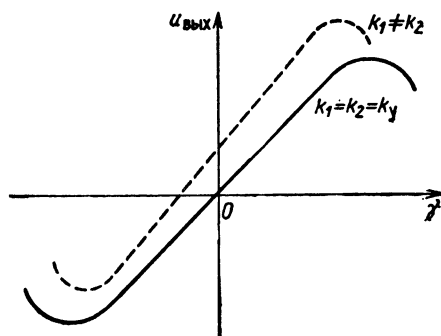
Если коэффициенты передачи каналов положить равными друг другу

$$k_1 = k_2 = k_y,$$

то формула (16.22) преобразуется к виду.

$$u_{\text{вых}} = 2kk_y \left[ \frac{dF(\beta)}{d\beta} \right]_{\beta=\psi_0} \gamma. \quad (16.23)$$

Видно, что выходное напряжение при малых углах отклонения прямо пропорционально углу  $\gamma$ . Недостатком



**Рис. 16.12.** Пеленгационная характеристика  $u_{\text{вых}}(\gamma)$  РЛС с амплитудно-разностным методом пеленгации.

системы, как видно из рис. 16.12, является зависимость нулевого значения пеленгационной характеристики от стабильности и равенства друг другу коэффициентов передачи сигналов в отдельных каналах. Небольшие различия в коэффициентах  $k_1$  и  $k_2$  вызывают изменение нулевого направления пеленгационной характеристики, что создает большие ошибки в определении угловых координат цели.

Выходной сигнал  $u_{\text{вых}}$  поступает через усилитель на схему управления антенной. Эта схема обеспечивает при автосопровождении непрерывное совмещение РСН с направлением на цель.

## 2. Фазо-разностная РЛС

В некоторых случаях отраженный сигнал очень сильно изменяется по амплитуде. В приемных устройствах такие сигналы могут достигать порога ограничения, что при амплитудном методе пеленгации приведет к потере информации о положении цели, так как полезная информация содержится в амплитудах сигналов на выходе антенной системы.

Для устранения отмеченных недостатков могут быть использованы при сопровождении целей фазовые методы пеленгации.

Фазовые методы пеленгации характеризуются тем, что информация о положении цели по угловым координатам содержится в фазах принимаемых сигналов.

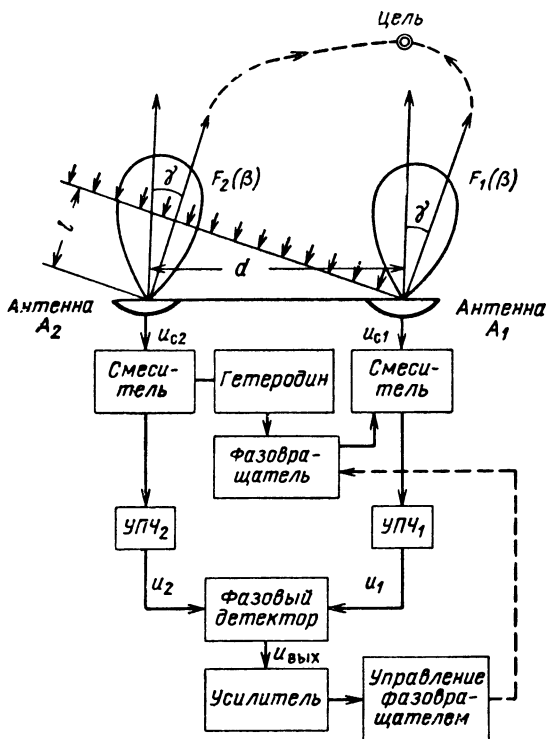


Рис. 16.13. Моноимпульсная РЛС с фазо-разностным методом пеленгации.

Рассмотрим простейшую из таких систем — фазо-разностную РЛС (рис. 16.13).

Две антенные системы ( $A_1$  и  $A_2$ ) расположены так, что характеристики направленности их разнесены в пространстве на расстояние  $d$ . Это расстояние называется базой. Направления максимумов лучей антенн должны быть параллельными. Если цель расположена под углом  $\gamma$

к направлению, перпендикулярному к базе, то сигналы, принимаемые этими двумя антеннами, отличаются между собой по фазе. Такой фазовый сдвиг возникает из-за разности расстояний между целью и отдельными антеннами.

Сигнал, принимаемый антенной  $A_1$ , запишем в виде

$$u_{c1} = k_1 F_1(\gamma) \cos \omega t,$$

а сигнал, принимаемый антенной  $A_2$ :

$$u_{c2} = k_2 F_2(\gamma) \cos(\omega t - \varphi),$$

где  $\varphi$  — фазовый сдвиг из-за разности путей прохождения сигнала от цели до антенн.

Из рис. 16.13 видно, что этот фазовый сдвиг равен

$$\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \gamma. \quad (16.24)$$

Сигналы, принимаемые антеннами, поступают на смесители. Так как гетеродинное напряжение на смеситель первого канала подается через фазовращатель, то сигнал на выходе усилителя ПЧ первого канала ( $УПЧ_1$ ) равен

$$u_1 = k_1 k_{y1} F_1(\gamma) \cos(\omega_{пр} t - \theta - \varphi_1), \quad (16.25)$$

где  $\theta$  — фазовый сдвиг из-за наличия фазовращателя;

$k_{y1}$  — коэффициент усиления  $УПЧ_1$ ;

$\varphi_1$  — фазовый сдвиг сигнала в  $УПЧ_1$ .

На выходе усилителя ПЧ второго канала ( $УПЧ_2$ ) получаем

$$u_2 = k_2 k_{y2} F_2(\gamma) \cos(\omega_{пр} t - \varphi - \varphi_2), \quad (16.26)$$

где  $\varphi_2$  — фазовый сдвиг  $УПЧ_2$ ;

$k_{y2}$  — коэффициент усиления  $УПЧ_2$ .

Сигнал на выходе фазового детектора, который является умножающим устройством, равен

$$u_{вых} = k_{фд} k_1 k_2 k_{y1} k_{y2} F_1(\gamma) F_2(\gamma) \cos[(\theta - \varphi) + (\varphi_1 - \varphi_2)]. \quad (16.27)$$

Для обеспечения равенства нулю выходного сигнала при нулевом отклонении цели от оси системы, т. е. при  $\gamma = 0$  и, следовательно,  $\varphi = 0$  необходимо начальный сдвиг

в фазовращателе  $\theta$  иметь равным  $90^\circ$ . Выходное напряжение фазового детектора тогда равно

$$u_{\text{вых}} = k_n F_1(\gamma) F_2(\gamma) \cos \left[ \frac{\pi}{2} - \varphi + (\varphi_1 - \varphi_2) \right], \quad (16.28)$$

где  $k_n$  — коэффициент, равный

$$k_n = k_{\text{фд}} k_1 k_2 k_{y1} k_{y2}. \quad (16.29)$$

С учетом формулы (16.24) можно записать, что

$$u_{\text{вых}} = k_n F_1(\gamma) F_2(\gamma) \sin \left( 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \gamma + (\varphi_1 - \varphi_2) \right). \quad (16.30)$$

Полученные выражения позволяют сделать следующие выводы о свойствах фазовой системы пеленгации.

Амплитудные характеристики приемно-усилительных трактов не влияют на положение нулевого значения пеленгационной характеристики. Они оказывают влияние только на крутизну пеленгационной характеристики. Уменьшить это влияние можно путем применения АРУ или ограничителей в каналах усиления.

Фазовые характеристики трактов оказывают существенное влияние на положение нулевого направления при пеленгации. Нестабильность фазовых сдвигов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  в каналах приводит к появлению дополнительных ошибок в измерении координат. Это является недостатком системы фазовой пеленгации.

Другим недостатком фазовых систем является неоднозначность в определении угловых координат целей. На рис. 16.14, а приведена пеленгационная характеристика системы при равных фазовых сдвигах в каналах усиления ПЧ ( $\varphi_1 = \varphi_2$ ). Существует несколько направлений с нулевым значением выходного сигнала, которые могут быть приняты за истинное направление на цель<sup>1</sup>.

Для устранения многозначности в измерении применяется несколько методов. Наиболее широко используется выбор характеристик направленности  $F_1(\gamma)$  и  $F_2(\gamma)$  антенн каналов таким образом, чтобы исключить ложные нулевые

---

<sup>1</sup> При автоматическом сопровождении цели устойчивое сопровождение будет осуществляться не во всех направлениях ложного пеленга  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_{-1}, \gamma_{-2} \dots$ , а только там, где крутизна пеленгационной характеристики совпадает с крутизной в истинном пеленгационном направлении ( $\gamma = 0$ ). Следовательно, устойчивое сопровождение выполняется в точках  $\gamma_{-2}, \gamma_2$  и т. п.

направления. Из формулы (16.30) следует, что характеристики направленности  $F_1(\gamma)$  и  $F_2(\gamma)$  определяют форму пеленгационной характеристики. Если взять характеристики направленности  $F_1(\gamma)$  и  $F_2(\gamma)$  достаточно узкими, то

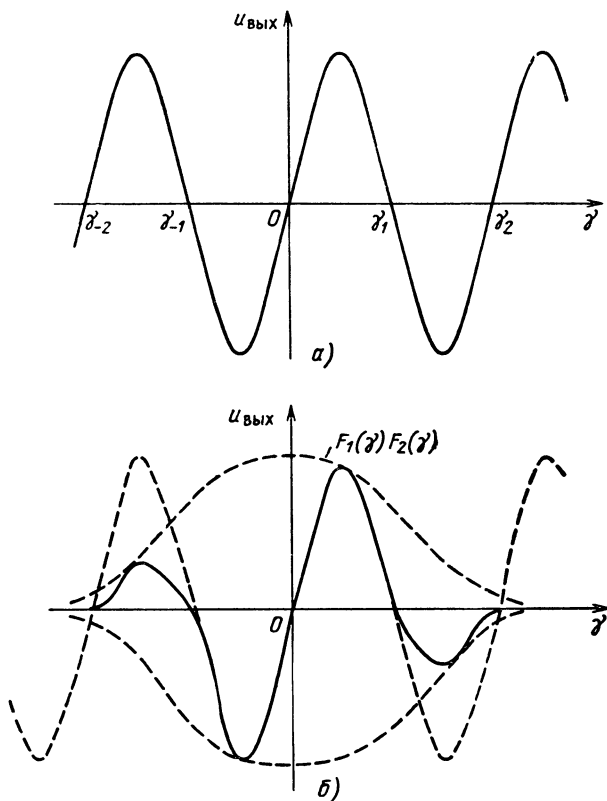


Рис. 16.14. Пеленгационная характеристика фазо-разностной РЛС.

ложные нулевые направления окажутся за их пределами (рис. 16.14, б).

Другим методом борьбы с неоднозначностью является применение дополнительных приемных каналов с меньшими базовыми расстояниями. Из формулы (16.30) видно, что чем больше база, тем больше крутизна пеленгационной характеристики.

Действительно, при малых углах  $\gamma$  и при  $\varphi_1 = \varphi_2$  имеем

$$u_{\text{вых}} = k_{\pi} F_1(\gamma) F_2(\gamma) \sin\left(2\pi \frac{d}{\lambda} \gamma\right), \quad (16.31)$$

а крутизна пеленгационной характеристики в точке, где  $\gamma = 0$ , равна

$$\frac{du_{\text{вых}}}{d\gamma} = k_{\pi} \frac{2\pi d}{\lambda}. \quad (16.32)$$

Чем больше база  $d$ , тем больше ложных нулевых направлений появляется в пределах пеленгационной характеристики.

Если дополнительный канал приема выбрать с такой малой базой, что ложные нулевые направления не возникают, то можно, совмещая выходные сигналы таких двух систем (основной и дополнительной), сохранить высокую крутизну характеристики. Это позволит обеспечить большую точность измерения углов и получить однозначное определение истинного нулевого направления. Однако этот метод устранения многозначности приводит к конструктивному усложнению всей системы.

Выходной сигнал фазового детектора используется для сопровождения цели. Возможны несколько вариантов систем сопровождения. При механическом сопровождении вся антенная система поворачивается по сигналам с выхода фазового детектора так, чтобы этот сигнал поддерживался равным нулю. При этом ось антенны совмещается с направлением на цель.

В другом варианте выходное напряжение фазового детектора служит для сдвига сигнала по фазе в фазовращателе, как показано на рис. 16.13. Из формулы (16.27) следует, что любому значению фазового сдвига  $\varphi$  всегда можно найти соответствующее значение сдвига фазы в фазовращателе  $\theta$ , при котором  $u_{\text{вых}}$  равно нулю.

Сопровождение цели в этом случае можно назвать электронным. Каждому положению цели соответствуют определенные значения или угла поворота ротора механического фазовращателя, или тока в управляющей обмотке ферритового фазовращателя.

Фазовращатель в схеме РЛС может быть расположен в цепи гетеродина, как на рис. 16.13, в волноводном тракте одной из антенн или же в канале усиления по промежуточной частоте. Найденные ранее соотношения справедливы для любого случая размещения фазовращателя.

### 3. Амплитудная суммарно-разностная РЛС

Как уже говорилось, существенным недостатком рассмотренных простых типов моноимпульсных РЛС является зависимость положения пеленгационного направления от

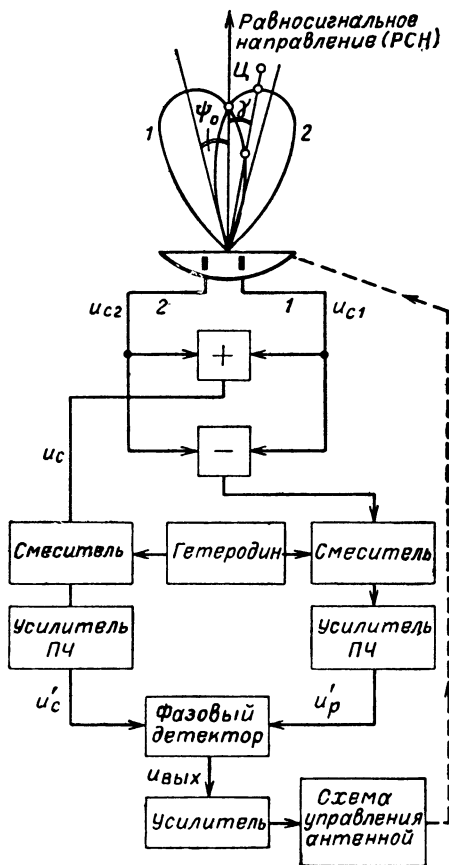


Рис. 16.15. Моноимпульсная РЛС с амплитудным суммарно-разностным методом пеленгации.

стабильности ряда параметров усилительных трактов. Этот недостаток устраняется в суммарно-разностных системах, для которых характерно комбинирование сигналов, при-



нимаемых различными каналами, таким образом, чтобы получить векторную сумму и разность этих сигналов.

Рассмотрим вначале принцип действия амплитудной суммарно-разностной РЛС (рис. 16.15). Антенны каналов приема сигналов устанавливаются так, чтобы характеристики направленности были смещены на некоторый угол  $\psi_0$  вправо и влево от равносигнального направления. С выхода антенных входов принятые сигналы подаются на суммирующие и вычитающие устройства. В качестве таких устройств могут применяться суммарно-разностные волноводные мосты щелевого типа, мосты типа двойного  $T$  или кольцевые. Сигналы с выхода разностного и суммарного каналов поступают на каскады преобразования и усиления. Выходным устройством, где вырабатывается сигнал рассогласования, или сигнал ошибки, является фазовый детектор. Сигнал ошибки по величине и знаку соответствует степени и направлению рассогласования линии визирования цели и оси антенной системы, в качестве которой служит равносигнальное направление.

Опорным напряжением на фазовом детекторе является суммарный сигнал  $u'_c$ , а сигнальным напряжением, которое несет полезную информацию о положении цели, является выходное напряжение разностного канала  $u'_p$ .

Для оценки основных свойств рассматриваемой системы найдем зависимость сигнала ошибки на выходе фазового детектора от угла рассогласования  $\gamma$  и параметров антенны и трактов РЛС.

Сигналы на выходах первой и второй антенн равны соответственно

$$\begin{aligned} u_{c1} &= kF(\psi_0 + \gamma) \cos \omega t, \\ u_{c2} &= kF(\psi_0 - \gamma) \cos \omega t. \end{aligned} \quad (16.33)$$

Сигнал на выходе суммирующего устройства

$$u_c = k[F(\psi_0 + \gamma) + F(\psi_0 - \gamma)] \cos \omega t,$$

а на выходе устройства вычитания

$$u_p = k[F(\psi_0 + \gamma) - F(\psi_0 - \gamma)] \cos \omega t;$$

после преобразования и усиления сигналов в УПЧ получим

$$\begin{aligned} u'_c &= k_1 [F(\psi_0 + \gamma) + F(\psi_0 - \gamma)] \cos(\omega_{\text{пч}} t + \varphi_1), \\ u'_p &= k_2 [F(\psi_0 + \gamma) - F(\psi_0 - \gamma)] \cos(\omega_{\text{пч}} t + \varphi_2), \end{aligned} \quad (16.34)$$

где  $k_1, k_2$  — коэффициенты передачи каналов по амплитуде (коэффициент  $k$  включен в  $k_1$  и  $k_2$ );

$\varphi_1, \varphi_2$  — фазовые сдвиги в каналах.

На выходе фазового детектора имеем произведение сигналов  $u'_c$  и  $u'_p$ :

$$u_{\text{вых}} = k_{\text{фд}} u'_c u'_p, \quad (16.35)$$

где  $k_{\text{фд}}$  — коэффициент передачи фазового детектора.

Подставив выражение (16.34) в формулу (16.35), запишем

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} = 2k_1 k_2 k_{\text{фд}} [F^2(\psi_0 + \gamma) - \\ - F^2(\psi_0 - \gamma)] \cos(\varphi_1 - \varphi_2). \end{aligned} \quad (16.36)$$

В выражении (16.36) представлен только низкочастотный член выходного напряжения, так как все высокочастотные члены отфильтровываются фильтром фазового детектора.

Если разложить функции  $F(\psi_0 + \gamma)$  и  $F(\psi_0 - \gamma)$ , входящие в (16.36), в ряд Тейлора, как это делалось и раньше, то получим

$$u_{\text{вых}} = 2k_1 k_2 k_{\text{фд}} F(\psi_0) \left[ \frac{dF(\beta)}{d\beta} \right]_{\beta=\psi_0} \gamma \cos(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (16.37)$$

Анализируя выражение (16.37), отметим следующие свойства амплитудной суммарно-разностной РЛС.

Нулевое пеленгационное направление не зависит от амплитудных и фазовых характеристик трактов ( $u_{\text{вых}} = 0$  при  $\gamma = 0$ ). Это основное преимущество такой системы перед простейшими системами амплитудно-разностного типа.

Изменение амплитудных ( $k_1$  и  $k_2$ ) и фазовых ( $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ ) характеристик трактов приводит только к некоторому изменению крутизны пеленгационной характеристики.

Амплитудные флуктуации отраженных сигналов также не влияют на устойчивость пеленгационного направления. Эти флуктуации входят в коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  и создают колебания коэффициента передачи всей системы, которые могут быть уменьшены применением автоматической регулировки усиления в трактах приемника.

На рис. 16.16 показан вид основных зависимостей, которые даны как функции угла рассогласования  $\gamma$ . Форма сум-

марного сигнала, являющегося опорным для фазового детектора, показана на рис. 16.16, а<sup>1</sup>.

Разностный сигнал изображен на рис. 16.16, б. Заметим, что фазы высокочастотного заполнения в правой и в левой

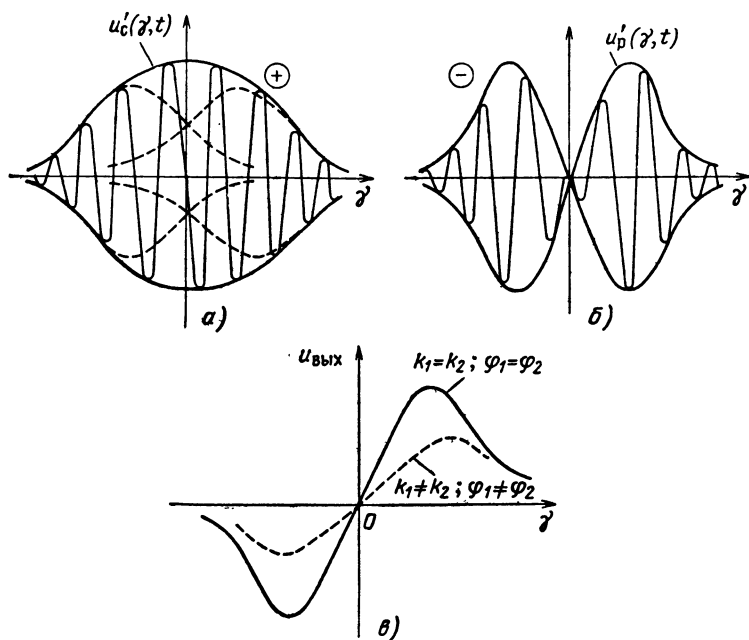


Рис. 16.16. Пеленгационная характеристика моноимпульсной амплитудной суммарно-разностной РЛС.

частях графика отличаются на  $180^\circ$ , причем фаза в правой части совпадает с фазой опорного сигнала. Фазовый детектор служит для определения фазовых соотношений между опорным  $u_c'$  и разностным  $u_p'$  сигналом. Если фазы совпадают, цель находится правее РСН. Если сигналы противофазны, то цель слева от РСН (сигнал с выхода фазового детектора в этом случае имеет отрицательную полярность). Результирующая пеленгационная характеристика как зависимость  $u_{\text{вых}}$  от угла рассогласования  $\gamma$  дана на рис. 16.16, в. Сплош-

<sup>1</sup> Высокочастотное наполнение показано условно, не в масштабе; вид кривых, изображенных на рисунке, может быть получен, если изменять угол  $\gamma$  с постоянной скоростью.

ная кривая относится к случаю, когда  $k_1 = k_2$  и  $\varphi_1 = \varphi_2$ , а пунктирная соответствует отклонениям параметров трактов ( $k_1 \neq k_2$  и  $\varphi_1 \neq \varphi_2$ ).

#### 4. Фазовая суммарно-разностная РЛС

Недостатки простой фазо-разностной РЛС устраняются в фазовой суммарно-разностной РЛС, принцип работы которой аналогичен во многом принципу действия амплитудной суммарно-разностной РЛС. Отличие состоит в том, что используется полезная информация об угловом положении цели, содержащаяся в фазе сигналов. Для выделения этой информации применяют также фазовый детектор. Кроме того, в один из каналов вводится сдвиг по фазе на  $90^\circ$ . Для сдвига сигналов по фазе в канале разностного сигнала имеется фазовращатель (рис. 16.17).

Найдем зависимость выходного сигнала от параметров антенны и угла отклонения направления на цель от оси системы. Антенные устройства устанавливаются так же, как и в случае фазо-разностной РЛС. На выходе антенн сигналы запишем в виде

$$\begin{aligned} u_{c1} &= kF(\gamma) \cos \gamma t, \\ u_{c2} &= kF(\gamma) \cos(\omega t - \varphi), \end{aligned} \quad (16.38)$$

где  $\varphi$  — запаздывание по фазе из-за разности путей прохождения сигнала от цели до каждой из антенн.

Определяется фазовый сдвиг  $\varphi$  так же, как и раньше [формула (16.24)].

Сигналы на выходе суммирующего устройства запишем в виде

$$u_c = u_{c1} + u_{c2} = kF(\gamma) [\cos \omega t + \cos(\omega t - \varphi)],$$

а на выходе устройства вычитания

$$u_p = u_{c1} - u_{c2} = kF(\gamma) [\cos \omega t - \cos(\omega t - \varphi)]. \quad (16.39)$$

После преобразования и усиления получим соответственно

$$\begin{aligned} u'_c &= kk_1 F(\gamma) [\cos(\omega_{np} t + \varphi_1) + \cos(\omega_{np} t - \varphi + \varphi_1)], \\ u'_p &= kk_2 F(\gamma) [\cos(\omega_{np} t + \varphi_2 + \theta) - \\ &\quad - \cos(\omega_{np} t + \varphi_2 + \theta - \varphi)], \end{aligned} \quad (16.40)$$

где, как и раньше,

$k_1, k_2$  — коэффициенты передачи сигналов в каналах;  
 $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — сдвиг фаз в каналах;  
 $\theta$  — дополнительный фазовый сдвиг в фазовращателе  
 разностного канала.

Выходной сигнал фазового детектора запишем так же, как в формуле (16.35). Подставив значения  $u'_c$  и  $u'_p$  [см. формулу (16.40)] в соотношение  $u_{\text{вых}} = k_{\text{фд}} u'_c u'_p$ , после простых

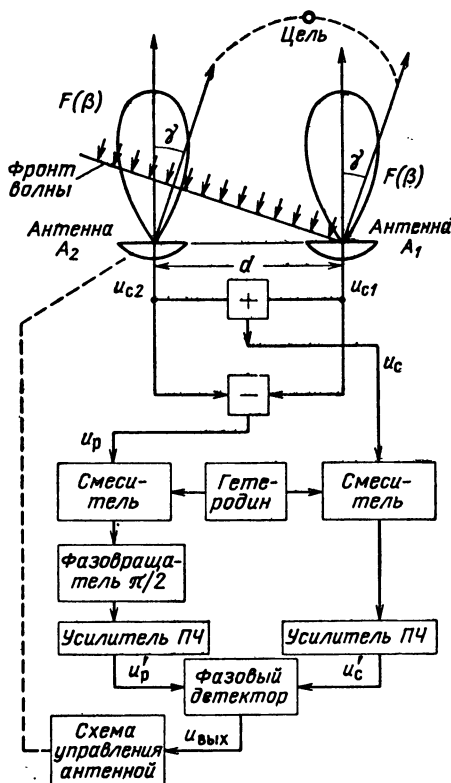


Рис. 16.17. Моноимпульсная РЛС с фазовым суммарно-разностным методом пеленгации.

тригонометрических преобразований получаем (оставив только составляющие низкой частоты)

$$u_{\text{вых}} = k_{\text{фд}} k^2 k_1 k_2 F^2(\gamma) \sin(\varphi_2 - \varphi_1 + \theta) \sin \varphi. \quad (16.41)$$

Если  $\theta = 90^\circ$  и, кроме того,  $\varphi$  заменено его значением [по формуле (16.24)], то

$$u_{\text{вых}} = k_{\text{фд}} k^2 k_1 k_2 F^2(\gamma) \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \sin \left[ \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \gamma \right]. \quad (16.42)$$

Из полученного соотношения следует, что, так же как в случае простой фазо-разностной системы, имеется многозначность нулевых пеленгационных направлений. Эта многозначность объясняется периодической природой последнего синусного сомножителя, если не учитывать вид функции  $F^2(\gamma)$ . Характеристики направленности  $F(\gamma)$  выбирают так, чтобы устранить многозначность пеленгационных направлений.

Из формулы (16.42) видно, что пеленгационное направление не зависит от стабильности и точности установки амплитудных и фазовых параметров трактов усиления в отличие от простой фазо-разностной системы.

На схеме, показанной на рис. 16.17, сигналы с выхода фазового детектора поступают на схему управления антенной. В процессе сопровождения цели антенна вращается таким образом, что угол рассогласования все время остается равным нулю. Можно выполнить в рассматриваемом случае и чисто электронное слежение за целью. Для этого необходимо в канал приема на выходе одной из антенн поставить управляемый фазовращатель, который непрерывно компенсировал бы фазу  $\varphi$  так, чтобы на выходе РЛС сигнал все время поддерживался равным нулю. Так как фаза  $\varphi$  связана с угловым положением цели  $\gamma$ , то величина управляющего сигнала фазовращателя в этом случае соответствует положению цели.

Так же как и в фазо-разностной системе, для устранения влияния амплитудных колебаний сигнала на сопровождение цели можно и в данном случае ввести ограничение амплитуд.

### 5. Моноимпульсная система для сопровождения цели по угловым координатам в двух плоскостях

В качестве примера применения моноимпульсных устройств для пеленгации в двух плоскостях рассмотрим блок-схему амплитудной суммарно-разностной РЛС (рис. 16.18). Четырехканальный рупорный облучатель слу-

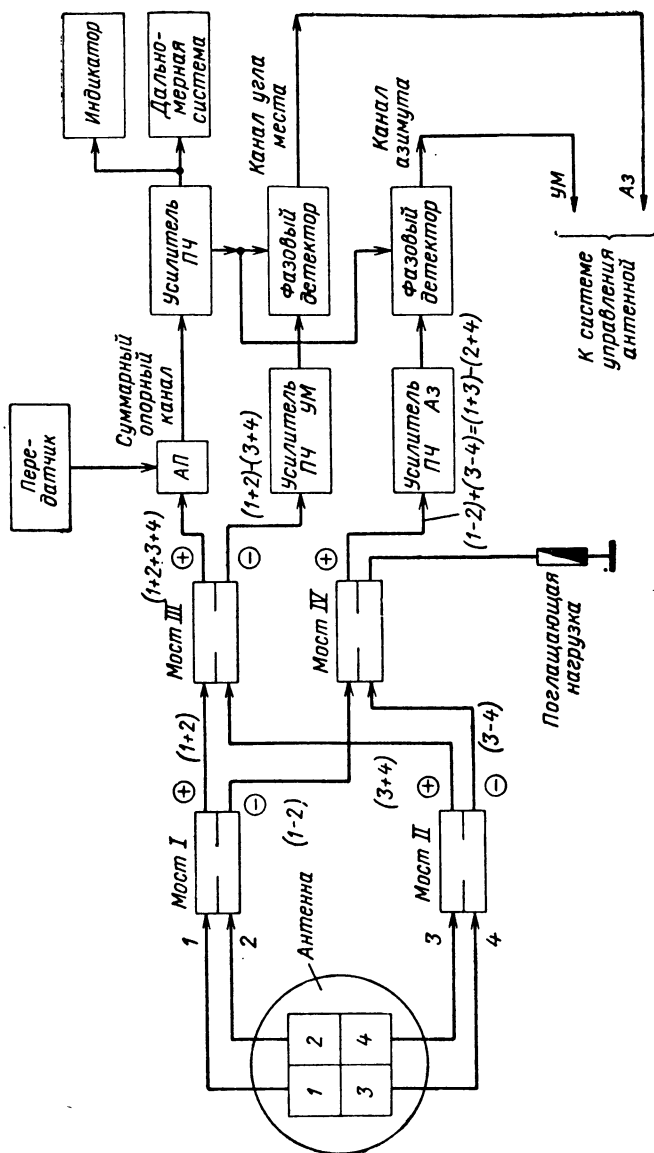


Рис. 16.18. Моноимпульсная РЛС для определения угловых координат цели в двух плоскостях.

жит для формирования четырех диаграмм направленности, которые смещены на некоторый угол относительно РСН. Суммирование и вычитание сигналов по высокой частоте выполняется в устройствах, условно обозначенных на рис. 16.18 словом «мост». Суммарный сигнал на выходе каждого моста обозначен плюсом, а разностный — минусом. Суммарный выходной сигнал моста III представляет собой сумму сигналов, принимаемых на все четыре канала облучателя. Ось результирующей диаграммы направленности в этом случае совпадает с РСН. Разностный сигнал с выхода моста III является сигналом ошибки канала угла места, а суммарный сигнал с выхода моста IV — сигналом ошибки канала азимута<sup>1</sup>.

Передающее устройство обычно подключается через антенный переключатель (АП) в цепь суммарного канала моста III. Этот же канал используется и для измерения расстояний как в режиме поиска целей, так и в режиме сопровождения. Такое построение схемы позволяет наиболее полно использовать всю возможную апертуру антенны для работы в режиме поиска и при сопровождении цели.

#### 16.4. Частотно-многоканальные РЛС

Благодаря многочастотному излучению можно существенно улучшить характеристики радиолокационных станций:

- увеличить мощность излучаемых колебаний;
- сформировать диаграммы направленности сложной формы;
- повысить помехозащищенность от активных и пассивных помех;
- увеличить дальность обнаружения целей;
- повысить надежность работы РЛС.

Находят применение два пути использования в станциях многочастотного излучения. Во-первых, можно осуществлять излучение на нескольких частотах в пределах одной и той же диаграммы направленности (рис. 16.19, а). При этом цель одновременно облучается радиоволнами на всех

---

<sup>1</sup> Сигнал на выходе разностного ответвления моста IV в РЛС не используется, так как не содержит какой-либо полезной информации. Этот сигнал подается на поглощающую нагрузку.



рабочих частотах ( $f_1, f_2, f_3$  и т. д.). Станций, в которых реализован этот принцип, можно называть частотно-многоканальными, так как их основные показатели определяются совокупностью действия всех частотных каналов.

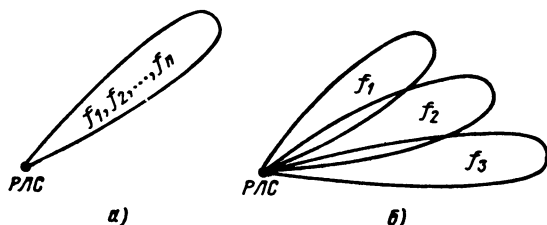


Рис. 16.19. Диаграммы направленности антенн частотно-многоканальных РЛС:

а — в пределах одного луча излучаются колебания с разными частотами;  
б — в каждом луче диаграммы направленности излучаются колебания одной частоты.

Второй путь использования нескольких частот излучения состоит в том, что на каждой частоте создается самостоятельная диаграмма направленности, смещенная относительно других в пространстве (см. рис. 16.19, б). Точечная цель в каждый данный момент находится в пределах одной из диаграмм (изредка — на стыке двух диаграмм) и облучается радиоволнами одной частоты. Радиолокационные станции, в которых используется этот принцип, не являются по сути дела многоканальными: они представляют собой как бы комбинацию нескольких независимых устройств, работающих на нескольких частотах. Если эти радиолокационные устройства имеют общий индикатор, то возникает взаимозависимость их показателей: в индикаторе будут суммироваться шумы всех частотных каналов и возрастет вероятность ложной тревоги каждого из каналов и всей системы в целом.

Ниже рассматриваются характеристики многочастотных радиолокационных устройств обоих типов.

### 1. Частотно-многоканальные РЛС (с одной диаграммой направленности)

В РЛС этого типа имеется несколько передатчиков, работающих на различных частотах  $f_1, f_2, \dots, f_n$  и запускаемых общим синхронизирующим устройством (рис. 16.20). Высо-

к частотные колебания поступают в волноводный сумматор и затем подводятся к облучателю зеркала антенны. Таким образом создается один луч, в пределах которого излучаются радиоволны различной длины. Принятые сигналы от антенны поступают к  $n$  приемникам, предназначенным для

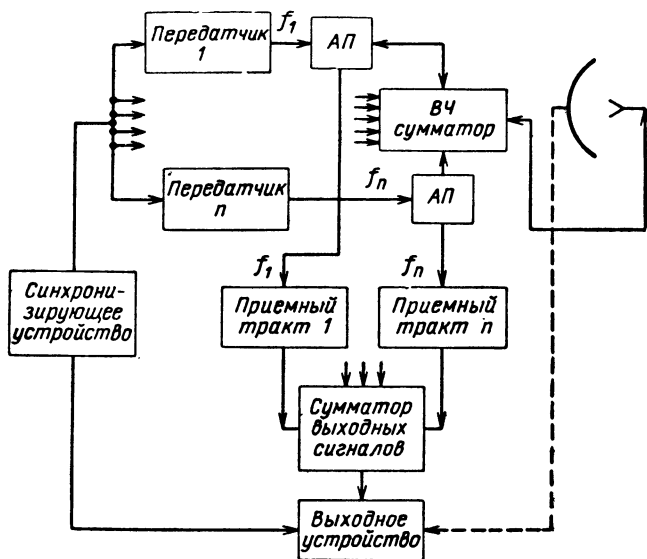


Рис. 16.20. Функциональная схема частотно-многоканальной РЛС.

раздельной обработки сигналов на разных частотах. Выходные сигналы приемников подводятся к сумматору, где производится их совместная обработка; импульсы напряжения, образующиеся в результате этой дополнительной обработки, фиксируются на индикаторе или в другом выходном устройстве.

Особенность станции состоит в том, что сигналы либо имеются на входе всех приемных трактов, либо отсутствуют: амплитуды сигналов на разных частотах могут изменяться в очень широких пределах. Обозначим выходные напряжения приемников  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  и т. д. В сумматоре можно применять различные варианты дополнительной обработки выходных сигналов приемников:

- 1) суммирование выходных напряжений

$$U_1 + U_2 + U_3 + \dots;$$

2) попарное суммирование сигналов с последующим перемножением сумм

$$(U_1 + U_2)(U_2 + U_3)(U_1 + U_3) \dots;$$

3) попарное перемножение с последующим суммированием произведений

$$U_1 U_2 + U_1 U_3 + U_2 U_3 + \dots;$$

4) перемножение выходных сигналов

$$U_1 \cdot U_2 \cdot U_3 \dots$$

Первый вариант дополнительной обработки характеризуется наибольшей вероятностью правильного обнаружения цели на заданной дальности (или наибольшей дальностью действия при заданной вероятности правильного обнаружения) и наименьшей помехозащищенностью. При использовании второго и третьего вариантов дополнительной обработки дальность действия уменьшается по сравнению с первым, но помехозащищенность растет. Наибольшая помехозащищенность достигается при использовании четвертого варианта обработки, но он характеризуется и наименьшей дальностью действия.

Рассмотрим характеристики обнаружения и помехозащищенности при использовании различных вариантов дополнительной обработки в трехканальной РЛС ( $n = 3$ ). Будем считать, что на входе каждого приемного тракта имеет место одинаковое отношение сигнал/шум  $q_0$  (для флуктуирующих сигналов имеется в виду среднее значение этого отношения) и одинаковые для всех трактов вероятности правильного обнаружения  $W_{\text{по } i}$  и ложной тревоги  $W_{\text{лт } i}$ .

При использовании первого варианта дополнительной обработки для образования отметки цели (или выдачи данных о цели) достаточно превышение порога только в одном из приемников. Следовательно, вероятность правильного обнаружения в этом случае равна вероятности того, что при наличии цели будет превышен порог хотя бы в одном приемнике. Если шумы в каждом из трех приемников независимы, так же как и амплитуды сигналов при достаточном разnose их частот, то превышение или непревышение порога в различных приемниках являются событиями независимыми. Поэтому вероятность превышения порога суммарным напряжением сигнала и шума только

в каком-либо одном приемнике равна произведению вероятности правильного обнаружения  $W_{\text{по } i}$  на квадрат вероятности пропуска  $W_{\text{пр } i}^2$ :

$$W_{\text{по } i} W_{\text{пр } i}^2 = W_{\text{по } i} (1 - W_{\text{по } i})^2.$$

Так как при использовании трех каналов возможны три комбинации (порог превышен в первом приемнике и не превышен в двух других; превышен во втором и, наконец, превышен в третьем), то полная вероятность превышения порога только в одном приемнике равна

$$3W_{\text{по } i} (1 - W_{\text{по } i})^2.$$

Вероятность превышения порога одновременно в двух приемниках равна произведению квадрата вероятности правильного обнаружения  $W_{\text{по } i}^2$  на вероятность пропуска сигнала  $W_{\text{пр } i}$ :

$$W_{\text{по } i}^2 W_{\text{пр } i} = W_{\text{по } i}^2 (1 - W_{\text{по } i}).$$

В этом случае опять возможны три комбинации (прошли через пороговое устройство сигналы первой и второй, или второй и третий, или первый и третий), поэтому полная вероятность превышения порога в двух любых приемниках будет

$$3W_{\text{по } i}^2 (1 - W_{\text{по } i}).$$

Вероятность превышения порога одновременно в трех приемниках равна кубу вероятности правильного обнаружения  $W_{\text{по } i}^3$ .

Таким образом, вероятность правильного обнаружения всего многоканального устройства при использовании первого варианта дополнительной обработки сигналов определяется формулой

$$\begin{aligned} W_{\text{по}} &= 3W_{\text{по } i} (1 - W_{\text{по } i})^2 + \\ &+ 3W_{\text{по } i}^2 (1 - W_{\text{по } i}) + W_{\text{по } i}^3. \end{aligned} \quad (16.43)$$

Совершенно аналогичные рассуждения приводят к формуле, определяющей вероятность ложной тревоги в многоканальной системе при первом варианте обработки

$$W_{\text{лт}} = 3W_{\text{лт } i} (1 - W_{\text{лт } i})^2 + 3W_{\text{лт } i}^2 (1 - W_{\text{лт } i}) + W_{\text{лт } i}^3.$$

Если принять, что  $W_{\text{лт } i} \ll 1$ , то

$$W_{\text{лт}} \approx 3W_{\text{лт } i}. \quad (16.44)$$

При использовании второго и третьего вариантов дополнительной обработки вероятность правильного обнаружения определяется вероятностью того, что хотя бы в двух приемниках одновременно будет превышен порог.

Действительно, для того чтобы множители

$$(U_1 + U_2)(U_2 + U_3)(U_1 + U_3)$$

или

$$U_1 U_2 + U_1 U_3 + U_2 U_3$$

не были равны нулю, необходимо отличие от нуля по крайней мере двух членов из трех ( $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$ ). Рассуждая таким образом, как это было сделано при выводе формулы (16.43), получим выражения для вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги при использовании второго и третьего вариантов дополнительной обработки:

$$\begin{aligned} W_{\text{по}} &= 3W_{\text{по } i}^2(1 - W_{\text{по } i}) + W_{\text{по } i}^3, \\ W_{\text{лт}} &= 3W_{\text{лт } i}^2(1 - W_{\text{лт } i}) + W_{\text{лт } i}^3. \end{aligned} \quad (16.45)$$

При условии, что  $W_{\text{лт } i} \ll 1$ , можно пользоваться приближенной формулой

$$W_{\text{лт}} \approx 3W_{\text{лт } i}^2. \quad (16.46)$$

Для четвертого варианта дополнительной обработки сигналов справедливы очевидные равенства:

$$W_{\text{по}} = W_{\text{по } i}^3, \quad (16.47)$$

$$W_{\text{лт}} = W_{\text{лт } i}^3. \quad (16.48)$$

Сравнивая формулы (16.43), (16.45) и (16.47), видим, что наибольшая вероятность правильного обнаружения (при прочих равных условиях) достигается при суммировании сигналов приемников; при попарном суммировании и перемножении она несколько меньше, и при перемножении всех трех сигналов вероятность правильного обнаружения наименьшая.

На графике рис. 16.21<sup>7</sup> показаны зависимости вероятности правильного обнаружения системы от вероятности правильного обнаружения в отдельном канале, рассчитанные по формулам (16.43), (16.45) и (16.47); кривые 1, 2, 3, 4 относятся соответственно к первому, второму, третьему и четвертому вариантам дополнительной обработки. Ана-

лизируя эти кривые, следует иметь в виду, что приведенные для них значения вероятности правильного обнаружения системы соответствуют различным вероятностям ложной тревоги: переход от одного вида дополнительной обработки

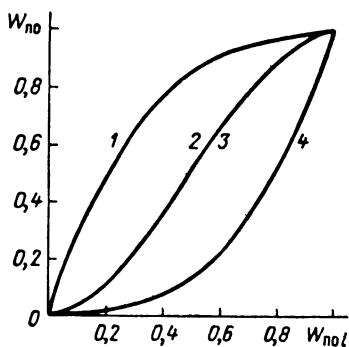


Рис. 16.21. Зависимость вероятности правильного обнаружения системы  $W_{по}$  от вероятности правильного обнаружения в отдельном канале  $W_{поi}$ .

к другому приводит к изменению не только вероятности правильного обнаружения, но и вероятности ложной тревоги. Разумно поддерживать вероятность ложной тревоги системы постоянной при использовании различных вариантов обработки; для этого необходимо соответствующим образом изменять порог в приемниках.

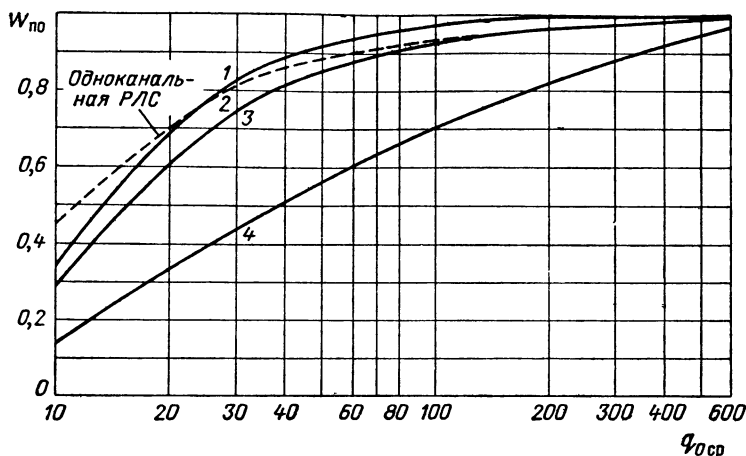
На графике рис. 16.22 показаны зависимости вероятности правильного обнаружения системы от соотношения сигнала и шума по энергии на входе

отдельного канала при заданном значении вероятности ложной тревоги системы; номера кривых соответствуют номерам вариантов дополнительной обработки. Расчет проводился для сигналов с неизвестной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой.

Сравнивая графики рис. 16.21 и 16.22, можно видеть, что если при переходе от одного вида дополнительной обработки к другому изменять соответствующим образом порог в приемниках, оставляя вероятность ложной тревоги системы постоянной, то различие между вероятностями правильного обнаружения при разной обработке уменьшается, но эта вероятность всегда будет наибольшей для первого варианта обработки и наименьшей для четвертого варианта.

Интересно оценить вероятность правильного обнаружения одноканального радиолокационного устройства, которое характеризуется теми же энергетическими соотношениями (т. е. отношение сигнал/шум одноканальной РЛС в три раза больше этого отношения в каждом канале трехканальной многочастотной станции) и такой же вероятностью ложной тревоги  $W_{лт}$ . Результаты расчета изобра-

жены пунктирной кривой на рис. 16.22; для одноканальной РЛС отношение сигнал/шум принималось в три раза больше указанных на графике значений  $q_{0\text{ ср}}$ . При малых значениях  $q_{0\text{ ср}}$  вероятность обнаружения одноканальной РЛС



**Рис. 16.22.** Зависимость вероятности правильного обнаружения системы  $W_{\text{по}}$  от соотношения сигнала и шума на входе отдельного канала  $q_{0\text{ ср}}$  при фиксированном значении вероятности ложной тревоги  $W_{\text{лт}} = 10^{-5}$ .

Пунктирная кривая характеризует одноканальную РЛС с утроенным отношением сигнал/шум.

оказывается выше. Это объясняется влиянием нелинейного элемента системы обработки при дроблении энергии сигнала: в одноканальной РЛС сигнал один, а в 3-канальной он делится на три части. При увеличении отношения сигнал/шум становится большей вероятность правильного обнаружения 3-канальной РЛС с суммарной дополнительной обработкой сигналов, так как в этой РЛС сигналы по амплитуде флуктуируют независимо и велика вероятность того, что хотя бы один из них будет достаточно большим. В тех случаях, когда имеют место большое отношение сигнал/шум на входе приемников и суммирование выходных сигналов приемников, 3-канальная РЛС будет иметь дальность действия на 10—15% больше.

Если рассматривать защищенность от активных помех, то наименее защищенной оказывается РЛС, в которой

используется первый вариант дополнительной обработки, а наиболее защищенной — РЛС с четвертым вариантом обработки. В этом не трудно убедиться. Для подавления станции при использовании первого варианта дополнительной обработки достаточно создать эффективную помеху только на одной из частот РЛС. При использовании второго и третьего вариантов обработки нужно создавать помеху не менее чем на двух частотах, а применение четвертого варианта обработки требует для подавления РЛС создания помехи на всех трех частотах.

При оценке точности измерения координат и разрешающей способности многоканальной РЛС можно использовать полученные ранее формулы (см. гл. 7 и 8). Результат будет не совсем точным, так как приходится вносить незначительные поправки, обусловленные применением нескольких параллельных каналов. Следует заметить, что при оценке точности характеристик многоканальной станции необходимо принимать во внимание эффективное значение отношения сигнал/шум  $q_{0\text{эфф}}$ , определяемое по рабочим характеристикам приемника для вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги системы в целом.

Многоканальная станция отличается от одноканальной более высокой надежностью работы. Это связано с тем, что в многоканальной РЛС выход из строя отдельных каналов еще не означает отказа всей системы; даже если  $(n - 1)$  каналов выйдут из строя, а работоспособным останется только один, то полного отказа системы не произойдет, хотя ее характеристики могут существенно ухудшиться.

Если вероятность безотказной работы отдельного канала в течение заданного отрезка времени равна  $W_{бр\ i}$ , то вероятность сохранения работоспособным хотя бы одного канала из трех за то же время равна

$$W_{бр} = 3W_{бр\ i}(1 - W_{бр\ i})^2 + 3W_{бр\ i}^2(1 - W_{бр\ i}) + W_{бр\ i}^3.$$

Вероятность безотказной работы системы возрастает весьма существенно. Если, например,  $W_{бр\ i} = 0,6$  (низкая надежность), то вероятность безотказной работы 3-канальной станции достигает 0,933.

Для расчета энергетического потенциала многоканальной станции следует исходя из заданных значений вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги системы найти вероятностные характеристики отдельного канала



$W_{\text{по } i}$ ,  $W_{\text{лт } i}$ , а затем обратиться к рабочим характеристикам приемника (см. гл. 5) и определить требуемое соотношение сигнала и шума на входе приемника отдельного канала  $q_0$ .

## 2. Частотно-многолучевые РЛС

Повышенное значение излучаемой мощности в РЛС этого типа достигается путем использования нескольких одновременно работающих передатчиков, при максимально

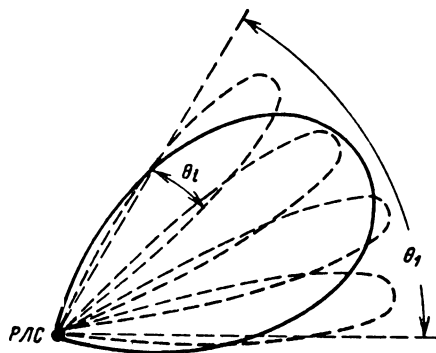


Рис. 16.23. Увеличение коэффициента направленного действия антенны при переходе от однолучевой к многолучевой РЛС.

допустимой мощности излучения одного передатчика  $P_{\text{макс}}$  мощность излучаемых колебаний достигает  $nP_{\text{макс}}$ , где  $n$  — число передатчиков.

Формирование диаграмм направленности сложной формы осуществляется путем комбинирования нескольких парциальных диаграмм.

Если нужно создать РЛС с широким лучом, то применение многолучевой РЛС дает существенный энергетический выигрыш по сравнению с одноканальной станцией, так как направленность антенны в многолучевой РЛС будет больше (рис. 16.23). Допустим, что создается РЛС с плоским лучом секторной формы, имеющим размеры  $\theta_1$  и  $\theta_2$  ( $\theta_1 \gg \theta_2$ ). Коэффициент усиления антенны одноканальной станции  $G_0$  обратно пропорционален произведению требуемых угловых размеров луча

$$G = \frac{1}{\theta_1 \theta_2}.$$

При использовании  $n$ -лучевой станции каждый луч будет в  $n$  раз более узким:

$$\theta_i = \frac{\theta_1}{n}$$

(пунктирные диаграммы на рис. 16.23), а коэффициент усиления возрастет в  $n$  раз:

$$G_{oi} = nG_o.$$

В формулу дальности действия радиолокационной станции входит квадрат коэффициента усиления антенны, поэтому при заданной  $D_{\text{макс}}$  необходимая мощность одного передатчика многолучевой РЛС будет в  $n^2$  раз меньше требуемой мощности передатчика однолучевой станции. Всего в многолучевой РЛС будет  $n$  передатчиков, суммарная мощность увеличится в  $n$  раз и будет в  $n$  раз меньше требуемой мощности передатчика однолучевой станции. Следовательно, при создании симметричного широкого луча полная мощность излучения  $n$ -лучевой станции будет в  $n$  раз меньше мощности излучения однолучевой станции за счет увеличения размеров антенны многолучевой РЛС (повышение коэффициента усиления). При этом предполагается, что шумовые характеристики приемников одинаковы в станциях обоих типов.

В действительности же шумовые характеристики отдельного приемника многолучевой РЛС будут хуже из-за влияния соседних каналов и возможный энергетический выигрыш сокращается.

На рис. 16.24 изображена функциональная схема частотно-многолучевой радиолокационной станции. В станции имеется  $n$  передатчиков, столько же облучателей зеркала антенны и приемников. В каждом приемнике осуществляется независимая оптимальная обработка сигналов на частоте  $f_i$ . Выходное напряжение приемников подводится к сумматору и далее к выходному устройству.

Выходное устройство обычно бывает общее для нескольких каналов. Это приводит к тому, что перед выходным устройством шумы нескольких приемников суммируются.

Если объединяются  $n$  приемников и вероятность ложной тревоги в каждом приемнике  $W_{\text{лт } i}$ , то вероятность ложной тревоги системы будет приблизительно в  $n$  раз больше

$$W_{\text{лт}} \approx nW_{\text{лт } i}.$$

В тех случаях, когда цель попадает только в один луч, вероятность правильного обнаружения цели многолучевой системой равна вероятности правильного обнаружения одного канала:

$$W_{\text{по}} = W_{\text{по } i}.$$

Когда цели находятся на направлениях, соответствующих пересечению двух соседних диаграмм направленности,

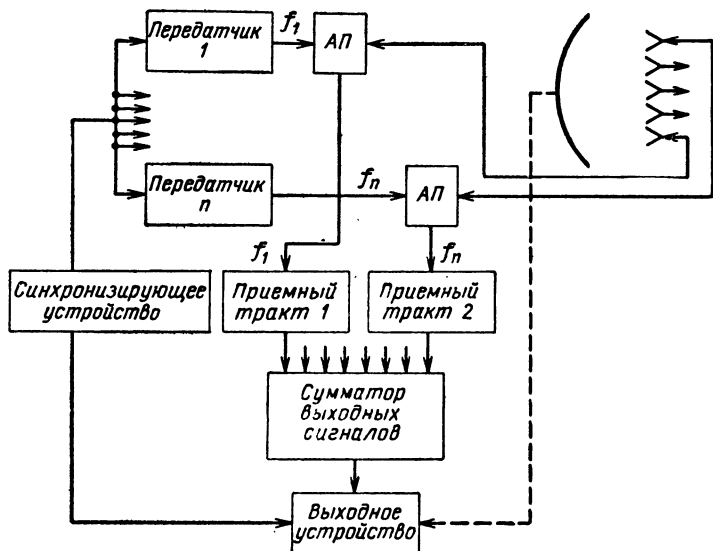


Рис. 16.24. Функциональная схема частотно-многолучевой РЛС.

сигналы будут одновременно попадать в два приемника. При этом для обнаружения цели достаточно превышение порога хотя бы в одном приемнике и вероятность правильного обнаружения равна

$$W_{\text{по}} = 2W_{\text{по } i} (1 - W_{\text{по } i}) + W_{\text{по } i}^2.$$

Следует учитывать, что коэффициент усиления антенны в точках пересечения диаграмм обычно составляет половину максимального значения, поэтому соотношение сигнал/шум в каждом канале уменьшено по сравнению с максимальным.

Если, например, при обнаружении сигнала с неизвестной начальной фазой и флюктуирующей амплитудой вероят-

ность правильного обнаружения по максимуму луча составляет  $(W_{\text{по } i})_{\text{макс}} = 0,92$  при вероятности ложной тревоги  $W_{\text{лт } i} = 10^{-4}$  ( $q_{0 \text{ ср}} = 200$  по рис. 5.21), то при пеленгации цели на стыке двух диаграмм  $W_{\text{по } i}$  уменьшится до 0,84 ( $q_{0 \text{ ср}} = 100$ ), а полная вероятность обнаружения будет равна  $W_{\text{по}} = 0,968$ , т. е. даже несколько возрастает.

В тех случаях, когда выходы всех приемников многолучевой РЛС подсоединены к одному выходному устройству, снижаются потенциальные возможности станции и по разрешению, и по помехозащищенности. Достаточно, например, помехе попасть в один из лучей и вся система выходит из строя. Но если предусмотрена возможность коммутации, подсоединения каналов к выходному устройству в различных комбинациях, то многолучевая станция будет иметь существенно лучшие характеристики, чем однолучевая. В частности, существенно может быть снижена эффективность пассивных помех за счет повышения направленности действия антенны.

Надежность работы  $n$ -лучевой станции также будет выше, чем у однолучевой.

## ПАССИВНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

## 17.1. Общие сведения

Пассивной радиолокацией называют процесс обнаружения и измерения координат объектов, основанный на приеме их собственного радиоизлучения. Под термином «пассивная радиолокация» можно понимать также область радиотехники, решающую эту задачу.

Основными причинами собственного радиоизлучения объектов являются тепловое радиоизлучение, излучение, связанное с большими аэродинамическими возмущениями, и излучение передатчиков различного назначения, установленных на объектах.

Все физические тела, температура которых отличается от абсолютного нуля, излучают радиоволны. Мощность радиоизлучения увеличивается с повышением температуры тела и зависит от его излучательной способности. Тепловое радиоизлучение имеет широкий спектр, простирающийся от инфракрасных волн до волн сантиметрового диапазона. Распределение мощности излучения по спектру примерно обратно пропорционально длине волны. Мощность, излучаемая телами в сантиметровом диапазоне, используемом в радиолокации, составляет менее 1% мощности, излучаемой на более высоких частотах. Абсолютное значение мощности сигнала, принимаемого от земной поверхности в сантиметровом диапазоне, составляет всего около  $10^{-11}$  *вт* [56].

Идеальным излучателем является абсолютно черное тело. Излучательная способность объектов оценивается сравнением с излучением абсолютно черного тела. Излучательной способностью объекта при температуре  $T^0$  называют отношение мощности его излучения  $P$  в заданной полосе частот к мощности излучения  $P_0$  абсолютно черного тела при той же температуре и в той же полосе частот:

$$\varepsilon = \frac{P}{P_0} . \quad (17.1)$$

Спектральная плотность мощности излучения единицы поверхности абсолютно черного тела в единичном телесном угле описывается законом Релея—Джинса

$$\rho = \frac{2kT^\circ}{\lambda^2} \left[ \frac{вт \cdot сек}{см^2} \right], \quad (17.2)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  — постоянная Больцмана,  $вт \cdot сек/град$ ;  
 $T^\circ$  — абсолютная температура,  $^\circ K$ ;  
 $\lambda$  — длина волны,  $см$ .

Все физические тела обладают также отражательной способностью  $\chi$ . Отражательная способность определяется соотношением

$$\chi = 1 - \varepsilon, \quad (17.3)$$

вытекающим из закона сохранения энергии.

Мощность излучения объекта можно приравнять к мощности излучения абсолютно черного тела, имеющего меньшую температуру  $T_{об}^\circ$ , чем действительная, и равную

$$T_{об}^\circ = \varepsilon T^\circ. \quad (17.4)$$

Температура  $T_{об}^\circ$ , определенная таким образом, называется эквивалентной температурой объекта.

Приемник РЛС принимает энергию собственного излучения объекта, а также энергию внешней среды, отраженную объектом в направлении РЛС. Эту суммарную энергию также можно приравнять энергии излучения абсолютно черного тела, имеющего кажущуюся температуру

$$T_{каж}^\circ = T_{об}^\circ + \chi T_{ср}^\circ, \quad (17.5)$$

где  $T_{об}^\circ$  и  $T_{ср}^\circ$  определены соотношением (17.4). Когда кажущаяся температура объекта отличается от кажущейся температуры фона (или, как говорят, если имеется температурный контраст), то объект может быть обнаружен пассивной РЛС. На этом принципе основана работа пассивных панорамных РЛС наблюдения земной поверхности и радиотелескопов.

Сильные аэродинамические возмущения среды, вызываемые истечением струи газов из сопла ракеты, и очень высокая температура газов приводят к интенсивной ионизации молекул. При ускоренном движении ракеты в атмосфере возникает вибрация ионизированных молекул, сопровождающаяся излучением в широком спектре частот. Наибольшая интенсивность излучения может быть зафиксирована

в области очень низких частот (около 30 кГц), [37], так как в этом диапазоне затухание ничтожно ( $\delta_{\pi} = 0,001 \div 0,003$  дБ/км), а ионизированная струя отработанных газов представляет эффективную антенну низких частот.

На рис. 17.1 приведен график зависимости напряженности электрического поля излучения, возникающего при полете ракеты на активном участке, от расстояния для

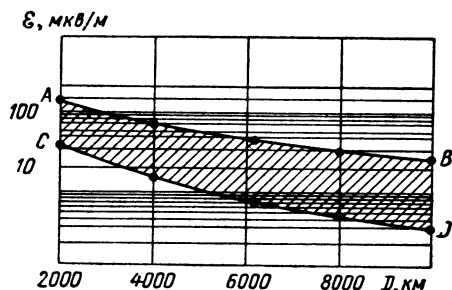


Рис. 17.1. Зависимость напряженности электрического поля излучения, возникающего при полете ракеты на активном участке, от расстояния.

частот  $f = 10 \div 30$  кГц. В зависимости от условий распространения и расстояния напряженность поля может меняться в пределах заштрихованной зоны  $ABDC$ . Из графика видно, что даже на очень больших расстояниях (до 10000 км) ракета может быть обнаружена по излучению на длинных волнах. Так как длинные волны огибают земную поверхность, то дальность обнаружения не будет ограничена дальностью прямой видимости.

На использовании эффекта длинноволнового излучения ракеты с работающим двигателем основано применение пассивных радиолокационных станций для обнаружения и грубого определения траектории ракет. Так [37, 57], в противоракетной обороне США предполагается использовать для этих целей системы из пассивных станций, размещенных по базе. Такие системы позволяют обнаруживать ракеты на взлете и приближенно измерять расстояние до точки ее пуска. Предполагается использовать их для предварительного целеуказания активным РЛС, обнаруживающим цели только в зоне прямой видимости.

Эффект длинноволнового излучения возникает и при ядерных взрывах вследствие образования в момент взрыва

массы электрически заряженных элементарных частиц, летящих с огромными скоростями. Образующееся облако заряженных частиц служит хорошим проводником для токов разряда вертикального поля земли, также создающих свое электромагнитное поле излучения. Излучение имеет максимальную интенсивность на очень низкой частоте (около 30 гц). Уровень энергии на частотах 10—30 кгц оказывается достаточным для обнаружения факта взрыва и определения его места методами пассивной радиолокации на расстояниях до 10 000 км [5].

Особым случаем является обнаружение и измерение координат объектов, имеющих работающий передатчик (в дальнейшем подразумевается передатчик радиолокатора летательного аппарата). Этот случай применения пассивной радиолокации отличается от описанных ранее тем, что принимаемый сигнал имеет обычно высокую энергию, носит регулярный характер и спектр его сосредоточен вблизи несущей частоты.

Такой вид сигнала и высокий уровень его энергии позволяют создать очень простые и легкие пассивные станции обнаружения работающих РЛС противника. В частности, такие станции устанавливаются на самолетах и служат для предупреждения экипажа о появлении в задней полусфере самолетов с включенным радиолокатором.

Ниже будут рассмотрены принципы работы пассивных РЛС наблюдения земной поверхности и основные типы приемников радиотеплового излучения.

## **17.2. Наблюдение земной поверхности с помощью средств пассивной радиолокации**

Один из распространенных способов получения панорамного изображения местности состоит в следующем (рис. 17.2).

Антенна станции формирует два узких иглообразных луча, качающихся в пределах угла  $\varphi_{\text{ум } 0}$ . Сигналы, принимаемые антенной в различных ее положениях, усиливаются приемником и подаются на яркостный индикатор ДАЗ (дальность — азимут). Развертка по горизонтальной строке на экране индикатора синхронна с качанием антенны, а по вертикали — пропорциональна скорости летательного



аппарата. Если детали рельефа и объекты на земной поверхности имеют достаточные температурные контрасты, то они будут воспроизведены на яркостном индикаторе в виде радиолокационной карты. Наклонная дальность до излучающего объекта может быть определена по высоте полета и соответствующему значению угла наклона антенны.

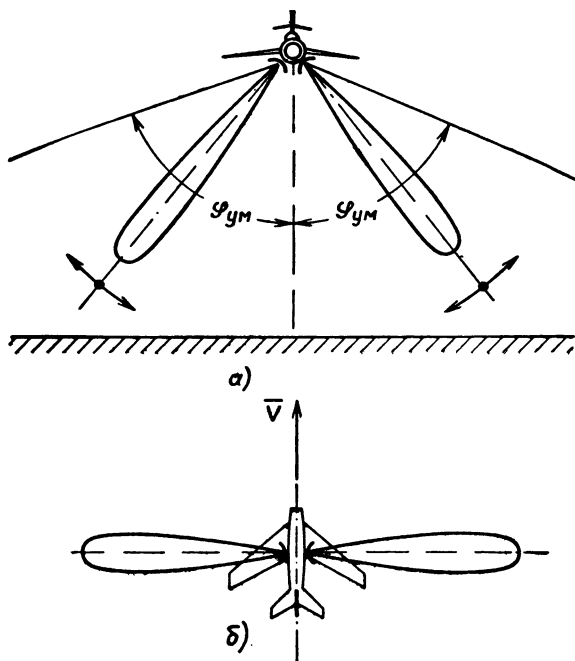


Рис. 17.2. Принцип получения панорамного изображения в пассивной РЛС.

Панорамная пассивная РЛС может иметь также радиально-круговое движение луча антенны. Такой тип обзора удобно сочетается с радиально-круговой разверткой индикатора.

В создании панорамных пассивных РЛС имеются значительные трудности, связанные с тем, что кажущаяся температура одного и того же объекта будет различной в зависимости от угла, под которым РЛС видит этот объект, и от вида поляризации. Так как при этом различные объекты и детали рельефа земной поверхности ведут себя по-разному, то один

и тот же участок местности на экране РЛС будет иметь различную яркость в зависимости от того, пролетает ли самолет прямо над ним или в стороне от него. Обеспечение мер, устраняющих эти недостатки, усложняет и утяжеляет станцию, т. е. лишает ее основных достоинств, присущих пассивному методу.

Теория обнаружения шумоподобного сигнала на фоне случайных шумов устанавливает [5] схемы приемников, реализующих оптимальную обработку. Такими приемниками

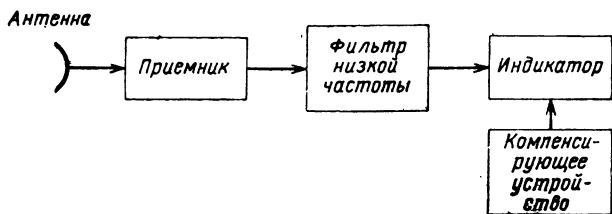


Рис. 17.3. Блок-схема компенсационного приемника.

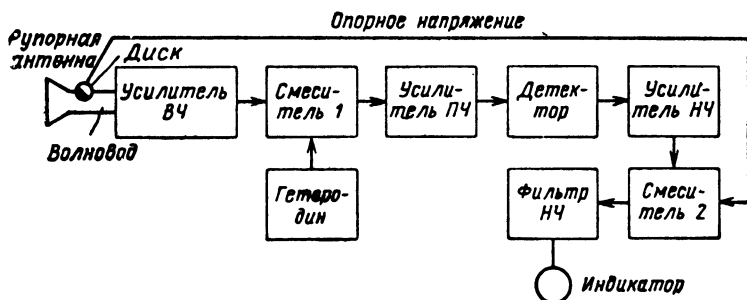
могут быть либо корреляционный приемник с двумя независимыми каналами приема, либо одноканальный приемник, осуществляющий квадратичное детектирование с последующей компенсацией постоянной составляющей мешающих шумов на выходе.

Технически легче реализуем в пассивных РЛС второй, более простой, тип приемника. На рис. 17.3 показана блок-схема компенсационного приемника, а на рис. 17.4 — схема простейшего компенсирующего устройства. Компенсирующее устройство представляет собой мост с плечами  $R_1$ ,  $D_1$  и  $R_2$ ,  $D_2$ .

Резистор  $R_1$  является нагрузкой выходного усилителя приемника, а  $R_2$  — нагрузкой источника переменного компенсирующего напряжения. В диагональ моста включен индикаторный прибор (микроамперметр) ИП и фильтр  $R_3C$ . При отсутствии сигнала на резисторе  $R_1$  будет действовать напряжение шумов  $u_{ш}$ . Оно детектируется детектором  $D_1$  и постоянная составляющая тока, отфильтрованная фильтром  $R_3C$ , протекая через прибор, отклоняет его стрелку. Компенсирующее напряжение  $u_k$ , снимаемое с резистора  $R_2$ , создает ток, протекающий через прибор в обратном направлении. Подбирая величину компенсирующего напряжения переменным резистором  $R_4$ , можно

The diagram shows a two-stage electronic circuit. The first stage consists of a voltage divider with input voltage  $U_c$ , resistors  $R_1$  and  $R_2$ , and a capacitor  $C$ . The second stage consists of a voltage divider with resistors  $R_3$  and  $R_4$ , and a load resistor  $R_5$ . The output voltage is  $U_k$ .

Недостаток такого приемника состоит в том, что он не позволяет полностью компенсировать постоянную составляющую шумов из-за нестабильности коэффициента усиления



и из-за принципиальной невозможности скомпенсировать флюктуационную часть напряжения шумов, всегда существующую вследствие конечной полосы пропускания интегрирующего фильтра. Применяются более сложные схемы компенсации, позволяющие уменьшить флюктуации выходного сигнала [38].

477

имеющий худшую чувствительность, но не требующий компенсирующего устройства (рис. 17.5). Принимаемый сигнал

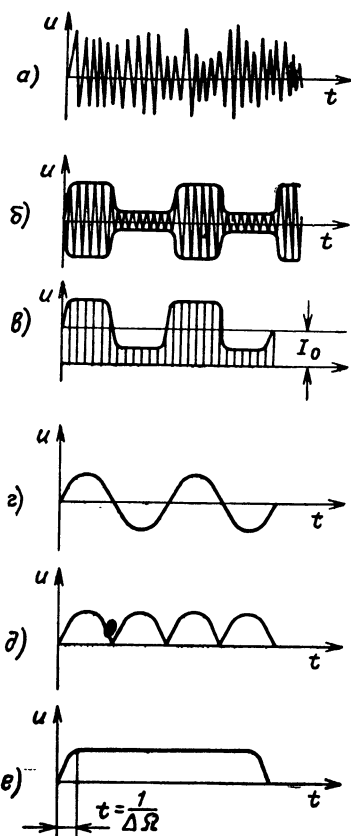


Рис. 17.6. Эпюры напряжений в схеме рис. 17.5:

а — сигнал, принимаемый антенной; б — полезный сигнал после модуляции; в — полезный сигнал и собственные шумы на выходе резонансного усилителя НЧ; г — полезный сигнал на выходе второго смесителя; д — полезный сигнал на выходе фильтра НЧ.

модулируется механическим модулятором, расположенным непосредственно за антенной, а внутренние шумы приемника искусственной модуляции не подвергаются.

Механический модулятор представляет собой диск, частично погруженный в прямоугольный волновод. Одна половина диска сделана проводящей, другая выполнена из диэлектрика. При вращении диск периодически отключает антенну от усилителя, и сигнал вследствие этого имеет вид, показанный на рис. 17.6, б. Смесь сигнала и внутренних шумов усиливается на промежуточной частоте, детектируется, усиливается резонансным усилителем НЧ, настроенным на частоту модуляции, демодулируется в фазовом детекторе (рис. 17.6, в, г, д). Опорное напряжение фазового детектора имеет частоту модуляции, а фаза его согласована с положением диска модулятора. Демодулированный сигнал и шумы интегрируются узкополосным фильтром, выполняющим

неоптимальную операцию усреднения:

$$\int_0^T Y(t) dt = \int_0^T X(t) dt + \int_0^T N(t) dt. \quad (17.6)$$

При наличии только внутренних шумов на выходе будет низкочастотный флюктуационный процесс. При приеме радиоизлучения появляется полезная составляющая на частоте модуляции (рис. 17.6, *б*). Узкополосный фильтр отфильтровывает сигнал от шумов (рис. 17.6, *в*), после чего сигнал поступает на индикатор.

Полезный сигнал панорамной пассивной РЛС имеет весьма низкий уровень мощности ( $\sim 10^{-11}$  *вт*). Поэтому чувствительность приемника должна быть очень высокой.

Коэффициент различимости приемников пассивных РЛС может быть приближенно рассчитан по формуле

$$k_p = \xi k_{p0}. \quad (17.7)$$

Коэффициент  $k_{p0}$  является теоретическим коэффициентом различимости, определяемым из рабочих характеристик приемника шумоподобного сигнала для заданных значений вероятностей  $W_{по}$  и  $W_{лт}$  (см. § 5.7).

Коэффициент  $\xi$  равен единице для корреляционного и компенсационного приемников, реализующих оптимальную процедуру обработки сигнала (см. § 5.7). Для модуляционного приемника, не являющегося оптимальным обнаружителем,  $\xi = 5,7$ .

Таким образом, уменьшить коэффициент различимости при заданных значениях вероятностей  $W_{по}$  и  $W_{лт}$  можно за счет лучшего согласования фильтров приемника с сигналом и применения оптимальной схемы обработки. Следует отметить, что последняя мера не всегда является целесообразной при учете трудностей технической реализации оптимального обнаружителя. Требуемые значения вероятностей  $W_{по}$  и  $W_{лт}$  при имеющемся и трудно изменяемом отношении мощностей сигнал/шум на входе приемника можно получить путем расширения полосы пропускания входных цепей приемника  $\Delta f$  и увеличения времени наблюдения объекта. При увеличении  $\Delta f$  улучшается согласование приемника с широкополосным полезным сигналом. Увеличение длительности сигнала не всегда допустимо из-за большой инерционности системы, возникающей вследствие сужения полосы пропускания фильтра низких частот.

Дальность действия пассивной панорамной РЛС можно определить следующим способом. Допустим, что из каждой точки излучающей площади  $S$  антенна РЛС наблюдается в телесном угле  $\Omega = S_a/D^2$ , где  $S_a$  — эффективная площадь поверхности антенны (рис. 17.7). Тогда при условии равно-

мерного излучения каждого элемента площади  $S$  общая мощность излучения, принимаемого антенной в полосе частот  $\Delta f$ , будет равна

$$P_{\text{прм}} = \rho \Omega S \Delta f, \quad (17.8)$$

где

$$\rho = \frac{2k}{\lambda^2} T_{\text{каж}}^{\circ}$$

— мощность излучения в единичном телесном угле в полосе частот 1 гц с единицы площади, имеющей кажущуюся температуру  $T_{\text{каж}}^{\circ}$ .

Минимальная мощность на входе приемника, необходимая для обнаружения объекта с заданными вероятностями  $W_{\text{по}}$ ,  $W_{\text{лт}}$ , равна

$$P_{\text{прм мин}} = k_{\text{р}} P_{\text{ш}} = k_{\text{р}} k_{\text{ш}} T_{\text{каж}}^{\circ} \Delta f, \quad (17.9)$$

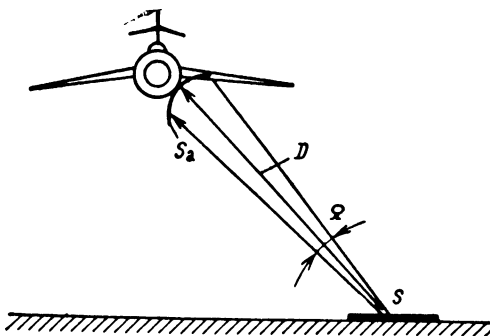


Рис. 17.7. К выводу формулы дальности действия панорамной РЛС пассивного типа.

Раскрыв выражение (17.8) и приравняв его значению (17.9), получим

$$\frac{2T_{\text{каж}}^{\circ} S_{\text{а0}} S}{\lambda^2 D_{\text{м}}^2} = k_{\text{р}} k_{\text{ш}} T_{\text{прм}}^{\circ}.$$

Отсюда

$$D_{\text{м}} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{2T_{\text{каж}}^{\circ} S_{\text{а0}} S}{k_{\text{р}} k_{\text{ш}} T_{\text{прм}}^{\circ}}}. \quad (17.10)$$

Учитывая, что антенна принимает волны только одной поляризации, находим окончательно

$$D_m = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{T_{\text{каж}}^{\circ} S_{a0} S}{k_p k_{\text{ш}} T_{\text{прм}}^{\circ}}} . \quad (17.11)$$

Заменяя  $S_{a0} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_0$ , получаем другой вид формулы:

$$D_m = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{G_0 S T_{\text{каж}}^{\circ}}{k_p k_{\text{ш}} T_{\text{прм}}^{\circ}}} . \quad (17.12)$$

Формулы (17.11) и (17.12) позволяют наметить пути увеличения дальности обнаружения. Видно, что следует добиваться уменьшения коэффициента шума приемника, коэффициента различимости и температуры приемника, использовать антенны с наибольшим допустимым раскрытием.

Разрешающая способность и точность измерения координат в панорамных пассивных самолетных РЛС определяются размерами луча антенны.

С помощью пассивных панорамных станций могут решаться тактические задачи разведки, бомбометания и навигации.

### 17.3. Обнаружение и измерение координат самолетов по излучению их бортовых радиолокационных станций средствами пассивной радиолокации

Большое распространение в авиации получили весьма простые пассивные РЛС предупреждения, оповещающие экипаж об облучении его самолета радиолокационными сигналами.

Антенна станции имеет широкую диаграмму направленности (обычно около  $90^{\circ}$ — $100^{\circ}$  в обеих плоскостях) и принимает энергию волн любой поляризации. Высокий уровень принимаемого сигнала позволяет использовать простой детекторный приемник, состоящий из широкополосной детекторной камеры и видеоусилителя (рис. 17.8). Усиленный сигнал интегрируется и подается на пороговое устройство в виде релейного каскада. При достаточном уровне принимаемого сигнала реле включает световой или звуко-

вой индикатор, указывающий на факт облучения самолета радиолокатором (возможны и другие типы выходных устройств таких станций). Обычно такая РЛС не дает воз-

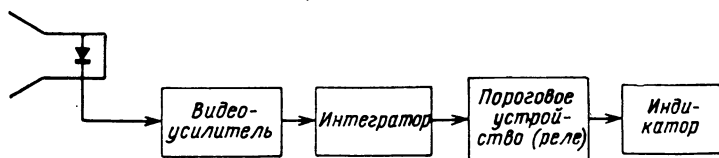


Рис. 17.8. Блок-схема РЛС предупреждения пассивного типа.

можности определить точное направление на самолет противника и дальность до него. При усложнении схемы можно измерять дальность и направление на облучающий радиолокатор.

В этом случае наиболее точно дальность можно измерить по разности хода прямого и отраженного от земли лучей

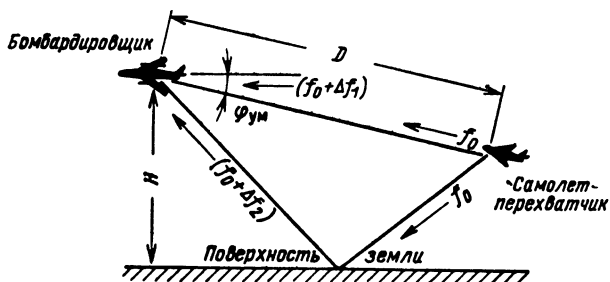


Рис. 17.9. Принцип измерения расстояния по разности хода прямого и отраженного лучей.

(рис. 17.9). По измеренным разности хода  $\Delta t$ , углу места цели  $\varphi_{ум}$  и при известной собственной высоте полета  $H$  дальность до цели может быть определена в специальном счетно-решающем устройстве по формуле

$$D = \frac{4H^2 - (c\Delta t)^2}{2c\Delta t - 4H \sin \varphi_{ум}}. \quad (17.13)$$

Схема РЛС предупреждения, измеряющей дальность подобным методом, имеет каналы прямого и отраженного лучей (рис. 17.10) [56]. Канал прямого луча состоит из широкополосного детекторного приемника и осуществляет



автоматическое измерение направления на цель методом конического обзора. В канале отраженного луча используется широкополосный супергетеродинный высокочувствительный приемник и антенна, направленная на землю, для лучшего приема слабого отраженного сигнала. Выходные

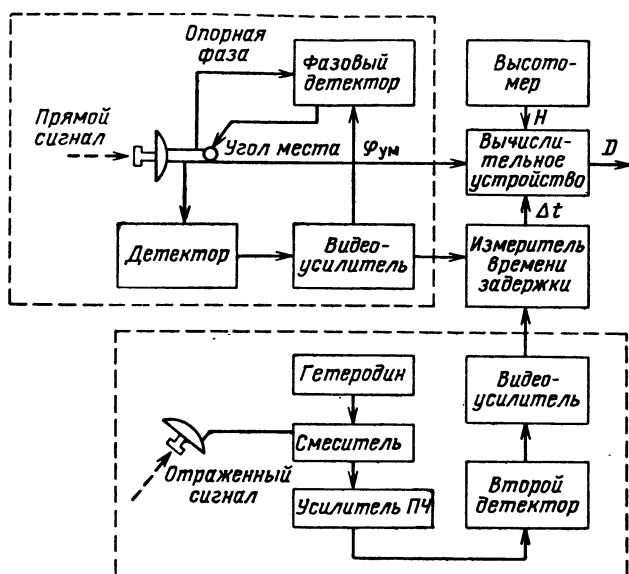


Рис. 17.10. Блок-схема пассивной РЛС, в которой дальность измеряется по разности хода прямого и отраженного лучей.

напряжения каждого из каналов подаются на измеритель времени задержки. Измеренные время задержки, а также значения угла места  $\varphi_{ум}$  и высоты полета  $H$  вводятся в виде пропорциональных напряжений в счетно-решающее устройство, вычисляющее дальность согласно формуле (17.13).

Если осуществляется прием непрерывных частотно-модулированных колебаний, дальность можно измерить по разности частот принимаемых прямого и отраженного сигналов, зависящей как от разности хода лучей, так и от значений частот Допплера для обоих сигналов (рис. 17.9). При этом кроме дальности может быть определена также и скорость сближения.

Дальность действия РЛС предупреждения должна быть не меньше дальности обнаружения наиболее совершенных РЛС перехвата и прицеливания противника.

Требования к точности и разрешающей способности по дальности и углам зависят от характера использования данной станции. Если она служит только для предупреждения или включения передатчика помех, то требования к определению дальности и направления на облучающий радиолокатор или не предъявляются, или они весьма нежесткие. Если по данным станции ведется стрельба, то эти требования такие же, как и к станциям перехвата и прицеливания.

Достоинствами метода пассивной радиолокации являются: скрытность работы из-за отсутствия собственного излучающего передатчика и, вследствие этого, неуязвимость по отношению к организованным помехам; малые габариты и вес аппаратуры и повышенная надежность работы, возможность приема длинноволновых излучений от источников, находящихся далеко за пределами видимости активного радиолокатора.

Вместе с тем, нельзя не учитывать ограничение круга задач, решаемых пассивными РЛС по сравнению с активной радиолокацией, что приводит к необходимости комплексного развития и использования как пассивных, так и активных средств радиолокации.

## ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

### 18.1. Общие сведения

Развитие радиолокации и большие возможности радиолокационных станций при решении многих задач привели к тому, что зародилось и широко развивается новое направление в военной радиоэлектронике — радиопротиводействие, или борьба с радиолокационными станциями. Суть этой борьбы состоит в создании специальных помех работе РЛС, при которых нарушается нормальное обнаружение целей и определение их координат, возникают большие ошибки при измерении координат, ухудшается разрешение целей. Все это препятствует эффективному применению радиолокационных средств. Существует и другое направление в борьбе с РЛС — это разрушение и подавление РЛС специальными ракетами, которые могут наводиться по излучению станций.

Широкое применение средств радиопротиводействия привело к тому, что радиолокационные станции должны создаваться более устойчивыми по отношению к помехам, должны разрабатываться новые методы работы, новые способы определения координат, повышающие помехозащищенность РЛС. Разрабатываются и специальные методы борьбы с помехами, которые позволяют существенно уменьшить их влияние.

В дальнейшем под термином *помехозащищенность* РЛС понимается способность РЛС сохранять свои тактические характеристики в условиях действия помех.

#### 1. Помехи радиолокационным станциям

Помехой работе радиолокационной станции может быть любой электромагнитный сигнал, попавший в приемный канал и мешающий обнаружению и наблюдению сигнала, отраженного от цели, или нарушающий сопровождение

цели и определение ее координат. Происхождение помех может быть самым различным. Это и мешающие отражения от местных предметов, и излучения специальных устройств, разрабатываемых противником для подавления РЛС. Часто

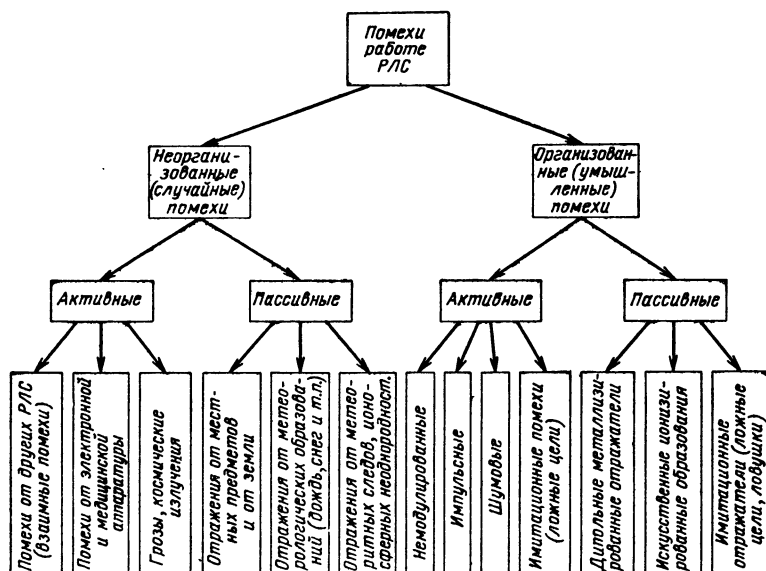


Рис. 18.1. Классификация помех работе радиолокационным станциям.

помехами являются и излучения своих РЛС и радиостанций, несущие частоты которых совпадают с рабочей частотой данной РЛС.

Помехи в первую очередь разделяют на *организованные*, или *умышленные*, которые специально создаются противником для подавления РЛС, и *неорганизованные*, случайные, возникающие вследствие работы каких-либо излучающих устройств, частоты которых случайно совпадают с частотой РЛС. К этому классу помех также относятся отражения от дождя, снега и других метеорологических образований, а также от местных предметов. На рис. 18.1 приведена краткая классификация помех.

Как организованные, так и неорганизованные помехи могут быть активными и пассивными. Подробнее рассмотрим

организованные помехи, которые более опасны для работы РЛС.

*Активными помехами* в этом случае называют излучения специальных устройств — станций помех. Методы создания активных помех могут быть различными, но характерным для них является то, что мешающие излучения создаются в диапазоне частот, охватывающем рабочие частоты РЛС. Активные помехи различают по виду модуляции излучаемого сигнала. Модуляция может носить характер импульсов, синусоидальных колебаний, шумов и т. д.

Импульсные помехи, в частности, могут быть синхронными, когда их частота повторения совпадает с частотой повторения импульсов РЛС. Такими помехами, например, являются ретрансляционные помехи, которые представляют собой переизлучаемые специальными устройствами импульсы самой РЛС.

Широко применяются так называемые шумовые помехи, которые имеют вид флюктуационных колебаний, близких по структуре к внутренним шумам приемного устройства.

Шумовые помехи создаются различными способами. Могут быть использованы непосредственно или после усиления флюктуационные колебания на выходе различных приборов, в частности шумы усилителей. Однако более часто шумовые помехи создаются путем модуляции незатухающих колебаний флюктуационными шумами. Модуляция может быть по амплитуде, частоте или по фазе.

Помехи различают также по ширине спектра излучения, делят их на прицельные и заградительные. Прицельная помеха имеет достаточно узкий спектр излучаемых частот. Поэтому передатчик помех нужно точно настраивать на частоту подавляемой РЛС. Заградительная помеха имеет широкий спектр излучаемых частот. В этом случае нет необходимости точно настраивать частоту передатчика помех на частоту РЛС.

Степень воздействия активных помех на РЛС определяется структурой помех, их мощностью и взаимным расположением РЛС и станции помех. Помехи наблюдаются на экранах индикаторов в виде различного рода световых изображений, которые затрудняют наблюдение целей. Помехи могут иметь вид ложных целей, затрудняющих принятие правильного решения. Кроме того, мощные помехи приводят к перегрузке приемно-индикаторного тракта, что вообще делает невозможным наблюдение за целями.

Незатухающая немодулированная помеха при достаточной мощности создает перегрузку приемника и приводит к колебаниям сигнала на выходе приемника, которые появляются из-за случайных фазовых соотношений между сигналом и помехой. Такая помеха в общем мало эффективна и с ней легко бороться.

Незатухающая амплитудно-модулированная помеха имеет большую эффективность. На экране индикатора дальности помеха имеет вид волнообразной дорожки (рис. 18.2, а),

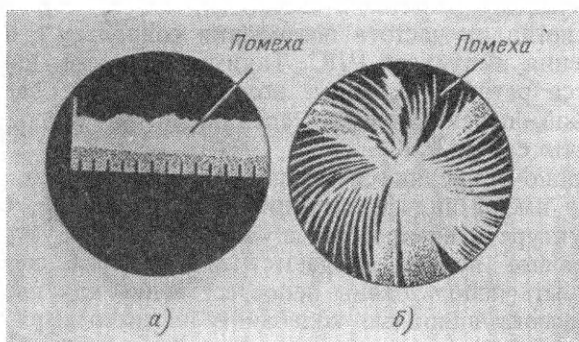


Рис. 18.2.] Вид экранов индикаторов дальности (а) и кругового обзора (б) при воздействии незатухающей амплитудно-модулированной помехи.

а на индикаторе кругового обзора возникает группа линий, затрудняющих наблюдение за целями, как, например, на рис. 18.2, б.

Наиболее эффективны шумовые помехи, структура которых близка к внутренним шумам приемного устройства, что создает сильный маскирующий фон. На экране индикатора дальности такая помеха имеет вид интенсивной шумовой дорожки (рис. 18.3, а). На индикаторе кругового обзора шумовая помеха засвечивает часть экрана (рис. 18.3, б).

Активные помехи обычно характеризуют плотностью мощности помехи, которая определяется как отношение всей излучаемой мощности к ширине полосы частот помехового сигнала. Прицельные узкополосные помехи могут иметь большую плотность даже при относительно меньшей мощности излучения.

Пассивные помехи РЛС создаются в результате отражений сигналов РЛС от специально выбрасываемых с самолетов пассивных отражателей.

Наиболее эффективными отражающими свойствами обладают отражатели, длина которых равна половине длины волны, подаваемой РЛС. Такие отражатели часто называют дипольными.

Для эффективной маскировки цели выбрасывается большое количество дипольных отражателей, которые создают

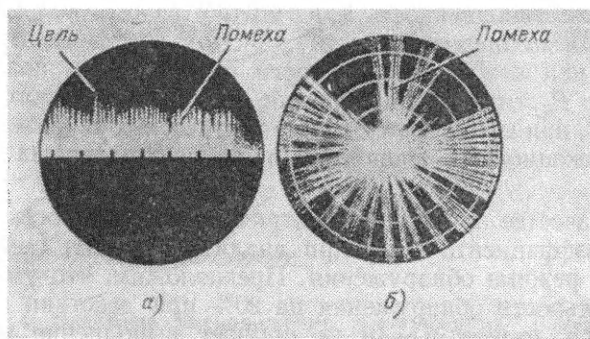


Рис. 18.3. Вид экранов индикаторов дальности (а) и кругового обзора (б) при воздействии шумовой помехи.

в пространстве «облако» помех. Такое облако долго держится в воздухе. Время падения зависит от материала дипольных отражателей и от их аэродинамических свойств. Отдельные отражатели комплектуются в виде пачек, которые автоматически выбрасываются с самолета. Для расширения полосы частот, в пределах которой создаются сильные отраженные сигналы от диполей, пачки могут иметь ленты различной длины.

Выбрасываемые дипольные отражатели могут быть эффективными и для нарушения автоматического сопровождения цели РЛС или радиолокационного наведения ракет и т. п.

Иногда применяются отражатели для создания ложных целей. В этом случае могут использоваться отражатели в виде уголков, линз Люнеберга и т. п.

## 2. Критерий помехозащищенности

Действие помех на РЛС проявляется различным образом. По этой причине ввести какой-то всеобъемлющий критерий помехозащищенности довольно трудно. Однако если учесть, что самые разнообразные эффекты действия помех связаны в конечном итоге с энергией или мощностью помехи (как будет показано ниже), то в простейшем случае удобно применить энергетический критерий помехозащищенности РЛС.

Помехозащищенность РЛС можно оценить *коэффициентом помехозащищенности*  $R_{\text{пмз}}$ . Этот коэффициент определим как отношение мощности помехи  $P_{\text{п}}$  и полезного сигнала  $P_{\text{с}}$ , отраженного от цели, на входе приемного тракта РЛС, при котором ухудшение тактических характеристик радиолокационных станций не превышает заданных значений.

В качестве примера рассмотрим целесообразность введения коэффициента  $R_{\text{пмз}}$  при анализе действия помех на РЛС в режиме обнаружения. Предположим, что уменьшение дальности обнаружения на 20% при действии помехи является допустимым и не срывает выполнение задачи. В этих условиях более помехозащищенной будет та РЛС, для подавления которой (т. е. для уменьшения ее дальности действия более чем на 20%) требуется создать больший уровень помехи.

Коэффициент помехозащищенности зависит от вида применяемых помех. В случае применения более эффективных помех коэффициент помехозащищенности понижается. Следовательно, по величине коэффициента помехозащищенности можно судить и об эффективности действия различных помех на РЛС.

Определение величины коэффициента помехозащищенности может быть выполнено, например, путем анализа прохождения помех и сигналов через основные каналы РЛС и определения тех изменений в тактических показателях РЛС, которые при этом возникают. Этот путь, видимо, более целесообразен при разработке и проектировании устройств. Нахождение коэффициента помехозащищенности для существующих РЛС более целесообразно выполнить экспериментально, исследуя действие различных помех на РЛС.



### 3. Энергетические соотношения при действии активных помех

При оценке действия активных помех на РЛС необходимо учитывать взаимное расположение цели, источника помехи и РЛС. Энергетические характеристики активных

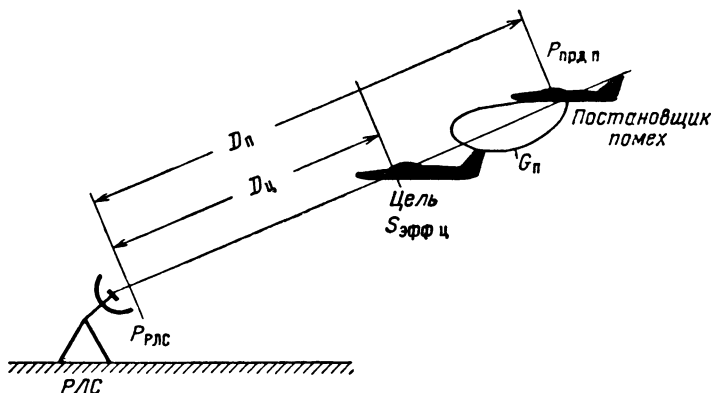


Рис. 18.4. Взаимное расположение постановщика помех, цели и подавляемой РЛС.

помех на входе РЛС как функция расстояния между источником помехи и РЛС аналогичны случаю наблюдения «активных» целей. Мощность помехи  $P_{\text{п}}$  на входе РЛС найдем по формуле (рис. 18.4).

$$P_{\text{п}} = \frac{P_{\text{прд п}} G_{\text{прд п}} S_{\text{РЛС п}}}{4\pi D_{\text{п}}^2} \quad (18.1)$$

где  $P_{\text{прд п}}$  — мощность передатчика помех;

$G_{\text{прд п}}$  — коэффициент направленности антенны станции помех;

$S_{\text{РЛС п}}$  — эффективная площадь антенны РЛС при приеме помехи;

$D_{\text{п}}$  — расстояние между станцией помех и РЛС.

Можность отраженного от цели сигнала на входе РЛС, как известно, равна

$$P_{\text{с}} = \frac{P_{\text{РЛС}} G_{\text{РЛС}} S_{\text{эфф ц}} S_{\text{РЛС}}}{(4\pi)^2 D_{\text{ц}}^2} \quad (18.2)$$

По определению коэффициента помехозащищенности следует, что если выполняется неравенство

$$\frac{P_{\Pi}}{P_c} \geq R_{\text{пмз}}, \quad (18.3)$$

то РЛС считается подавленной, ее тактические характеристики хуже допустимых.

Подставляя формулы (18.1) и (18.2) в неравенство (18.3), получаем

$$4\pi \frac{P_{\text{прд п}} G_{\text{прд п}} S_{\text{РЛС п}} D_{\text{ц}}^4}{P_{\text{РЛС}} G_{\text{РЛС}} S_{\text{эфф ц}} S_{\text{РЛС}} D_{\text{п}}^2} \geq R_{\text{пмз}}. \quad (18.4)$$

Используя соотношение (18.4), можно найти условия, при которых РЛС не является подавленной и обеспечивает

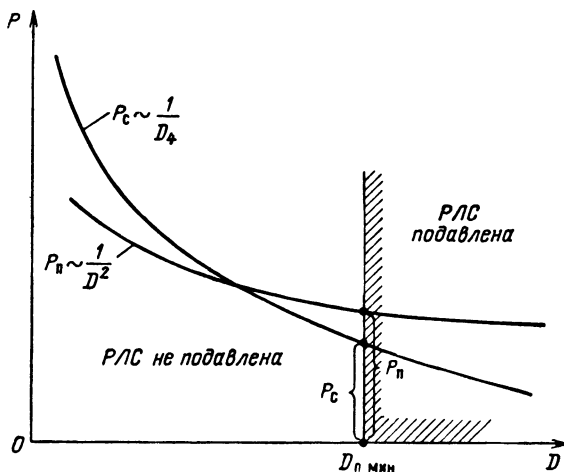


Рис. 18.5. Характер изменения мощности сигнала, отраженного от цели, и мощности помехи на входе РЛС в зависимости от расстояния  $D$ .

обнаружение и измерение координат целей с заданной точностью. В частном случае, когда станция помех установлена на самой цели, можно принять, что  $S_{\text{РЛС п}} = S_{\text{РЛС}}$ ,  $D_{\text{ц}} = D_{\text{п}} = D$ . Тогда неравенство (18.4) преобразуется к виду

$$4\pi \frac{P_{\text{прд п}} G_{\text{прд п}}}{P_{\text{РЛС}} G_{\text{РЛС}} S_{\text{эфф ц}}} D^2 \geq R_{\text{пмз}}. \quad (18.5)$$

Из соотношения (18.5) следует, что при приближении цели к РЛС на расстояние  $D$ , меньшее, чем  $D_{\text{п мин}}$ , которое соответствует знаку равенства в (18.5), подавление РЛС прекращается. Расстояние  $D_{\text{п мин}}$  можно назвать минимальным расстоянием эффективного действия помех.

Наглядное представление об эффективности помех в зависимости от расстояния до РЛС можно получить, если построить графики, характеризующие изменение мощностей  $P_{\text{п}}$  и  $P_{\text{с}}$  от расстояния  $D$  (рис. 18.5). Мощность помехи  $P_{\text{п}}$  изменяется обратно пропорционально квадрату расстояния ( $\sim 1/D^2$ ), а мощность сигнала — четвертой степени ( $\sim 1/D^4$ ).

Отношение  $P_{\text{п}}/P_{\text{с}}$  при уменьшении расстояния также становится меньше.

#### *4. Связь помехозащищенности РЛС и принципов работы радиолокационных устройств*

В последующих параграфах рассматриваются особенности действия помех на РЛС и некоторые специальные методы повышения помехозащищенности РЛС, указываются способы защиты от помех. Следует иметь в виду, что источники помех обычно связаны с каким-либо объектом или объектами в пространстве, которые излучают или переизлучают электромагнитные сигналы в диапазоне рабочей частоты радиолокационной станции. Эти объекты сами могут представлять интерес для наблюдения. В этом случае помеховые излучения являются полезным сигналом, который может быть использован в РЛС для обнаружения и определения координат таких целей. Например, если на борту самолета противника установлена станция помех для подавления наземной РЛС, то очевидно, что в общем случае излучение помехи демаскирует сам самолет. Излучение помехи может облегчить обнаружение самолета и наведение на него средств поражения.

Для современной радиолокации, видимо, более правильно рассматривать все излучающие и переизлучающие объекты как цели. И успех задачи обнаружения таких целей и определение их координат, а если необходимо, то и выделение на фоне остальных во многом зависят от методов, лежащих в основе работы РЛС, от возможностей РЛС обеспечить требуемое разрешение в условиях, когда

имеется в зоне наблюдения большое количество целей различной природы.

Наиболее наглядно тенденция совершенствования методов работы РЛС видна на примере борьбы с пассивными помехами. В начальный период применения пассивных помех, когда использовались в основном РЛС метрового диапазона, эффективность этих помех была очень высокой (разрешающая способность РЛС как по дальности так и по угловым координатам была плохой). В дальнейшем, по мере развития методов радиолокации, появились радиолокационные станции сантиметрового диапазона, что позволило существенно улучшить разрешающую способность РЛС. Одновременно повысилась и защищенность РЛС от пассивных помех. Действительно, если взять для примера две импульсные РЛС: метрового диапазона с длительностью импульса  $\tau_{\text{и}} = 15 \text{ мксек}$  и шириной луча  $\theta = 25^\circ$  и сантиметрового с  $\tau_{\text{и}} = 1 \text{ мксек}$  и  $\theta = 2^\circ$ , то отношение разрешаемых объектов РЛС равно примерно 2300. Следовательно, для прикрытия одинаковых по размерам участков от наблюдения РЛС сантиметрового диапазона нужно в 2300 раз иметь больше пачек дипольных отражателей, чем для метрового диапазона (при этом считаем, что пачки отражателей имеют одинаковые эффективные площади отражений).

В ходе дальнейшего развития радиолокации появились РЛС когерентно-импульсного типа с устройствами селекции подвижных целей. Такие РЛС, как известно, обладают разрешающей способностью по скорости движения целей. Очевидно, что это в еще большей степени повысило помехозащищенность РЛС против пассивных помех, так как оказалось возможным использовать различие цели и помех по скорости передвижения.

На рис. 18.6 показаны экраны индикаторов при действии пассивных помех на РЛС с различными разрешающими способностями.

Рис. 18.6, а относится к РЛС с плохой разрешающей способностью, на рис. 18.6, б показан экран РЛС с более высокой разрешающей способностью (например, РЛС сантиметрового диапазона). Если же РЛС имеет дополнительно устройство селекции подвижных целей, то на экране видны только подвижные цели (рис. 18.6, в).

Аналогичным образом можно показать, что помехозащищенность РЛС против активных помех возрастает

при использовании широкополосных сигналов, например, с частотной модуляцией, с фазоманипулированными импульсами и т. п. Применение моноимпульсных устройств повысило помехозащищенность каналов определения угловых координат целей.

Итак, помехозащищенность РЛС нельзя рассматривать изолированно от принципа действия РЛС. Степень помехозащищенности РЛС зависит от совершенства методов опре-

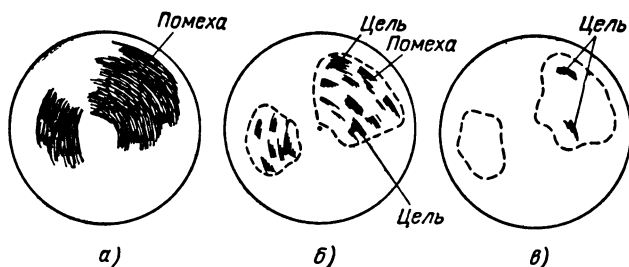


Рис. 18.6. Вид экранов индикатора кругового обзора при действии пассивных помех и при наличии отражений от местных предметов:

а — РЛС метрового диапазона с плохой разрешающей способностью;  
б — РЛС сантиметрового диапазона с хорошей разрешающей способностью  
в — РЛС с селекцией подвижных целей (видны только подвижные цели).  
Пунктиром показана первоначальная зона действия помех.

деления координат, от возможности РЛС обеспечить высокую разрешающую способность по координатам и их производным.

В данной главе будут рассмотрены лишь некоторые специальные методы борьбы с помехами, которые нельзя, быть может, рассматривать как какой-то новый вид работы РЛС. Все способы повышения помехозащищенности, связанные тесно с принципом действия РЛС, здесь не рассматриваются. Это относится к методам выделения подвижных целей в когерентных РЛС, в РЛС с непрерывным излучением, с доплеровской селекцией и т. п.

## 18.2. Особенности действия помех на радиолокационные станции

Для определения степени помехозащищенности РЛС нужно хорошо знать особенности действия помех. Помехи в конечном итоге ухудшают тактические характеристики РЛС. Дальность обнаружения целей уменьшается, разре-

шающая способность падает, точность определения координат становится малой. При большом уровне помех обнаружение и определение координат целей может быть вообще сорвано. С технической точки зрения действие помех проявляется в виде линейных и нелинейных эффектов. Линейные эффекты действия помех состоят в том, что в тракты приемного и индикаторного устройства РЛС добавляются мешающие сигналы в виде независимых аддитивных составляющих. В этом случае выходной эффект действия помех не зависит от сигнала и может рассматриваться самостоятельно. Как правило, линейные эффекты наблюдаются только при малом уровне помех. При увеличении мощности помех начинают проявляться нелинейные явления при действии помех, с которыми бороться значительно сложнее. Нелинейные явления включают перегрузку приемно-индикаторного тракта, подавление слабых сигналов сильной помехой, возникновение перекрестных составляющих, являющихся результатом взаимодействия сигнала и помехи в нелинейных элементах РЛС. К нелинейным явлениям можно отнести также различные нарушения работы РЛС, связанные со срывом работы автоматических устройств, например срыв автоматического сопровождения цели при действии помехи.

Специфичным является действие помех типа ложных целей.

### *1. Ухудшение тактических характеристик*

В общем случае РЛС имеют несколько режимов работы: поиск и обнаружение целей, захват цели и автоматическое сопровождение. В каждом из этих режимов работы РЛС чувствительна к действию помех. В связи с автоматизацией работы РЛС и внедрением электронной вычислительной техники многие функции, которые выполняются оператором, автоматизируются. Это также приводит к некоторым особенностям, которые необходимо учитывать при анализе действия помех. В режиме поиска целей помехи могут вызвать ложные срабатывания устройств захвата, что приведет к остановкам антенны, совершающей поиск. Такие остановки приводят к потерям времени на поиск и в конечном итоге уменьшают вероятность обнаружения цели, а следовательно, и дальность действия РЛС.

В режиме сопровождения цели помехи увеличивают ошибку сопровождения как по дальности и скорости, так и по угловым координатам. Это в конечном итоге уменьшает эффективность работы всей системы, в которую входит РЛС. При сильных помехах сопровождение вообще может быть сорвано.

**Обнаружение целей.** При оценке дальности обнаружения целей в условиях действия помех можно использовать соотношения, полученные для случая обнаружения на фоне внутренних шумов. Необходимо только мощность шума во всех случаях заменить суммой мощности шума и мощности помех. Результирующая мощность равна

$$P_{\text{ш экв}} = P_{\text{ш}} + P_{\text{п}} = P_{\text{ш}} \left( 1 + \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{ш}}} \right) = P_{\text{ш}} (1 + R_{\text{п}}), \quad (18.6)$$

где  $R_{\text{п}} = \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{ш}}}$  — коэффициент, равный отношению мощностей помехи и внутренних шумов. Обычно следует учитывать только ту часть мощности помехи, которая попадает в приемное устройство, если спектр помех шире полосы пропускания приемника. По этой причине коэффициент  $R_{\text{п}}$  можно понимать и как отношение спектральных плотностей мощности помехи  $N_{\text{п}}$  и внутреннего шума  $N_0$ :

$$R_{\text{п}} = \frac{N_{\text{п}}}{N_0}. \quad (18.7)$$

В результате расчетов для каждой РЛС можно построить характеристики обнаружения с учетом действия помех. В качестве примера на рис. 18.7 приведены такие характеристики. По оси абсцисс откладывается расстояние  $D$ , а по оси ординат вероятность правильного обнаружения  $W_{\text{по}}$ . Параметром кривых является соотношение мощностей помехи и сигнала. Кривые построены для принятого значения вероятности ложной тревоги и заданного типа цели <sup>1</sup>.

Более удобны при практическом использовании характеристики максимальной дальности с учетом помех (рис. 18.8), которые построены в виде зависимости  $D_{\text{макс}}$  от соотношения мощностей помехи и сигнала для заданных параметров РЛС и типа цели.

**Захват целей.** Антенный луч сканирует в пределах зоны захвата шириной  $\psi$  с некоторой скоростью  $\Omega_{\text{п}}$ .

<sup>1</sup> Кривые, приведенные на рис. 18.7 и др., носят иллюстративный характер, если нет специального указания об их назначении.

При появлении в этой зоне цели поиск прекращается и луч останавливается. В данном угловом положении антенна находится в течение некоторого времени  $t_{\text{захв}}$ , необходи-

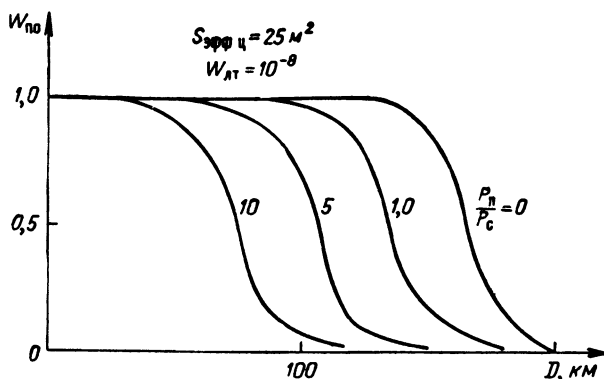


Рис. 18.7. Характеристики обнаружения цели при действии помех.

мого на захват цели по дальности. В течение этого времени  $t_{\text{захв}}$  происходит поиск по дальности. Обычно для надежного захвата необходимо несколько периодов поиска. Если

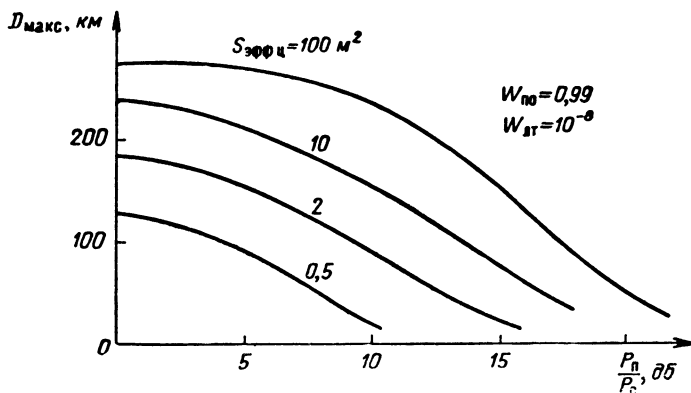


Рис. 18.8. Характеристики сокращения дальности действия РЛС при помехах.

захвата не происходит, то вновь начинается поиск по угловым координатам. Аналогичным образом система захвата работает и при появлении импульсов помех. Если уровень помех относительно мал, то такие помехи не могут поме-



шать обнаружению и захвату цели. Однако и в этом случае действие помехи проявляется в виде ложных кратковременных захватов импульсов помехи. Это увеличивает среднее время поиска цели по угловым координатам.

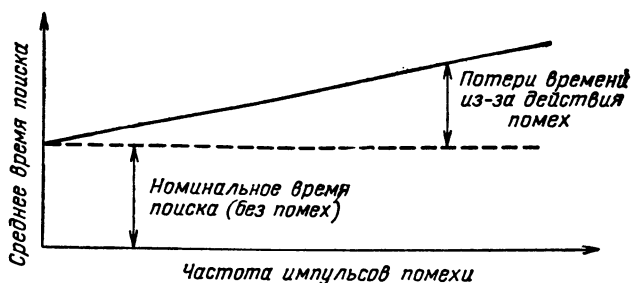


Рис. 18.9. Увеличение времени поиска цели из-за действия помех

На рис. 18.9 показано, как увеличивается время поиска из-за ложных захватов при увеличении частоты выбросов помехи (или импульсов помехи). Обычно при обнаружении

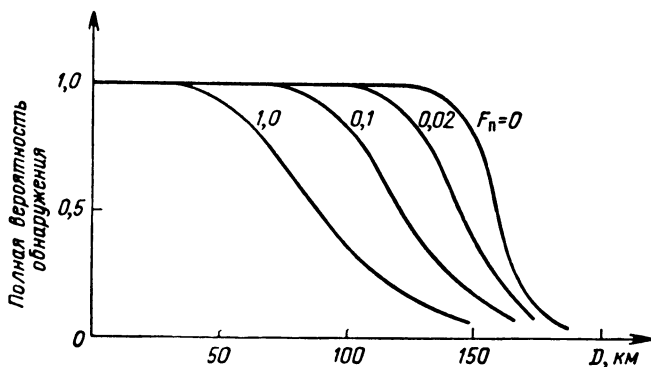


Рис. 18.10. Характеристики обнаружения при воздействии импульсных помех с частотой  $F_n$ .

требуется для большей надежности захвата несколько периодов обзора. Ясно, что если из-за действия помехи длительность периода поиска возрастет, то полная вероятность обнаружения цели за несколько периодов уменьшится. Такое уменьшение вероятности обнаружения приводит к уменьшению дальности захвата цели. На рис. 18.10

показано, как уменьшается полная вероятность обнаружения при захвате от роста числа импульсов помехи в секунду.

При увеличении мощности помех вероятность захвата помехи увеличивается. Однако система сопровождения в конце концов опять перейдет к поиску, так как помеха неустойчива и не может служить объектом сопровождения. Такие случайные захваты помех и удержание их в режиме сопровождения в течение некоторого времени приводят к уменьшению вероятности захвата цели. При этом не удастся обеспечить требуемого количества периодов поиска по дальности для захвата цели.

Вероятность перехода в режим сопровождения  $W_{\text{захв}}$  можно записать в виде

$$W_{\text{захв}} = 1 - (1 - W_1)^m, \quad (18.8)$$

где  $W_1$  — вероятность обнаружения цели за время одного периода поиска по дальности. Однако вследствие ряда причин (например, из-за флуктуации сигналов) необходимо иметь несколько периодов поиска  $m$ . Действие помех в этом случае состоит в том, что уменьшается возможное среднее количество периодов поиска для обнаружения цели, так как импульсы помех в случайных точках по дальности срывают накопление сигналов, отраженных от цели. При уменьшении  $m$  существенно снижается и вероятность перехода РЛС в режим сопровождения цели [см. формулу (18.8)].

**Сопровождение целей.** Действие помех на РЛС в режиме автоматического сопровождения целей во многом зависит от вида помехи.

Если источник помехи точечный и расположен в пределах основного лепестка диаграммы направленности, но не совпадает с целью по положению, то ошибка в сопровождении появится из-за совместного действия сигнала и помехи на систему сопровождения. Угловые координаты сопровождаемой эквивалентной цели в этом случае отличаются от координат действительной цели. Этот эффект действия помехи является следствием малой разрешающей способности РЛС по угловым координатам.

При шумовой помехе действие помехи можно оценить эквивалентным увеличением шумов системы. Увеличение шума приводит к возрастанию ошибки сопровождения. Результирующая дисперсия ошибки сопровождения по

дальности и угловым координатам  $\overline{\sigma^2}$  определяется соотношением <sup>1</sup>

$$\overline{\sigma^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |k(\omega)|^2 [N_{\Pi}(\omega) + N_{\text{ш}}(\omega)] d\omega, \quad (18.9)$$

где  $k(\omega)$  — передаточная функция системы сопровождения;  
 $N_{\Pi}(\omega)$  — спектральная плотность мощности помехи;  
 $N_{\text{ш}}(\omega)$  — спектральная плотность мощности внутренних шумов.

Выражение (18.9) показывает, что ухудшение точности сопровождения при действии помех, соответствующее увеличению среднеквадратичной ошибки  $\sqrt{\overline{\sigma^2}}$ , можно оценить,

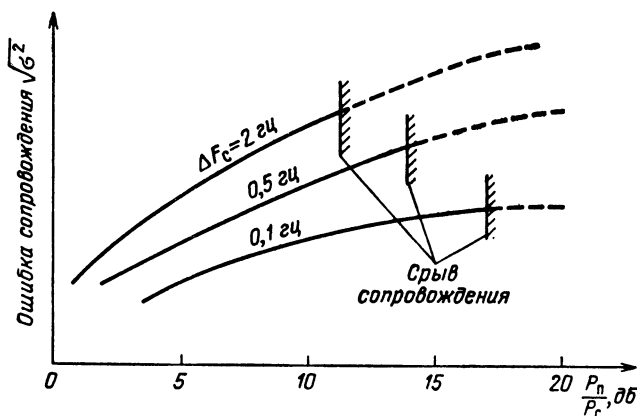


Рис. 18.11. Зависимость среднеквадратической ошибки сопровождения цели от отношения мощностей помехи и сигнала.

складывая спектральные плотности мощности помех и внутренних шумов. Это справедливо при независимости помех и шумов, что обычно имеет место.

В результате расчетов по формуле (18.9) можно построить кривые точности (или ошибки) как функции соотношения мощностей сигнала и помехи (рис. 18.11). Параметром

<sup>1</sup> Соотношение (18.9) известно из теории цепей. Произведение  $|k(\omega)|^2 [N_{\Pi}(\omega) + N_{\text{ш}}(\omega)]$  — это спектр мощности шумов на выходе линейной системы.

кривых является эквивалентная полоса пропускания системы сопровождения  $\Delta F_c$ . При некотором достаточно большом значении  $P_n/P_c$  вероятность того, что сопровождение будет сорвано, становится близкой к единице (точки срыва сопровождения показаны условно на рис. 18.11).

Из рис. 18.11 видно, что система с более узкой полосой менее чувствительна к помехам. Если имеются в системе устройства «памяти», то это также уменьшает действие помех.

В некоторых случаях могут применяться специальные «уводящие» помехи как по дальности, так и по угловым координатам. Учесть действие таких помех еще более сложно.

## *2. Действие помех на элементы приемно-индикаторного тракта*

Непосредственное воздействие помех на элементы приемно-индикаторного тракта может проявляться как в виде линейных, так и нелинейных эффектов. Линейные эффекты, как было показано в п. 1, учитываются довольно просто. Более сложно учесть нелинейные эффекты. Среди нелинейных эффектов действия помех одним из наиболее опасных является перегрузка усилительных и преобразовательных каскадов, а также индикаторных приборов. Помехи могут быть значительно сильнее полезных сигналов. При векторном сложении сигналов слабый из них как бы поднимается на вершину сильного сигнала. В зависимости от фазовых соотношений амплитуда результирующего суммарного сигнала может находиться в пределах между суммой амплитуд помехи и сигнала и их разностью.

На рис. 18.12 показано, каким может быть результирующий сигнал в зависимости от фазовых соотношений между помехой и сигналом  $\Delta\varphi$ .

Если на вход усилителя подавать такие результирующие сигналы, то при малом уровне помехи все характерные изменения в сигнале будут передаваться без искажений и усиливаться (рис. 18.13). Если амплитуда помехи возрастет настолько, что достигнет точки перегиба амплитудной характеристики приемно-усилительного тракта, то выходное напряжение уже не будет изменяться под действием

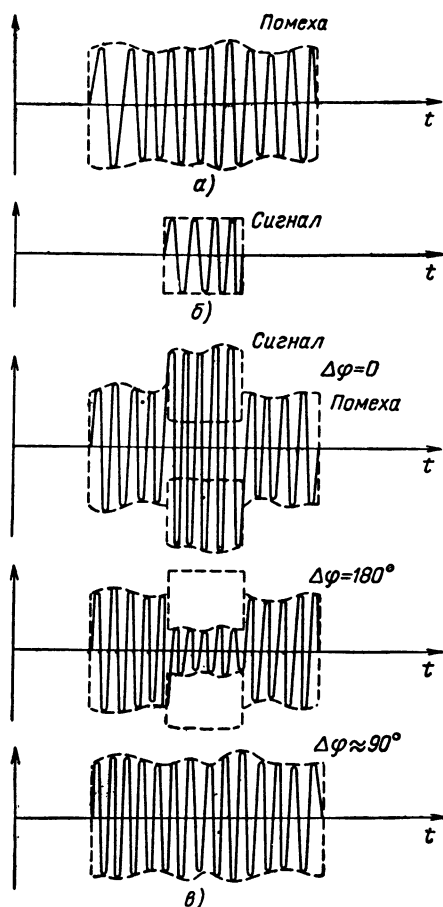


Рис. 18.12. Временные диаграммы, поясняющие взаимодействие помехи и сигнала:

$a$  — напряжение помехи, средняя частота спектра которой равна  $\omega_0$ ;  $b$  — сигнал с несущей  $\omega_0$ ;  $в$  — напряжение, равное сумме помехи и сигнала при различных значениях их средней разности фаз  $\Delta\varphi$ .

полезного сигнала. Произойдет потеря сигнала из-за насыщения, перегрузки усилителей.

Перегрузка может произойти в различных каскадах РЛС: усилителе ПЧ, в видеоусилителе, детекторе, в смесителях, электроннолучевых трубках и т. п.

В нелинейных элементах приемного устройства при действии помехи большого уровня происходит подавление

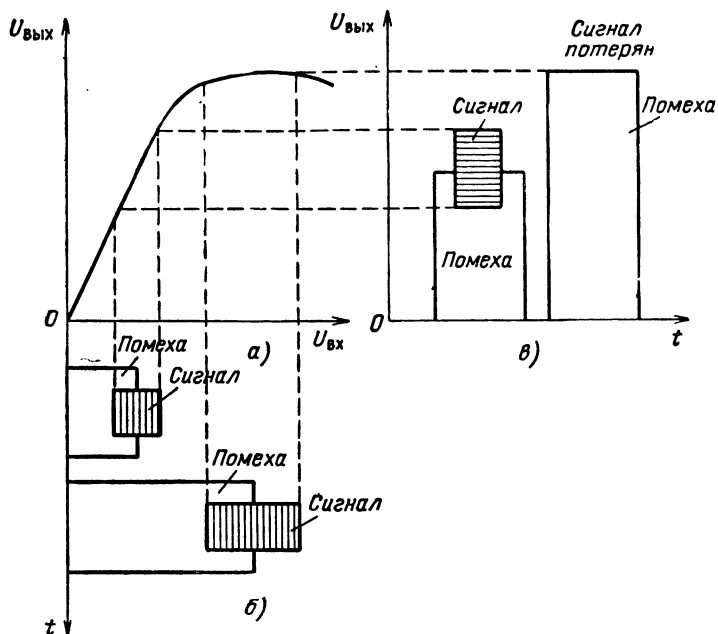


Рис. 18.13. Диаграммы, поясняющие нелинейный эффект действия помех:

$a$  — амплитудная характеристика усилителя;  $б$  — амплитуды сигналов на входе;  $в$  — амплитуды сигналов на выходе усилителя.

слабого сигнала сильной помехой. Соотношение сигнал/помеха на выходе становится меньше, чем на входе:

$$\left( \frac{P_c}{P_{\Pi}} \right)_{\text{вых}} < \left( \frac{P_c}{P_{\Pi}} \right)_{\text{вх}}. \quad (18.10)$$

Причины такого подавления более подробно рассматриваются в курсе приемных устройств.

К нелинейным эффектам действия помех в приемнике относится также возникновение мультипликативных помех и перекрестных составляющих в нелинейных элементах, которые появляются при одновременном действии помехи и сигнала.

### **18.3. Методы защиты от помех**

#### *1. Общие сведения*

Следует помнить, что устройства защиты не могут быть универсальными: для каждого вида помехи необходим свой метод борьбы.

Элементы и узлы РЛС должны быть выполнены так, чтобы уменьшить возможность попадания сигнала помехи в приемно-индикаторный тракт, который является основным объектом действия помех. Очевидно, что бороться с помехами можно только в том случае, если имеются какие-либо отличия между помехой и сигналом. С точки зрения борьбы с помехами такие отличительные признаки иногда специально вводятся в сигнал для повышения эффективности устройств защиты.

Для защиты от помех РЛС совершенствуют так, чтобы воспрепятствовать попаданию помех в приемно-индикаторный тракт и в устройства обработки сигналов. Последние включают в себя устройства первичной селекции сигналов: пространственной, частотной, поляризационной.

Кроме того, известны способы борьбы с помехами для случая, когда спектры помехи и полезного сигнала перекрываются, сигнал помехи при этом проникает в РЛС и необходимо обеспечить подавление помехи уже в процессе обработки сигнала, используя отличия в тонкой структуре сигналов и помех. В эту же группу методов борьбы с помехами входит защита РЛС от перегрузки элементов приемно-индикаторного тракта сильной помехой.

В схеме РЛС трудно разделить элементы, относящиеся к устройству обработки сигнала, разработанные в соответствии с принципом действия станции, и специальные устройства, характерные для борьбы с помехами. Следует всегда помнить тесную взаимосвязь помехозащищенности, принципов действия РЛС и основных ее тактических возможностей, о чем говорилось в § 18.1.

Рассмотрим возможные различия между сигналом и помехой, которые можно использовать для борьбы с помехами.

Различия спектров сигнала и помехи. Эти различия могут использоваться для борьбы с помехами путем применения фильтрующих схем. Иногда спектр сигнала изменяют, чтобы он больше отличался от спектра помехи.

Возможны следующие характерные случаи: спектры сигнала и помехи не перекрываются, полоса частот, занимаемая помехой, меньше полосы сигнала и, наконец, полоса спектров частот сигнала и помехи равны, но имеются различия в структуре спектров.

Наиболее прост первый случай, когда помеха исключается из полосы пропускания приемника. Метод может быть пригоден только для борьбы с активными помехами. Для этой цели рабочую частоту РЛС непрерывно изменяют таким образом, чтобы разница между частотами помехи и станции была больше суммы полосы спектра помехи и полосы пропускания приемника. Этот метод борьбы с помехами называют *перестройкой* по частоте. Такая перестройка должна выполняться с большой скоростью, чтобы противник не смог вновь подавить РЛС, перестроив станцию помех.

Полоса частот, занимаемая спектром помехи, может быть меньше полосы спектра сигнала, например, в случае применения непрерывных активных помех и модулированных узким спектром частот или импульсных помех большой длительности. Известно, что, чем больше длительность импульса, тем уже его спектр.

Для подавления таких помех применяются устройства, представляющие собой узкополосные фильтры. Полоса пропускания фильтров выбирается в соответствии с полосой помехи. При правильном выборе параметров фильтра можно в значительной степени избавиться от составляющих помехи. Полезный сигнал вследствие потери некоторой части составляющих спектра также несколько изменяется.

Фильтры можно устанавливать как в тракте промежуточной частоты, так и в тракте видеоусилителя. На рис. 18.14, а показаны спектры  $S(f)$  сигнала и помехи, а на рис. 18.14, б — характеристики фильтров  $k(f)$  каналов УПЧ и видеоусилителя. Провал в характеристике фильтров (рис. 18.14, б) объясняется действием специально включенного режекторного фильтра. Пунктиром показана



передаточная характеристика без режекторного фильтра. Спектр сигнала на выходе не содержит помехи, если ее спектр уже спектра сигнала (рис. 18.14, в).

Наиболее часто указанный способ фильтрации применяют для устранения перегрузки приемника немодули-

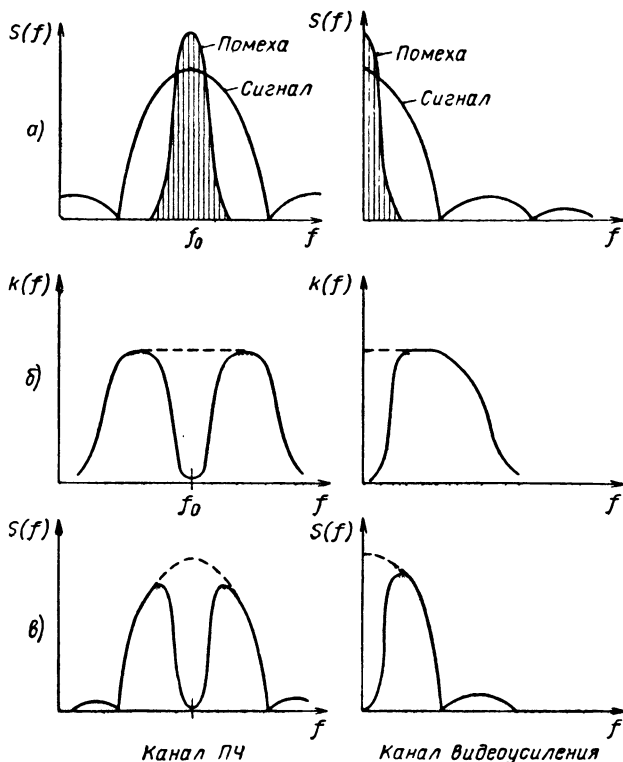


Рис. 18.14. Применение фильтров подавления помехи: а — спектры помехи и сигнала на входе устройства подавления; б — передаточная характеристика устройства подавления; в — спектр сигналов на выходе устройства.

рованным сигналом или импульсами большой длительности.

Борьба с помехой значительно осложняется, когда ее спектр не отличается от спектра полезного сигнала. Это наиболее общий случай действия помех, особенно шумовых активных помех, когда перестройка по частоте или не дает эффективной защиты, или не может быть применена.

Общим методом защиты в этом случае является применение оптимальной согласованной фильтрации, о которой говорилось в гл. 5. Для наибольшего подавления помех целесообразно применять возможно более сложные сигналы, которые имеют широкий спектр частот, или большое значение произведения ширины спектра на время длительности сигнала  $\Delta f_c T_c \gg 1$ . При оптимальной обработке сигнала соотношение мощностей сигнала и помехи возрастает на выходе в число раз, определяемое величиной  $\Delta f_c T_c$ .

В качестве простейшего примера использования различий в структуре спектров сигнала и помехи рассмотрим применение «гребенчатого» фильтра.

Если сигнал состоит из большого количества периодически повторяющихся импульсов, то его энергетический спектр, как известно, имеет «гребенчатую» форму (рис. 18.15, а). Непрерывная шумовая помеха имеет сплошной спектр (рис. 18.15, б). В обычном приемнике, когда полоса пропускания  $\Delta f_{\text{пр}}$  примерно соответствует ширине всего спектра  $\Delta f_c = \frac{1}{T_{\text{и}}}$ , помеха проходит на выходные устройства полностью. Отношение мощностей сигнала и помехи на выходе обычного приемника обозначим  $(P_c/P_{\text{п}})_{\text{вых}}$ . Если применить оптимальный согласованный фильтр, то его передаточная функция должна повторять спектр сигнала. На рис. 18.15, в показана частотная передаточная функция фильтра для рассматриваемого случая (см. рис. 18.15, а). По форме частотной характеристики подобные фильтры называют гребенчатыми. Очевидно, что при прохождении сигнала через такой фильтр его мощность остается почти без изменений. Мощность же помехи на выходе уменьшается, так как в значительной своей части спектр помехи не попадает в пределы узких полос прозрачности гребенчатого фильтра. Степень подавления помехи можно приближенно оценить, определив суммарное уменьшение полосы прозрачности фильтра по сравнению с полосой пропускания обычного приемника. Ширина полосы пропускания каждого «зуба» гребенки при общем количестве импульсов  $N$  равна

$$\Delta f_{\text{з}} = \frac{1}{NT_{\text{и}}} , \quad (18.10a)$$

где  $T_{\text{и}}$  — период повторения импульсов. Число «зубьев»

гребенки равно удвоенному значению скважности

$$N_3 = 2Q = \frac{2T_{\text{и}}}{\tau_{\text{и}}} . \quad (18.11)$$

Суммарная полоса пропускания тогда равна

$$\Delta f_{\Phi} = \Delta f_3 N_3 = \frac{2}{N\tau_{\text{и}}} . \quad (18.12)$$

Степень уменьшения мощности помехи при прохождении гребчатого фильтра равна отношению полос пропускания

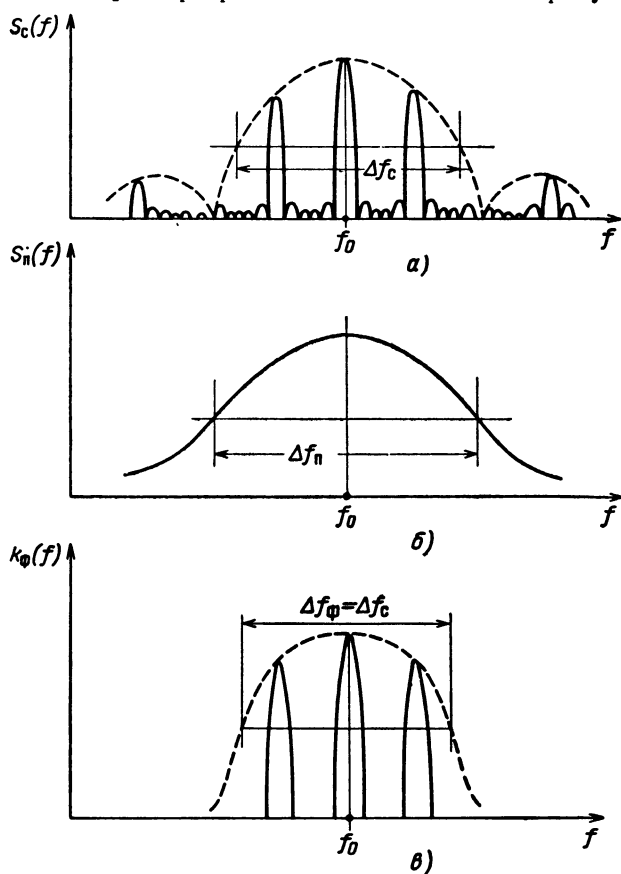


Рис. 18.15. Спектры периодического сигнала (а) и шумовой помехи (б); характеристика гребчатого фильтра (в).

обычного приемника  $\Delta f_{\text{пр}}$  и гребенчатого фильтра:

$$\frac{P_{\text{п в х}}}{P_{\text{п вы х}}} = \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{\Delta f_{\text{ф}}} = \frac{1/\tau_{\text{и}}}{2/N\tau_{\text{и}}} = \frac{N}{2}. \quad (18.13)$$

Таким образом, отношение мощности сигнала и мощности помехи на выходе оптимального гребенчатого фильтра возросло в  $N/2$  раз.

Различие в структуре спектра сигнала и помехи используется также при подавлении пассивных помех для селекции подвижных целей.

б) Р а з л и ч и я в о в р е м е н н о й с т р у к т у р е с и г н а л о в и п о м е х. Такие различия наиболее эффективно использовать в тех случаях, когда помеха по своей структуре и частотному спектру близка к полезному сигналу. Это относится в наибольшей степени к импульсным помехам и сигналам. Для борьбы с помехами используются различия или в длительности импульсов помехи и сигнала, или в частоте повторений, или в моментах времени прихода. Иногда временная структура сигнала специально выбирается такой, чтобы иметь наибольшие отличия от помехи. К таким методам борьбы с помехами относится кодирование сигнала по числу и интервалу между импульсами, по периоду следования и т. п., селекция по дальности при автосопровождении цели.

в) Р а з л и ч и я в п р о с т р а н с т в е н н о м п о л о ж е н и и ц е л и и и с т о ч н и к а п о м е х (пространственная селекция). Во многих случаях источник помехи не совпадает с положением цели в пространстве. Это может быть использовано для борьбы с помехой. Основным методом является повышение разрешающей способности РЛС по угловым координатам. Большое значение для повышения помехозащищенности РЛС является уменьшение уровня боковых лепестков характеристики направленности антенны, так как часто именно по боковым лепесткам создаются мешающие сигналы. Наиболее перспективным для борьбы с помехами, которые попадают в РЛС с направлений, соответствующих боковым лепесткам, является метод компенсации, рассмотренный ниже (п. 5).

г) Р а з л и ч и я в п о л я р и з а ц и о н н о й с т р у к т у р е с и г н а л о в и п о м е х. Эти различия используются для борьбы как с пассивными, так и с активными помехами. Известно, что поляризация отраженных от цели сигналов зависит от формы и структуры отражаю-

щего объекта. Например, капли дождя, тумана имеют сферическую форму и поэтому при отражении электромагнитных волн с круговой поляризацией вид поляризации не изменяется, изменяется лишь направление вращения вектора поля. Однако при приеме на антенну, рассчитанную на поляризацию одного направления, сигналы, отраженные от дождя, приняты не будут, так как их поляризация имеет другое направление вращения. При отражении электромагнитных волн круговой поляризации от сложных целей, таких, как самолеты, корабли, поляризация превращается в эллиптическую. Волну с эллиптической поляризацией можно представить в виде суммы двух волн круговой поляризации с противоположными направлениями вращения. Очевидно, что одна из этих волн будет принята антенной, согласованной с ней по поляризации. В результате мешающие отражения от дождя и тумана подавляются значительно сильнее, чем ослабляются сигналы, отраженные от самолетов.

Отношение мощностей сигнала и помехи увеличивается. Экспериментальные исследования показывают, что отражения от дождя при использовании антенн с круговой поляризацией ослабляются более чем на 25 дБ, а от снега — на 10—15 дБ. Возможны и другие виды преобразования типов поляризации.

Метод поляризационной селекции можно использовать также и для борьбы с активными помехами, настраивая систему приема на подавление помехи. Полезные сигналы при этом пройдут в приемное устройство, хотя и с некоторым ослаблением.

## *2. Борьба с перегрузкой*

Для борьбы с перегрузкой применяется два вида устройств. Это, во-первых, усилители с нелинейными амплитудными характеристиками и, во-вторых, различные устройства, эквивалентные фильтрам подавления низкочастотных составляющих в приходящей смеси сигнала и помехи. Ко второй группе устройств относятся схемы дифференцирования (схемы с малой постоянной времени (МПВ), схемы быстродействующих регулировок усиления (БАРУ) или «мгновенных» регулировок усиления (МАРУ).

Усилители с линейно-логарифмической амплитудной характеристикой.

Этот тип устройств является наиболее универсальным для борьбы с перегрузкой. Основная их особенность состоит в том, что динамический диапазон выходного сигнала значительно меньше динамического диапазона входных сигналов. Это можно выполнить лишь в том случае (при этом

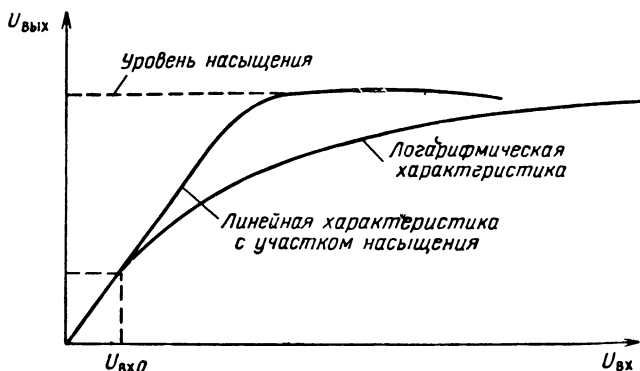


Рис. 18.16. Логарифмическая амплитудная характеристика усилителя:

1 — линейная характеристика с участком насыщения; 2 — уровень насыщения; 3 — логарифмическая амплитудная характеристика.

нельзя превысить уровня насыщения усилителя), если приращения выходного сигнала  $du_{\text{вых}}$  обратно пропорциональны амплитуде входного сигнала  $u_{\text{вх}}$ :

$$du_{\text{вых}} = k \frac{1}{u_{\text{вх}}} du_{\text{вх}}. \quad (18.14)$$

Выполнив интегрирование, получим

$$u_{\text{вых}} = k \ln u_{\text{вх}} + C, \quad (18.15)$$

где  $C$  — постоянная интегрирования. Зависимость (18.15) объясняет название усилителей такого типа — *логарифмические усилители*. Однако логарифмический характер амплитудная характеристика принимает, начиная с некоторого уровня входного сигнала  $U_{\text{вх}0}$  (рис. 18.16). На участке от нуля до значения  $U_{\text{вх}0}$  характеристика линейна. По этой причине более точное название таких устройств — усилители с линейно-логарифмической амплитудной характеристикой. Такая характеристика позволяет предотвратить перегрузку приемника сильными сигналами, так как огра-

ничения сигнала не происходит даже при большом уровне помех на входе.

Быстродействующие автоматические | регулировки усиления (БАРУ). Схемы БАРУ должны за время действия помехи вырабатывать напряжение на сетках ламп усилителей, которое смещало бы рабочую точку в область характеристики лампы, где перегрузки нет. Обычно цепь БАРУ охватывает

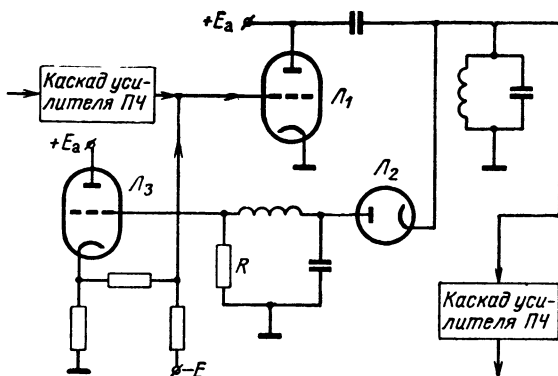


Рис. 18.17. Усилитель промежуточной частоты с цепью быстродействующей автоматической регулировки усиления (БАРУ).

один-два каскада усиления (рис. 18.17). Сигнал с выхода каскада усилителя промежуточной частоты (лампа  $\text{Л}_1$ ) поступает на детектор, собранный на диоде  $\text{Л}_2$ . Выпрямленное напряжение отрицательной полярности с нагрузки детектора  $R$  подается на катодный повторитель  $\text{Л}_3$ . С выхода катодного повторителя отрицательное напряжение, пропорциональное амплитуде сигнала промежуточной частоты, поступает на сетку лампы  $\text{Л}_1$  усилителя ПЧ. Быстродействие схемы выбирается таким, чтобы за время длительности полезного сигнала усиление каскада не изменялось. Если же на входе усилителя ПЧ одновременно с полезным сигналом появляется помеха с длительностью, превышающей длительность полезного сигнала, то схема БАРУ успевает изменить положение рабочей точки усилителя, предотвращая тем самым ограничение полезного сигнала.

### 3. Борьба с импульсными помехами

Для защиты РЛС от импульсных помех различного типа применяются методы селекции сигналов по длительности и по амплитуде. Эффективно также кодирование импульсов, использование сложных радиолокационных сигналов.

Селекция по длительности импульса является простым и эффективным средством защиты от некоторых типов импульсных помех. Применение ее позволяет решить задачу выделения импульсного сигнала,

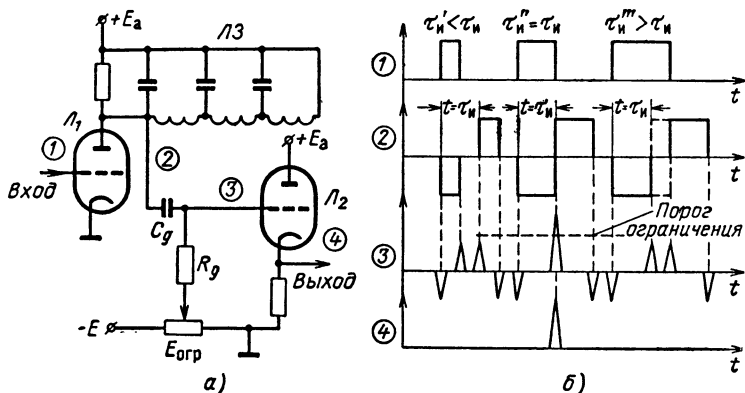


Рис. 18.18. Принципиальная схема дискриминатора импульсов по длительности (а) и временные диаграммы, поясняющие действие схемы (б):

1 — импульсы различной длительности на входе схемы; 2 — импульсы на входе линии задержки; 3 — сигналы после дифференцирования; 4 — импульсы на выходе схемы.

длительность которого лежит в заданных пределах. На рис. 18.18 показана простейшая схема дискриминатора импульсов по длительности с применением линии задержки. Эта схема позволяет выделять только импульсы с длительностью  $\tau_n$ , так как время задержки линии равно  $t_d = \tau_n/2$ . Если входные импульсы (рис. 18.18, б) имеют длительность больше или меньше  $\tau_n$ , то они на выход схемы не пройдут. Импульсы, поступающие на сетку лампы  $L_1$ , отпирают лампу, и на ее аноде возникают отрицательные импульсы той же длительности. Так как в анодной цепи включена короткозамкнутая линия задержки с временем задержки  $\tau_n/2$ , то после отражения от ее конца импульс на входе линии



появится через время  $\tau_{\text{н}}$  (рис. 18.18, б, диаграмма 2). Лампа  $L_2$  отпирается в тот момент, когда импульсы на выходе дифференцирующей цепи  $CR$ , соответствующие срезу первого импульса и фронту задержанного импульса, совпадают. Это может быть только в случае прихода импульса с длительностью  $\tau_{\text{н}}$ . Импульсы с длительностью, меньшей или большей длительности импульса сигнала  $\tau_{\text{н}}$ , на выход схемы не проходят (рис. 18.18, б, диаграммы 3, 4).

Искусственно создать различия между сигналом и помехой можно с помощью *кодирования*. В простейшем случае это может быть передача группы импульсов, разделенных между собой заданными интервалами времени. В приемном устройстве устанавливается специальный дискриминатор, который пропускает на индикатор только те сигналы, которые имеют заданные интервалы между импульсами. Повышение помехозащищенности в этом случае объясняется тем, что вероятность создания такой же комбинации импульсов помехи мала. Чем больше импульсов в коде, тем более надежно можно выделить сигнал из последовательности импульсов помехи. Обычно группы импульсов в коде состоят из двух, трех и четырех импульсов. Дальнейшее увеличение числа импульсов усложняет конструкцию кодирующих и декодирующих устройств.

Возможно кодирование также по числу импульсов в коде, длительности импульсов и др.

Техника кодирования и декодирования импульсов достаточно проста. Рассмотрим, например, декодирование трехимпульсного кода (рис. 18.19). Линия задержки имеет два выхода. Время задержки на первом отводе линии равно времени задержки третьего импульса ( $t_2$ ), а полное время задержки составляет ( $t_1 + t_2$ ). На выходе схемы совпадений возникает импульс, соответствующий импульсу сигнала. Импульсы помехи на выход устройства не пройдут, так как вероятность того, что импульсы помех случайно будут иметь заданные временные интервалы, мала. Такие декодирующие устройства нашли широкое применение благодаря своей простоте и надежности. Эффективность кодирования зависит от вида кода и характера помехи. При большой частоте следования импульсов помехи вероятность случайного прохождения помехи через декодирующее устройство возрастает.

Аналогичным образом можно выполнить кодирование, изменяя период повторения импульсов РЛС.

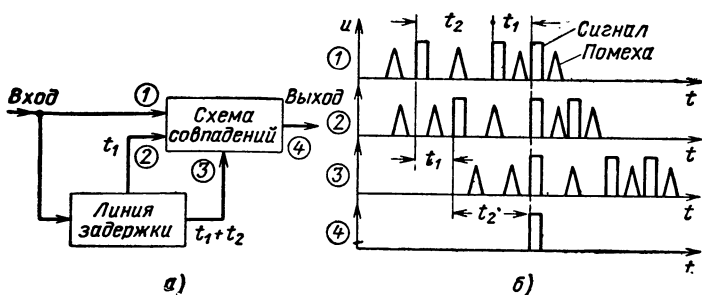


Рис. 18.19. Функциональная схема декодирующего устройства для трехимпульсного кода (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б):

1 — импульсы сигнала и помех на входе схемы; 2 — сигнал на выходе первого отвода линии задержки; 3 — импульсы на выходе линии задержки (после задержки на время  $t_1$ ); 4 — сигнал на выходе схемы совпадений.

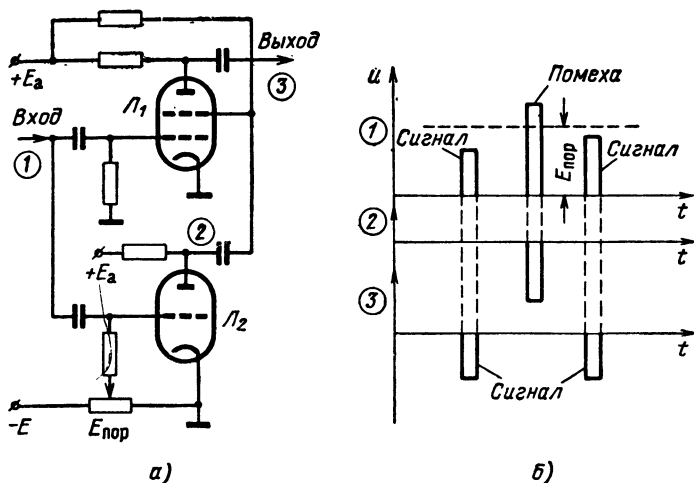


Рис. 18.20. Принципиальная схема дискриминатора импульсов по амплитуде (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б):

1 — импульсы на входе дискриминатора; 2 — импульсы на выходе управляющего каскада; 3 — импульсы на выходе дискриминатора.

Для подавления импульсов помехи большой амплитуды применяют селекцию по амплитуде. На рис. 18.20 изображена схема амплитудного дискриминатора, который пропускает импульсы только в том случае, если их амплитуда меньше некоторого установленного уровня. Дискриминатор состоит из схемы совпадений на лампе  $L_1$  и схемы выработки селектирующего импульса (лампа  $L_2$ ). Когда амплитуда импульсов на входе дискриминатора меньше порогового напряжения  $E_{\text{пор}}$ , каскад на лампе  $L_1$  работает как обычный усилитель. Если приходит импульс с большой амплитудой (рис. 18.20, б, диаграмма 1), то пороговое напряжение будет превышено, и на выходе схемы, собранной на лампе  $L_2$ , образуется отрицательный импульс, который поступает на экранирующую сетку лампы  $L_1$  и запирает лампу (диаграмма 2 на рис. 18.18, б). Следовательно, импульс с большой амплитудой не пройдет через усилитель, собранный на лампе  $L_1$ , т. е. будет подавлен (рис. 18.18, б, диаграмма 3).

#### 4. Перестройка частоты

Как уже отмечалось, перестройка РЛС по частоте является эффективным методом борьбы с активными помехами различного вида. Тактическое преимущество РЛС с перестройкой частоты состоит в том, что для наведения помехи необходимо обнаружить работу подавляемой РЛС, определить ее частоту и перестроить станцию помех на эту новую частоту. Затраты времени на все эти операции превышают время, требуемое для изменения частоты РЛС.

Перестройка частоты РЛС наиболее эффективна, если диапазон перестройки достаточно широк и частота изменяется от импульса к импульсу на величину, большую, чем ширина полосы спектра помехи.

Сложность устройств перестройки объясняется тем, что необходимо одновременно с изменением частоты передатчика соответственно перестроить приемник и при необходимости — элементы антенно-фидерной системы.

Для обеспечения большей скорости перестройки и упрощения работы оператора вводят автоматизацию процесса обнаружения помехи и перестройки рабочей частоты РЛС. Специальная схема обнаружения помехи в приемном устройстве вырабатывает сигнал для автоматического изменения частоты в том случае, когда помеха по величине превысит

некоторый пороговый уровень. Частота РЛС изменяется до тех пор, пока она не выйдет из диапазона действия помехи [42].

## 5. Компенсация помех

Принцип компенсации состоит в том, что из совокупности помехи и полезного сигнала вычитается помеха, кото-

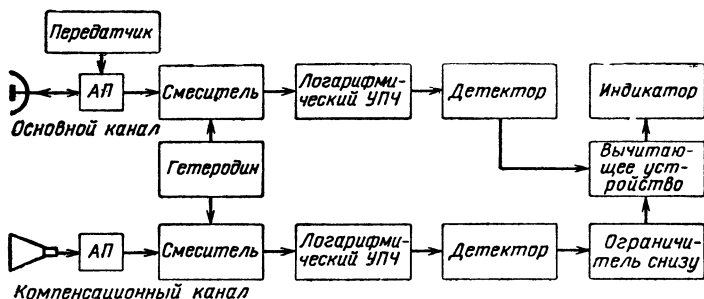
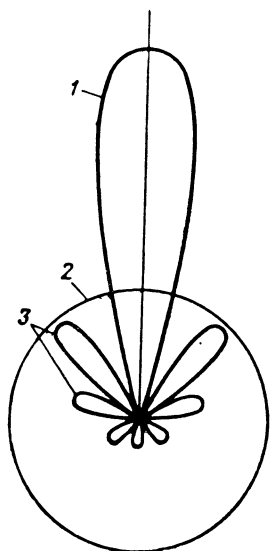


Рис. 18.21. Блок-схема РЛС с устройством компенсации помех вычитанием.

рую принимают по дополнительному каналу. В результате сигнал может быть в значительной степени очищен от помех.



Рассмотрим применение принципа компенсации для борьбы с помехами, попадающими по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС (рис. 18.21). Дополнительный приемный канал компенсации включает в себя специальную компенсационную антенну, приемник с логарифмическим усилителем и устройство вычитания сигналов. Коэффициент усиления антенны компенсации должен быть, по крайней мере, равен или, если возможно, превышать уро-

Рис. 18.22. Характеристики направленности антенн устройства компенсации: 1 — главный лепесток характеристики направленности антенны основного канала; 2 — характеристика направленности антенны компенсационного канала; 3 — боковые лепестки

вень наибольшего из боковых лепестков антенны основного (радиолокационного) канала (рис. 18.22). Сигналы, принимаемые компенсационной антенной, всегда будут больше сигналов, принимаемых боковыми лепестками основной антенны, так как направленность компенсационной антенны больше. Если вычитающее устройство отрегулировать так, чтобы на его выход проходили сигналы только

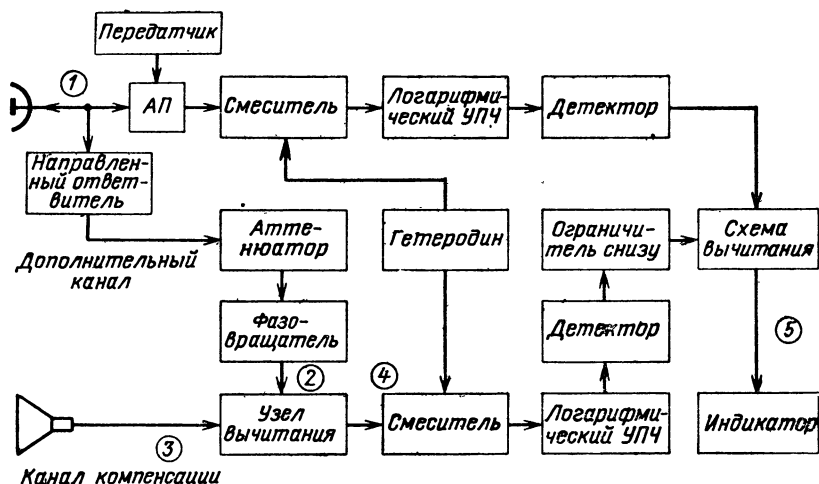
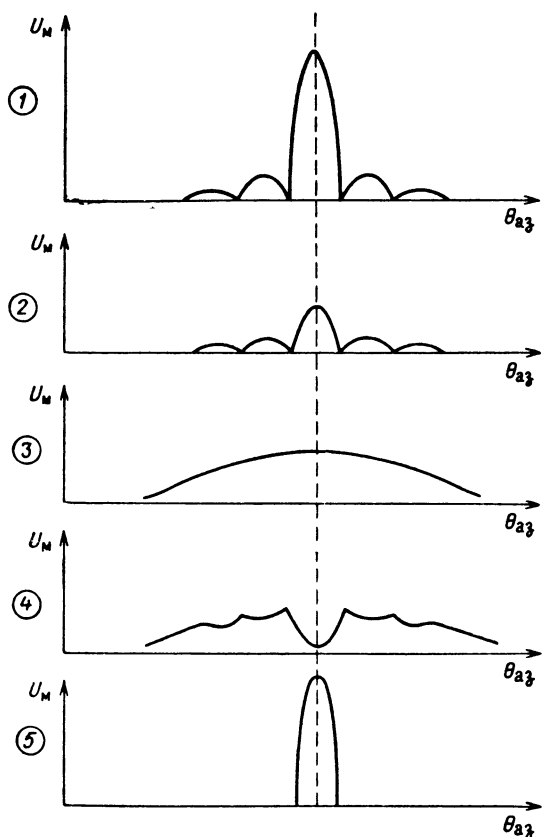


Рис. 18.23. Блок-схема РЛС с устройством компенсации с дополнительным каналом вычитания сигнала основного луча антенны.

в случае превышения сигналов основного канала над сигналами компенсационного канала, то помехи, принятые боковыми лепестками, будут полностью подавлены. Логарифмические усилители применены для увеличения динамического диапазона входных сигналов.

Недостатком рассмотренного устройства является то, что часть полезного сигнала при приеме по основному лучу теряется. Это уменьшает чувствительность системы, а следовательно, и дальность действия. Для устранения этого недостатка схему устройства можно усложнить, применив дополнительное вычитание сигналов основного луча в компенсационном канале. На рис. 18.23 показан второй вариант системы компенсации. От основного канала через направленный ответвитель часть сигнала поступает на аттенюатор и фазовращатель, которые настроены так



**Рис. 18.24.** Характеристики направленности устройства компенсации в различных точках схемы рис. 18.23: 1 — вход основного канала; 2 — выход дополнительного канала вычитания сигнала основного луча антенны; 3 — сигналы на выходе антенны компенсации; 4 — сигналы на выходе узла вычитания сигнала основного луча; 5 — результирующая характеристика направленности после подавления помех.

чтобы компенсировать в узле вычитания сигналы, принимаемые по основному лучу.

На рис. 18.24 в прямоугольной системе координат показаны изменения амплитуд сигналов как функция азимутального угла в различных точках 1—5 схемы рис. 18.23. В точке 4 на выходе узла вычитания сигналов основного лепестка в диаграмме направленности появляется провал, соответствующий по угловому положению главному лучу. В результате чувствительность системы повышается, так как в пределах основного лепестка подавления полезных сигналов не происходит.

Рассмотренная система компенсации может успешно применяться для подавления мешающих отражений от земли и местных предметов, приходящих с направлений боковых лепестков. Можно применить эту систему и для борьбы с активными помехами.

## ОСОБЕННОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

### 19

#### ОСНОВНЫЕ ТИПЫ НАЗЕМНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

##### 19.1. Общие сведения

Основными типами наземных радиолокационных станций принято считать:

- 1) станции обнаружения воздушных целей и наведения на них истребителей;
- 2) станции управления воздушным движением;
- 3) станции обнаружения и слежения за баллистическими ракетами (БР) и искусственными спутниками земли (ИСЗ);
- 4) станции целеуказания (для зенитной артиллерии и зенитных управляемых ракет — ЗУР);
- 5) станции орудийной наводки и наведения зенитных управляемых ракет;
- 6) метеорологические станции;
- 7) станции обнаружения минометов;
- 8) станции разведки движущихся наземных целей.

В последующих параграфах этой главы более подробно анализируются станции обнаружения и наведения, управления воздушным движением, РЛС обнаружения и слежения за БР и ИСЗ, станции орудийной наводки. С помощью *РЛС целеуказания* для зенитной артиллерии и ЗУР решают задачу распределения всех обнаруживаемых целей между РЛС, управляющими прицеливанием. Станции целеуказания должны иметь дальность обнаружения целей в 1,5—2 раза больше дальности стрельбы. Точность измерения координат целей и разрешающая способность должны исключать ошибки при захвате целей



станциями орудийной наводки. Весьма существенными характеристиками таких станций являются компактность и мобильность.

*Станции наведения ЗУР* класса «земля — воздух» используются для подсвета цели, на которую направляется данная ЗУР с полуактивной головкой самонаведения, а также для управления ЗУР при полете по лучу. В соответствии с дальностью стрельбы ЗУР дальность действия станций наведения достигает 150—300 км. Используются как некогерентный импульсный режим работы, так и режим непрерывного излучения при когерентной обработке сигналов. В последнем случае несколько возрастает дальность действия. Станция осуществляет автоматическое слежение за выбранной целью по угловым координатам и дальности. Рабочие волны — коротковолновая часть сантиметрового диапазона.

*Метеорологические станции* позволяют:

- измерять скорость и направление ветра на различных высотах;

- наблюдать за облаками;

- определять интенсивность, форму, положение, направление и скорость перемещения ливневых и грозовых очагов;

- обнаруживать в атмосфере зоны инверсий (аномальных изменений) температуры и влажности, а также вести наблюдение зон повышенной турбулентности;

- осуществлять оперативное наблюдение за тайфунами, торнадо, шквалами и т. п.

Дальность действия метеорологических станций достигает 300—350 км. Они должны иметь относительно высокую разрешающую способность по дальности (десятки метров) и угловым координатам (единицы градусов) для выявления форм обнаруженных образований. Должна быть обеспечена относительно высокая точность измерения расстояний и углов (допустимые линейные ошибки составляют сотни метров).

Как правило, используются некогерентные импульсные станции. Иногда используют станции когерентные, позволяющие более точно измерить скорость движения гидрометеоров. В метеостанциях используется отражение радиоволн от неоднородностей тропосферы, а также от искусственных отражателей, прикрепляемых к шарам-зондам.

Для наблюдения за облаками и зонами аномальных изменений температуры, влажности и турбулентности используются волны миллиметрового диапазона; обнаружение осадков производится на волнах длиной 3—5 и даже 10 см. Относительно высокая разрешающая способность обеспечивается применением узких лучей ( $1-4^\circ$ ) и коротких импульсных сигналов ( $\tau_{\text{и}} = 0,2 \div 3$  мксек). Весьма существенным для подобных станций является применение высокочувствительных приемников (используются ЛБВ, параметрические усилители, квантовые усилители и т. д.). Увеличению дальности действия РЛС способствует относительно малая скорость перемещения объектов наблюдения, что позволяет увеличить время обзора, а следовательно, и время облучения цели. В некоторых станциях применяют автоматическое сопровождение наиболее важных объектов.

Специфической особенностью метеорологических станций является широкое использование регистрирующей аппаратуры типа самописцев и магнитофонов. Одновременно в РЛС используются многочисленные индикаторы с различными масштабами, с яркостной и амплитудной отметками, на разные диапазоны высот и т. д. Такое изобилие выходных устройств позволяет запоминать и сопоставлять между собой принимаемые сигналы и таким путем детально анализировать метеорологическую обстановку.

*Станции обнаружения минометов* используются для определения огневых позиций минометов противника по засечкам положения выпущенных мин. Эти станции могут использоваться также для определения мест падения артиллерийских снарядов, корректировки огня своих минометов и др.

Для определения огневой позиции миномета противника необходимо произвести измерение положения мины ( $D$ ,  $\Phi_{\text{аз}}$ ,  $\Phi_{\text{ум}}$ ) минимум в двух точках восходящей ветви ее траектории. В соответствии с этим обзор заданной зоны должен быть очень быстрым (период обзора — доли секунды). Для коррекции стрельбы своих минометов нужно засекать мину на нисходящей ветви траектории. Требуемая дальность действия РЛС равняется 10—20 км. К станциям предъявляются весьма высокие требования по точности измерения координат (допустимые ошибки составляют единицы метров).

Обычно применяются некогерентные импульсные станции. Узкий луч (порядка  $1^\circ$ ) и весьма короткие излучаемые импульсы (десятые доли микросекунды) обеспечивают хорошее выделение целей на фоне местных предметов. В качестве основного выходного устройства применяются схемы автоматического съема данных и автоматические вычислители. В станциях используются волны сантиметрового и миллиметрового диапазонов.

*Станции обнаружения движущихся наземных целей* предназначаются для обнаружения с целью разведки движущихся объектов на фоне неподвижных (деревья, кусты, холмы) в прифронтовой полосе или на поле боя. Дальность действия станций составляет 1—1,5 км при обнаружении людей и несколько километров при наблюдении автомашин. Весьма важными тактическими требованиями, предъявляемыми к таким станциям, являются портативность, малый вес и высокая эксплуатационная надежность.

Основным методом выделения целей является доплеровская селекция при использовании простейших когерентных устройств с непрерывным излучением. Анализ величины доплеровского смещения частоты и интенсивности принятых сигналов позволяет осуществлять распознавание целей, т. е. отличать человека от лошади, автомашину от танка и т. п.

Мощность излучения составляет всего сотые доли ватта. Для измерения дальности целей применяется частотная модуляция излучаемых колебаний при одновременном использовании доплеровской селекции. В качестве выходного устройства применяют телефоны или небольшие электроннолучевые трубки. Как правило, в РЛС используются волны 3-см диапазона. Питание осуществляется от аккумуляторов. Вес станции с источниками питания колеблется от нескольких килограммов до 20—30 кг.

## **19.2. РЛС обнаружения воздушных целей и наведения истребителей**

Эти радиолокационные станции используются в *системах перехвата*, предназначенных для обнаружения и уничтожения летательных аппаратов противника. Устройство и работу системы перехвата самолетов можно представить себе следующим образом. Появление целей фиксируется

с помощью средств обнаружения (рис. 19.1). После опознавания целей данные о них поступают в систему отображения обстановки на пункте управления перехватом (пункт наведения — ПН). По команде с ПН для перехвата целей направляются истребители. Сначала управление полетом истребителей осуществляется с земли по данным средств

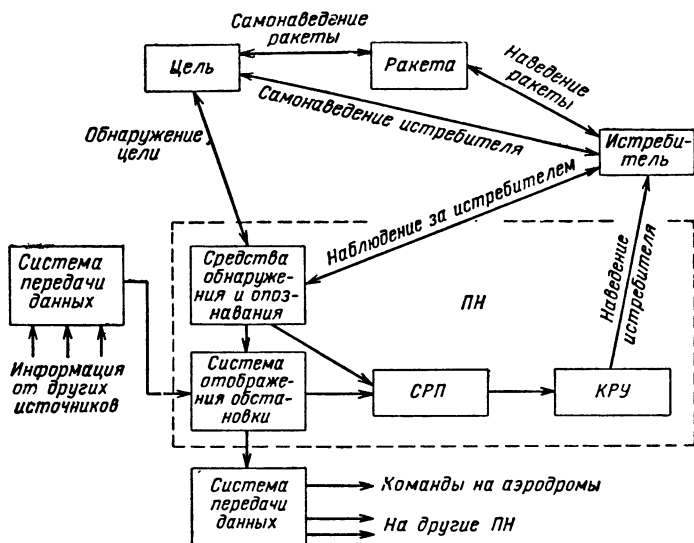


Рис. 19.1. Обобщенная схема системы перехвата.

обнаружения; это называется *наведением* истребителей на цели. Средства обнаружения выдают данные о положении в пространстве и целей, и истребителей-перехватчиков. Имеющееся на ПН счетно-решающее устройство (СРП) рассчитывает траекторию сближения истребителей с целью. Необходимые команды через командную радиолинию управления (КРУ) поступают к истребителям.

В какой-то момент истребитель обнаруживает цель с помощью бортовой аппаратуры. Дальнейшее сближение истребителя с целью и ее атака выполняются по данным бортовых средств; это называется *самонаведением* истребителя на цель. Для уничтожения цели применяются ракеты класса «воздух — воздух» или пушки. При использовании ракет управление ими может осуществляться либо

с борта истребителя (наведение ракеты), либо с помощью аппаратуры самой ракеты (самонаведение ракеты). Цели, не сбитые перехватчиками до рубежа перехвата, попадают в зону действия ЗУР и уничтожаются последними.

Радиолокационное оборудование играет очень важную роль при перехвате. С помощью РЛС в системах перехвата решаются важнейшие задачи:

— обнаружение, опознавание и наблюдение целей с Земли;

— наблюдение с Земли истребителей-перехватчиков;

— наблюдение целей с борта истребителя;

— самонаведение истребителя;

— управление с истребителя выпущенной ракетой;

— самонаведение ракеты.

Первые две из перечисленных задач решаются с помощью РЛС обнаружения и наведения.

Тактические показатели средств, образующих комплекс перехвата (оборудование ПН, самолет и его оборудование, ракета с соответствующей аппаратурой), должны быть увязаны между собой. В данном параграфе рассматривается методика выбора тактических показателей РЛС обнаружения и наведения (ОН).

### *Основные тактические требования к РЛС обнаружения и наведения*

РЛС должны вести наблюдение за всеми целями и истребителями, находящимися в их зоне обзора. Должно определяться пространственное положение каждого объекта наблюдения ( $D$ ,  $\varphi_{аз}$ ,  $H$ ) и траектория его движения.

*Максимальная дальность действия РЛС* должна выбираться с таким расчетом, чтобы за время пролета целью расстояния от  $D_{\max}$  до рубежа перехвата  $D_{\text{пер}}$  (рис. 19.2) она могла быть атакована с заданной вероятностью определенным числом истребителей. Исходя из оценки сил и средств противника, а также учитывая возможности своей системы противовоздушной обороны, можно задаться: числом самолетов противника  $n$ , которые могут участвовать в отдельном налете на защищаемый объект; положением рубежа перехвата  $D_{\text{пер}}$ , до которого атаки цели выполняются истребителями; вероятностью уничтожения групповой цели  $W_{\text{групп}}$ ; вероятностью уничтожения одной

цели одним истребителем  $W_{сб}$ . Графики рис. 19.3 иллюстрируют зависимость между  $n$  и  $W_{пер}$  при заданном значении  $W_{сб} = \text{const}$  и различном числе используемых истре-

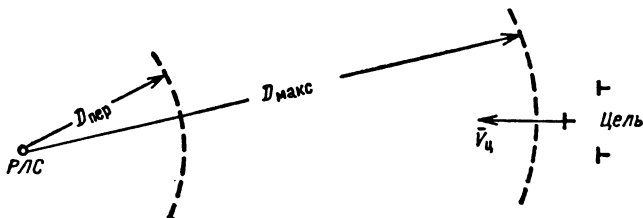


Рис. 19.2. К выбору дальности действия РЛС обнаружения и наведения (ОН).

бителей  $m$ . Если, например, число перехватываемых самолетов достигает 18, то для их уничтожения с вероятностью не менее 0,8 необходимо до рубежа перехвата навести на цели не менее 30 перехватчиков. На организацию наведения перехватчиков необходимо затратить некоторое время  $t_{\Sigma}$ ; при увеличении числа наводимых перехватчиков увеличивается и  $t_{\Sigma}$ .

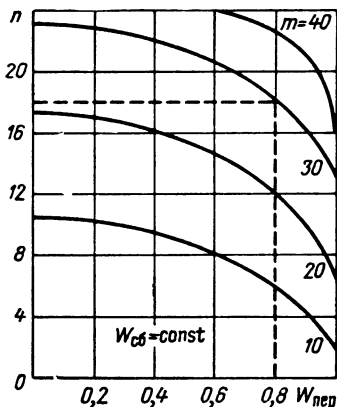


Рис. 19.3. Зависимость вероятности перехвата целей  $W_{пер}$  от числа самолетов противника  $n$  при использовании  $m$  истребителей-перехватчиков.

тожения заданного числа самолетов противника.

За время  $t_{\Sigma}$  выполняются следующие операции: осуществляется опознавание цели, уточнение ее координат и передача данных на ПН (время  $t_1$ ); проводится оценка обста-

За время  $t_{\Sigma}$  цель, летящая со скоростью  $V_{\Sigma}$ , пролетит расстояние  $D = t_{\Sigma}V_{\Sigma}$ . Следовательно, максимальная дальность действия РЛС должна выбираться из условия

$$D_{\text{макс}} \geq D_{\text{пер}} + t_{\Sigma}V_{\Sigma} \quad (19.1)$$

Если дальность действия будет меньше значения, определяемого формулой (19.1), то снизится вероятность унич-

новки, распределение целей между группами перехватчиков и выполнение предварительных расчетов на перехват ( $t_2$ ); идет передача команд, взлетает первая группа истребителей, которые далее набирают высоту и собираются в группу ( $t_3$ ); полет первой группы до встречи с противником, маневрирование и первая атака ( $t_4$ ); наращивание сил истребителей, атакующих цели в определенной последовательности ( $t_5$ ),  $t_{\Sigma} = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5$ . На рис. 19.4 приведены графики, характеризующие требуемую дальность действия РЛС ОН в зависимости от  $t_{\Sigma}$  и скорости целей.

Дальность действия РЛС не следует выбирать больше предельной, ограничиваемой кривизной Земли:

$$D_{\max} \leq 130 \sqrt{H_{\max}} \quad (19.2)$$

В частности, если принять  $H_{\max} = 30$  км, то наибольшей дальностью действия наземных РЛС ОН следует считать 700 км.

На максимальном удалении достаточно измерять две координаты цели: дальность и азимут; высота может быть определена на меньшей дальности. Данные о высоте понадобятся к тому моменту, когда первая группа истребителей будет приближаться к цели, т. е. через время, приблизительно равное  $t_1 + t_2 + t_3$ , после обнаружения цели. Отмеченное обстоятельство довольно существенно облегчает требования к радиолокационной аппаратуре.

*Сектор обзора по азимуту* целесообразно выбирать равным  $360^\circ$ , что облегчает наблюдение за целями и истребителями при любом их расположении в пространстве.

*Сектор обзора по углу места* должен обеспечивать возможность наблюдения за целями, летящими на различной высоте. Если по дальности наблюдение ведется от  $D_{\max}$  до  $D_{\text{пер}}$ , а по высоте от  $H_{\max}$  до нуля, то сектор обзора в вертикальной плоскости может быть принят равным

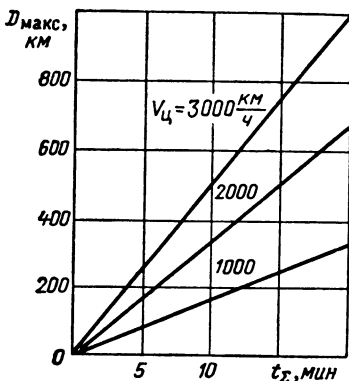


Рис. 19.4. Зависимость требуемой дальности действия РЛС от длительности процесса наведения  $t_{\Sigma}$  и скорости целей  $V_{\text{ц}}$  (км/час).

(рис. 19.5)

$$\Phi_{\text{ум}} = \arcsin \frac{H_{\text{макс}}}{D_{\text{пер}}} . \quad (19.3)$$

Период обзора станции не должен превышать нескольких секунд, что определяется большими скоростями целей. Практически считается допустимым значение периода обзора 5—10 сек.

Точность измерения координат цели наземной РЛС влияет на выбор основных тактических показателей бортовой РЛС истребителя. В общем виде анализ слишком

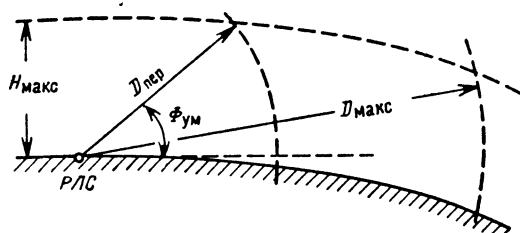


Рис. 19.5. К определению требуемого сектора обзора по углу места ( $H_{\text{макс}}$  — максимальная высота полета цели).

сложен, поэтому ограничимся рассмотрением простой, но практически важной ситуации — наведения истребителя в горизонтальной плоскости в точку встречи. Пусть цель летит по прямой со скоростью  $V_{\text{ц}}$  и предполагаемое направление ее полета линия  $OO$  (рис. 19.6). Истребитель направляется в точку встречи  $B$  и предположительно летит по прямой  $AA$ . За время наведения проходит  $n$  циклов обзора и осуществляется  $n$  измерений координат цели и истребителя. Если среднеквадратические ошибки отдельного измерения с помощью РЛС равны  $\sigma_D$  по дальности и  $\sigma_{\text{аз}}$  по азимуту, то на дальности  $D$  от РЛС среднеквадратическое значение радиальной ошибки будет

$$\sigma_p = \sqrt{\sigma_D^2 + (\sigma_{\text{аз}} D)^2} . \quad (19.4)$$

С вероятностью не менее 0,95 отклонение цели от расчетного местоположения не превысит  $2\sigma_p$ .

В распоряжении наблюдателя имеется  $n$  отсчетов мгновенных положений истребителя и цели. Допустим, что



определение направления полета истребителя и цели осуществляется по первому и последнему положению наблюдения. Тогда максимальная угловая ошибка с вероятностью не менее 0,95 не превысит значения

$$\Delta\varphi = \frac{2\sigma_p}{nV_{ц}T_{обз}}$$

или

$$\Delta\varphi = \frac{2\sqrt{\sigma_D^2 + (\sigma_{аз}D)^2}}{nV_{ц}T_{обз}}. \quad (19.5)$$

Таким образом, и цель, и истребитель могут находиться в пределах угла  $\pm\Delta\varphi$  относительно расчетного направления. В результате истребитель вместо точки встречи В может попасть в точки И<sub>1</sub> и И<sub>2</sub>, а цель — в точки Ц<sub>1</sub> и Ц<sub>2</sub>.

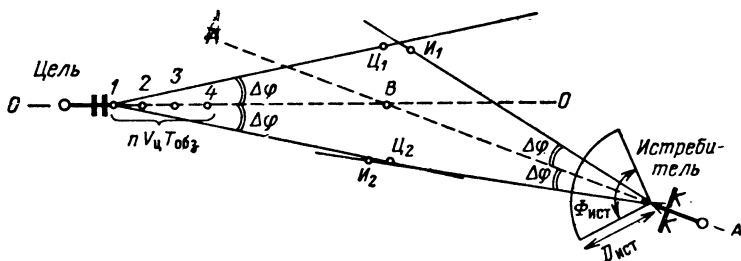


Рис. 19.6. К определению промаха при наведении истребителя на цель.

Цель не будет пропущена с вероятностью не менее 0,95 при условии, что ширина зоны обзора РЛС истребителя превысит сумму возможных отклонений цели и перехватчика от расчетных положений в конце наведения, когда расстояние между ними будет равно приблизительно  $D_{ист}$ . Для наведения на встречных курсах с учетом отклонения истребителя в одну сторону от расчетного направления, а цели — в другую получим

$$D_{ист} \sin \frac{\Phi_{ист}}{2} \geq 4\sigma_p = 4\sqrt{\sigma_D^2 + (\sigma_{аз}D)^2}. \quad (19.6)$$

При наведении истребителя на цель под углом  $90^\circ$  к траектории полета цели нужно компенсировать лишь отклонение истребителя от рассчитанного направления, поэтому

$$D_{ист} \sin \frac{\Phi_{ист}}{2} \geq 2\sigma_p = 2\sqrt{\sigma_D^2 + (\sigma_{аз}D)^2}. \quad (19.7)$$

Формулы (19.6) и (19.7) позволяют определить требования к точности действия наземной РЛС, если известны показатели самолетной станции:

$$\sigma_p \leq \frac{D_{\text{ист}}}{4} \sin \frac{\Phi_{\text{ист}}}{2} \text{ для наведения на встречных курсах,}$$

и

$$\sigma_p \leq \frac{D_{\text{ист}}}{2} \sin \frac{\Phi_{\text{ист}}}{2} \text{ для атак под } 90^\circ.$$

Так, например, если бортовая РЛС характеризуется дальностью обнаружения 35 км и сектором обзора в горизонтальной плоскости  $\Phi_{\text{ист}} = 90^\circ$ , то  $\sigma_p$  не должна превышать 6,2 км. Это соответствует ошибке по дальности  $\sigma_D = 1,5$  км и ошибке по азимуту  $\sigma_{\text{аз}} = 1,4^\circ$  при дальности наведения  $D = 250$  км.

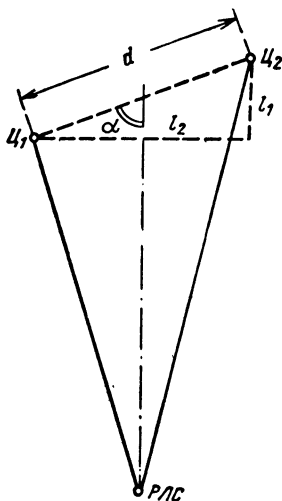


Рис. 19.7. К определению требуемой разрешающей способности РЛС.

Если допустить меньшую вероятность наведения истребителей, то и требования к точности работы станции обнаружения и наведения могут быть снижены.

*Разрешающая способность наземной РЛС существенно влияет на эффективность перехвата. При низкой разрешающей способности станции обнаружения будет неправильно выполнен расчет числа истребителей, необходимых для перехвата; число истребителей будет занижено. В результате снизится вероятность уничтожения заданного числа целей. Желательно, чтобы РЛС ОН позволяла наблюдать отдельно каждую цель начиная с некоторого расстояния  $D$ .*

Рассмотрим требования к разрешению в горизонтальной плоскости пары целей, находящихся на расстоянии  $d$  друг от друга.

Для раздельного наблюдения целей необходимо разрешить их хотя бы по одной координате. Если две цели  $C_1$  и  $C_2$  на дальности  $D$  наблюдаются под ракурсом  $\alpha$  (рис. 19.7), то для разрешения этих целей по дальности

должно быть выполнено условие

$$\delta(D)_{\text{тр}} \leq l_1 = d \cos \alpha, \quad (19.8)$$

а для разрешения по азимуту

$$\delta(\varphi_{\text{аз}})_{\text{тр}} \leq \frac{l_2}{D} = \frac{d \sin \alpha}{D}, \quad (19.9)$$

где  $\delta(D)_{\text{тр}}$  и  $\delta(\varphi_{\text{аз}})_{\text{тр}}$  — требуемые значения разрешающей способности по дальности и азимуту.

Из (20.8) и (20.9) следует, что, выбрав разрешаемые расстояния  $\delta(D)$  и  $D\delta(\varphi_{\text{аз}})$  из условия

$$\sqrt{\delta^2(D) + [D\delta(\varphi_{\text{аз}})]^2} \leq d, \quad (19.10)$$

получим возможность разрешать цели под любым ракурсом.

Разрешение по дальности технически обеспечить легче, чем по угловым координатам, и можно допустить, что

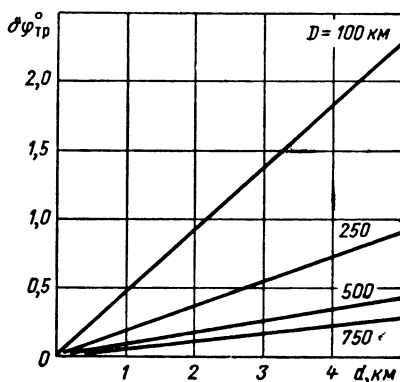


Рис. 19.8. Зависимость требуемой разрешающей способности по азимуту от дальности  $D$  для двух целей при расстоянии  $d$  между ними.

$\delta(D) \ll D\delta(\varphi_{\text{аз}})$ . На рис. 19.8 изображены графики, характеризующие требования к разрешающей способности по азимуту в зависимости от значений  $D$  и  $d$  при условии, что  $\delta(D) = 0,2D\delta(\varphi_{\text{аз}})$ . Как видно из графиков, желаемые значения разрешающей способности по азимуту составляют доли градуса. Если такую разрешающую способность получить не удастся, то цели не будут разрешаться в некоторой области значений угла  $\alpha$ ; при остальных значениях угла  $\alpha$  будет обеспечено разрешение по дальности.

### 19.3. РЛС управления воздушным движением

Эти РЛС используются для управления движением самолетов в воздухе в районе аэродрома и на земле после посадки. Такие станции позволяют обнаруживать прибывающие самолеты, осуществлять их индивидуальное опознавание, направлять самолеты в зоны ожидания и контролировать движение в этих зонах, последовательно выводить самолеты на посадочный курс и наблюдать за выполнением посадки, следить за передвижением самолетов и автотранспорта по летному полю.

#### 1. Основные тактические требования

Основные тактические требования к РЛС формулировались на международных конференциях по воздушной навигации [41] с учетом специфики движения самолетов в районе аэродрома. Считается, что дальность действия РЛС наблюдения за воздушной обстановкой в районе аэродрома должна быть 150—200 км. Такая дальность обеспечивает возможность получения необходимой информации об обнаруженном самолете за время его приближения к аэродрому. Одновременно подобная дальность позволяет организовать зону ожидания достаточно большого числа самолетов.

Обзор по азимуту этими станциями должен осуществляться в пределах  $360^\circ$ , обзор по углу места—от  $1^\circ$ — $2^\circ$  до  $25^\circ$ — $30^\circ$ . Ошибка в определении дальности не должна превышать 0,4 км, т. е.  $\sigma_D \leq 130$ —150 м. Допустимая ошибка измерения азимута составляет  $1^\circ$ , т. е.  $\sigma_{аз} \leq 0,35^\circ$ . Определение высоты самолетов на расстоянии до 40 км, на высотах до 3000 м и при углах места от  $2^\circ$  до  $25^\circ$  должно осуществляться с точностью не хуже 300 м. Разрешающая способность по дальности должна быть не хуже 400 м, а по азимуту — не хуже  $2^\circ$ . Период обзора не должен превышать 15 сек. Весьма важными являются требования индивидуального распознавания целей (т. е. возможности видеть в каждой отметке вполне определенный самолет), автоматического предупреждения аварийных ситуаций и обеспечения работоспособности системы УВД в самых различных метеословиях.

РЛС, обеспечивающие наблюдение за летным полем, должны отвечать следующим тактическим требованиям:

- дальность действия 4—5 км;
- среднеквадратическая ошибка измерения дальности не более 10 м;
- среднеквадратическая ошибка измерения азимута не более 0,1°;
- разрешающая способность по дальности не хуже 15 м;
- разрешающая способность по азимуту не хуже 1°;
- период обзора не более 1 сек.

Естественно, что требования к точности измерения координат и разрешающей способности для РЛС наблюдения поля аэродрома очень высоки. Но так как дальность действия этих РЛС невелика, то реализация выдвинутых требований не вызывает принципиальных затруднений.

## *2. Пути технической реализации РЛС наблюдения самолетов в воздухе*

Эти РЛС предназначены для решения приблизительно тех же задач, что и РЛС обнаружения и наведения: обнаружение самолетов и определение их координат. И естественно, что в устройстве РЛС обоих типов много общего. Сейчас за границей считается перспективным использование для целей управления воздушным движением (УВД) РЛС ПВО. Однако для станций указанных типов характерны весьма существенные отличия, обусловленные прежде всего тем, что РЛС УВД взаимодействуют со своими самолетами. После обнаружения самолета с ним устанавливается двухсторонняя радиосвязь, которая позволяет получить весьма важную информацию о цели, включая сведения, например, о высоте полета. Таким образом, РЛС УВД может и не измерять высоты целей.

На своих самолетах могут устанавливаться ответчики для использования при наблюдении за целями метода активного ответа. Это позволяет в несколько раз повысить дальность обнаружения (т. е. существенно снижаются требования к РЛС обнаружения), весьма просто осуществить индивидуальное опознавание целей (кодирование ответных сигналов), обеспечить надежную работу системы в плохих метеоусловиях, а также передавать с борта самолета на землю дополнительную информацию (например, о высоте

полета цели). Наличие активного ответа создает, естественно, и некоторые дополнительные трудности: нужна специальная аппаратура на борту самолетов, необходимо бороться с запуском ответчиков по боковым лепесткам диаграммы РЛС обнаружения, следует на земле предусматривать специальную аппаратуру для приема и индикации сигналов бортовых ответчиков.

Как правило, современные РЛС управления воздушным движением являются импульсными и некогерентными. Считается перспективным также применение в них режимов когерентной работы (при обеспечении внутренней или внешней когерентности), что позволяет лучше выделять самолеты на фоне гидрометеоров и местных предметов [59; 60]. Излучаемые импульсы имеют малую длительность ( $\tau_{\text{и}} = 0,5$  до  $2$  мксек); рекомендуется применять частотную модуляцию излучаемых колебаний с последующим сжатием сигналов во времени. Укорочение длительности сигналов способствует улучшению наблюдаемости сигналов на фоне гидрометеоров. Для повышения помехозащищенности системы при запросе ответчиков передатчики РЛС излучают кодированные сигналы.

Длина волны излучаемых колебаний чаще лежит в коротковолновой части сантиметрового диапазона ( $\lambda \approx 3$  см), что позволяет обеспечить хорошее разрешение по угловым координатам при ограниченных размерах антенн; проигрыш в дальности действия из-за поглощения в атмосфере на средних расстояниях (30—50 км) не очень велик, а большая дальность обеспечивается за счет использования самолетных ответчиков. На Международной конференции по применению электроники в гражданской авиации (1964 г.) отмечалась целесообразность использования для подобных РЛС и 10-см диапазона волн.

Для уменьшения интенсивности сигналов, отраженных от гидрометеоров, стремятся использовать поляризационную селекцию. Конструкция облучателей антенн, например, предусматривает возможность дистанционного изменения поляризации излучаемых волн (от линейной до круговой) [67]. При приеме сигналов используются поляризационные фильтры.

Так как дальности действия РЛС относительно малы, то и мощность излучаемых колебаний не очень велика, импульсная мощность составляет 100—200 квт. В РЛС используются либо плоские вертикальные лучи «косеканс-

ной» формы (их ширина в горизонтальной плоскости составляет  $1-2^\circ$ ), либо узкие иглообразные лучи.

Достоинство первого решения — в уменьшении периода обзора, преимущества второго — возможность измерения высоты целей и меньшая требуемая мощность передатчика.

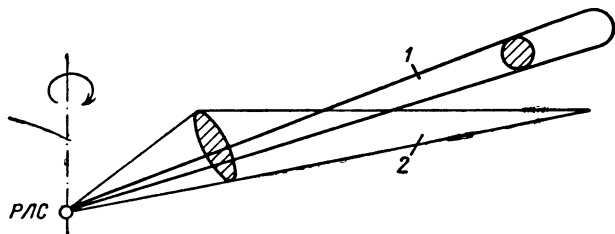


Рис. 19.9. Диаграммы направленности РЛС УВД в вертикальной плоскости:

1 — иглообразный луч; 2 — плоский луч.

Создаются РЛС, в которых имеются два луча (соответственно два передатчика и приемника), один из которых — косеканской формы — используется для наблюдения за самолетами на относительно малой дальности, а второй — иглообразный — позволяет обнаруживать самолеты на большой дальности (рис. 19.9).

Принимаются меры для максимального подавления боковых лепестков антенны РЛС, чтобы по возможности исключить запрос самолетных ответчиков по боковым лепесткам. Считается реальным снижение боковых лепестков по мощности до 0,1% относительно основного.

В качестве выходных устройств используются электроннолучевые индикаторы кругового обзора (оценка общей обстановки), «дальность — азимут» разных масштабов (высокое разрешение), «дальность — высота». Применение электроннолучевых трубок с большим послесвечением позволяет проследивать траектории самолетов и корректировать их соответствующим образом. Удобно использовать планшеты, на которых нанесены границы зон ожидания, положение взлетно-посадочной полосы, позволяющие вводить текущие данные о положении обнаруженных самолетов.

С целью увеличения пропускной способности диспетчерской системы и уменьшения времени ожидания посадки

стремятся автоматизировать расчеты траекторий самолетов. При этом необходимо применить автоматический съем координат и цифровые вычислительные машины.

#### 19.4. РЛС обнаружения БР, ИСЗ и слежения за ними

##### 1. Основные тактические требования

РЛС этого типа используются для обнаружения баллистических ракет (БР) и искусственных спутников земли (ИСЗ), определения их координат ( $D$ ,  $\varphi_{аз}$ ,  $\varphi_{ум}$ ) и производных координат ( $\dot{D}$ ,  $\dot{\varphi}_{аз}$ ,  $\dot{\varphi}_{ум}$ ), а также для вычисления траекторий движения этих объектов. Такие РЛС должны заблаговременно предупреждать о появлении опасного объекта, чтобы могла быть приведена в действие и подготовлена к перехвату система обороны. Если средняя скорость поступательного движения объекта вдоль земной поверхности равна  $V_0$ , а необходимый запас по времени составляет  $t_{пр}$ , то обнаружение должно производиться на дальности  $D_{макс} = t_{пр} V_0$  от защищаемого рубежа. РЛС рассматриваемого

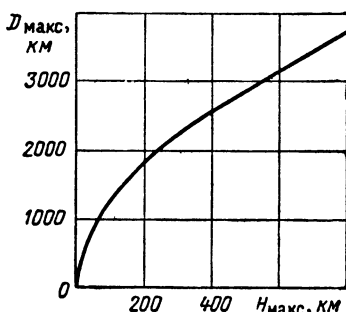


Рис. 19.10. Предельная дальность обнаружения летательных аппаратов с помощью наземных РЛС.

типа должны обладать очень большой дальностью действия. В частности, если среднюю скорость ракеты принять равной 5 км/сек, а  $t_{пр} = 15$  мин, то требуемая дальность действия равна 4500 км.

Учитывая кривизну земной поверхности, приходим к выводу о том, что принципиальные возможности дальнего обнаружения БР и ИСЗ будут ограничиваться высотой их полета (рис. 19.10). Из графика рис. 19.10, например, видно, что при максимальной высоте полета ракеты около 500 км она может быть обнаружена на дальности не более 2850 км, что явно недостаточно.

Желательно обеспечить обзор пространства в пределах  $360^\circ$  по азимуту и  $90^\circ$  по углу места.



Период обзора РЛС должен быть настолько мал, чтобы за время  $T_{\text{обз}}$  ракета или ИСЗ не успели существенно углубиться в зону обзора и тем снизить реальную дальность обнаружения. Если считать допустимым уменьшение дальности обнаружения на 5%, то для приведенных ранее значений величин  $V_0 = 5 \text{ км/сек}$ ,  $t_{\text{пр}} = 15 \text{ мин}$  и  $D_{\text{макс}} = 4500 \text{ км}$  получим  $T_{\text{обз}} \leq 45 \text{ сек}$ .

Точность измерений координат объектов должна быть высокой. Она должна позволять определить точное место падения БР или идентифицировать по параметрам траектории ИСЗ. По имеющимся данным [63] следует добиваться того, чтобы ошибка измерения дальности не превышала  $\pm 50 \text{ м}$ , а по угловым координатам —  $0,015^\circ$ .

Весьма высокие требования предъявляются и к разрешающей способности. Разрешение должно обеспечить раздельное наблюдение баллистических ракет и частей ракет-носителей. Особенно жесткие требования предъявляются к разрешающей способности по угловым координатам. Так, например, при расстоянии между целями  $3 \text{ км}$  для их раздельного наблюдения на дальности  $3000 \text{ км}$  угловое разрешение должно быть лучше  $0,06^\circ$ . Трудности реализации РЛС обуславливаются еще и тем, что очень мала отражающая площадь целей, она составляет доли квадратного метра.

## 2. Пути технической реализации РЛС обнаружения и слежения

Стремление повысить дальность обнаружения баллистических ракет привело к попыткам создать загоризонтные РЛС, способные обнаруживать цели за пределами радиогоризонта. В этих РЛС используется одно- или многократные отражения коротких радиоволн ( $\lambda = 10 \div 100 \text{ м}$ ) от ионосферы и Земли и обратное рассеяние от ионизированной области вблизи места запуска ракеты или от самой ракеты. Загоризонтные РЛС позволяют по доплеровскому частотному сдвигу обнаружить движущуюся цель на фоне отражений от Земли. При использовании антенн направленного действия можно определить азимут цели. Измерение времени запаздывания отраженных сигналов позволяет приближенно оценить и дальность цели. В РЛС необходимо использовать мощные передающие устройства и чувствительные приемники. Основными недостатками загори-

зонтных РЛС являются низкая точность определения данных о цели и очень плохая разрешающая способность.

Широкое применение получили РЛС, обнаруживающие цели и следящие за ними в пределах зоны радиовидимости. В этих РЛС применяют многолучевое обнаружение

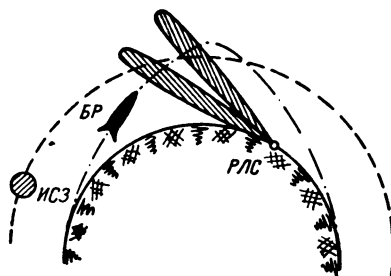


Рис. 19.11. Диаграмма направленности многолучевой РЛС обнаружения (два одновременно существующих луча смещены по углу места).

(рис. 19.11), что облегчает определение траекторий ракет и уменьшает время обзора, а также автоматическое слежение за целями.

Как правило, используют когерентно-импульсные станции, позволяющие наилучшим образом накапливать энергию отраженных сигналов и обеспечивающие доплеровскую селекцию целей. Для повышения дальности обнаружения целей применяют длинные импульсы, вплоть до миллисекундных, с частотной модуляцией, позволяющей в приемнике осуществить сжатие. Реализуемые значения коэффициента сжатия достигают 1000.

Импульсная мощность передающих устройств достигает десятков мегаватт при средней мощности в десятки киловатт.

Чувствительные приемники имеют малошумящие усилители высокой частоты, например охлаждаемые параметрические или лазерные устройства.

Рабочая длина волны РЛС относительно велика — от метра до нескольких десятков сантиметров, что вызывается необходимостью исключить влияние атмосферных турбулентностей на когерентность принимаемых сигналов и практически устранить поглощение энергии радиоволн в атмосфере.

Антенные устройства характеризуются очень большими размерами. Так, например, зеркало американской станции обнаружения имеет в длину 150 и в высоту 50 м. При длине волны 1 м это позволяет получить луч шириной  $0,4^\circ$  в горизонтальной плоскости. Применяются подвижные параболические антенны с диаметром более 30 м. Весьма перспективным считается применение фазированных антенных решеток с электронным управлением.

Основным выходным устройством РЛС является электронная вычислительная машина, которая используется и для определения координат целей, и для определения их траекторий, и для сравнения определенных траекторий с заложенными в памяти машины для идентификации наблюдаемых целей. Применение ЭВМ позволяет резко повысить надежность обнаружения, так как накопление данных осуществляется не по быстро меняющимся координатам целей ( $D$ ,  $\varphi_{аз}$ ,  $\varphi_{ум}$  и т. д.), а по их траектории, рассчитываемой машиной. Следовательно, накопление может вестись гораздо дольше, а полученные сведения о целях будут значительно точнее того, что можно было бы получить при использовании обычной трехкоординатной РЛС. Здесь можно говорить о 9-координатной РЛС, так как применительно к каждой цели определяются ее дальность, азимут и угол места, три их производные, а также три параметра траектории движения для ИСЗ, определяется еще и период обращения. Время облучения цели в каждом периоде обзора составляет доли секунды; обеспечивается накопление данных за несколько периодов обзора. Применение ЭВМ облегчает выявление характерных особенностей сигналов, например периодического изменения их амплитуды при «кувыркании» ракеты.

## ОСНОВНЫЕ ТИПЫ КОРАБЕЛЬНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

### 20.1. Общие сведения

Корабельная радиолокационная техника характеризуется большим разнообразием. Корабельные станции имеют много общего с наземными РЛС, однако их специфика обуславливает и существенные различия. На корабле усложняется размещение аппаратуры, особенно антенных устройств. При разработке корабельных РЛС необходимо учитывать собственное поступательное движение корабля и его колебания при качке. Особенностью корабельных радиолокационных станций, которых, как правило, бывает несколько на каждом крупном корабле, является их взаимосвязь и комплексное использование.

Основными типами корабельных РЛС считаются:

- 1) навигационные станции для обеспечения кораблевождения;
- 2) станции, обеспечивающие вход, выход и маневрирование в портах и предотвращение столкновений кораблей в плохих метеоусловиях;
- 3) станции обнаружения высоколетящих самолетов;
- 4) станции обнаружения баллистических ракет (БР) и искусственных спутников Земли и слежения за ними;
- 5) станции обнаружения надводных и низколетящих целей (самолетов, ракет).

Ниже более подробно рассматриваются РЛС последних двух типов, а для остальных приводятся краткие характеристики.

*Навигационные* РЛС предназначены для определения истинного курса и истинной скорости корабля, а также для облегчения прокладки требуемого курса. Используются импульсные некогерентные станции, взаимодействующие в некоторых случаях с маяками-ответчиками, а также доплеровские многолучевые измерители скорости. Станции работают в 3-см диапазоне длин волн.

РЛС *обнаружения высоколетящих самолетов* уделяется большое внимание, так как считается, что для надводных кораблей наибольшую угрозу представляет авиация [62]. Эти радиолокационные станции имеют дальность действия до 500—600 км. Они позволяют обнаруживать самолеты, определять три их координаты ( $D$ ,  $\Phi_{аз}$ ,  $H$ ), скорость и направление полета. Применяются импульсные некогерентные и когерентные РЛС. Импульсная мощность излучения составляет единицы мегаватт. Длительность излучаемых импульсов лежит в пределах от 1 до 5 мксек. В перспективных РЛС применяются узкие иглообразные лучи с электрическим управлением при обзоре по углу места и механическим перемещением по азимуту. Имеются сведения о применении на кораблях антенн типа «фазированная решетка» с полностью электрическим управлением лучом при обзоре [63]. Для защиты от помех, создаваемых гидрометеорами, применяется поляризационная селекция и сжатие частотномодулированных импульсов.

В качестве выходных устройств используют электронно-лучевые индикаторы совместно с аппаратурой автоматической обработки данных. В частности, считается целесообразным применение автоматических вычислительных устройств, которые позволяют быстро определить, какие из обнаруженных целей могут угрожать данному кораблю и какие из них этот корабль может атаковать своими средствами поражения. Автоматизируется выдача данных для наведения ЗУР и самолетов-перехватчиков. Создаются системы автоматической передачи данных о воздушной обстановке на соседние корабли.

При разработке корабельных станций уделяется большое внимание повышению их надежности. Считается целесообразным применение в аппаратуре резервных блоков; широкое использование получают методы микроминиатюризации. Предполагают, что микроминиатюризация, позволит уменьшить вес корабельного радиолокационного оборудования более чем на 60% [62, 65].

РЛС *управления ЗУР* имеют дальность действия более 100 км. Они осуществляют автоматическое сопровождение целей. Ракета либо управляется по лучу РЛС, либо вначале идет управление по лучу, а на конечном участке используется полуактивное самонаведение ракеты на подсвеченную корабельной станцией цель. Станции чаще работают на волнах длиной 3 и 5 см.

В РЛС обнаружения БР и ИСЗ и слежения за ними применяются все новейшие достижения радиолокации. Используется когерентно-импульсный режим работы, излучаются длинные (до 100 мксек) импульсы с частотной модуляцией или фазовой манипуляцией и применяется последующее сжатие. Импульсная мощность излучения достигает десятков мегаватт. Так, например, импульсная мощность одного дециметрового передатчика, входящего в состав РЛС на борту американского корабля «Генерал Ванденберг», равна 12 Мвт при средней мощности 60 квт; суммарная импульсная мощность передающего устройства, включающего несколько передатчиков, достигает 75 Мвт. Передатчики на усилительных кलिстродах имеют электронную перестройку в полосе частот около 12%.

Используются фазируемые антенные решетки с электронным управлением; одновременно формируются несколько лучей. В приемниках применяют охлаждаемые параметрические усилители.

Управление станциями и обработка полученной информации выполняются, как правило, с помощью электронных вычислительных машин.

## 20.2. РЛС обнаружения надводных и низколетящих целей

### 1. Основные тактические требования

Дальность действия таких РЛС может быть определена, исходя из высот цели ( $H_{ц}$ ) и антенны РЛС ( $H_{а}$ ) по известной формуле предельной дальности обнаружения

$$D_{\max} \leq 130 (\sqrt{H_{а}} + \sqrt{H_{ц}}),$$

где  $H_{а}$  и  $H_{ц}$  выражаются в километрах.

На рис. 20.1 показан график, характеризующий необходимую дальность действия РЛС в зависимости от высоты обнаруживаемых целей при высоте антенны РЛС 30 м. Если допустить, что обнаружение корабля осуществляется при отражении радиоволн от верхних частей его мачт, имеющих высоту 30—50 м, то максимальная дальность обнаружения корабля кораблем составит около 50 км. Если же РЛС будет иметь дальность действия 100 км, то

обеспечивается обнаружение на предельной дальности самолетов, летящих на высоте менее 150 м.

*Сектор обзора по азимуту* должен быть равен  $360^\circ$ .

*Сектор обзора по углу места* в принципе требуется очень малый, так как мала высота целей. При  $H_{\text{ц}} \leq 150 \text{ м}$  и минимальной дальности наблюдения 5 км  $\Phi_{\text{ум}} = 1,7^\circ$ . Однако

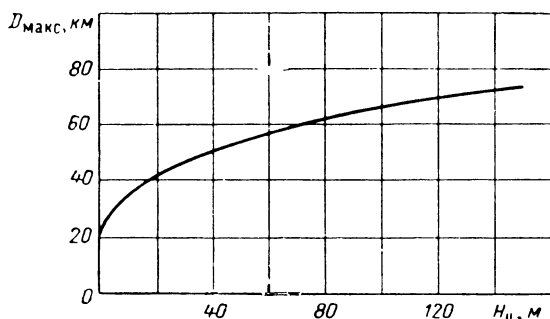


Рис. 20.1. Требуемая дальность действия корабельной РЛС ( $H_{\text{ц}}$  — высота мачт обнаруживаемого корабля).

с учетом качки корабля сектор обзора приходится существенно увеличивать.

*Период обзора* при действии по кораблям мог бы быть выбран относительно большим (единицы минут), что позволило бы улучшить характеристики обнаружения станции. Но необходимость вести наблюдение за быстро перемещающимися самолетами или ракетами заставляет уменьшать период обзора до нескольких секунд.

*Разрешающая способность РЛС* должна обеспечивать возможность определения положения отдельного корабля в караванах судов и распознавания типов кораблей. Исходя из различия размеров и скорости кораблей (табл. 20.1, [43]), можно считать, что при линейной разрешающей способности РЛС порядка 30 м и разрешающей способности по скорости около 5 км/час крупные корабли будут распознаваться по типам с довольно большой вероятностью. Для обеспечения линейного разрешения 30 м на дальности 30 км необходимо иметь угловую разрешающую способность около  $0,06^\circ$ .

*Точность измерения координат целей* определяется требованиями выдерживания заданного места корабля при его движении в составе группы. Если положение корабля

Таблица 20.1

Тип корабля	Длина, м	Ширина, м	Скорость, км/час
Пассажирские океанские суда	300—315	30—35	60÷65
Сухогрузные суда	140—150	20÷25	30÷35
Танкер	150—180	20÷25	25÷30
Ледокол	130—140	25÷30	30÷35
Линкор	200—270	30÷35	55÷60
Авианосец	200—300	30÷40	55÷60
Крейсер	150—200	15—20	60
Эсминец	100—150	10—15	60÷65
Сторожевик	85—120	10—12	45—50

определяется с помощью РЛС путем измерения дальности и пеленга другого корабля, то результирующая ошибка  $\sigma_p$  будет складываться из дальностной и угловой составляющих:

$$\sigma_p = \sqrt{\sigma_D^2 + (D\sigma_{az})^2}. \quad (20.1)$$

Допустив приблизительное равенство составляющих ошибки, получим

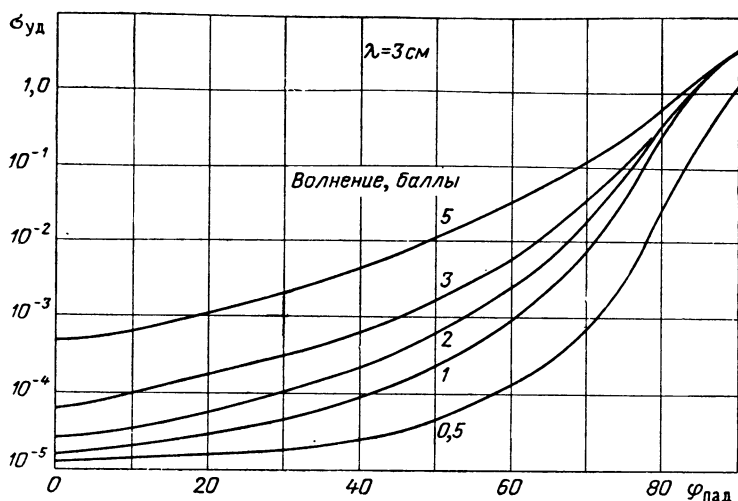
$$\sigma_D \approx D\sigma_{az} = \frac{\sigma_p}{\sqrt{2}}. \quad (20.2)$$

Например, при  $\sigma_p = 1$  км и  $D \leq 50$  км получим  $\sigma_D \approx 700$  м и  $\sigma_{az} \approx 0,8^\circ$ .

РЛС должна обеспечивать возможность определения собственной скорости обнаруживаемых целей как по абсолютной величине, так и по направлению.

К специфическим условиям применения РЛС следует отнести наблюдение целей на фоне водной поверхности. Водная поверхность весьма интенсивно отражает радиоволны. Удельная отражающая площадь моря  $\sigma_{уд}$  зависит от ряда факторов, главными из которых являются угол падения радиоволны  $\varphi_{пад}$  на морскую поверхность и сила волнения (рис. 20.2).





**Рис. 20.2.** Зависимость удельной отражающей площади морской поверхности от угла падения луча  $\varphi_{пад}$  и волнения моря.

При конструировании РЛС должны быть предусмотрены меры по подавлению отражений от моря и уменьшению влияний гидрометеоров.

## 2. Пути технической реализации РЛС

При относительно малой дальности действия целесообразно использовать простые импульсные некогерентные РЛС. Частота излучаемых колебаний выбирается с учетом требований заданной дальности действия РЛС и разрешающей способности. По графикам, приведенным на рис. 21.11, можно определить, что для дальности  $40\text{--}50 \text{ км}$  оптимальная длина волны с учетом поглощения лежит около  $3 \text{ см}$ , а для  $D_{\text{макс}} = 100 \text{ км}$  возрастает до  $4\text{--}5 \text{ см}$ . При  $\lambda = 3 \text{ см}$  нетрудно обеспечить ширину луча в горизонтальной плоскости порядка  $1^\circ$ . Практические требования к угловой разрешающей способности при ширине луча около  $1^\circ$  не обеспечиваются, но с этим приходится мириться, так как в данном случае ни уменьшение длины волны, ни увеличение размеров антенны не могут быть рекомендованы. Уменьшению  $\lambda$  препятствует быстрый рост поглощения

энергии радиоволн. Антенну больших размеров на корабле трудно разместить. Большую антенну можно разместить на палубе корабля, но тогда обзор по азимуту не может быть круговым. В случае необходимости ставят несколько антенн, обеспечивающих круговой обзор. Так, например, американская корабельная радиолокационная станция дальнего действия SEAFAR имеет четыре большие антенны,

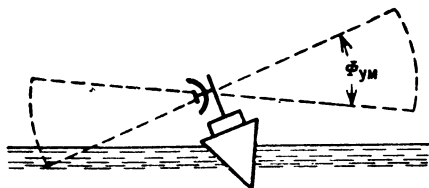


Рис. 20.3. Луч обзорной корабельной РЛС.

размещенные с четырех сторон палубной надстройки. Для относительно легкой и компактной РЛС обнаружения кораблей такое решение неприемлемо, так как антенну приходится размещать на вершучке мачты, где нельзя установить антенну больших размеров.

Реализовать малый сектор обзора по углу места в корабельной РЛС нельзя из-за качки корабля; приходится расширять сектор обзора до  $20\text{--}25^\circ$  (рис. 20.3). Обзор узким иглообразным лучом в пределах такого широкого сектора привел бы к существенному увеличению периода обзора РЛС. Можно в принципе сохранить сектор обзора малым при использовании гиросtabilизации антенны. Но это связано с существенным увеличением веса антенного устройства, что недопустимо при расположении антенны высоко над центром тяжести корабля. В силу высказанных соображений обычно в подобных РЛС применяют плоский вертикальный луч, ширина которого по азимуту составляет приблизительно  $1^\circ$ , а по углу места — около  $25^\circ$ . Применяется круговой обзор, период которого составляет  $2\text{--}3$  сек.

В РЛС используются магнетронные генераторы с импульсной мощностью от 20 до 100 квт. Длительность импульсов лежит в пределах от 0,1 до 1 мксек. Уменьшение длительности импульсов, так же как и уменьшение ширины луча в горизонтальной плоскости, способствует улучшению соотношения сигнал/фон. Для корабельных РЛС фон моря оказывает меньшее мешающее действие, чем для самолет-

ных РЛС при прочих равных условиях. Радиоволны корабельных станций падают на морскую поверхность под очень малыми углами (имеется в виду рабочая область дальностей, например, от 5 до 50 км); при этом эффективность отражения наименьшая. Графики рис. 20.2 показывают, что даже при очень сильном волнении (5 баллов)  $\sigma_{уд} < 0,001$ .

В приемниках РЛС используются простые схемы защиты от помех: усилители промежуточной частоты с логарифмической амплитудной характеристикой; цепочки дифференцирования видеоимпульсов (отсеиваются длинные им-

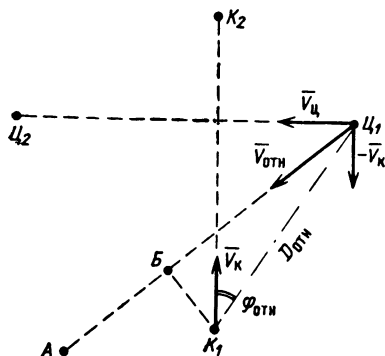


Рис. 20.4. К определению траектории корабля-цели.

пульсы отражения от грозовых облаков) в сочетании с системой АРУ, обладающей малой постоянной времени; система временной автоматической регулировки усиления (ВАРУ) и др.

В качестве выходного устройства РЛС часто применяются электроннолучевые индикаторы. Однако в их построении и использовании имеются специфические особенности. Наиболее удобным, а поэтому и наиболее распространенным является индикатор кругового обзора. На изображаемой индикатором картине центр экрана обычно соответствует местоположению обзорной РЛС. Так делают и на кораблях, но из-за собственного движения корабля на ИКО будет отмечаться относительное перемещение целей (относительно обнаруживающего корабля), которое и по скорости, и по направлению отличается от истинного. Это обстоятельство иллюстрируется рис. 20.4. Пусть корабль с РЛС дви-

жется из точки  $K_1$  в точку  $K_2$  со скоростью  $V_K$ , а цель со скоростью  $V_{ц}$  движется в перпендикулярном направлении из точки  $Ц_1$  в точку  $Ц_2$ . Тогда на обычном ИКО наблюдалось бы перемещение отметки по линии  $Ц_1A$  со скоростью, пропорциональной  $V_{отн}$ , где

$$V_{отн} = \sqrt{V_K^2 + V_{ц}^2}. \quad (20.3)$$

Для индикации истинных перемещений целей смещают все изображение на экране индикатора со скоростью, пропорциональной истинной скорости своего корабля. При

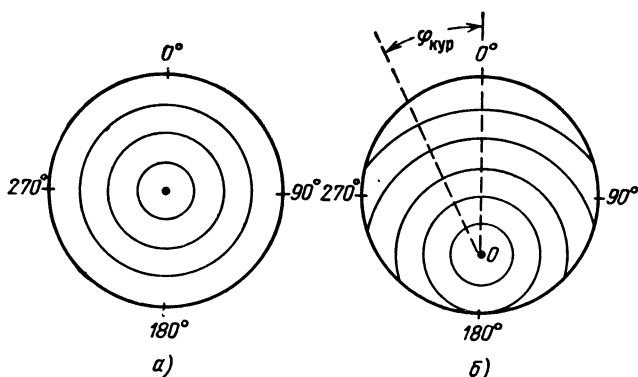


Рис. 20.5. Экран индикатора кругового обзора корабельной станции:

*а* — индикация относительных перемещений; *б* — индикация абсолютных перемещений.

этом точка, соответствующая началу радиальных разверток дальности, уже не будет совпадать с центром экрана; она будет перемещаться по экрану. Эта точка по-прежнему будет соответствовать пространственному положению своего корабля. Для ее обозначения создается искусственная метка. На рис. 20.5, *а* показан обычный экран ИКО, а рис. 20.5, *б* характеризует индикацию истинных перемещений. Во втором случае точка  $O$ , характеризующая положение корабля, перемещается по экрану по прямой под курсовым углом  $\varphi_{кур}$ .

Скорость корабля обычно измеряется навигационной РЛС, от которой необходимые данные вводятся в индикаторное устройство. При приближении метки корабля к краю экрана автоматически производится смещение изображения

Использование экранов с длительным послесвечением позволяет долго наблюдать отметки целей; это облегчает определение траекторий и скоростей целей. Предусматривается возможность перехода от одного режима индикации к другому. Такая система индикации позволяет очень просто различать движущиеся и неподвижные цели: цель

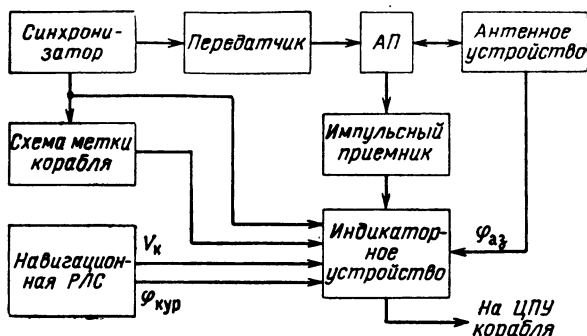


Рис. 20.6. Обобщенная функциональная схема обзорной корабельной РЛС.

движущаяся имеет протяженную отметку, а неподвижная (например, буй) изображается точкой.

Особенности РЛС рассмотренного типа отображены на обобщенной функциональной схеме (рис. 20.6). На этой схеме показано, что данные об обнаруженных целях по выбору оператора могут быть выданы на центральный пост управления (ЦПУ) корабля.

### 20.3. РЛС, обеспечивающие маневрирование в портах и предотвращающие столкновения

РЛС подобного типа используются для вождения судов в условиях плохой видимости вблизи берегов, для определения своего местонахождения относительно береговых и надводных ориентиров, плавания в узостях и по огражденным фарватерам, входа в порты и выхода из них. Эти станции, как правило, позволяют решать и основные навигационные задачи, поэтому их роль на кораблях прибрежного плавания очень велика.

## *Основные тактические требования*

*Дальность действия* РЛС должна обеспечивать возможность проведения маневра, предотвращающего столкновение кораблей или корабля с береговыми сооружениями. Считается, что при дальности действия около 10 км имеется достаточное время для анализа обстановки и принятия необходимых мер по предупреждению столкновения [44]. Для наблюдения береговых объектов целесообразно добиваться максимально возможной дальности — 40—50 км.

*Сектор обзора по азимуту* должен быть равен  $360^\circ$ .

*Сектор обзора по углу места* должен выбираться только с учетом качки корабля (приблизительно  $25^\circ$ ).

*Период обзора* не должен превышать нескольких секунд, чтобы между двумя последующими облучениями корабли не имели существенного перемещения.

*Разрешающая способность* должна обеспечивать возможность наблюдения силуэтов кораблей, что позволит точнее определить их взаимное расположение; должна также обеспечиваться возможность раздельного наблюдения близко расположенных кораблей разных размеров (например, катер вблизи лайнера). Если иметь в виду океанские корабли средних размеров, имеющие длину около 100 м и ширину 13—14 м, то для определения их взаимного положения потребуется линейная разрешающая способность примерно 12—20 м. Для обеспечения такого разрешения на дальности 10 км необходима угловая разрешающая способность приблизительно  $0,12^\circ$ .

Станции рассматриваемого типа обычно являются импульсными некогерентными. Они характеризуются малой длительностью импульсов ( $\tau_{\text{и}} = 0,05 \div 1$  мксек) и узким в горизонтальной плоскости лучом. Как правило, в подобных станциях используются радиоволны длиной около 3 см, при этом разрешение по угловым координатам оказывается существенно ниже требуемого. Для повышения угловой разрешающей способности применяют волны миллиметрового диапазона (8 мм). При горизонтальном размере антенны около 3 м на волне 8 мм можно получить луч шириной  $0,15^\circ$ . Волны 8-мм диапазона целесообразно применять, например, для проводки кораблей в тумане. При дожде дальность действия станции 8-мм диапазона резко сокращается. Поэтому целесообразно иметь в РЛС две высокочастотные головки: 3-см и 8-мм диапазонов.

В вертикальной плоскости ширина луча достигает 20—30° в зависимости от типа судна (его подверженности качке).

Импульсная мощность магнетронных передатчиков колеблется от нескольких киловатт до нескольких десятков киловатт. Обычно предусматривается возможность в процессе работы изменять длительность импульсов передатчика: для обнаружения — более длинные импульсы, а

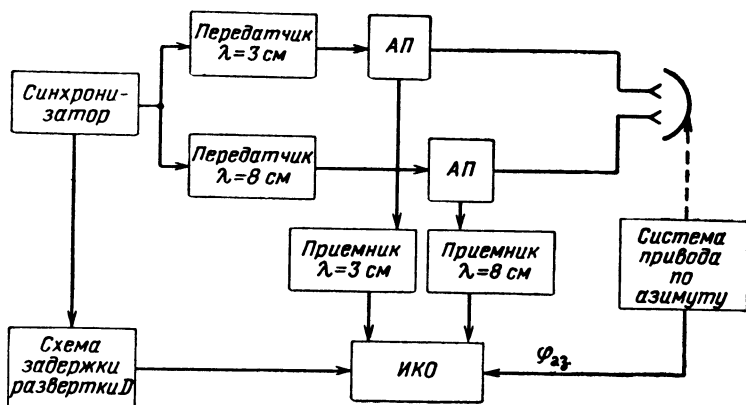


Рис. 20.7. Обобщенная функциональная схема корабельной РЛС с высокой разрешающей способностью.

для повышения разрешения — более короткие. Соответственно меняется частота повторения импульсов таким образом, чтобы средняя мощность магнетрона оставалась постоянной.

$$P_{\text{ср}} = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} F_{\text{и}} = \text{const.}$$

В РЛС часто используется один индикатор кругового обзора (ИКО), который имеет различные режимы работы: изменяется масштаб развертки по дальности; осуществляется смещение центра развертки, что позволяет получить секторный обзор и улучшить разрешение по азимуту. Целесообразно было бы иметь в станции два индикатора — один с относительно мелким масштабом для кругового обзора в пределах всей дальности действия, и второй — крупномасштабный — для детального анализа обнаруженных препятствий. Но такое решение считается громоздким и используется редко.

Обнаружение целей проводится при обычном изображении ИКО с наибольшей шкалой дальности ( $D_{\text{макс}}$ ). Для получения высокого разрешения масштаб изображения в несколько раз укрупняют. Если, например, при длительности импульса  $0,1 \text{ мксек}$   $\frac{c \tau_{\text{и}}}{2} = 15 \text{ м}$ ) требуется получить разрешающую способность  $20 \text{ м}$ , то цена пятна по дальности не должна превышать  $5 \text{ м}$  (см. гл. 10). Пусть качество фокусировки электроннолучевой трубки равно 200. Тогда размер пятна будет соответствовать  $5 \text{ м}$ , если по диаметру трубки откладывается дальность, равная  $1 \text{ км}$ .

Выбор требуемого участка дальности обеспечивается с помощью схемы задержки начала развертки дальности.

Отмеченные особенности РЛС иллюстрируются функциональной схемой на рис. 20.7.



## **САМОЛЕТНЫЕ И РАКЕТНЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ДЛЯ БОРЬБЫ С ВОЗДУШНЫМ ПРОТИВНИКОМ**

### **21.1. Общие сведения**

Все летательные аппараты военного назначения должны иметь оборудование, обеспечивающее их защиту от средств поражения воздушного противника, а летательные аппараты, предназначенные для уничтожения воздушных целей, — аппаратуру и средства, обеспечивающие решение именно этой задачи.

Весь комплекс оборудования, специально предназначенного для уничтожения воздушных средств нападения противника, входит в систему перехвата летательных аппаратов, рассмотренную в гл. 19. В настоящей главе рассматриваются бортовые радиолокационные устройства системы перехвата, устанавливаемые на истребителях и управляемых ракетах класса «воздух — воздух», а также радиолокационные средства системы защиты летательных аппаратов.

Следует подчеркнуть, что радиолокационные устройства являются лишь одним из многих элементов указанных систем, эффективность которых может быть определена только в результате анализа возможностей каждого элемента при их совместной работе.

Общими задачами всех видов бортовых устройств, используемых для борьбы с воздушным противником, является своевременное обнаружение целей, обеспечивающее возможность их перехвата или применения соответствующих способов защиты, и достаточная для эффективной защиты или эффективного поражения точность измерения координат целей. Требуемые дальность обнаружения, точность измерений и другие характеристики радиолокационной аппаратуры существенным образом зависят от тактических и технических характеристик летательных аппаратов, на которых устанавливается оборудование, и других средств

участвующих в решении данной задачи, поэтому основные тактико-технические требования будут определяться применительно к конкретному виду оборудования.

## 21.2. Радиолокационные дальномеры

Радиолокационные дальномеры являются наиболее простыми устройствами и обычно используются совместно с оптическими или инфракрасными стрелковыми прицелами для точного измерения дальности цели.

На истребителе, оборудованном радиолокационным дальномером, обнаружение цели и прицеливание по угловым координатам осуществляется, например, с помощью оптического прицела, после чего производится измерение дальности радиолокационным дальномером и уточняется положение точки прицеливания.

Для обеспечения высокой точности измерения и автоматизации ввода дальности в вычислитель оптического прицела в дальномерах обычно используют автоматическое сопровождение по дальности. Автосопровождению должен предшествовать режим поиска цели по дальности.

Для ведения прицельной стрельбы с максимально возможной для конкретного вида оружия дистанции дальность действия дальномера должна обеспечить запас времени, необходимый для перехода системы в режим прицеливания, т. е.

$$D_{\text{макс}} \geq D_{\text{стр макс}} + (t_{\text{п}} + t_{\text{з}} + t_{\text{отр}} + t_{\text{приц}}) V_{\text{сбл}}, \quad (21.1)$$

где  $D_{\text{стр макс}}$  — максимальная дальность стрельбы;

$t_{\text{п}}$  — время поиска цели по дальности;

$t_{\text{з}}$  — время срабатывания автомата захвата по дальности;

$t_{\text{отр}}$  — время отработки вычислителя;

$V_{\text{сбл}}$  — средняя скорость сближения истребителя с целью;

$t_{\text{приц}}$  — время прицеливания.

Если принять  $D_{\text{стр макс}} \approx 2000$  м,  $V_{\text{сбл}} \approx 20$  м/сек и суммарное время, необходимое для выполнения указанных операций,  $\Sigma t_i \approx 5$  сек, то  $D_{\text{макс}} \approx 2100$  м. Можно считать, что требуемая дальность действия при малой скорости сближения равна, примерно, максимальной дальности стрельбы из применяемого оружия.

*Сектор обзора* дальномера в горизонтальной плоскости определяется используемыми углами упреждения, т. е. величиной отклонения оси оружия от линии визирования цели при прицеливании. Если максимальное значение угла упреждения равно  $\pm\psi_{\text{макс}}$  и ось антенны дальномера совпадает с осью оружия, то сектор обзора дальномера должен составлять не менее  $2\psi_{\text{макс}}$ . Величина  $\psi_{\text{макс}}$  определяется характеристиками прицела и обычно не превышает  $18\text{—}20^\circ$ . Поэтому сектор обзора должен составлять примерно  $40^\circ$ . При неподвижной антенне дальномера ширина ее диаграммы направленности должна быть равной  $40^\circ$ . Если антенна будет устанавливаться в направлении на цель автоматически (по данным вычислителя оптического прицела), то требуемый сектор обзора существенно уменьшится и будет определяться ошибкой наводки антенны на цель.

*Точность измерения дальности* определяется допустимой ошибкой прицеливания, зависящей от типа применяемого оружия. Ошибка измерения дальности не очень существенно влияет на суммарную ошибку прицеливания. Для стрелковых прицелов при использовании неуправляемых ракет или пушек можно считать допустимым среднее квадратическое значение ошибки  $\sigma_D \approx 15 \div 20 \text{ м}$ . Такая ошибка соответствует точности работы обычных систем автосопроектирования по дальности.

*Разрешающая способность* дальномера должна обеспечивать раздельное наблюдение любых двух целей в боевых порядках и определяется боевым порядком целей и ракурсом атаки истребителя. В большинстве случаев оказывается достаточной селекция целей по угловым координатам, осуществляемая при прицеливании с оптическим прицелом.

Работу дальномера необходимо полностью автоматизировать, его вес и габариты должны быть по возможности малыми. В связи с достаточно простыми тактическими требованиями радиолокационный дальномер технически может быть относительно простым. Упрощенная функциональная схема дальномера приведена на рис. 21.1.

Дальномер представляет собой одноканальную импульсную некогерентную РЛС (§ 13.2). Синхронизатором дальномера может являться блокинг-генератор или автогенератор другого простейшего типа, вырабатывающий запускающие импульсы с частотой повторения  $F_{\text{д}}$ . Стабильность частоты повторения особой роли не играет, так как начало

отсчета дальности устанавливается отдельно для каждого периода повторения. При небольшой дальности действия используется передатчик с небольшой средней мощностью (несколько ватт). Импульсная мощность его составляет несколько киловатт при скважности работы  $Q \approx 1000 \div 2000$ .

В дальномере чаще всего применяют одну неподвижную (или перемещающуюся вместе с оружием) антенну, при

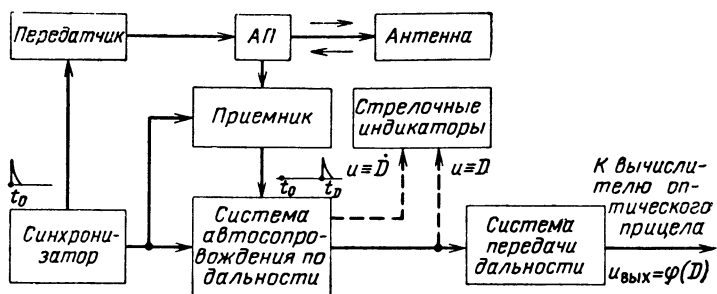


Рис. 21.1. Упрощенная функциональная схема радиолокационного дальномера

помощи которой производится одновременное облучение всей зоны обзора. Такое решение возможно в связи с тем, что угловые координаты не определяются. При этом можно использовать наиболее простые малогабаритные антенны с широкими (до  $40^\circ$ ) диаграммами направленности. Приемник — супергетеродинного типа со схемами АРУ и АПЧ. Выходным устройством является система автосопровождения по дальности, особенности работы которой были рассмотрены в гл. 12. Применяется сигнализация (обычно — сигнальная лампочка) для указания перехода от поиска к автосопровождению цели. Индикаторное выходное устройство, как правило, отсутствует. В некоторых случаях у летчика устанавливаются стрелочные индикаторы, указывающие дальность до цели и скорость сближения. Система передачи дальности обеспечивает выдачу напряжения, пропорционального дальности  $u_{\text{вых}} = \varphi(D)$ , необходимого для нормальной работы вычислителя оптического или инфракрасного прицела. Ввод дальности в вычислитель производится, начиная с дальности  $D_{\text{стр макс}}$ .

### 21.3. Радиолокационные станции перехвата и прицеливания

РЛС перехвата и прицеливания обеспечивают решение следующих задач: а) обнаружение целей; б) сближение с целью, на которую наводится истребитель; в) атака цели и выход из атаки. Истребитель, как правило, может производить атаку только тех целей, которые находятся в его передней полусфере и под определенным ракурсом к моменту их обнаружения. В связи с этим желательно, чтобы наземные средства обеспечивали наведение истребителя по оптимальной с точки зрения сокращения времени перехвата и повышения эффективности атаки траектории.

Для решения указанных задач РЛС перехвата должна измерять следующие параметры цели: дальность, угловые координаты, скорость сближения, угловую скорость линии визирования цели.

*Дальность действия* РЛС перехвата должна быть такова, чтобы после обнаружения цели и до момента открытия огня (пуска ракеты) с максимально возможной дистанции ( $D_{\text{стр макс}}$ ) имелось бы время на опознавание цели ( $t_{\text{оп}}$ ), измерение ее координат относительно истребителя ( $t_{\text{изм}}$ ), выполнение маневра для сближения с целью ( $t_{\text{сбл}}$ ) и прицеливание ( $t_{\text{приц}}$ ). Наибольшее время занимает выполнение маневра для сближения с целью, которое в значительной степени зависит от точности наведения истребителя по курсу с помощью наземных средств.

Для уверенного обнаружения отметки цели на фоне случайных помех (шумов) необходимо, по крайней мере, двух-, трехкратное наблюдение ее изображения на индикаторе, т. е. для обнаружения цели потребуется время  $t_{\text{обн}} = (2-3) T_{\text{обз}}$ , где  $T_{\text{обз}}$  — период обзора станции. Таким образом, от начала обнаружения до момента открытия огня с максимально допустимой для применяемого типа оружия дистанции потребуется время  $\sum t_i = t_{\text{обн}} + t_{\text{оп}} + t_{\text{изм}} + t_{\text{сбл}} + t_{\text{приц}}$ . Составляющие этого времени определяются на основе анализа элементов конкретной системы перехвата. При средней скорости сближения с целью, равной  $V_{\text{сбл}}$ , расстояние истребитель — цель за это время изменится на величину  $V_{\text{сбл}} \sum t_i$ . Следовательно, максимальная дальность обнаружения должна быть равна

$$D_{\text{макс}} = D_{\text{стр макс}} + V_{\text{сбл}} \sum t_i. \quad (21.2)$$

Величина  $D_{\text{макс}}$  существенно зависит от направления атаки цели, определяющего величину  $V_{\text{сбл}}$ . При выполнении атаки на встречно-пересекающихся курсах требуемая даль-

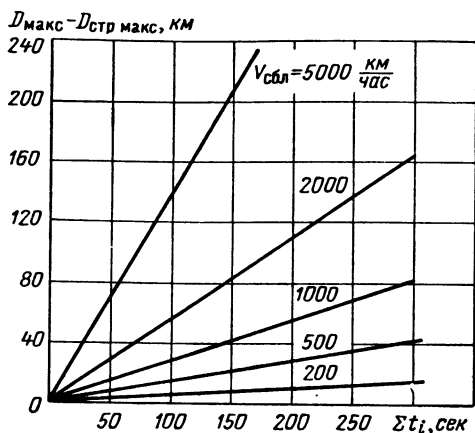


Рис. 21.2. Зависимость  $D_{\text{макс}}$  от  $\Sigma t_i$  для различных значений  $V_{\text{сбл}}$ .

ность действия достигает 100 и более километров, а при атаках из задней полусферы достаточно обеспечить дальность обнаружения порядка 20—30 км (рис. 21.2).

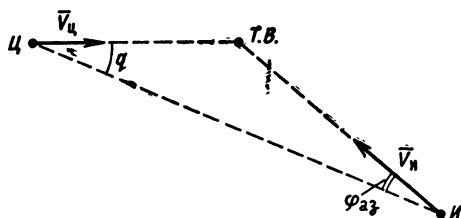


Рис. 21.3. Треугольник скоростей при наведении в упрежденную точку.

*Сектор обзора по азимуту* определяется в основном методом и точностью наведения истребителя и зависит от ракурса цели при ее обнаружении. При использовании метода наведения в упрежденную точку встречи с целью наблюдение цели должно производиться под некоторым

углом  $\varphi_{аз}$  к оси истребителя. Из треугольника скоростей (рис. 21.3) вытекает:

$$\frac{V_{ц}}{V_{и}} = \frac{\sin \varphi_{аз}}{\sin q} \quad \text{или} \quad \sin \varphi_{аз} = \frac{V_{ц}}{V_{и}} \sin q,$$

откуда

$$\varphi_{аз} = \arcsin \frac{V_{ц}}{V_{и}} \sin q. \quad (21.3)$$

Зависимость удвоенного значения угла  $\varphi_{аз}$  от ракурса цели  $q$  для различных соотношений скорости цели и истребителя показана на рис. 21.4. Наличие курсовой ошибки

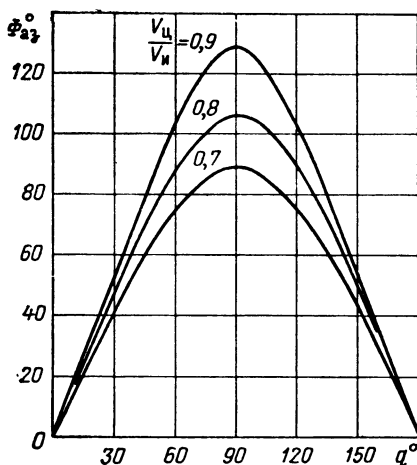


Рис. 21.4. Зависимость требуемого сектора обзора по азимуту от ракурса цели.

наведения и ошибки пилотирования, определяемых разрешающей способностью индикатора, характеристиками системы управления самолетом и так далее, приводит к появлению суммарной курсовой ошибки наведения, среднеквадратическое значение которой равно  $\sigma_{\Delta\varphi}$ . В результате требуемое значение сектора обзора по азимуту (с учетом возможности появления цели справа и слева от истребителя) равно

$$\Phi_{аз}^{\circ} = 2 (\varphi_{аз}^{\circ} + \sigma_{\Delta\varphi}^{\circ}) \quad \text{или} \quad \Phi_{аз}^{\circ} = \pm (\varphi_{аз}^{\circ} + \sigma_{\Delta\varphi}^{\circ}). \quad (21.4)$$

Если, например, принять  $q = 90^\circ$ ,  $V_{ц}/V_{и} = 0,8$  и  $\sigma_{\Delta\phi} = 15^\circ$ , то  $\Phi_{аз} = \pm 68^\circ$ . Для просмотра такого большого сектора необходимо значительное время обзора.

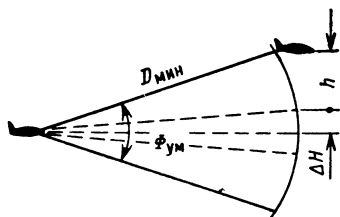


Рис. 21.5. К выбору сектора обзора по углу места.

Для уменьшения требуемого значения  $\Phi_{аз}$  можно предусмотреть передачу на самолет с Земли данных об относительном положении цели к моменту ее обнаружения бортовой РЛС. Тогда можно осуществить поворот биссектрисы сектора обзора в направлении на цель. В этом случае возможен поиск цели в более узком секторе, определяемом суммарным значением ошибки  $\sigma_{\Delta\phi}$ , ошибкой передачи углового положения цели на истребитель и ошиб-

ределяемом суммарным значением ошибки  $\sigma_{\Delta\phi}$ , ошибкой передачи углового положения цели на истребитель и ошиб-

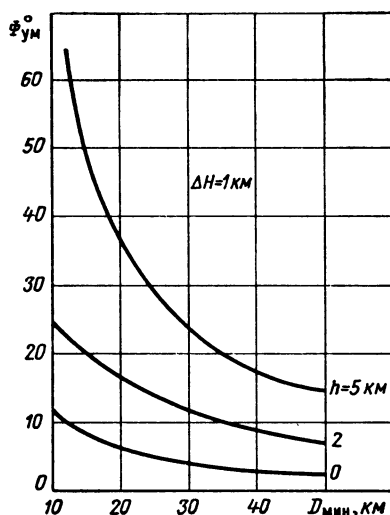


Рис. 21.6. Требуемые значения сектора обзора по углу места.

кой установления заданного направления оси сектора обзора.

Сектор обзора по углу места следует выбирать с учетом ошибки определения высоты цели средствами наведения



и возможностей применяемого оружия для поражения целей, летящих выше или ниже истребителя. Для обнаружения целей на минимальной дальности, обеспечивающей их поражение, величина сектора обзора по углу места должна быть равна (рис. 21.5)

$$\Phi_{\text{ум}}^{\circ} = 2 \arcsin \frac{h + \Delta H}{D_{\text{мин}}}, \quad (21.5)$$

где  $h$  — разность в высотах истребителя и цели, при которой возможно выполнение атаки;

$\Delta H$  — квазимаксимальное значение ошибки определения высоты цели;

$D_{\text{мин}}$  — минимальная дальность, при которой обеспечивается перехват цели истребителем.

Требуемые значения сектора обзора по углу места характеризуются графиками на рис. 21.6.

*Стабилизация зоны обзора.* Если положение зоны обзора жестко связано с положением истребителя, то крены последнего при выполнении маневров в процессе наведения и сближения с целью будут вызывать перемещение зоны обзора

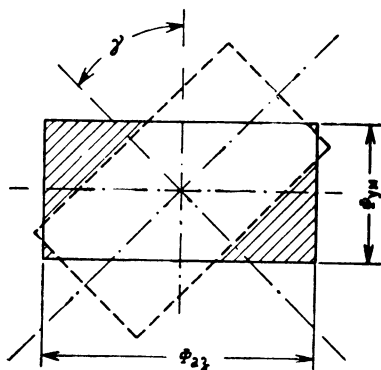


Рис. 21.7. Изменение положения зоны обзора при кренах истребителя.

в пространстве. В результате цель может быть потеряна или не обнаружена.

Если цель до начала маневра находилась в заштрихованных участках зоны обзора (рис. 21.7), то при крене истребителя (угол крена  $\gamma$ ) возможность ее наблюдения будет исключена. Подобный случай может произойти и при выпол-

нении истребителем маневра с продольным креном. Изменение положения зоны обзора может быть компенсировано ее расширением (в основном по углу места), однако это приводит к увеличению периода обзора. Более выгодным является применение системы стабилизации зоны обзора по крену и тангажу относительно линии полета самолета.

*Размеры зоны автосопровождения* цели по угловым координатам определяются максимальным значением угла упреждения при минимальной дальности стрельбы.

Максимальное значение угла упреждения в азимутальной плоскости может быть определено с учетом конкретных условий из выражения (21.3).

В плоскости угла места зона автосопровождения определяется наибольшими допустимыми значениями угла визирования в момент пуска ракеты по цели, летящей на иной высоте, чем истребитель.

Требования к точности измерения координат целей зависят от типа и тактических характеристик применяемого оружия, а также от метода его применения.

Суммарная ошибка управления зависит от ошибок измерения координат цели, определения параметров движения истребителя, работы вычислительного устройства и ошибок других элементов системы управления. Кроме того, возникает дополнительная ошибка из-за того, что летчик не в состоянии вести самолет точно по курсу, указываемому на индикаторе уже с определенной погрешностью.

Ошибка измерения угловых координат  $\Delta\varphi$  является, таким образом, лишь частью допустимой ошибки управления  $\Delta\alpha$ , т. е.

$$\Delta\varphi = k\Delta\alpha, \quad (21.6)$$

где  $k \approx 0,7 - 0,8$ .

Подход к определению величины  $\Delta\alpha$  может быть охарактеризован на следующих примерах:

а) Применяется управление ракетой по лучу радиолокационной станции с дальностью пуска ракеты  $D_p$ . На ракете имеется радиовзрыватель с радиусом срабатывания  $r_{взр}$ . Для того чтобы цель была поражена, угловая ошибка системы управления не должна превышать значения  $\Delta\alpha = r_{взр}/D_p$ . На рис. 21.8 приведена зависимость величины  $\Delta\varphi$  от  $D_p$  при  $k = 0,75$  для различных значений  $r_{взр}$ .

б) Применяется ракета с самонаведением на цель, способная при дальности пуска  $D_p$  исправить промах  $\Delta D$ .

В этом случае  $\Delta\alpha = \Delta\dot{D}/\dot{D}_p$ . Величина  $\Delta\dot{D}$  зависит, в свою очередь, от характеристик ракеты, высоты применения и т. д. Измерение дальности до цели в рассмотренных выше примерах требуется лишь для определения момента пуска

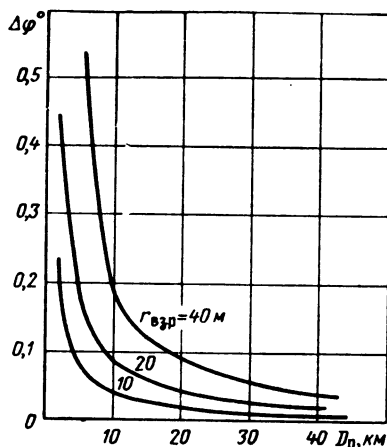


Рис. 21.8. Зависимость допустимой ошибки измерения угловых координат от дальности пуска ракеты.

ракеты, поэтому допустимая ошибка ее измерения может составить примерно 5—10% от возможного диапазона дальностей пуска  $D_{p \text{ макс}} - D_{p \text{ мин}}$ , т. е.

$$\Delta D_{\text{доп}} \approx (0,05 \div 0,1) (D_{p \text{ макс}} - D_{p \text{ мин}}). \quad (21.7)$$

Если ракета пускается в упрежденную точку, необходимо вводить при стрельбе угол упреждения  $\psi$ , рассчитываемый при наведении методом параллельного сближения по формуле  $\sin \psi = \frac{D_p \omega_v}{V_p}$ , где  $D_p$  — дальность пуска ракеты;  $\omega_v$  — угловая скорость линии визирования цели;  $V_p$  — средняя скорость движения ракеты. Требования к точности измерения дальности пуска  $D_p$  в этом случае более высокие. Если принять допустимую ошибку расчета угла упреждения  $\psi = 1^\circ$ , то допустимые ошибки измерения дальности  $\Delta D_{\text{доп}}$  при различных значениях  $\omega_v$  и  $V_p$  могут быть определены по графикам на рис. 21.9.

Требования к разрешающей способности радиолокационных станций перехвата определяются по такой же методике, что и для наземных РЛС ОН.

**Требования к системе индикации.** Система индикации РЛС перехвата должна обеспечивать летчику наблюдение пространственного положения целей относительно истребителя, отображать команды наведения, указывать ошибку пилотирования при сближении с целью и прицеливании, указывать возможные зоны захвата цели по угловым координатам и дальности и зоны пуска ракет, отображать пространственное положение истребителя, указывать время,

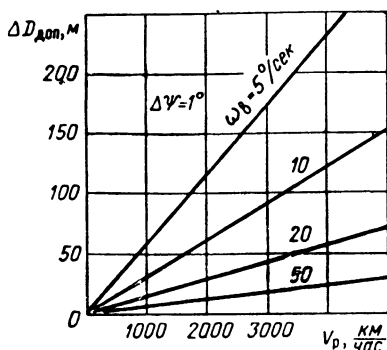


Рис. 21.9. Зависимость допустимой ошибки измерения дальности от средней скорости движения ракеты.

оставшееся до пуска ракет, и предупреждать о необходимости отворота при появлении опасности столкновения с целью. Отображение всей необходимой информации должно быть достаточно наглядным и четким, позволяющим летчику вести наблюдение при любых условиях освещенности, и не затруднять наблюдение других контрольно-измерительных приборов.

На различных этапах перехвата к РЛС предъявляются различные требования. Так, при обнаружении целей требуется быстро просматривать заданную зону обзора и определять координаты *всех* целей, находящихся в этой зоне. Точность измерения координат должна обеспечивать захват выбранной для атаки цели системами автосопровождения. При сближении с целью и прицеливании требуется измерять с максимально возможной точностью координаты и параметры движения лишь *одной* цели, и нет необходимости в просмотре всей зоны обзора.

Чтобы удовлетворить указанные требования в станциях перехвата используются, как правило, два режима работы:

«обзор» («поиск») — для обнаружения и опознавания целей и выполнения сближения на расстояние, при котором возможен захват выбранной цели системами автосопровождения, и «прицел» («автосопровождение») — для дальнейшего сближения с целью, выполнения прицеливания, пуска ракет и отворота.

Наиболее трудной задачей при построении РЛС перехвата является обеспечение требуемой дальности действия, так как мощность передатчика и размеры антенны самолетной РЛС жестко ограничиваются допустимыми весом и габаритами. В связи с этим выбор большинства технических параметров производится исходя из возможности получения, в первую очередь, нужной дальности действия.

При фиксированных размерах антенны  $D_{\text{макс}} \equiv \sqrt{1/\lambda}$ , и, следовательно, для увеличения дальности действия длину волны нужно укорачивать. Однако при уменьшении  $\lambda$  начинает сказываться поглощение и рассеяние радиоволн в атмосфере, и потребуются при прочих заданных параметрах увеличивать мощность передатчика.

Оптимальная длина волны, при которой заданная дальность действия будет обеспечиваться при наименьшей мощности передатчика, может быть определена следующим образом. Из выражений (6.6) и (6.18) можно получить

$$P_{\text{и}} = k\lambda^2 D_{\text{макс п}}^4 \exp \left\{ 0,46 \left[ \delta_{\text{пD}}(\lambda) D_{\text{макс п}} + \sum_1^k \delta_{\text{пi}}(\lambda) l_i \right] \right\}.$$

Задаваясь требуемыми значениями дальности действия  $D_{\text{макс п}}$ , решаем уравнение  $\frac{dP_{\text{и}}}{d\lambda} = 0$ , определяющее величину  $\lambda = \lambda_{\text{опт}}$ , при которой  $P_{\text{и}} = P_{\text{и мин}}$ . Значения  $\left( \frac{d\sigma_{\text{п}}}{d\lambda} \right)_{\lambda=\lambda_{\text{опт}}}$  могут быть определены по графикам рис. 6.5. Характер зависимости  $P_{\text{и}}(\lambda)$  показан на рис. 21.10. На рис. 21.11 показана зависимость  $\lambda_{\text{опт}}(D)$ .

Из графика видно, что оптимальная длина волны для РЛС перехвата с учетом реальных условий поглощения при  $D \leq 100$  км составляет 2—4 см.

Наличие двух режимов работы станции с резко различающимися требованиями к системе обзора (в режиме «обзор» главное — минимальный период обзора, в режиме «прицел» — необходимость создания равноточной зоны) вызывает, на первый взгляд, необходимость применения двух антенн, каждая из которых наилучшим образом

приспособлена к особенностям того или иного режима. Однако такое решение при прочих равных условиях вызовет сокращение дальности действия станции по сравнению со случаем использования одной антенны для обоих режимов работы. Действительно, если при одной антенне с раскрывом  $S_p$  дальность  $D_{\max} \equiv \sqrt{S_p}$ , то при двух антеннах с одинаковым раскрывом  $S_p/2$  дальность уменьшится примерно на 30%.

Благодаря улучшению параметров обзора реальный проигрыш в дальности может быть несколько меньшим.

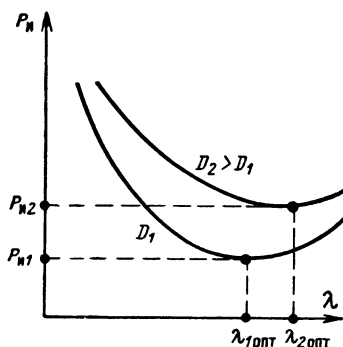


Рис. 21.10. Характер зависимости импульсной мощности от длины волны.

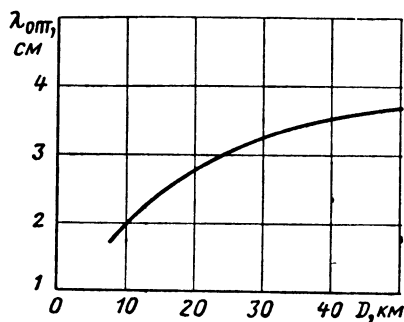


Рис. 21.11. Зависимость оптимальной длины волны от требуемой дальности обнаружения.

Для автосопровождения по угловым координатам часто применяется коническое вращение иглообразного луча. В режиме обзора коническое движение может сочетаться с поступательным и образуется поступательно-конический обзор. Целесообразно использование в станции мгновенной равноточной зоны (моноимпульсная система), создаваемой с помощью нескольких облучателей. Закон перемещения луча в пространстве может быть любым из тех, которые целесообразны при использовании иглообразного луча. Наиболее употребителен строчный зигзагообразный обзор.

Длительность импульсов РЛС перехвата желательно выбирать возможно большей для увеличения энергии излучения и обеспечения требуемой дальности, однако при этом в обычной станции происходит ухудшение разрешающей способности по дальности, которая в конечном счете и опре-

деляет выбор  $\tau_{и}$ . Обычно величина  $\tau_{и} \approx 0,3 \div 2$  мксек. Если в станции применять внутриимпульсную модуляцию, то длительность импульса, а следовательно, и дальность действия могут существенно возрасти при сохранении прежней разрешающей способности по дальности.

Весьма перспективным для РЛС перехвата является использование малой скважности и когерентной обработки сигналов; станции такого типа позволяют получить наилучшие тактические характеристики.

Требования к индикаторному устройству станции также существенно различаются для режимов обзора и прицеливания. В первом режиме нужно обеспечить летчику возможность наблюдения воздушной обстановки в определенной части пространства. Для этого целесообразно использовать индикаторы кругового (секторного) обзора, типа «дальность — азимут» и т. п. Во втором режиме наибольшее значение приобретает точное измерение угловых координат одной цели, по которой производится прицеливание, поэтому наиболее целесообразно использовать индикатор типа «азимут — угол места» с указанием допустимой ошибки прицеливания по угловым координатам. В некоторых РЛС перехвата для разных режимов работы применяют два различных индикатора или один индикатор для обоих режимов, но с различными видами индикации.

Управление станцией стремятся в максимальной степени автоматизировать, так как летчик основное внимание должен уделять пилотированию истребителя. В частности, автоматизируется последовательность включения станции, настройка приемника на частоту передатчика, управление усилением приемника и т. д.

Особой проблемой для РЛС перехвата является устранение мешающего действия отражений от земной поверхности. Для борьбы с этими отражениями применяется стробирование по дальности, кодирование излучаемых импульсов по частоте повторения, когерентный метод работы РЛС и др.

На рис. 21.12 показана функциональная схема импульсной некогерентной РЛС перехвата, на которой отображены основные особенности станций этого типа. Назначение основных элементов и их взаимосвязей для одноканальной импульсной некогерентной РЛС были рассмотрены в § 13.2, поэтому ниже будут рассматриваться лишь частные вопросы построения, свойственные РЛС перехвата.

**Рис. 21.12.** Функциональная схема РЛС перехвата.



Описываемые технические решения не являются единственно возможными и приведены лишь в качестве примера, иллюстрирующего общие принципы построения РЛС перехвата.

Станция может быть одноканальной или многоканальной (моноимпульсной). Дополнительные элементы для многоканальной станции (устройство суммирования и вычитания высокочастотных сигналов, приемники каналов азимута и угла места) показаны на схеме пунктирными прямоугольниками. При этом соответственно меняется конструкция антенны и исключается двигатель вращения облучателя и связанный с ним генератор опорных напряжений (ГОН). Суммарный выход устройства суммирования и вычитания (канал измерения дальности) подключается к антенному переключателю (АП), разностные выходы, несущие информацию об угловых координатах цели, — непосредственно к приемникам каналов азимута и угла места. Особенности работы моноимпульсных станций были рассмотрены в гл. 16.

*В режиме обзора* перемещение луча антенны в пространстве осуществляется по заданной программе системой управления антенны при обзоре. Заданные углы поворота антенны обеспечиваются с помощью обратной связи через датчик угловых координат или системой концевых (ограничительных) переключателей.

Стабилизация зоны обзора производится системой гиросtabilизации, связанной с датчиками кренов истребителя.

Сигналы целей на индикаторное устройство режима обзора поступают с выхода основного приемника (канала дальности), усиление которого регулируется схемами ШАРУ, АРУ и ВАРУ, запускаемыми соответствующими импульсами синхронизатора.

Дополнительно на индикаторе [26] наблюдаются (рис. 21.13, а): а) отметки угла места обнаруженных целей, характеризующие на индикаторе типа «дальность — азимут» положение цели относительно истребителя по высоте; для формирования этих отметок соответствующая схема связана с системой управления антенной, что позволяет определить положение луча антенны по углу места в момент прихода сигнала цели и выработать требуемую отметку; б) отметки опознавания для определения государственной принадлежности обнаруженных целей; в) отметки, характеризующие пространственное положение истребителя (метки

авиагоризонта); схема меток авиагоризонта запускается импульсом синхронизатора и связана с датчиком кренов; г) круг прицеливания, характеризующий допустимую ошибку пилотирования при выполнении команд наведения и указывающий летчику отклонение от заданных значений курса и высоты; круг прицеливания вырабатывается в вычислителе, куда поступают команды наведения и данные (от

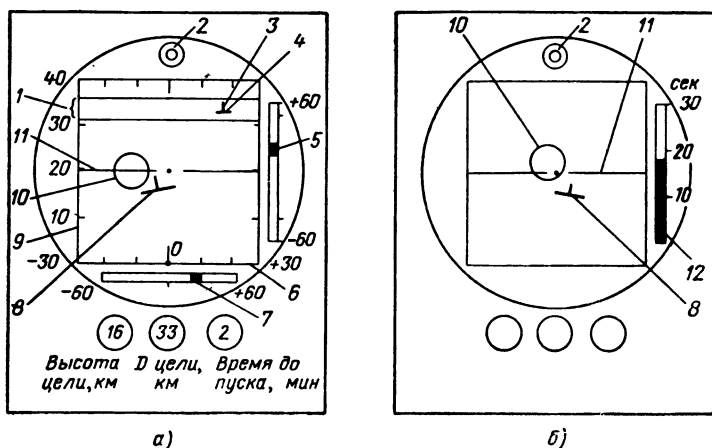


Рис. 21.13. Индикаторные устройства РЛС перехвата:

а — индикатор обзора и наведения; б — индикатор прицеливания; 1 — предполагаемый интервал дальностей цели; 2 — сигнальная лампа выхода из атаки; 3 — отметка угла места цели; 4 — отметка цели; 5 — строб угла места; 6 — шкала азимута; 7 — строб азимута; 8 — отметка пространственного положения самолета; 9 — шкала дальности; 10 — круг прицеливания; 11 — линия горизонта; 12 — указатель времени, остающегося до пуска ракеты.

соответствующих датчиков), характеризующие параметры движения истребителя; д) отметки возможной зоны захвата (ожидаемый диапазон дальности) цели по дальности от системы автосопровождения по дальности; е) отметки зон захвата цели по азимуту и углу места (стробы угла места и азимута) от вычислителя. Так как на экране одного индикатора отразить все команды наведения затруднительно, устанавливается дополнительное индикаторное устройство команд наведения, которое может быть конструктивно объединено, как показано, на рис. 21.13, а, с основным индикатором.

Для правильного выполнения команд наведения летчик должен так управлять самолетом, чтобы центр экрана всегда находился в пределах круга прицеливания, величина сме-

щения которого вдоль горизонтальной оси характеризует отклонения от рассчитанного курса. Отметка пространственного положения самолета, угол поворота которой характеризует поперечный крен, а ее положение по вертикали относительно линии горизонта — тангаж самолета, должна при выполнении команд наведения также находиться внутри круга прицеливания.

После того как цель обнаружена и находится в зоне захвата, станция переводится в режим прицеливания.

В режиме прицеливания изменяется закон движения луча антенны в пространстве: поступательное движение прекращается, производится конический обзор или используется мгновенная равноточная зона, и цель начинает облучаться непрерывно. Станция переходит в режим сопровождения цели по дальности и угловым координатам. В приемнике используется система автоматического регулирования усиления АРУ и, кроме того, приемник строится по дальности: он отпирается только на время прихода сигналов от выбранной цели, а в остальные моменты заперт. Регулировка усиления приемников каналов азимута и угла места (для моноимпульсной станции) производится по сигналам суммарного канала (канала дальности). Координаты захваченной цели ( $D$ ,  $\Phi_{аз}$ ,  $\Phi_{ум}$ ) и их производные ( $\dot{D}$ ,  $\dot{\omega}_x$ ,  $\dot{\omega}_y$ ), а также параметры движения истребителя ( $\gamma$ ,  $\Delta$ ,  $\dot{H}$ ,  $V$ ,  $K$ ) поступают в вычислитель, который вырабатывает данные, определяющие круг прицеливания для индикаторного устройства режима прицеливания. Величина круга прицеливания (рис. 21.13, б) определяет допустимую ошибку прицеливания, а его отклонение от центра экрана — ошибку пилотирования. Пространственное положение самолета изображается так же, как и при обзоре.

Для отображения времени, оставшегося до пуска ракеты, используется шкала, имеющая вид термометра и расположенная на краю индикатора. Данные, определяющие это время, поступают от вычислителя. После пуска ракеты с полуактивным самонаведением истребитель должен сопровождать цель до момента ее поражения. Для предотвращения возможности прямого столкновения с целью применяется схема сигнализации выхода из атаки, указывающая летчику на необходимость резкого изменения курса. Схема управляется сигналами от дальномеров и может иметь в качестве выходного устройства сигнальную лампочку, загорающуюся при сближении с целью на опасное расстояние.

Процессы наведения и самонаведения истребителя, а также управление оружием могут быть частично или полностью автоматизированы. В этом случае вычислитель должен вырабатывать соответствующие команды для автопилота и системы управления оружием.

Для существенного увеличения дальности обнаружения и улучшения условий обнаружения низколетящих целей на фоне земли целесообразно использовать импульсно-доплеровские РЛС с большой и малой скважностью. Особенности работы таких станций были рассмотрены в гл. 13.

#### **21.4. Бортовые РЛС управляемых ракет**

Бортовое радиолокационное оборудование управляемых ракет используется для их вывода после пуска в точку встречи с целью.

Тактико-технические требования к бортовой станции ракеты определяются по такой же методике, что и для РЛС перехвата в режиме прицеливания.

Системы управления ракетами разделяются на неавтономные, автономные и комбинированные. В системе перехвата при управлении ракетами класса «воздух — воздух» обычно применяются неавтономные системы с управлением ракетой по радиолучу или с самонаведением ракеты.

При управлении по радиолучу траектория полета ракеты задается РЛС истребителя, сопровождающей цель по угловым координатам.

В системе с самонаведением команды, определяющие траекторию движения ракеты, формируются ее бортовым устройством при приеме сигналов, поступающих от цели. Системы самонаведения могут быть активными (бортовое устройство ракеты включает передатчик для облучения цели), полуактивными (для облучения цели используется передатчик, установленный вне ракеты) и пассивными (используется собственное радиоизлучение цели).

При отклонении ракеты от заданной траектории движения возникает сигнал рассогласования, вид которого определяется в основном типом системы управления и выбранным методом наведения. Измерение параметра рассогласования и выработка команд управления производится координатором системы, составной частью которого является радиолокационное устройство.

В состав координатора (рис. 21.14) входит аппаратура ракеты и РЛС истребителя, формирующая равносигнальное направление, вдоль которого летит ракета, и опорные сигналы, необходимые для измерения сигнала рассогласования на борту ракеты. Радиолокационная часть бортовой

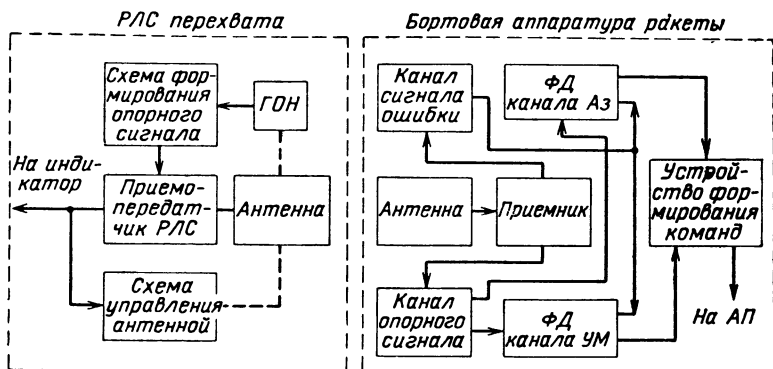


Рис. 21.14. Функциональная схема координатора при управлении ракетой по радиолучу.

аппаратуры ракеты представляет собой систему автослежения, работающую по сигналам, поступающим от истребителя. Эти сигналы принимаются неподвижной антенной, расположенной в хвостовой части ракеты. В известных системах управления по радиолучу используются РЛС перехвата с коническим сканированием в режиме автосопровождения.

При отклонении ракеты от равносигнального направления на выходе бортовой системы автослежения ракеты появляется сигнал рассогласования в виде напряжения постоянного тока. Для определения знака рассогласования на ракету необходимо передавать опорные сигналы от РЛС истребителя, которые затем выделяются в канале опорного сигнала на борту ракеты. С помощью фазовых детекторов (ФД) производится разложение сигнала рассогласования на две составляющие (в двух взаимно перпендикулярных плоскостях). В устройстве формирования команд производится выработка сигналов управления для автопилота (АП) ракеты.

Опорный сигнал на борту ракеты может быть получен двумя способами: 1) автономно с помощью высокостабиль-

ного генератора, установленного на ракете и синхронизируемого до момента пуска сигналом опорного напряжения РЛС истребителя; этот путь сравнительно труден, так как требует очень большой стабильности генераторов; 2) передачей опорного сигнала с истребителя; этот способ и находит наиболее широкое применение.

Передача опорного сигнала с истребителя осуществляется путем ввода в последовательность излучаемых сигналов передатчика дополнительных признаков, определяющих частоту и фазу опорного сигнала. Например, в момент прохождения максимумом диаграммы направленности РЛС перехвата (при коническом обзоре) некоторых фиксированных точек может осуществляться передача кодовых групп импульсов.

Обычно передаются сигналы в четырех опорных точках: при повороте антенны РЛС истребителя на 0, 90, 180 и 270°. При этих положениях луча излучаются парные импульсы, сдвиг между которыми определяет код опорного сигнала (рис. 21.15).

Функциональная схема канала опорного сигнала на борту ракеты показана на рис. 21.16.

Сигналы с выхода приемника ракеты поступают на четыре декодирующих устройства, состоящие из схем совпадений и линий задержки. Линии задержки в I и II декодирующих устройствах задерживают сигналы на время  $t_a = \tau_1$  и  $t_b = \tau_2$ , соответствующее коду опорных точек 0° и 180°. Работа одного декодирующего устройства поясняется временными диаграммами на рис. 21.17. На выходе схемы совпадений в результате кодированной задержки появляются лишь импульсы опорной точки, имеющие соответствующий код. Импульсом опорной точки 0° опрокидывается триггер I; его обратное опрокидывание производится импульсом опорной точки 180°, поступающим от второго декодирующего устройства. Таким образом, получается опорный сигнал тангажа. Триггер II опрокидывается при приходе импульсов опорной точки 90° и 270°, вырабатывая опорное напряжение крена. Специфика работы бортового оборудования ракеты заключается в следующем:

1) Антенна ракеты находится в струе газов реактивного двигателя, что приводит к ослаблению энергии сигналов РЛС. Ослабление зависит от длины волны РЛС, типа двигателя ракеты и других факторов и может составлять один-два порядка.

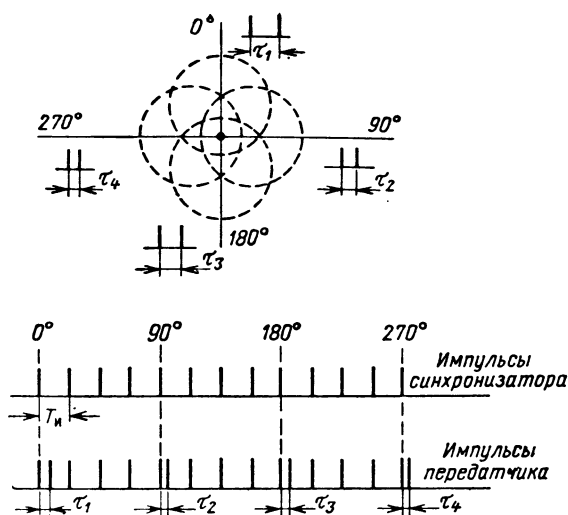


Рис. 21.15. Передача опорных сигналов.

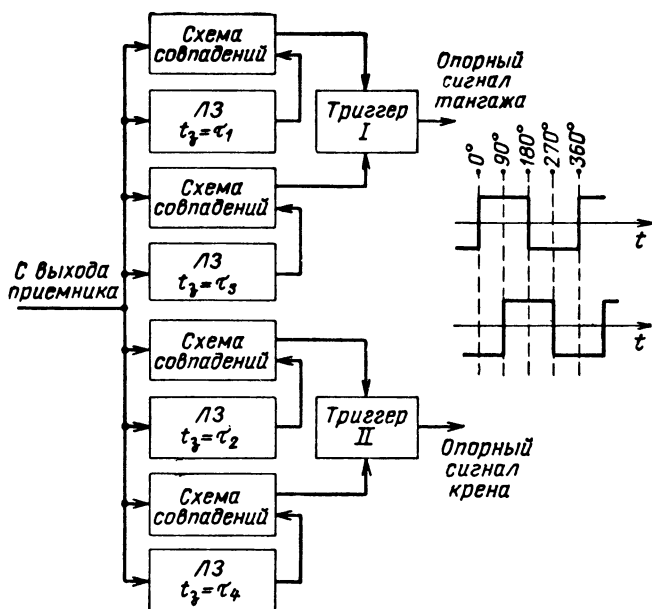


Рис. 21.16. Функциональная схема канала опорного сигнала.

2) Имеет место амплитудная модуляция сигналов струей газов, что может привести к появлению ложного сигнала ошибки, если частота сканирования выбрана близкой к частоте пульсаций факела двигателя.

3) Мощность принимаемых сигналов изменяется в широких пределах в процессе полета ракеты к цели вследствие

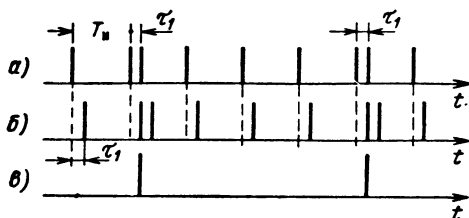


Рис. 21.17. Временные диаграммы, поясняющие работу канала опорного сигнала:

*а* — импульсы на выходе приемника; *б* — импульсы на выходе линий задержки; *в* — импульсы на выходе схемы совпадений.

изменения дальности между РЛС и ракетой. В связи с этим необходимо введение в приемный волноводный тракт специального ослабителя мощности, регулирующего затухание энергии по определенной программе (максимальное затухание — в момент пуска ракеты).

Функциональная схема координатора системы самонаведения ракеты показана на рис. 21.18. Основной частью

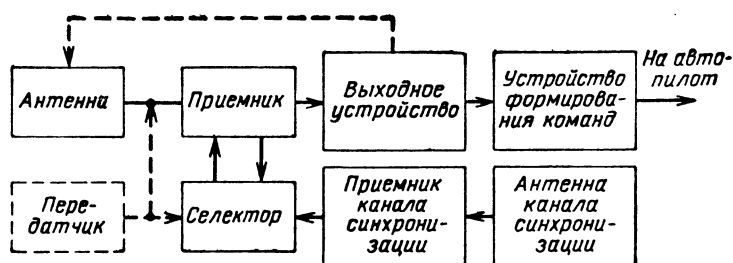


Рис. 21.18. Функциональная схема координатора системы самонаведения ракеты.

координатора является устройство автосопровождения цели по угловым координатам. Выделение сигналов одной цели осуществляется с помощью селектора дальности (селектора скорости — при непрерывном излучении), который при



полуактивном самонаведении синхронизируется сигналами РЛС, облучающей цель. Сигналы синхронизации принимаются хвостовой антенной и специальным приемником канала синхронизации. Так как координаты цели в момент пуска ракеты известны, бортовая РЛС ракеты может иметь только один режим работы — автосопровождение, а захват цели может осуществляться по данным РЛС истребителя, когда ракета еще находится на самолете. При достаточно мощных сигналах, поступающих на вход бортового устройства ракеты, дальность действия определяется дальностью полета ракеты, а при слабых сигналах — дальностью полета и чувствительностью приемного устройства.

Значение максимальной дальности активного самонаведения ракеты определяется выражением (6.6), которое может быть представлено в следующем виде:

$$D_a = \sqrt[4]{E_p G_p^2 \delta}, \quad (21.8)$$

где

$$\delta = \frac{S_{\text{эфф}} \sigma \lambda^2}{64\pi^3 E_{3 \text{ мин}}};$$

$E_p$  — энергия излучения передатчика бортовой станции ракеты;

$G_p$  — коэффициент усиления ее антенны;

$E_{3 \text{ мин}}$  — чувствительность приемного устройства ракеты, обеспечивающего захват цели.

Максимальная дальность полуактивного самонаведения определяется из выражения (6.8):

$$(D_{\text{ц}} D_p)_{\text{макс}} = \sqrt{E_{\text{изл}} G_{\text{изл}} G_p \delta}, \quad (21.9)$$

где  $D_{\text{ц}}$  — расстояние от РЛС истребителя до цели;

$D_p$  — расстояние от цели до ракеты;

$E_{\text{изл}}$  — энергия, излучаемая передатчиком РЛС истребителя;

$G_{\text{изл}}$  — коэффициент усиления антенны РЛС истребителя;

$G_p$  — коэффициент усиления антенны РЛС ракеты.

При запуске ракеты с облучающего цель истребителя

$$D_{\text{ц}} = D_p = D_{\text{па}},$$

и следовательно

$$D_{\text{па}} = \sqrt[4]{E_{\text{изл}} G_{\text{изл}} G_p \delta}. \quad (21.10)$$

$$\frac{D_{\text{па}}}{D_{\text{а}}} = \sqrt[4]{\frac{E_{\text{изл}} G_{\text{изл}}}{E_p G_p}}. \quad (21.11)$$

Если считать, что чувствительность приемника и коэффициент усиления антенны бортовой станции ракеты для случая активного и полуактивного самонаведения равны, то отношение дальностей самонаведения  $D_{\text{па}}/D_{\text{а}} > 1$ .

В реальных условиях  $E_{\text{изл}} > E_{\text{р}}$  и  $G_{\text{изл}} > G_{\text{р}}$ , так как на самолете всегда может быть установлен более мощный передатчик и антенна больших размеров, чем на ракете. Если принять  $E_{\text{изл}} \approx 5E_{\text{р}}$  и  $G_{\text{изл}} \approx 20G_{\text{р}}$ , то  $D_{\text{па}} \approx 3D_{\text{а}}$ , т. е. дальность полуактивного самонаведения в несколько раз превышает дальность активного.

Дальность наведения ракеты может быть увеличена при использовании комбинированной системы управления, когда вывод ракеты в район цели на дальность захвата осуществляется без участия системы самонаведения, например по командам, после чего начинается активное самонаведение ракеты.

## 21.5. Радиолокационные взрыватели

Вероятность непосредственного попадания ракеты в малоразмерную подвижную цель, особенно при больших скоростях сближения, очень мала. Для увеличения вероятности поражения цели на ракетах применяют радиовзрыватели, подрывающие боевой заряд при нахождении цели в зоне поражения.

По виду действия радиовзрыватели можно разделить на три типа. К первому относятся радиовзрыватели, срабатывание которых происходит на определенном расстоянии  $r_{\text{в}}$  от цели, обеспечивающем ее поражение (рис. 21.19, а). Прямого попадания в цель в этом случае быть не может, так как радиовзрыватель всегда срабатывает раньше. Радиовзрыватели второго типа срабатывают, когда ракета находится на минимальном расстоянии от цели, не превышающем величины  $r_{\text{в}}$ , или попадает непосредственно в цель (рис. 21.19, б). У радиовзрывателей третьего типа срабатывание происходит также при условии нахождения ракеты на расстоянии до цели  $D_{\text{рц}} \leq r_{\text{в}}$ , но величина  $D_{\text{рц}}$  зависит от угла визирования цели  $\alpha$  (рис. 21.19, в). При  $\alpha = 0$  происходит прямое попадание в цель. Действие радиовзрывателей последнего типа обеспечивается применением специальной диаграммы направленности антенны.

Радиовзрыватели, как и системы самонаведения, могут быть активными, полуактивными и пассивными. Наиболь-

шее применение находят активные взрыватели, имеющие в своем составе передатчик для облучения цели. Мощность отраженных от цели сигналов, как известно, возрастает

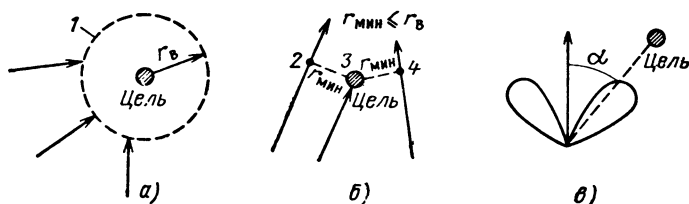


Рис. 21.19. Три вида действия радиовзрывателей (1 — граница срабатывания; 2, 3, 4 — моменты срабатывания).

по закону четвертой степени при приближении ракеты к цели (рис. 21.20, а). При малых значениях величины  $D_{pc}$  крутизна изменения мощности (амплитуды) принимаемых

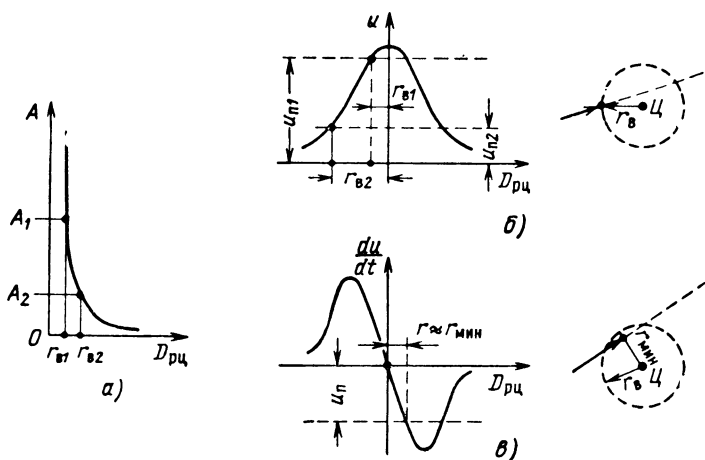


Рис. 21.20. Зависимость выходных параметров радиовзрывателей различных типов от дальности до цели.

сигналов оказывается весьма большой, что дает возможность достаточно точно фиксировать заданную дальность срабатывания  $r_b$ , если выходному устройству радиовзрывателя задать соответствующий порог. На выбор величины  $r_b$  будет влиять значение эффективной отражающей площади цели.

На рис. 21.20, б показана зависимость выходного напряжения приемника от расстояния до цели для радиовзрывателей первого типа (и третьего типа с учетом угла  $\alpha$ ). Дальность срабатывания определяется соответствующей установкой порога срабатывания. В радиовзрывателе второго типа для определения минимального расстояния до цели с пороговым значением сравнивается значение производной выходного напряжения приемника по времени, функцией которого является расстояние  $D_{\text{рц}}$  (рис. 21.20, в).

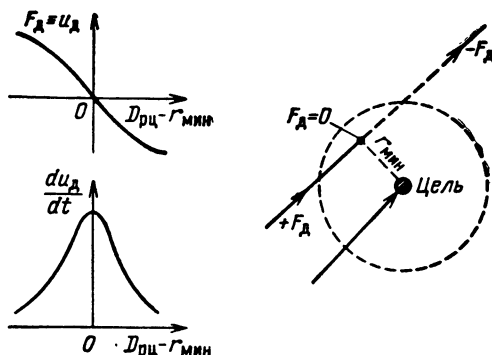


Рис. 21.21. Использование в радиовзрывателях эффекта Допплера.

Установление порога срабатывания для отрицательного значения производной  $du/dt$  необходимо для исключения неоднозначности определения величины  $r_{\text{в}}$ , которая возникла бы при установлении порога в области положительных значений. Получение производной выходного напряжения может быть осуществлено с помощью дифференцирующей цепочки.

Работа радиовзрывателей второго типа может быть также основана на использовании эффекта Допплера. При движении ракеты, когда она находится на минимальном расстоянии сбоку от цели или попадает в нее, частота Допплера  $F_{\text{д}}$  становится равной нулю (рис. 21.21). С помощью частотного детектора получают напряжение  $u_{\text{д}} \equiv F_{\text{д}}$ , а затем путем дифференцирования определяют величину  $du_{\text{д}}/dt$ , которая сравнивается с пороговым значением, близким к  $(du_{\text{д}}/dt)_{\text{макс}}$ . Использование производной позволяет более четко определить значение  $D_{\text{рц}} = r_{\text{мин}}$ .

Общая функциональная схема, поясняющая принцип построения активных радиовзрывателей первого и третьего

типов, изображена на рис. 21.22. Передатчик радиовзрывателя, излучающий непрерывные колебания, является одновременно гетеродином приемника. Это устраняет необходимость развязки приемной и передающей антенн, обеспечивает наиболее простое техническое решение (может применяться одна антенна, а передатчик, приемник и смеситель

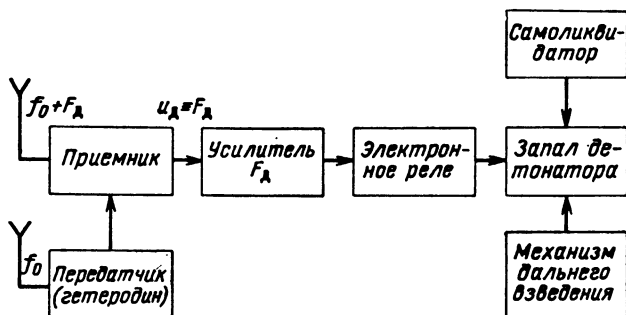


Рис. 21.22. Функциональная схема радиовзрывателя.

можно объединить в одном каскаде) и дает возможность селективировать цели по частоте  $F_d$ . С помощью смесителя приемника выделяется  $u_d \equiv F_d$ . После усиления в избирательном усилителе сигналы поступают на электронное реле, имеющее вполне определенный порог срабатывания. При превышении сигналом этого порога включается электрозапал детонатора и производится подрыв боевой части. Самоликвидатор подрывает ракету в случае промаха. Механизм дальнего взведения допускает срабатывание радиовзрывателя лишь спустя определенное время после пуска ракеты, что обеспечивает безопасность пуска и исключает подрыв боевой части от случайных помех при нахождении ракеты на носителе.

## 21.6. Радиолокационные средства защиты летательного аппарата

Защита летательных аппаратов обеспечивается использованием различных тактических приемов (специальные виды маневра, большая скорость, большая, или наоборот, малая высота полета и т. д.), путем создания радиопомех системам наведения или самонаведения средств поражения и путем

уничтожения атакующих средств (огневая защита). Очевидно, что наиболее целесообразным является комплексное использование всех средств защиты, однако их эффективность будет различаться в зависимости от ракурса атаки. При распределении средств защиты по секторам вокруг летательного аппарата следует учитывать следующие факторы: а) атаки могут производиться под любым ракурсом (с любого направления); б) при атаках из передней полусферы, как правило, используются радиосредства; в) атаки из задней полусферы возможны как с использованием радиосредств, так и при их отсутствии (например, с помощью оптических или инфракрасных прицелов); г) применение средств огневой защиты достаточно эффективно лишь под малыми ракурсами в передней и задней полусферах.

Таким образом, можно считать, что защита летательного аппарата с помощью средств радиопротиводействия должна быть круговой, а огневую защиту целесообразно создавать в задней и передней полусферах. Создание огневой защиты в передней полусфере наталкивается на значительные трудности. Защиту можно считать надежной лишь в том случае, если она обеспечивает поражение истребителя прежде, чем он получит возможность выпустить снаряд или ракету.

Вероятность уничтожения уже выпущенных снарядов или ракет при атаках на встречно-пересекающихся курсах весьма мала, поэтому необходимо значительное превышение дальности действия РЛС защиты над дальностью действия РЛС истребителя и соответственно большая дальность стрельбы. В большинстве случаев (истребитель атакует бомбардировщик или транспортный самолет) перевес в отношении дальности действия и эффективности оружия оказывается на стороне атакующего истребителя, так как последний имеет меньшую отражающую площадь и ведет стрельбу под малыми углами к направлению своего полета, поэтому огневая защита в передней полусфере оказывается малоэффективной. В настоящее время она создается лишь в задней полусфере, тем более что при таких ракурсах атаки, когда радиосредства истребителем могут и не применяться, радиопомехи для защиты окажутся бесполезными.

Радиолокационное оборудование системы защиты применяется при использовании огневой защиты и должно обеспечивать решение следующих задач: а) обнаружение истребителей, которые предполагают атаковать или атакуют

защищаемый объект; б) выполнение прицеливания по истребителю; в) определение момента стрельбы и применения других средств защиты.

В соответствии с этими задачами в состав системы защиты обычно входят станция предупреждения об облучении летательного аппарата радиолокационной станцией истребителя и радиолокационный прицел кормовой стрелковой установки.

Станция предупреждения может представлять собой приемное устройство, обеспечивающее прием

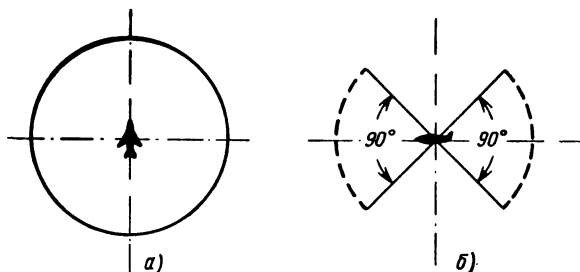


Рис. 21.23. Зона обзора станции предупреждения:  
а — по азимуту; б — по углу места.

радиоизлучений в диапазоне работы РЛС истребителей противника и указывающее направление облучения.

Зона обзора станции предупреждения должна обеспечивать прием радиоизлучений в пределах  $360^\circ$  по азимуту, так как истребитель противника может приближаться с любого направления; по углу места может просматриваться меньший сектор, соответствующий ширине зоны обзора РЛС истребителя противника по углу места. Так как значение последней не превышает  $\pm 45^\circ$ , то можно считать, что станция предупреждения должна просматривать по углу места пространство в пределах  $\pm 45^\circ$  относительно продольной оси летательного аппарата (рис. 21.23).

Дальность действия станции предупреждения должна обеспечивать приведение в готовность средств защиты летательного аппарата до момента его обнаружения РЛС истребителя. Прямые сигналы, принимаемые станцией предупреждения, во много раз превышают по мощности отраженные сигналы, поступающие на вход РЛС истребителя, поэтому дальность действия станции может значительно превос-

ходить дальность обнаружения РЛС истребителя, что позволяет получить резерв времени для выбора средств защиты и подготовки к их применению. Однако для исключения приема радиоизлучений наземных станций и РЛС других объектов, не представляющих опасности для летательного аппарата, максимальная дальность действия станции предупреждения должна ограничиваться. Ориентировочно можно считать, что требуемое значение дальности действия

$$D_{\text{макс}} \approx (1,25 \div 1,5) D_{\text{ист}}, \quad (21.12)$$

где  $D_{\text{ист}}$  — максимальная дальность обнаружения РЛС истребителя. Желательно предусмотреть возможность регулирования значения  $D_{\text{макс}}$  в зависимости от конкретной тактической обстановки и типов применяемых противником истребителей и РЛС перехвата.

*Точность определения* направления облучения может быть невысокой, так как по данным станции предупреждения прицеливание обычно не производится. Допустимая ошибка в определении направления зависит от требуемой точности определения сектора защиты для соответствующего выбора средств защиты. В среднем можно считать, что ошибка определения направления не должна превышать  $\pm (30 \div 45)^\circ$ . Более точное ее значение определяется при анализе конкретных средств защиты и тактических характеристик истребителей противника.

Для выбора средств защиты и тактики их применения станция должна определять режимы работы РЛС истребителя, т. е. указывать экипажу, производит ли противник поиск целей или уже перешел в режим прицеливания для атаки защищаемого объекта. Кроме этого, станция должна давать возможность определить, уменьшается или увеличивается расстояние между истребителем и защищаемым летательным аппаратом.

Рассмотренные тактические требования сравнительно легко удовлетворяются простыми техническими средствами. Наличие мощных сигналов позволяет использовать в станции простые детекторные приемники, обеспечивающие прием в широком диапазоне частот и обладающие малыми габаритами и весом. Для каждого сектора пространства, определяемого допустимой ошибкой определения направления, можно применить свой приемный канал. Например, если допустимая ошибка равна  $\pm 30^\circ$ , требуется шесть приемных каналов, при ошибке  $\pm 45^\circ$  — четыре канала.



В качестве выходного устройства могут быть использованы звуковой сигнализатор, вырабатывающий сигналы определенной звуковой частоты при приеме сигналов облучения, и сигнальные лампы (по числу приемных каналов), указывающие сектор облучения. Определение режимов работы РЛС истребителя может производиться с помощью тех же индикаторов. В режиме обзора облучение является периодическим, и выходное устройство будет выдавать прерывистые звуковые и световые сигналы. В режиме

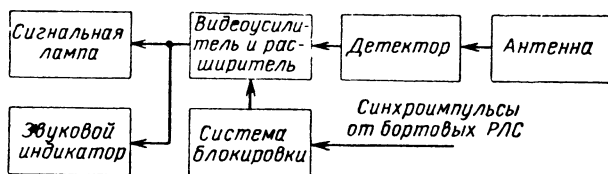


Рис. 21.24. Функциональная схема одного канала станции предупреждения.

автосопровождения сигналы выходного устройства будут непрерывными. Увеличение или уменьшение расстояния до истребителя при работе РЛС в режиме обзора скажется на длительности прерывистых сигналов. Так, при сближении с истребителем она будет увеличиваться за счет увеличения мощности сигналов и благодаря этому за счет кажущегося расширения диаграммы направленности антенного устройства, при удалении — будет уменьшаться. Вариант функциональной схемы одного канала станции предупреждения показан на рис. 21.24. Антенна станции обеспечивает прием радиоизлучений в заданном секторе и заданном диапазоне частот. Может быть использована широкодиапазонная рупорная антенна с детекторной камерой и кристаллическим детектором.

Видеоусилитель должен иметь регулировку коэффициента усиления для изменения дальности приема. Для повышения надежности срабатывания индикаторных устройств предусматривается расширение принятых импульсных сигналов.

Для исключения срабатывания станции от сигналов собственных бортовых РЛС необходимо предусмотреть систему блокировки, запирающую видеоусилитель во время их излучения.

Визуальный индикатор представляет собой лампочку накаливания, загорающуюся при приеме сигналов РЛС истребителя. Звуковым индикатором может являться генератор низкой частоты, включенный в систему самолетного переговорного устройства и начинающий генерировать при приеме радиополучений.

Радиолокационный прицел предназначен для обнаружения целей в задней полусфере самолета, измерения их координат, определения государственной принадлежности (совместно с аппаратурой опознавания), прицеливания по выбранной цели и управления средствами защиты с помощью вычислительного устройства. В соответствии с выполняемыми задачами радиолокационный прицел, так же как и РЛС перехвата, должен иметь два режима работы: а) режим обзора, при котором осуществляется обнаружение и опознавание целей, и б) режим прицеливания, в котором осуществляется автосопровождение цели, прицеливание и наведение средств защиты.

На тактические требования к радиолокационному прицелу существенно влияют вид и характеристики применяемых огневых средств защиты. Попытки зарубежных конструкторов создавать оборонительные управляемые ракеты класса «воздух — воздух» для защиты бомбардировщиков от атак ракетного вооружения пилотируемых истребителей-перехватчиков из-за ряда возникших сложных технических проблем не увенчались успехом.

Небольшая разница скоростей полета современных бомбардировщиков и истребителей позволила снова вернуться к пушечному вооружению кормовой турели. Так, для бомбардировщика В-58 ( $V = 2000 \div 2200 \text{ км/час}$ ) была создана шестиствольная скорострельная 20-мм пушка «Вулкан» с темпом стрельбы, достигающим 6000 выстрелов в минуту [45]. При использовании пушечного вооружения, имеющего максимальную дальность стрельбы около двух километров, основными целями будут являться ракеты, выпускаемые истребителем с расстояний, значительно превышающих дистанцию пушечного огня.

*Дальность действия* радиолокационного прицела должна обеспечить ведение прицельного огня по ракетам, начиная с максимально возможной дистанции  $D_{\text{стр макс}}$ . К моменту открытия огня цель должна быть обнаружена, опознана, прицел должен перейти к ее автосопровождению, в вычислителе должен быть выработан необходимый угол

упреждения и стволы пушек направлены в упрежденную точку. Если на выполнение всех этих операций требуется время  $t_{\Sigma}$ , то необходимая дальность действия будет равна

$$D_{\text{макс}} = D_{\text{стр макс}} + V_{\text{сбл}} t_{\Sigma}, \quad (21.13)$$

где  $V_{\text{сбл}}$  — средняя скорость сближения ракеты с бомбардировщиком.

Учитывая, что большинство операций после обнаружения и выбора цели, включая прицеливание, может быть автоматизировано, время  $t_{\Sigma}$  будет небольшим, и величина  $D_{\text{макс}}$  составит 10—15 км.

Например, при скорости ракеты 3600 км/час («Спарроу-3»), скорости бомбардировщика 2000 км/час,  $D_{\text{стр макс}} = 2$  км и  $t_{\Sigma} \approx 20$  сек имеем  $V_{\text{сбл}} \approx 450$  м/сек и  $D_{\text{макс}} = 11$  км.

Зона обзора радиолокационного прицела по азимуту и углу места определяется секторами, в которых возможно ведение огня кормовой пушечной установкой.

Требования к точности, разрешающей способности и ряду других показателей определяются по той же методике, что и для РЛС перехвата, но с учетом использования неуправляемых снарядов. То же самое относится и к выбору технических параметров радиолокационного прицела. Исключение составляет выбор системы индикации, так как в прицеле нужен лишь поисковый индикатор для оценки обстановки и выбора цели. В режиме прицеливания требуется лишь индикация дальности для определения момента открытия огня (при ручном управлении оружием) и приближенные данные об угловом положении цели для общей ориентировки экипажа. Эти задачи могут быть решены изменением режима работы поискового индикатора.

По принципу построения и особенностям работы радиолокационные прицелы мало отличаются от РЛС перехвата (рис. 21.25). Под элементом схемы, названным «РЛС обнаружения», подразумевается совокупность устройств, входящих в обычную РЛС, используемую для обнаружения и грубого измерения координат цели, т. е. это часть радиолокационного прицела (или станции перехвата), которая работает в режиме обзора.

Переход в режим автосопровождения осуществляется автоматически или вручную, когда имеется необходимость произвести выбор цели. В последнем случае может быть предусмотрено ручное наведение антенны на выбранную

цель. Системы автосопровождения обеспечивают точное измерение координат и относительной угловой скорости цели, на основании которых вычислитель вырабатывает прицельные данные для управления оружием. Система

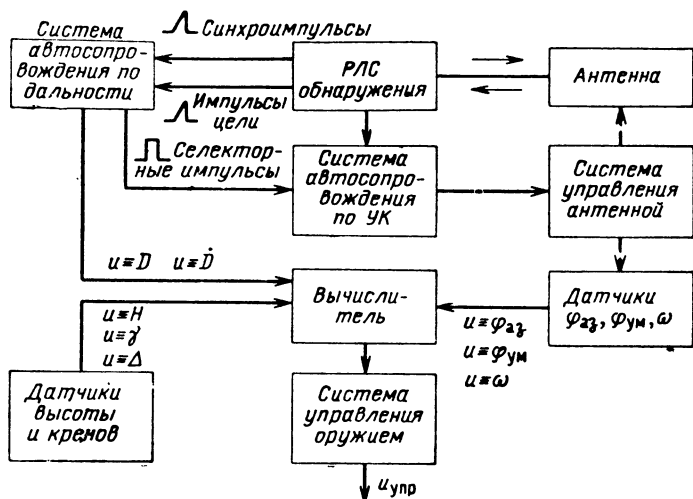


Рис. 21.25. Упрощенная функциональная схема радиолокационного прицела.

управления оружием вырабатывает управляющие напряжения для установки оружия в соответствии с заданными углами прицеливания. Открытие огня может производиться как автоматически при достижении целью заданной дистанции, так и вручную. Вычислитель может также вырабатывать данные для применения других средств защиты, например для управления антенной передатчика помех, сбрасывания пассивных отражателей и т. д.

## САМОЛЕТНЫЕ ПАНОРАМНЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ

### 22.1. Принципы получения панорамного изображения земной поверхности

Различные участки рельефа земной поверхности обладают неодинаковыми отражающими и излучающими свойствами. Это дает возможность получить на экране индикатора радиолокационной станции условное панорамное изображение местности. Разным по электрическим свойствам деталям рельефа на этом изображении соответствуют участки экрана с различной яркостью свечения. Радиолокационные станции, позволяющие получить такое изображение земной поверхности, называют *панорамными* РЛС. По принципу работы они могут быть как активными, так и пассивными. Станции пассивного типа были кратко рассмотрены в гл. 17. В дальнейшем будут рассматриваться панорамные РЛС активного типа, являющиеся более распространенными. Станции активного типа могут иметь либо круговой, либо боковой обзор. Вид диаграммы направленности и характер движения луча являются отличными от таковых в пассивных РЛС. Это объясняется применением активного принципа, позволяющего вести обзор по дальности без дополнительного качания антенны.

Рассмотрим более подробно принцип получения радиолокационного изображения местности вначале на примере импульсной панорамной РЛС кругового обзора.

Антенна РЛС создает диаграмму направленности в виде плоского веерообразного луча, широкого в вертикальной плоскости и узкого в горизонтальной (рис. 22.1). При такой форме диаграммы более удаленные участки местности облучаются с большей интенсивностью, что позволяет уравнивать яркость изображения на индикаторе разноудаленных, но одинаково отражающих участков земной поверхности. При неподвижной антенне облучается узкая и длин-

ная полоса земной поверхности. При работе РЛС антенна вращается вокруг вертикальной оси, облучая за один оборот поверхность в виде круга. Различные по характеру участки земной поверхности по-разному отражают радиоволны. Ровная степная поверхность дает почти изотропное

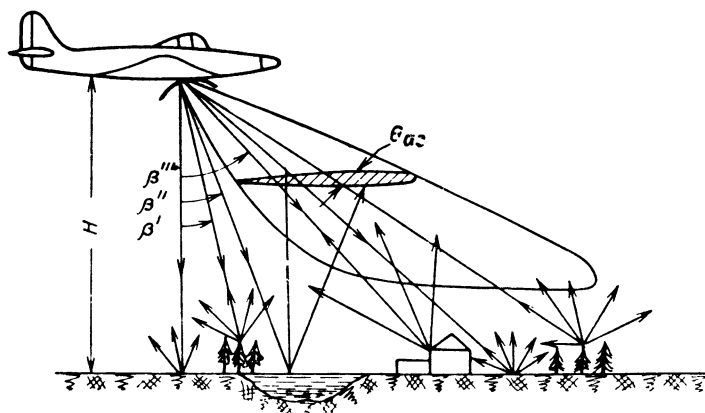


Рис. 22.1. Принцип получения изображения в панорамной РЛС с круговым обзором.

отражение радиоволн относительно малой интенсивности. Лесистые участки местности отражают радиоволны более интенсивно. Водные поверхности в спокойном состоянии дают зеркальное отражение, при котором угол отражения равен углу падения. Искусственные сооружения характерны резко направленным и наиболее интенсивным отражением. Диаграмма переизлучения в этом случае является весьма изрезанной и форма ее определяется конфигурацией, размерами и видом материала отражающих поверхностей — стен, крыш зданий и т. д.

Отраженные сигналы возвращаются обратно к антенне РЛС и усиливаются в приемном устройстве. На рис. 22.2, а показано напряжение, имеющееся на выходе приемника при неподвижной антенне. В самом начале временной шкалы показан зондирующий импульс, появляющийся на выходе приемника из-за наводок в цепях приемника в момент излучения высокочастотного импульса.

Первый по времени отраженный сигнал должен прийти от точки поверхности, лежащей прямо под самолетом (рис. 22.1). Он появляется на выходе приемника с запазды-

ванием относительно зондирующего импульса, равным  $2H/c$ , где  $H$  — высота полета.

Далее по временной оси будут располагаться сигналы, отраженные от точек поверхности, лежащих под все возрастающими углами к вертикали  $\beta'$ ,  $\beta''$ , . . . , и их запаздывание будет все время увеличиваться по закону

$$t'_D = \frac{2H}{c \cos \beta'} = \frac{2H}{c} \sec \beta' = \frac{2D'}{c}, \quad (22.1)$$

где  $D'$  — текущая наклонная дальность до отражающего участка.

Для воспроизведения картины земной поверхности используется индикатор кругового обзора. Пятно на экране

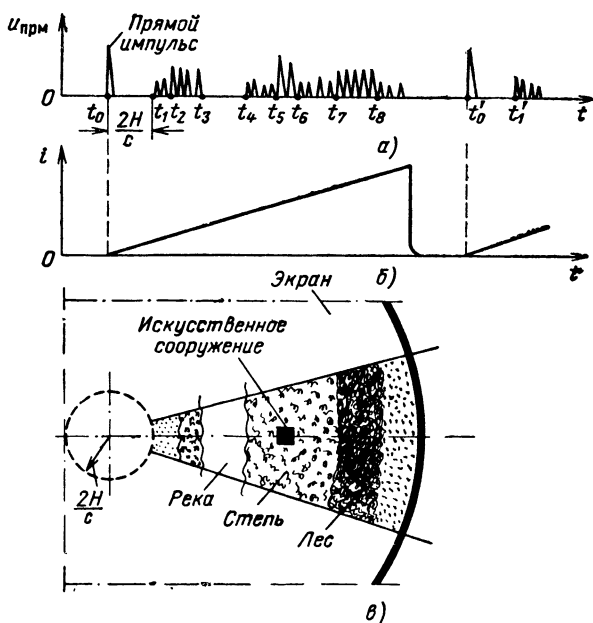


Рис. 22.2. Получение изображения в панорамной РЛС с круговым обзором. Антенна РЛС зафиксирована в положении, показанном на рис. 22.1.

трубки периодически отклоняется от центра экрана к периферии током пилообразной формы (рис. 22.2, б), питающим отклоняющие катушки трубки. Начало движения пятна

синхронизировано с моментом излучения зондирующего импульса. Напряжение с выхода приемника подается на управляющий электрод трубки и модулирует яркость свечения пятна. При вращении антенны на экране создается слитное черно-белое условное изображение местности, над которой пролетает самолет. Темные места экрана соответствуют водным поверхностям, наиболее светлые — искусственным сооружениям (рис. 22.2, в).

По этому условному изображению экипаж ориентируется в полете, находит и опознает цель, определяет дальность и азимут цели и выполняет иные навигационные задачи.

## **22.2. Применение панорамных РЛС и требования к их основным показателям**

Панорамное изображение местности позволяет распознать объекты и измерить их координаты. Благодаря таким возможностям панорамные РЛС находят широкое применение в авиации для бомбо- и торпедометания, пуска ракет, навигации и радиолокационной разведки местности. Для наилучшего выполнения любой из этих задач панорамная РЛС должна удовлетворять ряду общих требований, важнейшими из которых является высокое качество радиолокационного изображения, обеспечивающее хорошее распознавание и разрешение целей, высокая точность определения координат, большая дальность действия, высокая помехозащищенность.

Рассмотрим кратко решение задачи бомбометания с помощью панорамной РЛС. Вначале осуществляется поиск цели, который ведется путем сличения полетной или специальной радиолокационной карты с радиолокационным изображением местности, наблюдаемым на экране РЛС. На этом этапе панорамная РЛС по существу участвует в решении навигационной задачи и к ней должны быть предъявлены требования высокого качества изображения и достаточной дальности действия. Уверенная ориентировка может быть достигнута, если в поле зрения штурмана будут видны 2—3 характерных ориентира. С этой точки зрения следует требовать от РЛС дальность действия в режиме поиска не менее нескольких сотен километров.

Панорамные РЛС в качестве неосновного режима могут иметь режим совместной работы с ответчиками-маяками,



Эти маяки устанавливаются по пути предполагаемого маршрута или вблизи объектов бомбометания. Каждый маяк имеет свой код, положение маяка заранее отмечается на полетной карте. При приеме сигналов РЛС маяк излучает ответные кодированные сигналы, которые принимаются приемником РЛС, декодируются и поступают на индикатор. При этом определяются координаты маяка по отношению к самолету, а по коду ответа и полетной карте определяется место установки маяка и таким образом осуществляется ориентировка в полете. В этом режиме для уменьшения количества маяков дальность действия РЛС должна быть как можно больше. Практически она ограничивается не энергетическими возможностями аппаратуры, а пределами прямой видимости. При высоте полета  $H = 30$  км, предельная дальность достигает 700 км.

Хорошее качество изображения может быть получено при высокой разрешающей способности станции по дальности и азимуту. Это требование выполняется, если величина площади  $S$ , реально разрешаемой РЛС, существенно меньше площади ориентира.

Принимая средние размеры характерных ориентиров равными 2—4 км, можно приближенно считать, что РЛС в режиме поиска должна иметь разрешающую способность по дальности

$$\delta(D) = 0,5 \text{ км}$$

и по азимуту

$$\delta(\varphi_{аз}) \cong 0,1^\circ.$$

Точность по дальности и азимуту в режиме поиска должна быть достаточной для решения навигационной задачи выхода на цель и для последующего прицеливания по направлению (боковой наводки). Эти требования удовлетворяются, если линейная среднеквадратическая ошибка в изменении координат не будет превышать 1,5—2 км. При этом условия допустимые среднеквадратические ошибки измерения дальности и азимута должны иметь значения

$$\sigma(D) = 1 \div 1,4 \text{ км};$$

$$\sigma(\varphi_{аз}) \cong 0,3^\circ.$$

После вывода самолета в район цели должно быть произведено прицеливание по направлению и прицеливание по

дальности. При бомбометании с горизонтального полета (рис. 22.3) прицеливание по направлению заключается в выборе курса, при котором курсовой угол цели выдерживается равным

$$\epsilon = \alpha + \mu_0 \operatorname{ctg} \beta, \quad (22.2)$$

где  $\alpha$  — угол сноса;

$\mu_0$  — угол наклона плоскости визирования;

$\beta$  — угол визирования.

Прицеливание по дальности заключается в определении путевой скорости, необходимой для вычисления дальности

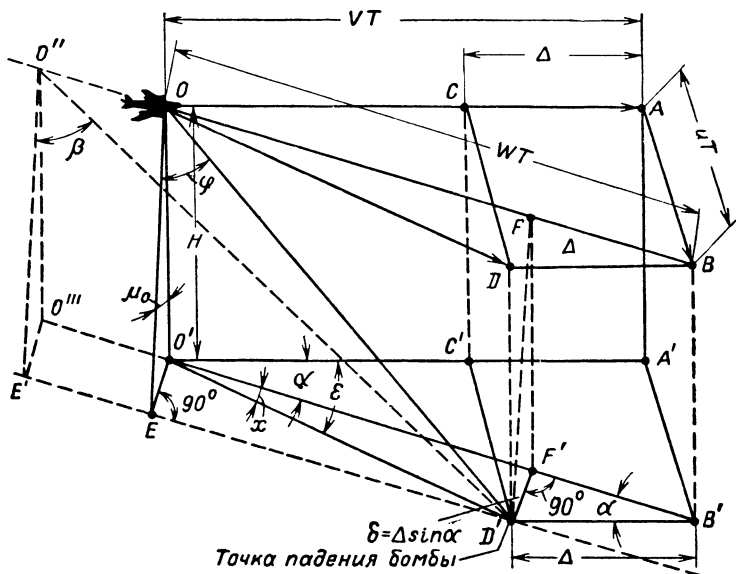


Рис. 22.3. Схема бомбометания с горизонтального полета.

сбрасывания бомбы в счетно-решающем устройстве прицела (СРП).

Дальность сбрасывания определяется по формуле

$$D_{\text{сбр}} = \sqrt{(WT - \Delta \cos \alpha)^2 + \frac{H^2}{\cos^2 \mu_0}}, \quad (22.3)$$

где  $W$  — путевая скорость;

$T$  — время падения бомбы с высоты  $H$ ;

$\Delta$  — отставание бомбы.

Все величины, входящие в эту формулу, кроме  $W$ , вводятся в вычислитель заранее. Путевая скорость может быть измерена с помощью панорамной РЛС.

Путевая скорость приближенно равна производной от горизонтальной дальности до цели  $D_r$

$$W \cong \frac{dD_r}{dt} \quad (22.4)$$

при допущении, что цель находится в плоскости пути (так как угол  $\varepsilon = \alpha + \mu_0 \operatorname{ctg} \beta$  мал, то это допущение не вносит на больших дальностях заметных погрешностей).

Горизонтальная дальность до цели связана с наклонной соотношением

$$D_r = \sqrt{D^2 - H^2}. \quad (22.5)$$

Подставляя выражение (22.5) в формулу (22.4) и производя дифференцирование, получаем

$$W = \frac{D}{\sqrt{D^2 - H^2}} \frac{dD}{dt} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{H}{D}\right)^2}} \frac{dD}{dt}. \quad (22.6)$$

Из формулы (22.6) следует, что для вычисления величины  $W$  кроме высоты необходимо знать в каждый момент наклонную дальность  $D$  и скорость изменения наклонной дальности. Эти данные можно получить от радиолокатора, так как при линейной развертке отметка цели движется по экрану со скоростью

$$v = k_1 \frac{dD}{dt}, \quad (22.7)$$

а расстояние  $l$  отметки от начала развертки дальности в масштабе дает наклонную дальность, т. е.

$$l = k_2 D, \quad (22.8)$$

где  $k_1, k_2$  — масштабные коэффициенты.

Подставляя значения  $D$  и  $\frac{dD}{dt}$ , определенные из выражений (22.7) и (22.8) в (22.6), получим

$$W = \frac{v}{k_1 \sqrt{1 - \left(\frac{k_2 H}{l}\right)^2}}. \quad (22.9)$$

Так как

$$\frac{dD}{dt} = \frac{c}{2} \frac{d(t_D)}{dt},$$

то для вычисления  $W$  в счетно-решающее устройство можно вводить время задержки сигнала и скорость изменения этой задержки. Это и выполняется в прицелах синхронного типа с помощью так называемой операции синхронизации.

Точность измерения азимута цели и путевой скорости при прицеливании должна быть как можно большей, ибо величина ошибки непосредственно сказывается на точности бомбометания. В настоящее время радиолокационные бомбоприцелы уступают в точности оптическим. Поэтому минимальным требованием к точности измерения координат панорамной РЛС является приближение ее к точности оптических прицелов. С этой точки зрения необходимо иметь в режиме прицеливания точность определения дальности несколько десятков метров и точность определения азимута не хуже десятых долей градуса.

При прицеливании необходимо различать отдельные объекты, размеры которых колеблются в пределах 0,5—1 км и менее. Требуемая разрешающая способность по дальности и азимуту для этого режима может быть оценена приблизительно значениями  $\delta(D) = 0,15 \text{ км}$ ;  $\delta(\varphi_{аз}) \cong 0,1^\circ$ .

Требуемая дальность обнаружения в режиме прицеливания может быть вычислена по формуле

$$\begin{aligned} D_{\text{приц}} &= \sqrt{(WT - \Delta \cos \alpha + WT_{\text{приц}})^2 + \frac{H^2}{\cos^2 \mu_0}}, \\ &= \sqrt{[W(T + T_{\text{приц}}) - \Delta \cos \alpha]^2 + \frac{H^2}{\cos^2 \mu_0}}, \quad (22.10) \end{aligned}$$

где  $T_{\text{приц}}$  — время, необходимое для прицеливания.

Аналогичным путем могут быть определены требования к тактическим показателям панорамной РЛС и в других случаях ее применения.

Следует отметить, что приведенное выше обоснование требований к тактическим показателям можно рассматривать не более как иллюстративный пример, позволяющий установить лишь приближенные значения требуемых данных РЛС.

Более строгая постановка требований к РЛС должна быть основана на применении методов системотехники (см., например, [26]), при всестороннем учете условий и особенностей решаемой задачи, требуемой вероятности ее выполнения, экономических факторов, условий эксплуатации, и т. д.

На современной стадии развития панорамных РЛС самой важной задачей остается увеличение их точности и разрешающей способности по азимуту, так как эти показатели резко не соответствуют предъявляемым требованиям (особенно у РЛС с круговым обзором). Второй по важности задачей является увеличение дальности действия.

Точность и разрешение по дальности превосходят в настоящее время такие же показатели по азимуту, и их дальнейшее улучшение целесообразно только при условии существенного увеличения точности и разрешающей способности по азимуту.

### **22.3. Панорамные РЛС с круговым обзором**

Панорамные РЛС с круговым обзором наиболее широко используются в авиации при бомбо- и торпедометании в условиях отсутствия оптической видимости. В этих условиях РЛС заменяет оптическую визирную систему и входит составной частью в навигационно-бомбардировочный комплекс. Последний кроме РЛС обычно включает навигационную разностно-дальномерную систему, оптический прицел и общее для этих систем счетно-решающее устройство. Задачи навигации и радиолокационной разведки являются для РЛС этого типа, как правило, не основными, поэтому все дальнейшее изложение будет вестись применительно к панорамной импульсной РЛС, обеспечивающей бомбометание.

#### ***1. Выбор основных технических параметров***

Наиболее уязвимым местом панорамных РЛС с круговым обзором является плохая разрешающая способность по азимуту. Поэтому рабочая длина волны должна выбираться как можно короче. Ограничения налагают увеличивающееся ослабление энергии при распространении в тропосфере и недостаточная мощность коротковолновых

генераторных приборов. В настоящее время в станциях этого типа используются волны длиной от 3 см и менее.

Длительность импульсов влияет на энергию сигнала и эффективную отражающую площадь цели. Таким образом, дальность обнаружения панорамных РЛС пропорциональна квадратному корню из длительности импульса. Кроме того, длительность импульса влияет на разрешающую способность и точность измерения дальности. Эти взаимосвязи заставляют выбирать в режиме поиска большую длительность импульсов по сравнению с режимом прицеливания.

Частота повторения импульсов  $F_{\text{и}}$  выбирается с соблюдением условия однозначного измерения дальности, причем должно обеспечиваться постоянство средней мощности, расходуемой источником питания станции:

$$P_{\text{ср}} = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} F_{\text{и}} = \text{const.}$$

При использовании магнетронов импульсная мощность в различных режимах должна оставаться постоянной. Поэтому для всех режимов должно соблюдаться условие

$$\tau_{\text{и}} F_{\text{и}} = \text{const.}$$

Отсюда для выбора длительности импульсов и частоты повторения в режимах «поиск» и «прицеливание» может быть использовано соотношение

$$\frac{\tau_{\text{и поиск}}}{\tau_{\text{и приц}}} = \frac{F_{\text{и приц}}}{F_{\text{и поиск}}}. \quad (22.11)$$

Этими же соображениями руководствуются при выборе значений  $\tau_{\text{и}}$  и  $F_{\text{и}}$  в режиме «маяк».

В режимах «поиск» и «маяк» в панорамных РЛС применяются индикаторы кругового обзора (ИКО).

В режиме «прицеливание» на экране просматривается малый сектор по дальности и азимуту в направлении, близком к продольной оси самолета. В этом случае наиболее удобным является индикатор «дальность — азимут» с нанесенными продольной и поперечной метками (рис. 22.4, а). Этот тип отметки наиболее схож с изображением, наблюдаемым в визирную систему оптического прицела. Возможно также применение ИКО со смещенным вниз центром (рис. 22.4, б).

Масштаб шкал в режиме «поиск» должен быть выбран таким, чтобы обеспечивалось наблюдение целей на максимальной дальности действия в данном режиме. Однако наряду со шкалами мелкого масштаба должны иметься шкалы с крупным масштабом, образуемые короткой разверткой с переменной градуированной задержкой. Применение

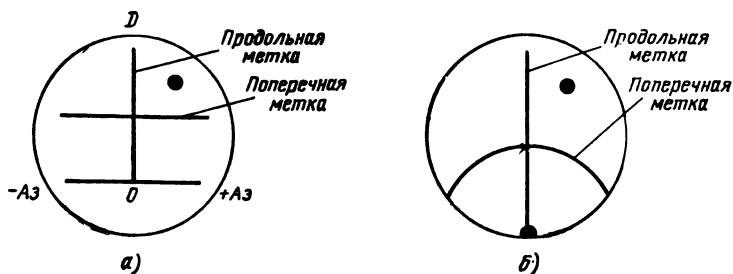


Рис. 22.4. Вид отметки в режиме прицеливания на индикаторе «дальность — азимут» (а) и в режиме прицеливания на ИКО (б).

шкал крупного масштаба позволяет получить нужную точность отсчета координат и лучшую разрешающую способность вследствие уменьшения ошибок интерполяции и влияния размеров пятна.

Наряду с двухшкальным измерением дальности для получения большей точности могут быть применены электронные визиры. Масштаб шкал в режиме «прицеливание» должен быть наиболее крупным. Предел в этом отношении ставят средние размеры объектов бомбометания и удобство выполнения синхронизации. Обычно предельное значение шкалы дальности в этом режиме выбирается не более 10 км. Для возможности слежения за целью при синхронизации используется плавная задержка развертки.

## 2. Функциональная схема

Типовая функциональная схема самолетной панорамной РЛС с круговым обзором содержит те же элементы, что и любая РЛС импульсного типа: синхронизатор, передатчик, антенну, приемник, индикатор. Особенностью РЛС является наличие прицельной части, связывающей РЛС со счетно-решающим прибором. Функциональная схема импульсной РЛС в общем виде была рассмотрена ранее.

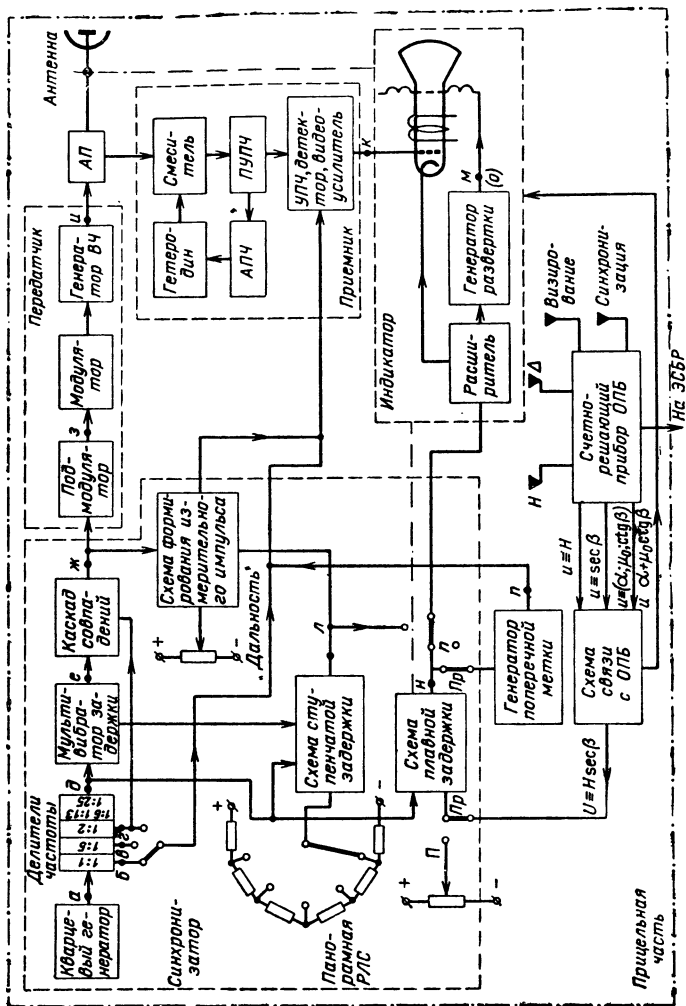


Рис. 22.5. Блок-схема панорамной РЛС, сопряженной с оптическим прицелом.



Ниже будет более подробно описано техническое выполнение отдельных элементов РЛС и принцип ее построения на примере рассмотрения функциональной схемы панорамной РЛС (рис. 22.5).

### А. Синхронизатор

В радиолокационных прицелах, являющихся станциями большой точности, синхронизатор кроме импульсов запуска должен вырабатывать масштабные импульсы, служащие для создания высокостабильной шкалы дальности и использующиеся также для калибровки системы связи по дальности с оптическим прицелом (ОПБ) и схемы электронного визира.

Для обеспечения требуемой стабильности частоты повторения масштабных импульсов в качестве задающего генератора используется генератор с самовозбуждением и кварцевой стабилизацией. Он вырабатывает колебания синусоидальной формы (рис. 22.6, *а*), стабильность частоты которых имеет порядок  $10^{-4}$ . Частота генератора выбирается такой, чтобы период соответствовал целому числу километров расстояния до цели, например 2 км. Колебания кварцевого генератора подаются на цепочку делителей частоты. Коэффициенты деления делителей выбираются так, чтобы получить масштабные импульсы с круглыми значениями цены деления шкалы и запускающие импульсы с нужной частотой повторения.

В качестве делителей обычно используются блокинг-генераторы, работающие в режиме деления. Первый делитель вырабатывает импульсы с периодом, соответствующим двум километрам расстояния до цели (рис. 22.6, *б*). Эти импульсы сокращенно называются двухкилометровыми.

Двухкилометровые импульсы проходят через видеосилнитель приемника в индикатор (точка *б*, рис. 22.5), где используются для получения электронной шкалы на крупных масштабах, а также для калибровки, и подаются в качестве синхронизирующих импульсов на следующий блокинг-генератор делителя частоты. Этот блокинг-генератор имеет коэффициент деления 1 : 5 и вырабатывает десятикилометровые импульсы. На рис. 22.6, *в'* эти импульсы показаны в меньшем масштабе по оси времени, чем предыдущие, и соответственно сжат масштаб всех нижних эпюр.

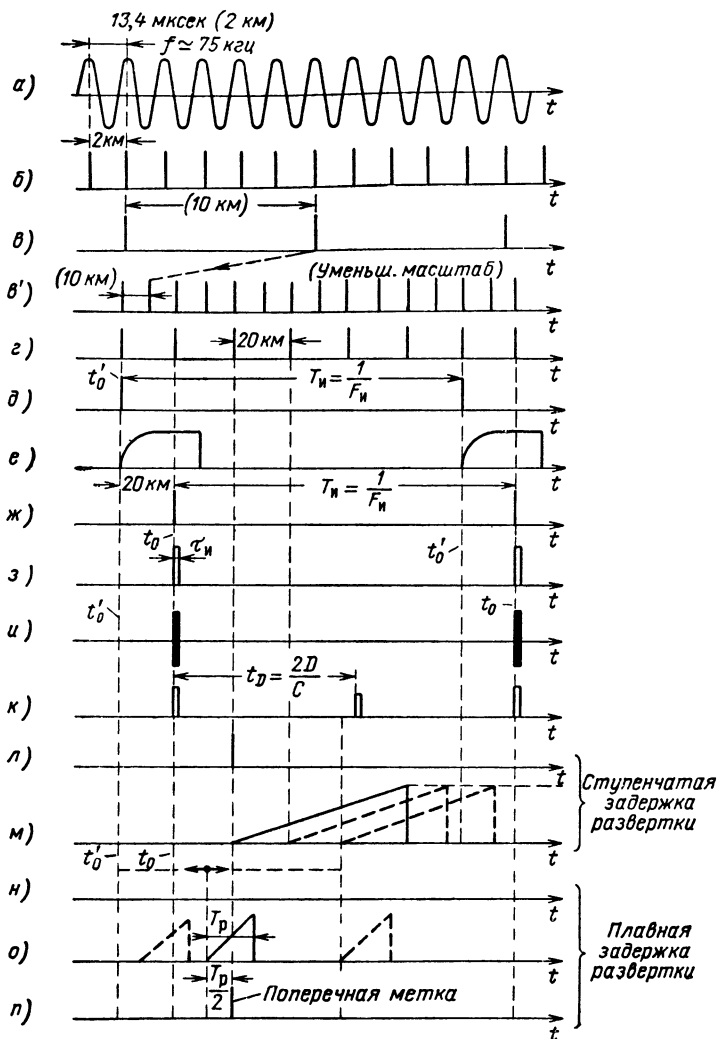


Рис. 22.6. Эпюры напряжений в точках блок-схемы рис. 22.5.

Десятикилометровые импульсы также подводятся к индикатору (точка *в*, рис. 22.5) для создания электронной шкалы на средних масштабах и используются для синхронизации третьего делителя (коэффициент деления 1 : 2), вырабатывающего 20-км импульсы (рис. 22.6, *з*).

Двадцатикилометровые импульсы подаются в индикатор (точка *г*, рис. 22.5) для создания электронной шкалы на мелких масштабах и используются для синхронизации последнего делителя. На его выходе получают импульсы с частотой повторения  $F_n$  (рис. 22.6, *д*), служащие для запуска передатчика и схем задержки импульсов запуска развертки (точка *ж*, рис. 22.5). Эти импульсы назовем управляющими.

Так как РЛС может иметь три различные частоты повторения импульсов, соответствующие трем режимам работы (поиск, прицеливание, маяк), то последний делитель должен иметь три значения коэффициента деления. Изменение коэффициента деления достигается изменением постоянной времени сеточной цепи блокинг-генератора. В рассматриваемой схеме коэффициенты деления равны 1 : 6 («прицеливание»), 1 : 13 («поиск») и 1 : 25 («маяк»), а запускающие импульсы имеют частоты соответственно 1250, 577 и 300 *имп/сек*.

Управляющие импульсы, поступающие в передатчик для его запуска, предварительно задерживаются на строго фиксированное время, соответствующее, например, дальности 20 км. Схема формирования запускающих импульсов обычно состоит из ждущего мультивибратора и каскада совпадений. Мультивибратор запускается управляющими импульсами и вырабатывает импульсы длительностью, соответствующей примерно 30 км (рис. 22.6, *е*). Эти широкие импульсы подаются на один из входов каскада совпадений. На второй вход подаются 20-км импульсы. Импульс на выходе каскада совпадений возникает в строго фиксированные моменты, соответствующие приходу второго (считая от фронта широкого импульса) 20-км импульса (рис. 22.6, *ж*).

Таким образом, импульсы запуска передатчика получают строго фиксированную задержку, соответствующую дальности 20 км, относительно управляющих импульсов.

Такая фиксированная задержка запуска передатчика необходима для того, чтобы имела возможность запустить развертку в индикаторе как раньше, так и позже импульса

передатчика. Ниже будут пояснены причины, по которым это приходится делать.

Схема развертки может запускаться сигналом с выхода схемы ступенчатой задержки либо с выхода схемы плавной задержки. Ступенчатая задержка развертки служит для двухшкального измерения дальности и применяется в режиме «маяк», а также при желании рассмотреть удаленные цели в крупном масштабе. Схема ступенчатой задержки развертки задерживает управляющие импульсы ступенями на строго фиксированные интервалы, кратные 20 км (для нашего примера). Максимальная величина задержки выбирается такой, чтобы обеспечивалось измерение дальности 600—700 км на шкале с наиболее мелким масштабом.

Схема ступенчатой задержки состоит из собственно схемы задержки (обычно фантастрона) и схемы стабилизации задержки, включающей мультивибратор<sup>1</sup> и каскад совпадений.

Управляющее напряжение подается на схему задержки со ступенчатого переключателя. Мультивибратор запускается импульсами с выхода схемы задержки. На каскад совпадений подаются задержанные импульсы мультивибратора и 20-км импульсы. На выходе получаются импульсы, задержанные на время, соответствующее дальности  $n \cdot 20$  км (точка л на рис. 22.5 и рис. 22.6, л). Эти импульсы запускают развертку с такой же задержкой в  $n \cdot 20$  км (рис. 22.6, м). Таким образом, развертка при работе схемы ступенчатой задержки может быть задержана относительно управляющих импульсов на  $n_1 \cdot 20$  км, где  $n_1 = 1, 2, 3, \dots$  (обычно до 16—20). Относительно импульсов передатчика эта задержка будет меньше на 20 км, т. е.  $n = n_1 - 1 = 0, 1, 2, 3, \dots$  и т. д.

Схема плавной задержки развертки используется обычно в режиме прицеливания, но может применяться и в режиме поиска и навигации при наблюдении близких целей. Схема плавной задержки в режиме поиска управляется вручную специальным потенциометром, а в режиме прицеливания при синхронизации по дальности — полуавтоматически, причем на схему подается напряжение, пропорциональное наклонной дальности, от датчиков высоты и  $\sec \beta$  в ОПБ. С выхода схемы плавной задержки развертка может запускаться с задержкой относительно управляющего импульса от 1—2 до 60—80 км (рис. 22.6, н и 22.6, о). Импульсами с выхода схемы плавной задержки в режиме прицелива-

ния запускается также и генератор поперечной метки (рис. 22.6, n).

В режиме поиска схема плавной задержки дает возможность запускать развертку с опережением по отношению к импульсу передатчика, задержанному на время, соответствующее дальности 20 км, по отношению к управляющему импульсу.

К стабильности работы схемы плавной задержки предъявляются весьма жесткие требования, так как точность ее работы непосредственно сказывается на точности бомбометания.

Схема формирования измерительного импульса осуществляет плавную задержку импульсов на время, соответствующее нескольким десяткам километров. Импульсы с выхода этой схемы подаются через видеоусилитель на управляющий электрод трубки, образуя на экране светящееся кольцо, радиус которого можно менять при помощи потенциометра «Дальность», имеющего шкалу, проградуированную в километрах. Схема может запускаться как импульсами запуска передатчика, так и импульсами с выхода схемы ступенчатой задержки. Эта схема используется в режиме поиска для более точного измерения дальности до целей. В режиме прицеливания она применяется для получения метки бомбометания, если прицеливаться синхронным способом почему-либо нельзя.

## Б. Передатчик

На вход передатчика подаются импульсы запуска. Здесь они преобразуются по длительности в соответствии с режимом работы и усиливаются по мощности. Преобразование импульсов по длительности осуществляется в подмодуляторе. Подмодулятор обычно представляет собой блокинг-генератор, имеющий переменные параметры сеточной цепи, изменяемые с переключением режима, что и приводит к изменению длительности импульсов. Эти импульсы используются для управления цепью сетки мощной модуляторной лампы, в анодную цепь которой включен генератор.

В качестве генераторов высокочастотных колебаний в импульсных РЛС используются магнетроны, так как пока только приборы этого типа дают возможность получить большую мощность колебаний (сотни и более киловатт в импульсе) на длине волны в несколько сантиметров.

## В. Антенна

На экране индикатора РЛС должно быть получено равноконтрастное изображение местности, над которой пролетает самолет. Такое изображение может быть получено только при условии, что от равноудаленных идентичных участков поверхности приходит отраженная энергия равной интенсивности. Для этого диаграмма направленности антенны должна иметь специальную форму. Определим ее.

Рассмотрим вначале случай, когда величина поверхности одновременно отражающей площадки  $S$  и коэффициент отражения не зависят от угла падения лучей  $\gamma$  ( $S_\gamma = \text{const}$ ). Энергия отраженного сигнала на входе приемника должна оставаться постоянной для всего рабочего интервала дальностей:

$$E_{\text{прм}} = \frac{E_{\text{изл}} G^2 \lambda^2 S_{\text{эфф}}}{(4\pi)^3 k_p E_{\text{ш}} D^4}.$$

Заменяя постоянные величины коэффициентом пропорциональности  $k$  и полагая  $D = H/\sin \gamma = H \operatorname{cosec} \gamma$ , получаем

$$G \equiv \operatorname{cosec}^2 \gamma. \quad (22.12)$$

Если учесть зависимость эффективной отражающей площади  $S_{\text{эфф}}$  от угла падения лучей  $\gamma$ :

$$S_{\text{эфф}} = S_y S_r \sin \gamma = D\theta \frac{c\tau_{\text{ш}} S_y \sin \gamma}{2 \cos \gamma},$$

то получим

$$E_{\text{прм}} = \frac{E_{\text{изл}} G^2 \lambda^2 c\tau_{\text{ш}} D\theta S_y \sin \gamma}{(4\pi)^3 k_p E_{\text{ш}} D^4 \cdot 2 \cos \gamma} = \text{const}.$$

Отсюда

$$G = k_1 H^{3/2} \operatorname{cosec}^2 \gamma \sqrt{\cos \gamma} \equiv \operatorname{cosec}^2 \gamma \sqrt{\cos \gamma}. \quad (22.13)$$

Диаграмма направленности, описываемая выражениями (22.12) и (22.13), может быть получена с помощью антенн нескольких конструкций. Наибольшее применение находят мало выступающие за габариты фюзеляжа антенны сегментно-параболического типа.

## Г. Приемное устройство

В радиолокационных бомбоприцелах используются приемники супергетеродинного типа, имеющие высокую чувствительность ( $10^{-12}$ — $10^{-13}$  вт). В диапазоне длин волн

РЛС усилители высокой частоты на обычных электронных лампах работают неэффективно, так как имеют весьма малый коэффициент усиления и высокий уровень шумов. Поэтому входным каскадом приемника является полупроводниковый смеситель, имеющий меньший уровень шумов, нежели обычная лампа. Для снижения уровня собственных шумов могут применяться смесители балансного типа. Напряжение промежуточной частоты, образующееся при смешении принятых отраженных сигналов и напряжения гетеродина, от смесителя подается на одно- или двухкаскадный предварительный усилитель промежуточной частоты (ПУПЧ), располагающийся в непосредственной близости от детекторной камеры. В ПУПЧ сигналы усиливаются до уровня, достаточного для их передачи по относительно длинному кабелю, соединяющему ПУПЧ с главным усилителем ПЧ, где осуществляется основное усиление сигналов. Полупроводниковый смеситель, гетеродин и ПУПЧ конструктивно объединены в узел, называемый высокочастотной головкой приемника.

Высокочастотная головка приемника, антенный переключатель и генератор высокой частоты обычно размещаются в одном высокочастотном блоке. Высокочастотный блок располагается вблизи антенны, с которой он соединяется коротким (во избежание лишних потерь) волноводом.

Сигнал с выхода усилителя ПЧ детектируется и получает дополнительное усиление в видеоусилителе, в который вводятся также масштабные метки и калибрационные метки, используемые для создания перекрестия в режиме прицеливания. С выхода видеоусилителя сигналы и метки подаются на управляющий электрод трубки индикатора.

Постоянство промежуточной частоты обеспечивается при помощи системы автоматической подстройки частоты (АПЧ), регулирующей напряжение на отражателе клистрона. Входными сигналами АПЧ являются сигналы разностной частоты, поступающие от смесителя приемника или от специального смесителя АПЧ в моменты генерации импульсов высокочастотным генератором.

В приемниках панорамных РЛС имеется также временная регулировка усиления (ВАРУ), позволяющая плавно снижать усиление сигналов, отраженных от близких целей. Это необходимо для получения равноконтрастного изображения близких и далеких целей на экране ИКО. Форма диаграммы направленности позволяет получить такое рав-

ноконтрастное изображение на экране индикатора, имеющего параллельные линии развертки по дальности, например индикатора «дальность — азимут». Но на экране ИКО эти линии сходятся в центре, благодаря чему при прочих равных условиях изображение цели, находящейся ближе к центру экрана в ИКО, будет всегда ярче, чем ее изображение на периферии. ВАРУ необходима также для устранения засветов в центре экрана, возникающих при наблюдении беспокойной водной поверхности.

Принцип действия ВАРУ состоит в том, что на экранирующие сетки нескольких ламп усилителя ПЧ подается

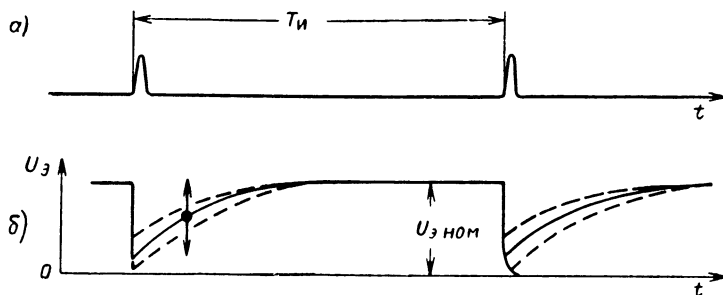


Рис. 22.7. Принцип действия ВАРУ:

*а* — импульсы запуска передатчика; *б* — напряжение ВАРУ (стрелка вверх показывает ослабление действия ВАРУ, вниз — усиление ее действия).

периодическое напряжение экспоненциальной формы, синхронизированное импульсами запуска передатчика (рис. 22.7). Вначале это напряжение мало, вследствие чего усиление сигналов, пришедших с малым запаздыванием (от близких целей), снижено. По мере увеличения запаздывания оно нарастает, достигая при некоторой дальности номинальной величины  $U_{э \text{ ном}}$ . Регулируя амплитуду этого напряжения, можно добиться равноконтрастного изображения близких и далеких целей на ИКО.

Диапазон интенсивностей сигналов, принимаемых приемником панорамной РЛС, очень велик и достигает 80 дБ. Чтобы сильные сигналы и помехи не перегружали приемник и индикатор, часто применяют усилитель ПЧ с логарифмической амплитудной характеристикой, что позволяет сжать динамический диапазон выходных сигналов до 12—14 дБ. Однако усилитель с такой характеристикой ухудшает



качество радиолокационного изображения, так как он сглаживает в определенной степени различие в амплитудах сигналов.

Некоторую компенсацию этого ухудшения дает применение двухканального трехтонового видеоусилителя

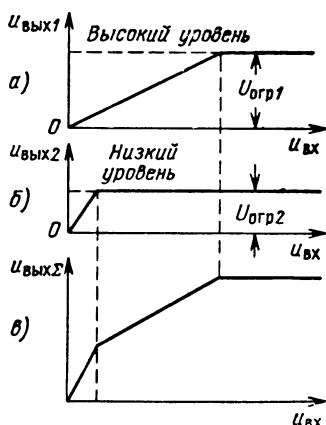
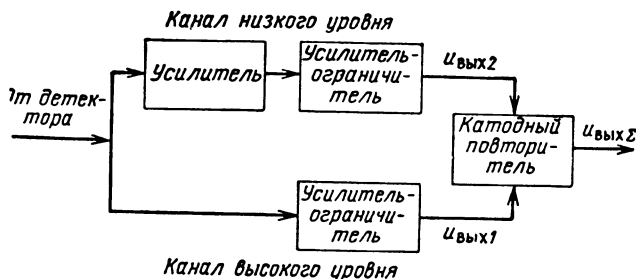


Рис. 22.8. Блок-схема трехтонового видеоусилителя и его амплитудные характеристики.

(рис. 22.8) с отдельным регулированием усиления и уровнем ограничения. Один из его каналов имеет низкий коэффициент усиления и высокий уровень ограничения  $U_{огр1}$  (рис. 22.8, а). На его выходе сохраняются сигналы большой амплитуды (рис. 22.9, б). Второй канал имеет высокий коэффициент усиления и низкий уровень ограничения  $U_{огр2}$ . На его выходе хорошо воспроизводятся сигналы малой амплитуды и отсутствуют вследствие ограничения сигналы большой амплитуды (рис. 22.9, в). Выходные напряжения

обоих каналов суммируются (рис. 22.9, г). Характер суммарного сигнала таков, что обеспечивается хорошее воспроизведение слабых и сильных сигналов, а сигналы средней интенсивности воспроизводятся примерно одним уровнем яркости свечения. Благодаря этому на экране четко

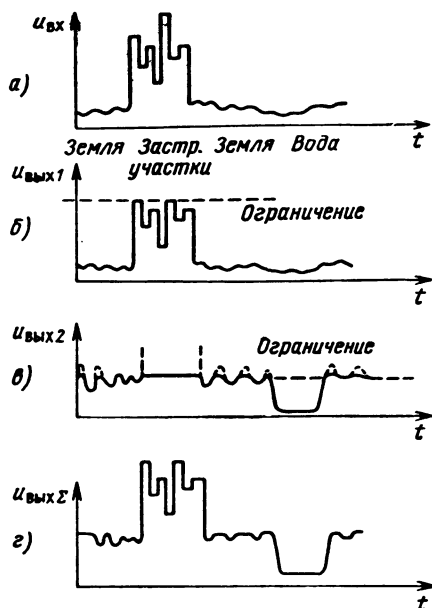


Рис. 22.9. Эпюры напряжений в трехканальном усилителе.

выделяются сигналы от застроенных участков, кораблей и т. д. и нивелируются сигналы фона (отражения от незастроенной земной поверхности), на котором они наблюдаются.

## Д. Индикаторное устройство

Индикаторное устройство в режиме поиска позволяет наблюдать условное изображение плана местности, осуществлять ориентировку в полете, поиск и опознавание цели. В режиме прицеливания индикаторное устройство является элементом полуавтоматической следящей системы, играющим роль индикатора рассогласования перекрестия с целью.

Как было уже указано, для режима поиска наиболее удобен ИКО, а для режима прицеливания — индикатор типа «дальность — азимут» или ИКО со смещенным центром. Поэтому РЛС должна иметь либо два отдельных индикаторных устройства для обоих режимов, либо одно, но с возможностью перехода с одного типа отметки на другой. Если в обоих режимах применяется ИКО, то в режиме прицеливания смещение вниз центра развертки осуществляется

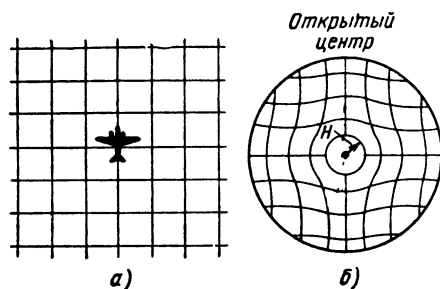


Рис. 22. 10. Искажения плана местности на экране ИКО при линейной развертке.

постоянным магнитным полем, создаваемым специальной неподвижной катушкой (схема индикатора на рис. 22.5 относится к этому случаю).

При использовании в режиме прицеливания индикатора «дальность — азимут» необходимо иметь две схемы формирования развертки — по дальности и по азимуту.

Панорамная РЛС измеряет наклонную дальность до целей, и, если не принять специальных мер, на экране индикатора будет наблюдаться искаженное изображение плана местности, над которой пролетает самолет. Характер искажений можно пояснить следующим образом. Пусть на Земле нанесена прямоугольная сетка отражающих линий (рис. 22.10, а). Если развертка линейна и запускается одновременно с передатчиком, то искажение сетки на экране будет иметь вид, показанный на рис. 22.10, б. В центре экрана образуется круг радиусом  $H$  (в масштабе), внутри которого не может быть отметок наземных целей (так называемый «открытый центр»). Наибольшие искажения возникают при малых дальностях и на больших высотах полета, когда наклонная и горизонтальная дальности существенно различаются. Для устранения искажений применяют раз-

вертку гиперболической формы, задержанную на время  $t_H = \frac{2H}{c}$ . Такая развертка обеспечивает отклонение пятна на экране, пропорциональное не наклонной, а горизонтальной дальности. Так как

$$D_r = \sqrt{D^2 - H^2} = \frac{c}{2} \sqrt{t_D^2 - t_H^2}, \quad (22.14)$$

то необходимо, чтобы ток развертки изменялся по такому же закону:

$$i_p = k \sqrt{t_D^2 - t_H^2}. \quad (22.15)$$

Генератор развертки, позволяющий получить приближенную зависимость (22.15), отличается от обычного генератора

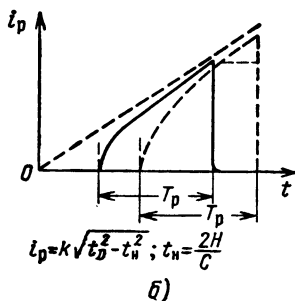
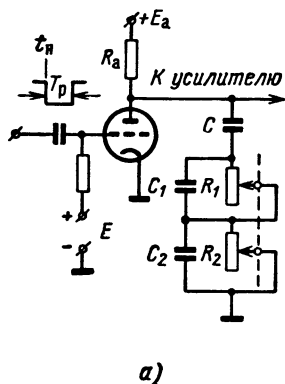


Рис. 22.11. Схема генератора гиперболической развертки (а) и форма тока развертки при различных высотах полета (б).

трапецеидального напряжения цепочками  $R_1C_1$ ,  $R_2C_2$ , включенными последовательно с зарядной емкостью  $C$  (рис. 22.11). В начальный период процесса заряда емкости  $C$  на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  возникает скачок напряжения, фронт которого сглаживается емкостями  $C_1$  и  $C_2$ . При возрастании высоты полета оператор увеличивает сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ , что приводит к росту скачка тока в начале развертки. Одновременно увеличивается задержка запуска развертки благодаря механической связи осей переменных резисторов  $R_1$  и  $R_2$  с потенциометром в схеме плавной задержки. Признаком правильного выбора формы развертки является «стягивание» высотного кольца на экране в точку.

## Е. Прицельная часть

Прицельная часть содержит устройство, решающее формулы прицеливания по направлению и по дальности (22.2), (22.3), и системы для ввода в это устройство нужного курсового угла цели и путевой скорости<sup>1</sup>. При связи радиолокационного и оптического прицелов обычно применяется более точное механическое счетно-решающее устройство оптического прицела.

Для ввода в это устройство указанных выше данных при работе с оптическим прицелом используется оптическая визирная система, которой задается нужный угол наклона, и полуавтоматическим путем подбирается скорость изменения угла визирования, соответствующая синхронизации цели с перекрестием визира. При работе с радиолокационным прицелом для этой цели применяются система связи по курсу и крену и система связи по дальности.

Система связи по курсу и крену служит для непрерывного разворота изображения на экране индикатора на угол

$$\varepsilon = \alpha + \mu_0 \operatorname{ctg} \beta$$

в сторону, обратную боковому отношению бомбы вследствие ветра (рис. 22.3). Благодаря этому при прицеливании по направлению возможно использование продольной (вертикальной) метки. Разворачивая самолет так, чтобы отметка цели не сходила с продольной метки, штурман тем самым подбирает курс, необходимый для правильного бомбометания.

Продольную метку наносят либо механическим путем на защитном стекле индикатора по вертикальному диаметру трубки, либо воспроизводят электронным способом.

Способы поворота изображения на угол  $\varepsilon$  различны в зависимости от типа отметки, применяемой в режиме прицеливания.

Поворот изображения на экране ИКО с неподвижной отклоняющей системой достигается путем непрерывного поворота на угол  $\varepsilon$  статора сельсина-трансформатора в схеме формирования развертки. Это осуществляется специальной автоматической следящей системой (рис. 22.12). Потенциометрические датчики  $\operatorname{ctg} \beta$ ,  $\alpha$  и потенциометр отработки

---

<sup>1</sup> Рассматривается прицельная часть для осуществления синхронного способа прицеливания.

включены в две мостовые схемы, питаемые переменным напряжением 400 гц. Верхний мост называется мостом крена, нижний — мостом курса. По диагонали верхнего моста, в которую включен потенциометр-датчик  $\text{ctg } \beta$ , протекает переменный ток, амплитуда которого пропорциональна углу крена  $\mu_0$ , а фаза может меняться на  $180^\circ$

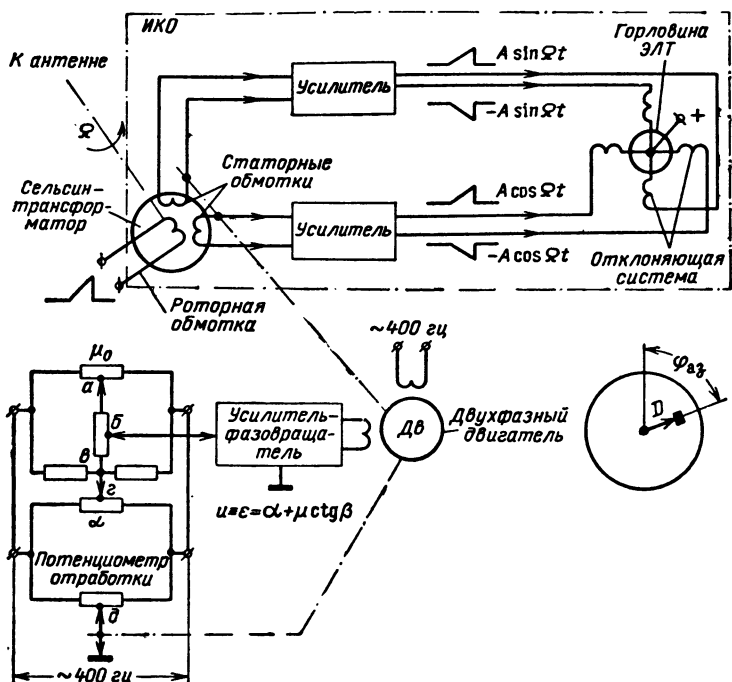


Рис. 22.12. Схема поворота изображения на угол  $\varepsilon$  на экране ИКО.

в зависимости от направления крена. С движка потенциометра  $\text{ctg } \beta$  между точками б — в снимается напряжение, амплитуда которого пропорциональна произведению  $\mu_0 \text{ctg } \beta$ . Амплитуда напряжения между точками г — д моста курса в первый момент после введения угла сноса  $\alpha$  в прицеле будет пропорциональна значению  $\alpha$ . Фаза может принимать значения 0 и  $180^\circ$  в зависимости от направления сноса. Напряжение моста крена  $U_{бв}$  алгебраически суммируется с напряжением  $U_{гд}^H$  моста курса. Суммарное напряжение  $U_{бд}$ , пропорциональное углу  $\varepsilon = \alpha +$

$+\mu_0 \operatorname{ctg} \beta$ , подается на усилитель-фазовращатель, нагрузкой которого является управляющая обмотка двухфазного двигателя  $D_в$ . Вторая рабочая обмотка двигателя питается напряжением той же частоты (400 гц), постоянной амплитуды и фазы. Напряжение в управляющей обмотке вследствие наличия фазовращателя всегда сдвинуто по фазе на 90 или 270° по отношению к напряжению в рабочей обмотке. Если вследствие рассогласования в мостах напряжение  $U_{бд}$  на входе усилителя не равно нулю, то вал двигателя начинает вращаться в сторону, определяемую фазой этого напряжения. При работе двигателя поворачиваются статор сельсина-трансформатора и ось потенциометра отработки. Вращение будет происходить до тех пор, пока напряжение на входе усилителя не станет равно нулю:

$$U_{бд} = U_{бв} + U_{гд} = 0 \quad (22.16)$$

или

$$U_{бв} = -U_{гд}.$$

Отработка прекращается, когда в мост курса потенциометром отработки вносится дополнительное рассогласование нужной величины. Мостовые схемы регулируются таким образом, что при отработке введенных рассогласований статор сельсина-трансформатора поворачивается на нужный угол.

Сдвиг изображения на угол  $\varepsilon$  на индикаторе «дальность—азимут» достигается гораздо более простым путем. На горловине трубки для этой цели имеется специальная горизонтально отклоняющая катушка (рис. 22.13), через которую проходит постоянный ток, пропорциональный углу  $\varepsilon$ , от датчиков  $\mu_0$ ,  $\operatorname{ctg} \beta$  и  $\alpha$ .

Связь радиолокационного прицела с оптическим по курсу и крену позволяет также стабилизировать положение отметки цели в перекрестии при случайных кренах самолета и рысканиях его по курсу. Это возможно благодаря наличию в стабилизаторе курса и оптическом прицеле гироскопов, стабилизирующих положение прицела в горизонтальной плоскости и его визирной системы — в плоскости визирования.

Стабилизация по курсу осуществляется следующим образом. Корпус датчика угла сноса  $\alpha$  связан с корпусом прицела, стабилизированным в горизонтальной плоскости с помощью гироскопа стабилизатора курса. Ползунок этого датчика связан со стабилизатором курса (с самолетом).

При отсутствии стабилизации по курсу, при дополнительном развороте самолета на угол  $\Delta\alpha$ , отметка цели повернется относительно продольной метки на тот же угол в обратную сторону. При связи с гироскопом стабилизатора курса ползунок датчика получает дополнительное перемещение

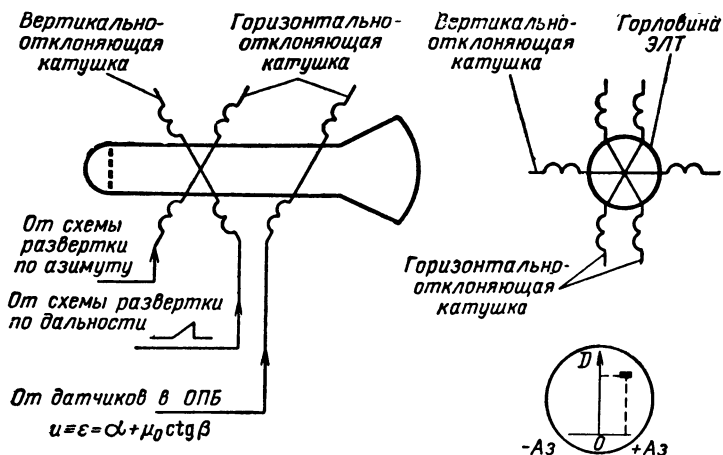


Рис. 22.13. Схема сдвига изображения на угол  $\varepsilon$  на экране индикатора «дальность — азимут».

на угол  $\Delta\alpha$  и на тот же угол в ту же сторону будет дополнительно развернуто изображение на экране под действием напряжения, пропорционального  $\Delta\alpha$ , вследствие чего отметка цели останется на продольной метке.

Стабилизация по крену осуществляется путем связи ползунка датчика угла крена  $\mu_0$  с визирной системой, стабилизированной при помощи гироскопа относительно вертикали. При этом корпус датчика связан с внешним кольцом гироскопа, которое при кренах самолета поворачивается на те же углы. При крене  $\Delta\mu$  отметка цели без стабилизации повернулась бы на угол  $\Delta\mu \operatorname{ctg} \beta$  в сторону, обратную крену. Вследствие связи датчика  $\mu_0$  с гироскопом все изображение при крене повернется дополнительно на тот же угол в сторону крена и отметка цели останется на продольной метке.

Стабилизация по курсу и крену, не уменьшая динамических ошибок бомбометания, возникающих при рысканиях



и кренах самолета во время сбрасывания бомбы, облегчает штурману выполнение прицеливания.

Система связи по дальности служит для ввода в счетно-решающее устройство (СРП) модуля путевой скорости. Эта система является полуавтоматической следящей системой. Она состоит из потенциометрических датчиков высоты и  $\sec \beta$ , расположенных в ОПБ, схемы плавной задержки развертки, схемы формирования поперечной метки и электронолучевой трубки.

Эта система «замыкается» через оператора, наблюдающего рассогласование поперечной метки и отметки цели на экране индикатора и устраняющего это рассогласование путем подбора скорости вращения звеньев механического СРП.

На рис. 22.14 приведена отдельно схема системы связи по дальности и показана связь ее элементов с механическим СРП, рассчитывающим дальность сбрасывания и называемым обычно построителем углов прицеливания.

Рассмотрим, как осуществляется процесс ввода в СРП модуля путевой скорости (процесс синхронизации по дальности) при работе с оптическим и радиолокационным прицелами.

При использовании оптического прицела штурман задает двигателю путевой скорости 1 скорость вращения, обратно пропорциональную времени падения применяемой бомбы с данной высоты. Двигатель вращает фрикционный диск 2, который ведет ролик 3. Скорость вращения ролика, а следовательно, вала 4 и шестерни 5 линейно зависит от расстояния  $R$  ролика до центра диска. Также линейно от этого расстояния зависит и скорость перемещения рейки 6. Эта рейка пальцем 7 вращает около точки  $O$  кулису углов визирования 8, ось которой совпадает с осью оптической визирной системы ОПБ. Начальное положение рейки 6, а значит, и начальный угол визирования изменяются при помощи рукоятки визирования 9, а расстояние  $R$  ролика — при помощи рукоятки синхронизации 10. При вращении этой рукоятки изменяется также положение рейки 11 и кулисы углов прицеливания 12.

Для прицеливания по дальности штурман вращает рукоятку визирования до момента совмещения перекрестия с целью. Так как расстояние  $R$  ролика взято случайным, то угловая скорость визирной системы не будет, как правило, равна угловой скорости линии визирования цели,

и цель будет сходиться с перекрестия. Тогда штурман рукояткой синхронизации подбирает такое расстояние  $R$ , чтобы цель оставалась на перекрестии. Этим самым он вводит

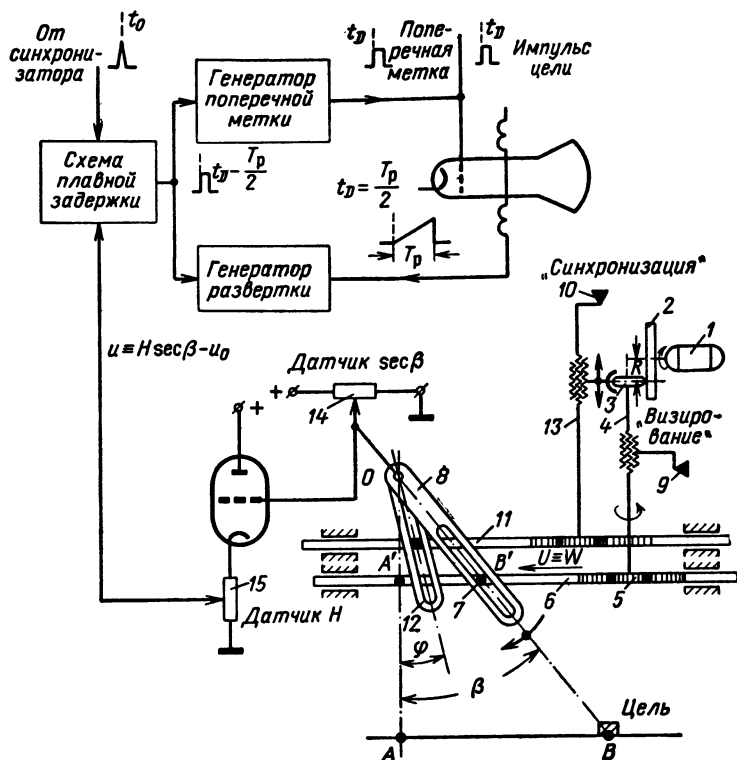


Рис. 22.14. Схема связи с ОПБ по дальности.

в построитель путевую скорость самолета, ибо треугольник  $OAB$  является подобным треугольнику  $O'A'B'$ , и рейка  $b$  начинает перемещаться со скоростью  $v = W \frac{OA'}{OA}$ . При этом подбегает перемещается рейка  $11$  и поворачивается кулиса углов прицеливания  $12$ . Передаточные отношения и размеры элементов механизма выбраны таким образом, что при выполнении условий синхронизации кулиса углов прицеливания поворачивается на угол прицеливания  $\phi$ . При достигнутой синхронизации вал  $13$  неподвижен, вал  $4$

и шестерня 5 непрерывно вращаются, рейка 11 и кулиса углов прицеливания 12 неподвижны, рейка 6 перемещается со скоростью, пропорциональной путевой скорости самолета, а кулиса углов визирования вращается с угловой скоростью, равной угловой скорости линии визирования цели.

В тот момент, когда кулиса углов визирования совмещается с неподвижной кулисой углов прицеливания, происходит замыкание контактов и посылается импульс в электросбрасыватель на сбрасывание бомб.

При использовании радиолокационного прицела применяется этот же построитель, но путевая скорость вводится не путем визирования оптически видимой цели через визирную систему оптического прицела, а путем синхронизации движения отметки цели с электронным перекрестием на экране индикатора РЛС.

Для этого служит замкнутая система, состоящая из потенциометрических датчиков 14, 15, схемы задержки, генератора развертки, генератора поперечной метки, электроннолучевой трубки индикатора РЛС, оператора и построителя углов прицеливания и визирования.

Потенциометр 14 связан с кулисой углов визирования построителя. При положении кулисы под углом  $\beta$  с движка этого потенциометра снимается напряжение, пропорциональное  $\sec \beta$ . Это напряжение питает потенциометр высоты 15, поэтому ток, протекающий через потенциометр, также пропорционален  $\sec \beta$ . С движка потенциометра высоты относительно корпуса снимается напряжение, пропорциональное произведению  $H \sec \beta$ , т. е. пропорциональное наклонной дальности до точки, визируемой под углом  $\beta$ . Это напряжение подается в качестве управляющего на схему задержки, имеющую линейную характеристику  $t_{\text{зад}} = \varphi(U_{\text{упр}})$ . На вход схемы подаются импульсы запуска от синхронизатора (рис. 22.15, а). На выходе схемы импульсы оказываются задержанными на величину, пропорциональную наклонной дальности до визируемой точки (рис. 22.15, в). Эти импульсы служат для запуска генератора развертки и генератора поперечной метки. Генератор развертки вырабатывает ток пилообразной формы той же частоты следования, что и частота импульсов (рис. 22.15, г). Этот ток питает отклоняющие катушки трубки, вследствие чего пятно на экране отклоняется по шкале дальности. Длительность пилообразного тока выбирается такой, чтобы шкала дальности имела крупный масштаб, удобный для

наблюдения. Генератор поперечной метки вырабатывает короткие положительные импульсы, задержанные относительно начала развертки на половину ее длительности

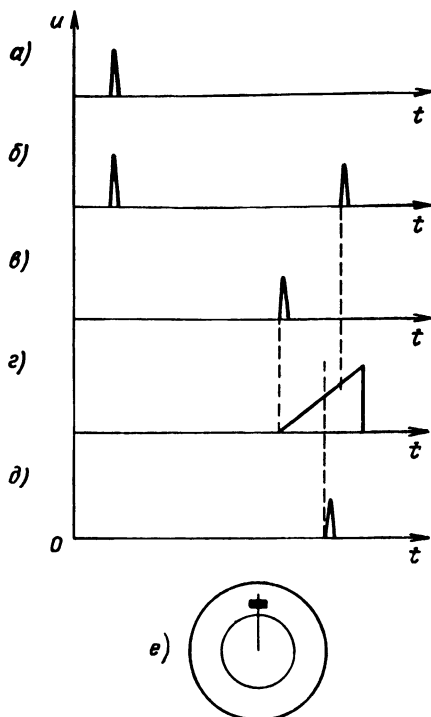


Рис. 22.15. Эпюры напряжений в схеме связи с ОПБ:

*a* — импульсы синхронизатора; *б* — сигнал на выходе приемника; *в* — импульс на выходе схемы плавной задержки; *г* — напряжение развертки; *д* — импульс поперечной метки; *е* — экран индикатора.

(рис. 22.15, д). Эти импульсы подаются на управляющий электрод трубки, вследствие чего на экране прочерчивается поперечная метка, расположенная на середине развертки дальности и образующая вместе с продольной меткой перекрестие (рис. 22.15, е). Использование в данной схеме короткой развертки, имеющей переменную задержку, меньшую задержки поперечной метки на фиксированную величину, имеет то преимущество, что изображение перекрестия на экране остается неподвижным и район цели наблюдается в крупном масштабе. На рис. 22.15, б показаны импульсы

цели, причем цель находится в таком положении, что дальность до нее больше, чем дальность, соответствующая задержке поперечной метки, и цель на экране видна выше поперечной метки.

Для выполнения синхронизации штурман действует в таком же порядке, как было описано выше, и поворачивая ручку визирования, заставляет кулису  $\delta$  отклониться

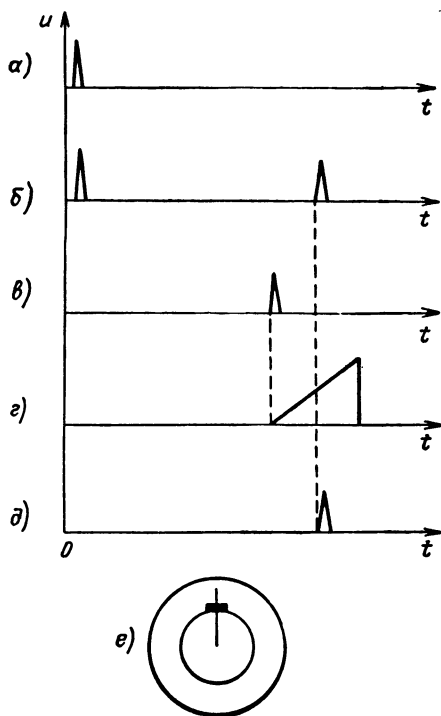


Рис. 22.16. Эпюры напряжений в схеме связи с ОПБ при выполненной синхронизации.

на больший угол. При этом изменяется напряжение, снимаемое с потенциометра 14, что ведет к увеличению управляющего напряжения на входе схемы задержки. В результате начало развертки и поперечная метка получают большую задержку. Продолжая поворачивать рукоятку визирования, штурман добивается совмещения отметки цели с поперечной меткой. Затем, вращая рукоятку синхронизации, он меняет скорость вращения кулисы  $\delta$ , а следовательно, и скорость

изменения задержки поперечной метки и начала развертки так, чтобы цель в дальнейшем не сходила с перекрестия. При этом в построителе строится нужный угол прицеливания. На рис. 22.16 показаны те же напряжения, что и на предыдущем, но при выполненной синхронизации.

Таким образом, при переходе от бомбометания с оптическим прицелом к бомбометанию с радиолокационным прицелом различие в операциях штурмана внешне состоит лишь в том, что поле зрения оптического прицела заменяется полем зрения радиолокационного индикатора и дополнительно используется потенциометр высоты.

#### **22.4. РЛС с боковым обзором и синтезированными раскрытиями**

##### **1. РЛС с большими вдольфюзеляжными антеннами**

При создании РЛС для наблюдения земной поверхности с высокой разрешающей способностью наибольшие трудности встречаются при обеспечении хорошего разрешения по угловым координатам.

Как известно, разрешающая способность РЛС по угловым координатам определяется шириной характеристики направленности антенны. Для повышения разрешающей способности необходимо или уменьшать длину волны, или же увеличивать размеры антенной системы. Уменьшать длину волны можно только до некоторых пределов, примерно до 2—3 см, так как при дальнейшем уменьшении длины волны возрастают потери энергии при распространении электромагнитных волн в атмосфере. Увеличение размеров антенны также связано с рядом трудностей. Во-первых, антенны не должны превышать по своим размерам габариты пространства внутри фюзеляжа самолетов, во-вторых, антенны не должны ухудшать аэродинамические качества самолета, в-третьих, управление антенной при круговом обзоре должно быть достаточно простым.

Все же в некоторых случаях путь увеличения размеров антенны может быть использован. Это относится, например, к РЛС радиолокационного картографирования и разведки. В таких РЛС антенна больших размеров устанавливается неподвижно вдоль фюзеляжа самолета. Луч антенной системы направлен перпендикулярно оси самолета. Обычно

устанавливаются две антенны, лучи которых направлены вправо и влево от направления полета. Просмотр заданного участка земной поверхности происходит благодаря перемещению самого летательного аппарата во время полета (рис. 22.17).

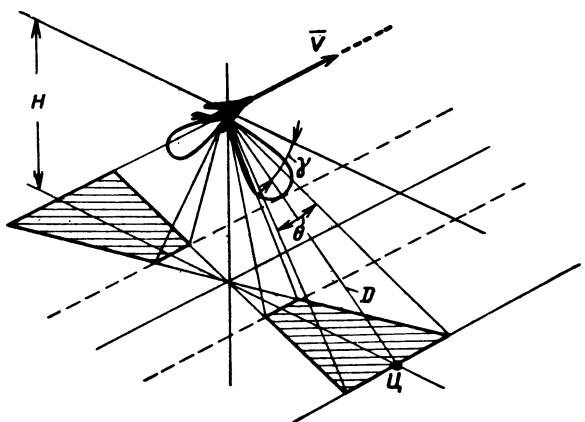


Рис. 22.17. Принцип обзора пространства в направлении, перпендикулярном оси самолета.

Для получения изображения местности может быть применена электроннолучевая трубка с большим послесвечением. По вертикали осуществляется обычная развертка по дальности (вверх относительно центра — для левой антенны, а вниз — для правой), горизонтальное перемещение разверток выполняется со скоростью, пропорциональной путевой скорости полета самолета. В результате происходит непрерывное заполнение экрана вертикальными строчками. Так же как в индикаторах кругового обзора, отраженные сигналы видны в виде яркостных отметок (рис. 22.18).

Часто такая индикация сопровождается записью радиолокационного изображения земной поверхности на фотопленку. Для этой цели применяется индикаторная электроннолучевая трубка с малым послесвечением, на которой формируется только одна линия развертки по дальности. При помощи оптической системы эта развертка с яркостным изображением проектируется на фотопленку. Механизм

протяжки перемещает пленку со скоростью, пропорциональной скорости самолета, в направлении, перпендикулярном этой развертке по дальности. В результате на фотопленке фиксируется радиолокационная карта участка местности.

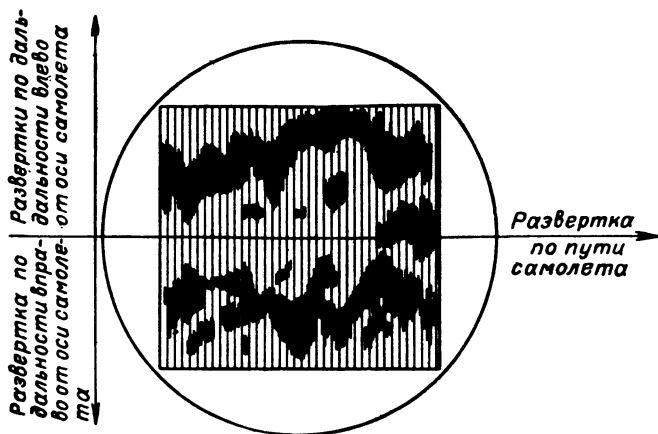


Рис. 22.18. Вид экрана индикатора РЛС бокового обзора.

Обычно перемещение развертки по путевой дальности происходит медленно (соответственно перемещается медленно и фотопленка при записи). При этом происходит наложение друг на друга многих строк развертки по дальности. Целесообразно скорость движения развертки  $V_p$  выбирать так, чтобы за время облучения наименее удаленной точечной цели  $T_{обл\ мин}$  смещение строки было не больше ширины пятна электронного луча  $d_n$ :

$$V_p T_{обл\ мин} \leq d_n. \quad (22.17)$$

Время облучения в РЛС данного типа пропорционально расстоянию до цели:

$$T_{обл} = \frac{\theta D}{V_c}. \quad (22.18)$$

где  $\theta$  — ширина луча антенны;  $V_c$  — скорость полета самолета.

Количество отраженных импульсов, принимаемых за время облучения, может достигать нескольких тысяч. При медленном движении развертки на экране по направлению полета импульсы накладываются друг на друга, в ре-



зультате осуществляется накопление сигналов на фотопленке или на экране индикатора. В связи с этим энергетические условия для РЛС бокового обзора более благоприятны, чем в РЛС кругового обзора. При равных мощностях передатчиков дальность действия РЛС бокового обзора значительно больше.

Антенны РЛС бокового обзора могут достигать нескольких метров длины (до 8—10 м). В сантиметровом диапазоне это позволяет получить разрешение по угловым координатам порядка 10—20 *угл. мин.* Дальнейшее увеличение размеров антенны связано с большими конструктивными трудностями.

Недостатками РЛС с большими антеннами являются, во-первых, увеличение линейного разрешаемого расстояния в направлении полета с увеличением дальности, во-вторых, трудность дальнейшего увеличения размеров антенны, что ограничивает предельные возможности РЛС в отношении разрешающей способности.

В настоящее время эти недостатки устраняются путем использования принципа синтезирования сигналов или, как часто говорят, принципа синтезирования раскрыва антенны.

## *2. Принцип синтезирования раскрыва*

Для лучшего понимания принципа синтезирования раскрыва кратко напомним, каким образом формируется диаграмма направленности обычной линейной многоэлементной антенны. Сигналы, отраженные от цели, принимаются практически одновременно всеми элементами антенны. В фидерной системе все сигналы векторно складываются, и результирующая сумма поступает в приемник. Если цель находится в направлении, перпендикулярном антенне, то сигналы, принимаемые элементами, находятся в фазе и векторная сумма по модулю максимальна. При других направлениях на цель сигналы имеют некоторое отличие по фазе и векторная сумма по модулю становится меньше. В результате формируется хорошо известная диаграмма направленности антенны. Итак, для получения высокой направленности необходимо, чтобы элементы антенны были разнесены в пространстве по раскрыву и выполнялось векторное суммирование принятых сигналов.

Однако нет принципиальной необходимости принимать сигналы одновременно на все элементы антенной решетки.

Можно принимать сигналы на один элемент, но этот элемент перемещать в пространстве вдоль некоторого воображаемого раскрыва. Принимаемые при этом последовательно во времени сигналы необходимо запомнить как по амплитуде, так и по фазе и через некоторое время одновременно сложить.

В качестве элемента такой антенны может быть использована обычная антенна, установленная на летательном аппарате. Перемещение этого летательного аппарата в пространстве создает требуемое перемещение эквивалентного

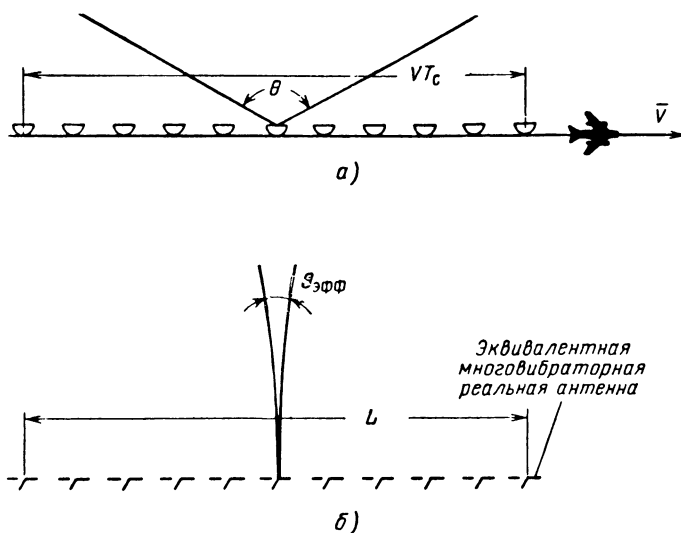


Рис. 22.19. Принцип формирования искусственного (синтезированного) раскрыва.

элемента антенны. Очевидно, что в этом случае принципиально можно получить сколь угодно большие эквивалентные антенны. Такие антенны называют антеннами с синтезированными раскрывами. Как показано на рис. 22.19, а, самолет с установленной на нем антенной с шириной луча  $\theta$  позволяет получить антенну с синтезированным раскрывом, равным по величине отрезку траектории полета самолета  $L = V_c T_c$ , где  $T_c$  — время полета самолета. Результирующая диаграмма направленности в этом случае имеет узкий основной лепесток шириной  $\theta_{эфф} = \lambda/L$ , который можно

было бы получить при обычной антенне только при существенном увеличении ее размеров (рис. 22.19, б).

Таким образом, используя движение самолета, можно формировать узкие диаграммы направленности, что позволяет получать высокую разрешающую способность РЛС по угловым координатам.

Из краткого описания принципа действия РЛС с синтезированным раскрывом можно представить себе структуру РЛС. Во-первых, необходимо иметь когерентную РЛС, обеспечивающую в каждый момент времени получение необходимых фазовых соотношений. Во-вторых, должно быть устройство запоминания принимаемых сигналов по амплитуде и фазе и, в-третьих, должно быть суммирующее устройство.

### 3. Закономерности отраженных сигналов

Рассмотрим основные закономерности сигналов, отраженных от неподвижной точечной цели на поверхности земли, при приеме на самолете, который движется равно-

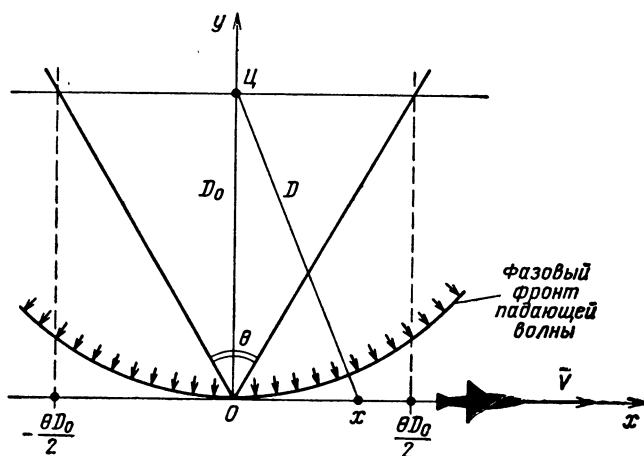


Рис. 22.20. Положение цели относительно траектории полета самолета.

мерно и прямолинейно (рис. 22.20). Излученный сигнал запишем в комплексном виде

$$\dot{u}_0(t) = A e^{j\omega_0 t}. \quad (22.19)$$

Принимаемый сигнал, отраженный от цели  $C$ , запишем как

$$\dot{u}(t) = kAe^{j\omega_0(t-t_D)}, \quad (22.20)$$

где  $k$  — коэффициент, который учитывает затухание радиоволн в пространстве, отражающие свойства цели и т. д.

Задержку  $t_D$  представим в виде (рис. 22.20)

$$t_D = \frac{2D}{c} = \frac{2}{c} \sqrt{D_0^2 + x^2}. \quad (22.21)$$

Так как обычно  $x \ll D_0$ , то приближенно можно записать

$$t_D \approx \frac{2}{c} \left[ D_0 + \frac{x^2}{2D_0} \right]. \quad (22.22)$$

Подставив соотношение (22.22) в формулу (22.20), получаем

$$\dot{u}(t) = kA \exp \left\{ j \left[ \omega_0 t - \frac{2\omega_0}{c} \left( D_0 + \frac{x^2}{2D_0} \right) \right] \right\} \quad (22.23)$$

или в другом виде

$$\dot{u}(t) = kA \exp j [\omega t - \varphi_0 - \varphi(x)]. \quad (22.24)$$

Здесь

$$\varphi_0 = \frac{2\omega_0 D_0}{c} = \frac{4\pi D_0}{\lambda},$$

$\varphi_0$  — фазовый сдвиг сигнала из-за наличия расстояния до цели  $D_0$ ;

$\varphi(x)$  — фаза сигнала, зависящая только от положения элемента приема по оси  $x$ ;

$$\varphi(x) = \frac{\omega_0}{cD_0} x^2 = \frac{2\pi}{\lambda D_0} x^2 = \beta x^2; \quad (22.25)$$

где

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda D_0}. \quad (22.26)$$

Если учесть, что полет самолета происходит равномерно со скоростью  $V_c$ , то

$$x = V_c t. \quad (22.27)$$

Тогда  $\varphi(x)$  запишем в виде

$$\varphi(x) = \varphi(x(t)) = \frac{2\pi}{\lambda D_0} V_c^2 t^2. \quad (22.28)$$

Подставив выражение (22.28) в формулу (22.24), получим

$$\dot{u}(t) = kA \exp j (\omega_0 t - \varphi_0 - \beta V_c^2 t^2). \quad (22.29)$$

Выражение (22.29) соответствует высокочастотному сигналу с линейной частотной модуляцией с крутизной  $b$ , равной

$$b = 2\beta V_c^2. \quad (22.30)$$

Действительно, из выражения (22.29) видно, что фаза сигнала равна

$$\psi(t) = \omega_0 t - \beta V_c^2 t^2. \quad (22.31)$$

Откуда следует, что частота сигнала

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} = \omega_0 - 2\beta V_c^2 t = \omega_0 - bt. \quad (22.32)$$

Таким образом, полезная информация об угловом положении цели при движении самолета содержится в основном в фазе сигнала  $\varphi(x)$  [см. формулу (22.25)]. Эта информация в когерентных РЛС может быть выделена при помощи когерентных детекторов. Обычно на вход такого детектора подается сигнал вида (22.24) или (22.29) и опорный немодулированный сигнал вида (22.19). На выходе когерентного детектора сигнал равен <sup>1</sup>

$$u_c(x) = E \cos[\varphi_0 + \varphi(x)] \quad (22.33)$$

или в комплексной<sup>2</sup> форме

$$\dot{u}_c(x) = E e^{j[\varphi_0 + \varphi(x)]}. \quad (22.34)$$

На рис. 22.21, а показан характер изменения фазы  $\varphi(x)$  сигнала, отраженного от цели. Максимальное значение фазы соответствует точкам, где  $x$  равен

$$|x|_{\max} = \frac{\theta D_0}{2}$$

Область в пределах  $\pm x_{\max}$  облучается основным лепестком диаграммы направленности антенны. Отметим, что вблизи значения  $x = 0$  фаза изменяется мало. Если исходить из критерия Релея, что допустимое изменение фазы по раскрытию не должно быть больше  $\pi/2$ , то участок малого изменения фазы найдем из равенства

$$\varphi(x_0) = \frac{\pi}{2}$$

<sup>1</sup> Фазу  $\varphi_0$ , которая имеется в формулах (22.24) и (22.33), в некоторых случаях в дальнейшем не будем учитывать, так как в ней не содержится полезной информации об угловом положении цели.

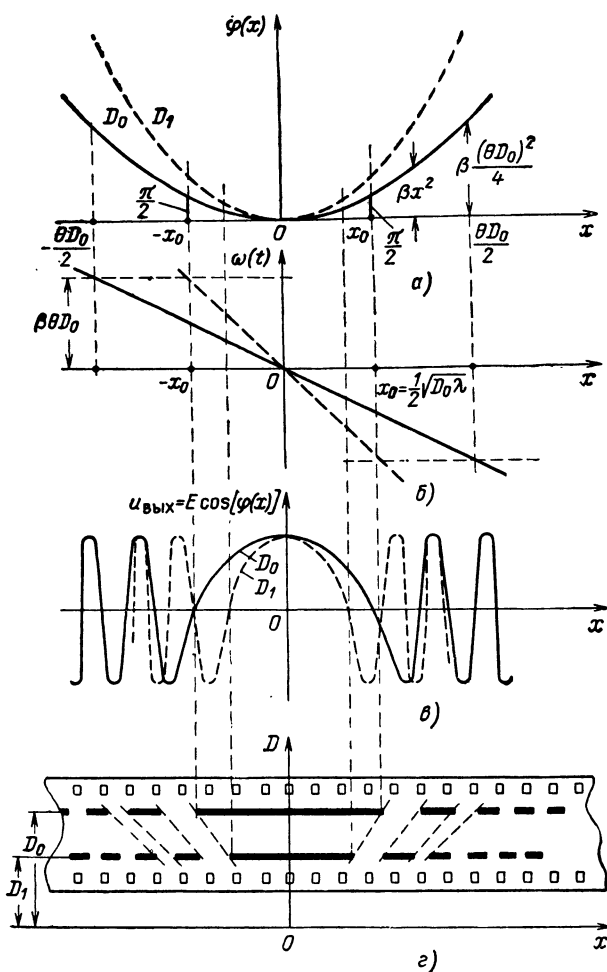


Рис. 22.21. Параметры принимаемого сигнала в РЛС с синтезированным раскрывом:

$a$  — изменение фазы сигнала  $\varphi(x)$  в зависимости от значения переменной  $x$ ;  $б$  — изменение частоты сигнала  $\omega(t)$ ;  $в$  — изменение сигнала на выходе когерентного детектора;  $г$  — пленка записи сигнала. Темные участки соответствуют положительным значениям сигнала  $u_{\text{вых}}$ . Сплошные кривые приведены для расстояния  $D_0$ , а пунктирные — для расстояния  $D_1$ , которое меньше  $D_0$ .

или [см. (22.25)]

$$\frac{2\pi}{\lambda D_0} x_0^2 = \frac{\pi}{2}.$$

В результате получаем длину участка, где фаза сигналов изменяется не более чем на  $\pi/2$ ,

$$2x_0 = L_0 = \sqrt{\lambda D_0}. \quad (22.35)$$

На рис. 22.21,б показано, как изменяется частота принимаемого сигнала. Скорость изменения фазы или частота, как следует из формулы (22.25), равна

$$\omega(x) = \frac{d\varphi(x)}{dx} = 2\beta x. \quad (22.36)$$

Максимальное значение этой частоты соответствует переменной  $x$  на границе облучаемого участка:

$$\omega_{x \text{ макс}} = \beta \theta D_0. \quad (22.37)$$

Так как  $\beta$  обратно пропорционально  $D$  [см. (22.26)], то

$$\begin{aligned} \omega_{x \text{ макс}} &= \frac{2\pi\theta}{\lambda} = \frac{2\pi}{d_a}; \\ f_{x \text{ макс}} &= \frac{\theta}{\lambda} = \frac{1}{d_a}, \end{aligned} \quad (22.38)$$

где  $d_a$  — раскрыв действительной антенны.

Следовательно, максимальное значение частоты  $\omega_{x \text{ макс}}$  при данном размере раскрыва антенны является величиной постоянной. Крутизна изменения частоты, равная  $2\beta$  [см. (22.36)], обратно пропорциональна расстоянию до цели  $D_0$ .

Вид выходного сигнала когерентного детектора  $u_c(x)$  показан на рис. 22.21, в. В качестве примера на рис. 22.21, г показана соответствующая запись сигнала  $u_c(x)$  на фотопленке. Темные места на рисунке соответствуют отрицательным полуволнам сигнала. Ширина полосы записи определяется разрешающей способностью системы по дальности. Полоска по оси  $y$  в системе координат пленки находится на расстоянии, пропорциональном  $D_0$ , относительно нулевого значения  $y$ .

#### 4. Обработка сигналов

Выше было показано, что отраженный сигнал имеет линейную частотную модуляцию. Как известно, в этом случае можно обеспечить сжатие первичного сигнала. Коэффициент сжатия  $k_{сж}$  определяется длительностью первичного сигнала  $L_c$  и шириной спектра  $\Delta F$ :

$$k_{сж} = L_c \Delta F. \quad (22.39)$$

В рассматриваемом случае длительность сигнала по переменной  $x$  равна (см. рис. 22.21)

$$L_c = \theta D_0,$$

а ширина спектра частотно-модулированного сигнала примерно равна удвоенной девиации частоты или [формула (22.38)]

$$\Delta F = 2 \frac{\omega_{x \max}}{2\pi} = \frac{2\theta}{\lambda}.$$

В результате получаем коэффициент сжатия

$$k_{сж} = \frac{2\theta^2 D_0}{\lambda}. \quad (22.40)$$

Длительность сигнала на выходе устройства обработки равна

$$L_{\text{вых}} = \frac{L_c}{k_{сж}} = \frac{\lambda}{2\theta} = \frac{d_a}{2}. \quad (22.41)$$

Итак, при оптимальной обработке длительность выходного сигнала (по переменной  $x$ ), а следовательно, и разрешающая способность равны половине раскрыва  $d_a/2$  реальной антенны РЛС.

К такому же выводу можно прийти и непосредственно, определяя форму сигнала на выходе устройства обработки. Определение вида сигнала на выходе устройства обработки кроме длительности позволяет найти форму сигнала, боковых лепестков, оценить влияние различных искажений и неустойчивостей.

Выходной сигнал согласованного фильтра, как известно, можно представить во временной области (по переменной  $x$ ), или в виде корреляционной функции, или как обратное преобразование Фурье спектра на выходе.

Корреляционная функция  $K(\Delta X)$  представляет собой интеграл от произведения сигнала (22.34) и опорной функ-



ции (или импульсной переходной функции), имеющий вид сигнала

$$\dot{u}_{\text{оп}}(x) = e^{j\varphi(x)}. \quad (22.42)$$

По определению, корреляционная функция записывается как

$$K(\Delta X) = \text{Re} \int_{x_1}^{x_2} \dot{u}_c(x - \Delta X) \dot{u}_{\text{оп}}^*(x) dx. \quad (22.43)$$

Подставим в выражение (22.43) соответствующие сигналы (22.34) и (22.42), учтем при этом значение функции  $\varphi(x) = \beta x^2$ . Получаем в результате

$$K(\Delta X) = E \text{Re} \int_{x_1}^{x_2} e^{j(\varphi_0 + \beta[x - \Delta X]^2)} e^{-j\beta x^2} dx, \quad (22.44)$$

где пределы интегрирования равны

$$\begin{aligned} \text{при } x > 0 \quad & \begin{cases} x_1 = -\frac{\theta D_0}{2} + \Delta X, \\ x_2 = \frac{\theta D_0}{2}, \end{cases} \\ \text{при } x < 0 \quad & \begin{cases} x_1 = -\frac{\theta D_0}{2}, \\ x_2 = \frac{\theta D_0}{2} + \Delta X. \end{cases} \end{aligned}$$

Сдвиг  $\Delta X$  изменяется в пределах

$$\theta D_0 < \Delta X < \theta D_0.$$

Выполнив интегрирование в выражении (22.44), приближенно получаем

$$K(\Delta X) = E \frac{\theta D_0}{2} \frac{\sin \frac{2\pi}{\lambda} \theta \Delta X}{\frac{2\pi}{\lambda} \theta \Delta X} \cos \varphi_0. \quad (22.45)$$

Вид корреляционной функции показан на рис. 22.22. Заметим, что первые нулевые значения функции  $K(\Delta X)$  соответствуют

$$\Delta X_0 = \frac{d_a}{2}, \quad (22.46)$$

что совпадает с ранее полученным результатом.

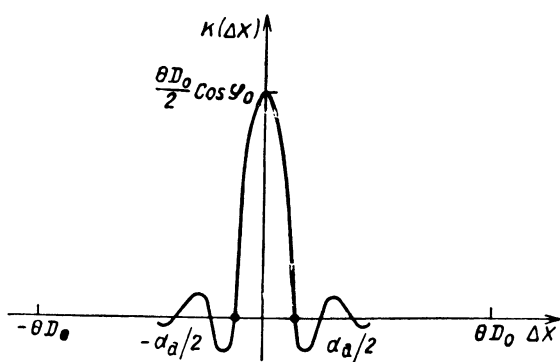


Рис. 22.22. Сигнал на выходе согласованного фильтра, пропорциональный корреляционной функции.

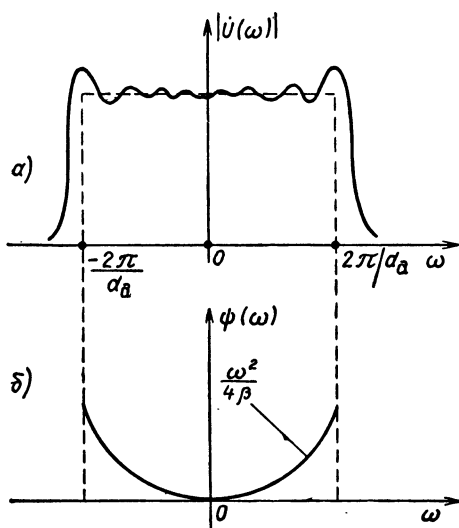


Рис. 22.23. Амплитудный (а) и фазовый (б) спектры сигнала.

При выполнении преобразований в частотной области необходимо вначале найти спектр сигнала  $u_c(x)$ :

$$\dot{U}(\omega) = F[\dot{u}_c(x)],$$

где  $F[\ ]$  — символ преобразования Фурье. Спектр  $\dot{U}(\omega)$  представим как

$$\dot{U}(\omega) = |U(\omega)| e^{j\psi(\omega)}. \quad (22.47)$$

Модуль спектра сигнала (рис. 22.23,а) может быть аппроксимирован прямоугольной функцией с шириной, равной  $2\omega_{x \text{ макс}}$  [см. (22.38)]. Фазовый спектр  $\psi(\omega)$  равен (рис. 22.23,б)

$$\psi(\omega) = \frac{\omega^2}{4\beta}. \quad (22.48)$$

Согласованный фильтр должен иметь передаточную функцию  $H(\omega)$ , сопряженную со спектром сигнала  $U(\omega)$ :

$$H(\omega) = U^*(\omega) = |U(\omega)| e^{-j\psi(\omega)}. \quad (22.49)$$

В этом случае сигнал на выходе согласованного фильтра равен обратному преобразованию Фурье от спектра выходного сигнала

$$U_{\text{вых}}(\omega) = U(\omega) H(\omega) = U(\omega) U^*(\omega) = |U(\omega)|^2. \quad (22.50)$$

или

$$u_{\text{вых}}(\Delta X) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |U(\omega)|^2 e^{j\omega\Delta X} d\omega. \quad (22.51)$$

Но это есть корреляционная функция  $K(\Delta X)$ , так как преобразование Фурье от квадрата модуля спектра сигнала (спектра мощности) по теореме Хинчина является корреляционной функцией этого сигнала:

$$u_{\text{вых}}(\Delta X) = K(\Delta X).$$

Приведенные соотношения относятся как к импульсным РЛС, так и к РЛС с непрерывным излучением. Необходимо только учитывать, что появляющаяся в сигнале частотная модуляция и изменяющийся при этом спектр относятся к той естественной модуляции, которая возникает из-за движения самолета. Спектр самого первичного сигнала, например импульсного, при этом в явном виде не входит

в полученные соотношения. При импульсном излучении, однако, имеются некоторые особенности, связанные с дискретностью в приеме и излучением сигналов. Такая дискретность приводит к появлению неоднозначности при обработке сигналов.

Рассмотрим причины возникновения неоднозначности более подробно. В формуле (22.44) учтем, что сигнал является импульсным и непрерывная переменная  $x$  должна быть

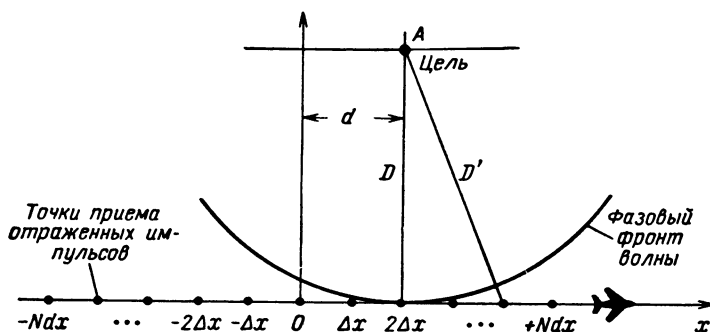


Рис. 22.24. Формирование синтезированного раскрыва при импульсном характере сигналов РЛС.

заменена дискретными точками приема (рис. 22.24), расположенными друг от друга на расстоянии

$$\Delta x = V_c T_n = \frac{V_c}{F_n}, \quad (22.52)$$

где  $T_n$  — период повторения импульсов, а  $F_n$  — частота повторения.

В этом случае формулу (22.44) запишем в виде суммы (в комплексном виде):

$$\dot{K}(\Delta X) = E \sum_{n=-N}^N \exp \{ j\varphi_0 + \beta [n\Delta x - \Delta X]^2 \} e^{-j\beta(n\Delta x)^2}, \quad (22.53)$$

где  $(2N+1)$  — общее количество точек приема. Сигналы, принимаемые в этих точках, обрабатываются одновременно.

Выполнив простые преобразования, получим

$$K(\Delta X) = E e^{j\varphi_0 + \beta \Delta X^2} \sum_{n=-N}^N e^{-j2\beta(n\Delta x)\Delta X}. \quad (22.54)$$

Слагаемые суммы в формуле (22.54) представляют собой геометрическую прогрессию. Как известно, сумма членов геометрической прогрессии данного вида равна

$$\sum_{n=-N}^N \exp[-j\beta(n\Delta x)\Delta X] = \frac{\sin[(2N+1)\beta\Delta x\Delta X]}{\sin\beta\Delta x\Delta X}. \quad (22.55)$$

Выходная корреляционная функция  $\dot{K}(\Delta X)$  тогда имеет вид

$$\dot{K}(\Delta X) = E \exp\{j[\varphi_0 + \beta\Delta X^2]\} \frac{\sin[(2N+1)\beta\Delta x\Delta X]}{\sin\beta\Delta x\Delta X}. \quad (22.56)$$

Модуль функции  $\dot{K}(\Delta X)$  равен

$$|\dot{K}(\Delta X)| = \frac{\sin[(2N+1)\beta\Delta x\Delta X]}{\sin(\beta\Delta x\Delta X)}. \quad (22.57)$$

Выражение (22.57) имеет вид характеристики направленности антенной решеткой длиной  $L_c = (2N+1)\Delta x$

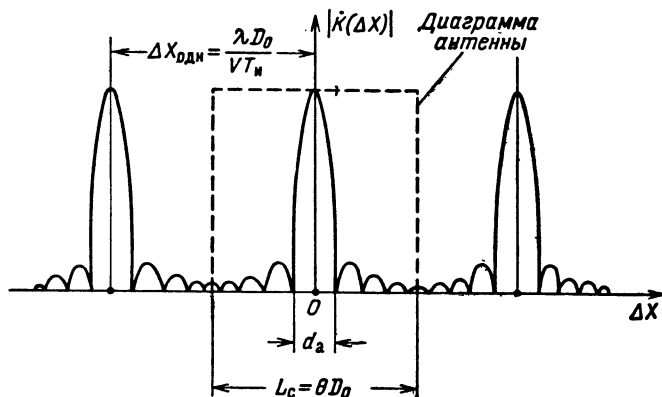


Рис. 22.25. Многозначность выходного сигнала РЛС с синтезированным раскрытием при импульсной работе.

с равномерным облучением элементов. График функции  $|\dot{K}(\Delta X)|$  (рис. 22.25) имеет дополнительные ложные максимумы на расстоянии  $\Delta X_{\text{одн}}$  от основного. Расстояние  $\Delta X_{\text{одн}}$  можно определить, положив аргумент в знаменателе соотношения (22.57) равным  $\pi$ :

$$\beta\Delta x\Delta_{\text{одн}} = \pi. \quad (22.58)$$

С учетом того, что  $\beta = 2\pi/\lambda D_0$ , получаем

$$\Delta X_{\text{одн}} = \frac{\lambda D_0}{V_c T_{\text{и}}} . \quad (22.59)$$

Для обеспечения однозначности необходимо, чтобы диаграмма направленности антенны перекрывала участок по оси  $x$  не больше  $\Delta X_{\text{одн}}$ . При этом диаграмма направленности антенны (показана пунктиром на рис. 22.25) выделяет только один основной максимум. Итак, должно выполняться условие

$$\Delta X_{\text{одн}} \geq L_c \quad (22.60)$$

или

$$\Delta X_{\text{одн}} \geq D_0 \theta .$$

Учитывая соотношение (22.59), получаем важное неравенство, при выполнении которого обеспечивается однозначность выходной корреляционной функции:

$$d_a \geq V_c T_{\text{и}} . \quad (22.61)$$

Следовательно, раскрыв антенны должен быть больше участка пути, который пролетает самолет за период повторения импульсов РЛС.

Заметим также, что ширина одного лепестка функции  $|\dot{K}(\Delta X)|$  равна, как и раньше, величине<sup>1</sup>

$$2\Delta X_0 = d_a . \quad (22.62)$$

Неравенство (22.61) особенно трудно выполнить в случае летательных аппаратов с большой скоростью, а также космических объектов, например спутников наблюдения Земли. Требуемые в этом случае антенны с узким лучом для устранения многозначности имеют слишком большие размеры. При скорости спутника 8 км/сек и частоте повторения  $F_{\text{и}} = 500$  гц антенна должна иметь раскрыв больше 16 м.

---

<sup>1</sup>) Действительно, так как в формуле (22.57)  $(2N+1)\Delta x = L_c$ , то первое нулевое значение функции  $|\dot{K}(\Delta X)|$  соответствует

$$\Delta X_0 = \frac{\pi}{L_c \beta} ,$$

или, учтя, что  $L_c = D_0 \theta$ ,  $\beta = 2\pi/\lambda D_0$ , получаем

$$\Delta X_0 = \frac{d_a}{2} .$$

## 5. Функциональная схема

Исходя из принципа действия РЛС при импульсном излучении, можно составить функциональную схему РЛС с синтезированным раскрывом (рис. 22.26).

Основным узлом РЛС является когерентная приемо-передающая система. Возможно создание когерентных

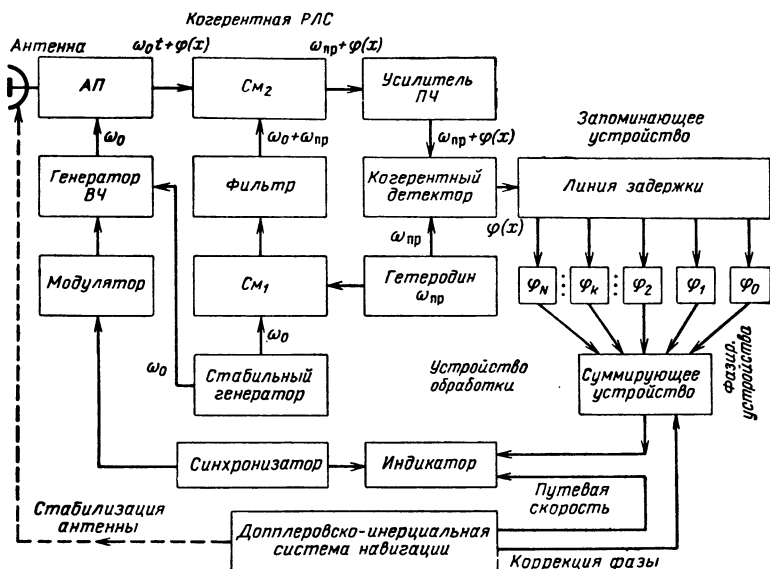


Рис. 22.26. Блок-схема РЛС с синтезированным раскрывом.

систем двух типов. Системы первого типа имеют фазиремый когерентный гетеродин, как и в обычных РЛС с селекцией подвижных целей. Однако большая фазовая стабильность обеспечивается в системах со стабильным задающим генератором с частотой  $\omega_0$  (рис. 22.26). Напряжение с выхода этого генератора усиливается в генераторе высокой частоты, который может состоять из одного или нескольких клистронных усилителей. Для формирования сигнала, подаваемого на смеситель **СМ<sub>2</sub>**, в смесителе **СМ<sub>1</sub>** преобразуются колебания стабильного генератора, а также гетеродина промежуточной частоты  $\omega_{пр}$ . Фильтр выделяет одну боковую составляющую с частотой  $\omega_0 + \omega_{пр}$ . Эта составляющая и служит гетеродинным сигналом для сме-

сителя  $См_2$ . Модулятор формирует импульсы. На выходе смесителя  $См_2$  при приеме сигналов вырабатывается напряжение промежуточной частоты  $\omega_{пр}$ , которое несет полезную фазовую информацию  $\varphi(x)$  о цели. Эта фазовая информация выделяется когерентным детектором.

Вторым существенным элементом системы является устройство запоминания сигналов, полученных на выходе когерентного детектора. Запоминающее устройство (ЗУ) обеспечивает довольно длительное хранение (до нескольких секунд) большого объема информации, имеет высокую разрешающую способность и является многоканальным.

В качестве запоминающего устройства могут быть применены фотопленки, накопительные потенциалоскопические трубки, магнитные барабаны, магнитные ленты, линии задержки, резонансные фильтры или цифровые элементы. В схеме рис. 22.20 в устройстве запоминания применена линия задержки; время задержки между отводами линии соответствует периоду повторения импульсов  $T_{и}$ .

Третьим важнейшим элементом РЛС является устройство обработки сигналов. На рис. 22.26 устройство обработки состоит из набора фазовращателей  $\varphi_N$ , которые изменяют фазу сигнала аналогично опорной функции

$$u_{оп} = \exp[-j\beta(n\Delta x)^2].$$

Затем все сигналы суммируются в соответствии с формулой (22.53). Выходной результирующий сигнал поступает на индикаторное устройство.

Опорная весовая функция необходима в оптимальных системах, которые иногда называют фокусированными системами. В рассматриваемом примере опорная функция согласовывает фазы всех принимаемых во время полета сигналов. Различия по фазе возникают из-за изменяющегося расстояния между целью и самолетом по закону  $\varphi(x) = \beta(x)^2$  (рис. 22.27, а). В результате действия фазовращателей все сигналы оказываются в фазе для направления максимума выходной функции; сумма на выходе получается максимально возможной (рис. 22.27, б).

Если не применять коррекцию фазы, то такие системы называют неоптимальными или нефокусированными. Максимальный участок траектории  $L_n$ , при котором еще обеспечивается без существенных искажений синтезирование, не превышает величины

$$L_n = \sqrt{\lambda D_0}. \quad (22.63)$$



Это соответствует отклонению фазы на границах области синтеза не более  $\pi/2$  (как требует для этого принцип Релея).

Эффективная ширина луча неоптимальной системы равна

$$\theta_{\text{эфф н}} = \frac{\lambda}{L_{\text{н}}} = \sqrt{\frac{\lambda}{D_0}}, \quad (22.64)$$

а линейное разрешаемое расстояние на дальности  $D_0$  равно

$$\Delta X_{\text{н}} = \theta_{\text{эфф н}} D_0 = \sqrt{\lambda D_0} \quad (22.65)$$

или

$$\Delta X_{\text{н}} = L_{\text{н}},$$

т. е. линейное разрешаемое расстояние равно длине неоптимальной синтезированной антенны.

В РЛС с синтезированными антеннами находят применение главным образом два типа устройств обработки сигнала

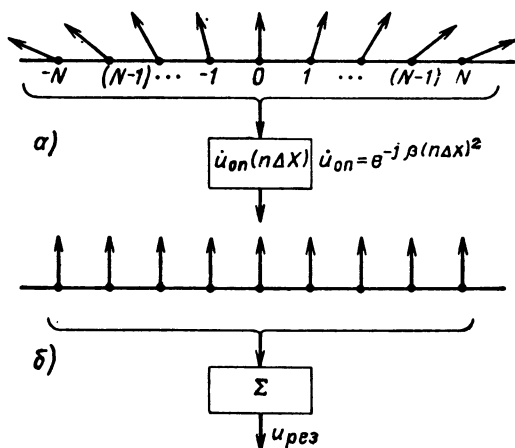


Рис. 22.27. Векторные соотношения сигналов после линии задержки (а) и на входе устройства суммирования (б).

лов: оптические и электронные, возможны и комбинированные оптико-электронные устройства.

Оптические устройства более просты. Для этих устройств характерным является применение фотопленки для записи и запоминания сигналов и для конечного отображения результатов обработки (рис. 22.28). Оптимальная обработка

записи на фотопленке выполняется оптическим устройством, которое состоит из набора линз и транспарантов, служащих в качестве фильтров или опорных функций при корреляционной обработке. Фотопленки перемещаются со скоростью пропорциональной путевой скорости самолета.

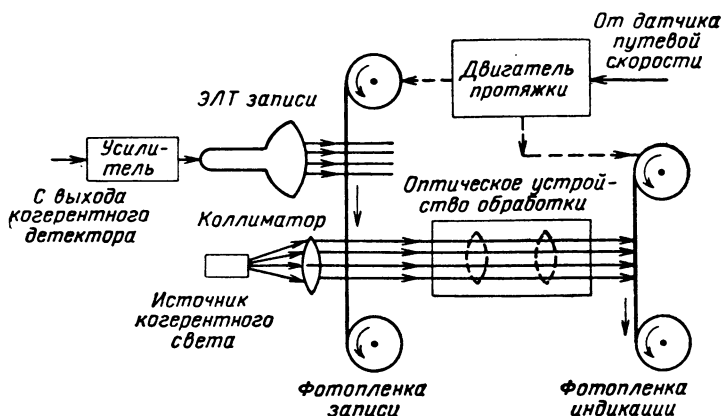


Рис. 22.28. Блок-схема устройства оптической обработки сигналов в РЛС с синтезированным раскрытием.

Достоинства оптической обработки состоят в следующем:

- они достаточно просто обеспечивают многоканальную работу по дальности, так как каждому каналу на фотопленке соответствует строка записи (см. рис. 22.21);
- фотоматериалы и оптика обеспечивают большое разрешение элементов (до 20—40 *лин/мм*);
- оптические устройства удобны при непрерывной обработке результатов.

К недостаткам системы относится большое время, требуемое на запись и обработку результатов. Обычно время обработки лежит в пределах 10—15 *мин* и более. В системах наведения ракет класса «воздух — земля», которые должны работать в реальном масштабе времени, такая задержка в обработке недопустима. Кроме того, оптические устройства громоздки и чувствительны к вибрациям. Ввиду этого оптическая обработка сигналов обычно выполняется на земле. Более перспективным для систем, работающих в реальном масштабе времени, являются электронные системы обработки. В этих системах при всех промежуточных преобра-

зованиях сигнал не превращается в оптический. Лишь при индикации или конечной записи на фотопленку создается видимое изображение. При работе в реальном масштабе времени индикаторный электроннолучевой прибор на самолете должен иметь высокую разрешающую способность, чтобы параметры всей системы синтеза не ухудшались.

Электронные системы удобны для применения цифровых вычислительных машин при обработке сигналов. Задержка при обработке не превышает единиц миллисекунд, то есть выполняется, по-существу, в реальном масштабе времени. Хотя в настоящее время электронные системы более громоздки по сравнению с оптическими, но успехи микроминиатюризации позволяют надеяться, что этот недостаток будет устранен.

РЛС с синтезированными антеннами очень чувствительны к фазовым нестабильностям сигналов. Такие фазовые нестабильности и ошибки могут быть вызваны условиями распространения в атмосфере, колебаниями самолета на траектории, нестабильностью частоты в РЛС или неточностями в системе обработки. При этом выходной сигнал расширяется, положение его максимума смещается от истинного значения, увеличивается уровень боковых лепестков. Все это существенно ухудшает результаты обработки.

Для уменьшения фазовых изменений из-за флуктуаций траектории полета самолета могут использоваться инерциальные системы навигации. Акселерометрические датчики позволяют измерить эти смещения, и соответствующие фазовые поправки могут быть введены в принимаемые сигналы, компенсируя возникшие ошибки. Кроме того, антенна РЛС должна быть стабилизирована по направлению. Сигналы стабилизации поступают от доплеровских систем измерения угла сноса и путевой скорости.

## **6. *Оптические устройства обработки сигналов***

Оптические изображения характеризуются двумя независимыми переменными. Этим оптические системы принципиально отличаются от электронных, у которых имеется только одна независимая переменная — время. Основным свойством оптических устройств является связь вида пре-

образования Фурье между распределениями амплитуд света в передней и задней фокальных плоскостях линз. Если точечный когерентный источник света  $S$  совместно с коллиматорным устройством (рис. 22.29) облучает транспарант с функцией прозрачности  $f(x_1, y_1)$ , установленный в плоскости  $P_1$ , то линза, расположенная на фокусном расстоянии

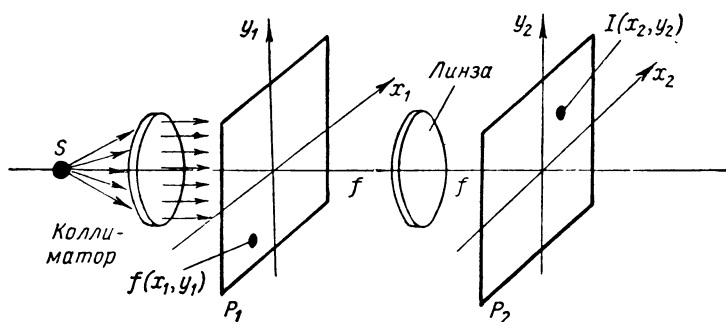


Рис. 22.29. Принцип получения двумерного преобразования Фурье в оптической системе.

$f$  от плоскости  $P_1$ , создает в плоскости  $P_2$  распределение света  $I(x_2, y_2)$ , которое является двумерным спектром функции  $f(x_1, y_1)$ . Следовательно, в плоскости  $P_2$  получается двумерное преобразование Фурье<sup>1</sup> от  $f(x_1, y_1)$ :

$$I(x_2, y_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x_1, y_1) \exp(j\mu x_1 x_2 + j\mu y_1 y_2) dx_1 dy_1, \quad (22.66)$$

где  $\mu$  — коэффициент пропорциональности.

Это важное свойство используется в когерентных оптических системах. Возможно многократное преобразование Фурье последовательно по пути прохождения света, причем устройства, осуществляющие эти преобразования, являются достаточно простыми. Любые интегральные преобразования сигналов в оптических устройствах выполняются проще, чем в аналогичных по назначению электронных устройствах.

<sup>1</sup> Это доказывается в оптике, а также в теории антенн, где рассматриваются двумерные апертуры.

В некоторых случаях вторая независимая переменная оптической системы используется для формирования многоканальных устройств. Количество каналов ограничено практически лишь размерами апертур (фотопленок) и разрешающей способностью оптических элементов. Можно получить по крайней мере до 20 каналов на миллиметр фотопленки. Следовательно, на обычной 35-мм пленке размещается примерно от 500 до 1000 каналов. Обработка сигналов происходит одновременно во всех каналах.

Различное сочетание линз позволяет получать устройства, выполняющие оптимальную фильтрацию или корреляционную обработку.

Рассмотрим два варианта устройств обработки сигналов применительно к РЛС с синтезированными раскрытиями.

Первый вариант представляет собой многоканальный коррелятор, который выполняет преобразования, определяемые формулами (22.43) и (22.44), по всем элементам дальности. Количество элементов дальности, т. е. число каналов, определяется разрешающей способностью по дальности (длительностью импульса РЛС).

На рис. 22.30 показана схема такого оптического устройства. Точечный источник света  $S$  совместно с коллиматором создает параллельный пучок лучей, который облучает фотопленку исходных данных (плоскость  $P_1$ ). На этой пленке по оси  $y_1$  записаны сигналы с выхода фазового детектора для различных дальностей (обычная развертка по дальности). По оси  $x_1$  записан сигнал для одной дальности как функция перемещения самолета (аналогично записи на рис. 22.21). Так как пленка в плоскости  $P_1$  движется пропорционально скорости полета, то этим вводится сдвиг  $\Delta X$  в функцию  $u_c(x)$ . Две выпуклые линзы  $L_1$  и  $L_2$  проецируют сигнал, записанный в плоскости  $P_1$ , на транспарант, установленный в плоскости  $^1 P_3$ . Этот транспарант представляет собой запись опорного сигнала  $u_{оп}(x)$  для различных дальностей. Опорный сигнал соответствует функции  $\cos \beta x^2$ . В результате наложения изображения плоскости  $P_1$  и транспаранта выходной поток света эквивалентен произведению опорной функции на сигнал

---

<sup>1</sup> В плоскости  $P_2$  между линзами устанавливают непрозрачную полосу вдоль оси  $y_2$  для того, чтобы исключить постоянную составляющую в сигнале  $u_c$  (более подробно см. [48]).

$$u_c(x_3 - \Delta X) u_{оп}(x_3).$$

Следующая выпуклая линза  $L_3$  выполняет преобразование Фурье, а цилиндрическая линза  $L_4$  по оси  $y_3$  вновь восстанавливает изображение, так как эта линза имеет фокусирующие свойства только по оси  $y_3$ . В результате действия двух линз  $L_3$  и  $L_4$  в плоскости  $P_4$  получаем преобразование Фурье только для сигналов, записанных по оси  $x_3$ , плоскости  $P_3$ :

$$K(\Delta X, x_4) = \int_{-\infty}^{\infty} u_c(x_3 - \Delta X) u_{оп}(x_3) e^{i\mu x_3 x_4} dx_3. \quad (22.67)$$

В плоскости  $P_4$  устанавливают фотопленку выходного изображения, на которую поступает свет только через узкую щель ( $x_4 = 0$ ) вдоль оси  $y_4$ . Эта щель выполняет роль фильтра постоянной составляющей. Видно, что при  $x_4 = 0$  выражение (22.67) становится равным

$$K(\Delta X) = \int_{-\infty}^{\infty} u_c(x_3 - \Delta X) u_{оп}(x_3) dx_3, \quad (22.68)$$

а это есть требуемая корреляционная функция на выходе системы обработки. Пленка в плоскости  $P_4$  движется со скоростью, пропорциональной скорости полета самолетов. Так как пленка чувствительна к интенсивности света, то запись на пленке соответствует функции

$$[K(\Delta X)]^2 = \left[ \int_{-\infty}^{\infty} u_c(x_3 - \Delta X) u_{оп}(x_3) dx_3 \right]^2.$$

Итак, по оси  $x_4$  в плоскости  $P_4$  непрерывно записывается сигнал с выхода системы обработки. По оси  $y_4$  сигналы не изменяются и полностью сохраняется многоканальность системы по дальности.

Другой вариант системы обработки, реализующий согласованный фильтр, также может быть выполнен в виде оптического устройства (рис. 22.31). При этом должна быть получена функция вида (22.51).

Так же как и в первом случае (рис. 22.30), источник света и коллиматор создают параллельный пучок лучей, облучающий фотопленку  $P_1$  исходных данных  $u_c(x_1)$ . Первая линза  $L_1$  выполняет преобразование Фурье сигнала  $u_c(x_1)$ ,

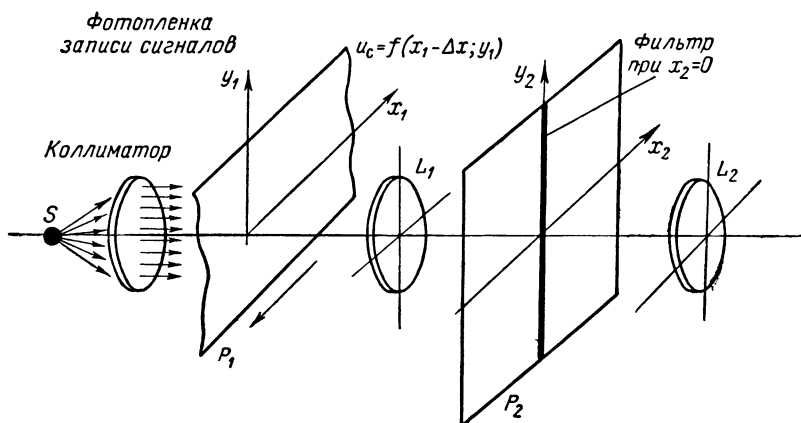
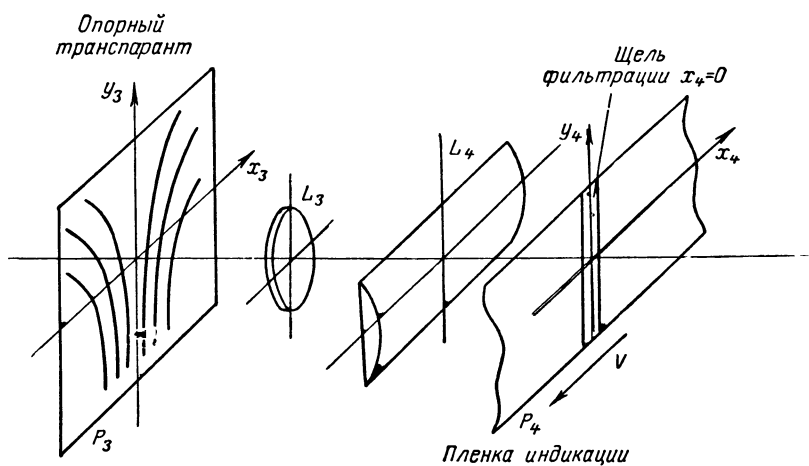


Рис. 22.30. Оптическое корреляционное устройство.

записанного на пленке  $P_1$ . Следовательно, в плоскости  $P_2$  получаем спектр

$$U'(\omega) = U(\omega) e^{-j\omega\Delta X} = \int_{-\infty}^{\infty} u_c(x_1 - \Delta X) e^{j\omega x_1} dx_1. \quad (22.69)$$

В плоскости  $P_2$  устанавливается транспарант с записанным изображением функции, эквивалентной передаточной функ-

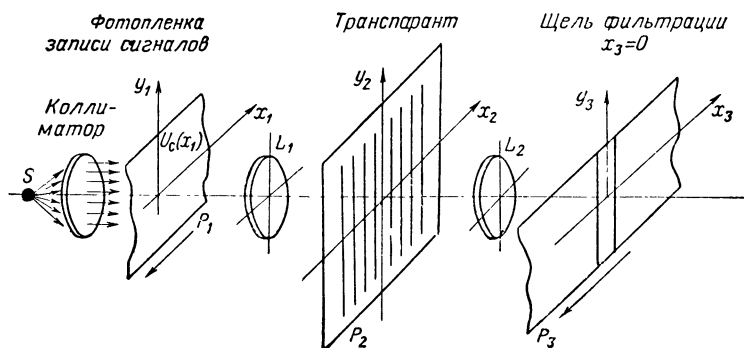


Рис. 22.31. Оптический согласованный фильтр.

ции согласованного фильтра  $H(\omega) = U^*(\omega)$ ; таким образом, в плоскости  $P_2$  формируется результирующий поток, равный произведению  $H(\omega)$  и  $U'(\omega)$ .

Вторая линза  $L_2$  вторично выполняет преобразование Фурье, формируя в плоскости  $P_3$  функцию

$$\psi(\Delta X, x_3) = \int_{-\infty}^{\infty} |U(\omega)|^2 e^{-j\omega\Delta X} e^{j\omega x_3} d\omega. \quad (22.70)$$

В плоскости  $P_3$  через щель вдоль оси  $y_3$  свет подается на индикаторную фотопленку. Так как щель эквивалентна фильтру  $x_3=0$ , то на фотопленке фиксируется сигнал вида

$$\psi(\Delta X, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} |U(\omega)|^2 e^{-j\omega\Delta X} d\omega. \quad (22.71)$$

А это есть, как и раньше, выходная корреляционная функция (см. соотношение (22.51)):

$$K(\Delta X) = \psi(\Delta X, 0).$$



При перемещении пленки записывается квадрат корреляционной функции.

Таким образом, оптические устройства позволяют весьма просто выполнить необходимую обработку сигналов одновременно по всем дальностям. Выбор устройства для обработки сигналов в виде эквивалентного согласованного фильтра или в виде многоканального коррелятора зависит от сложности создания опорных функций для конкретной системы.

### 7. Электронный (доплеровско-фильтровой) метод обработки сигналов

Когда в РЛС с синтезированием сигналов необходимо иметь выходные сигналы в реальном масштабе времени, может быть применена фильтровая обработка сигналов. При малом числе фильтров система является неоптимальной.

Суть фильтрового метода повышения разрешающей способности РЛС состоит в том, что из всей совокупности сигналов, попадающих в пределы луча антенны при полете

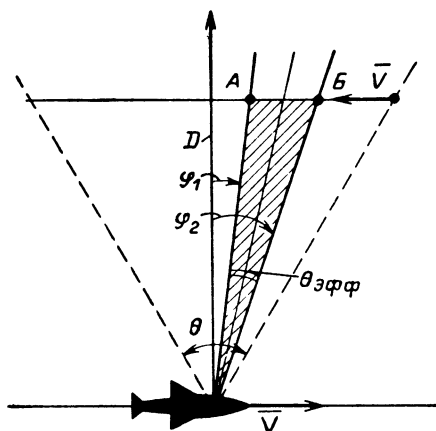


Рис. 22.32. Доплеровский метод повышения разрешающей способности по угловым координатам.

самолета, выделяются только те, которые имеют определенную величину доплеровской частоты. Например, доплеровская частота может быть равна нулю, если выбрано

боковое направление относительно самолета, и не равна нулю, если направление наблюдения отличается от бокового.

Считаем, что цели на поверхности земли перемещаются относительно самолета. Частота Допплера в сигнале, отраженном от цели, расположенной в точке  $A$  (рис. 22.32), равна

$$F_{дА} = \frac{2V_c}{\lambda} \sin \varphi_1.$$

Если цель расположена в точке  $B$ , то доплеровская частота равна

$$F_{дБ} = \frac{2V_c}{\lambda} \sin \varphi_2.$$

Разность частот  $F_{дА}$  и  $F_{дБ}$  равна

$$\Delta F_p = F_{дБ} - F_{дА} = \frac{2V_c}{\lambda} (\sin \varphi_2 - \sin \varphi_1). \quad (22.72)$$

Так как

$$\sin \varphi_2 - \sin \varphi_1 = 2 \cos \frac{\varphi_2 + \varphi_1}{2} \sin \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2},$$

а разность углов  $\varphi_2 - \varphi_1$  мала, то запишем

$$\sin \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} \approx \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} = \frac{\Delta \varphi}{2},$$

$$\cos \frac{\varphi_2 + \varphi_1}{2} = \cos \varphi.$$

В результате для разностной частоты  $\Delta f_p$  получаем формулу

$$\Delta f_p = \frac{2V_c}{\lambda} \Delta \varphi \cos \varphi. \quad (22.73)$$

Если в системе применить фильтр с полосой  $\Delta F_\Phi$ , равной по величине разности частот  $\Delta f_p$ , то угол  $\Delta \varphi$ , в пределах которого находятся цели с доплеровскими частотами от  $\Delta F_{дА}$  до  $F_{дБ}$ , можно назвать эквивалентной шириной сжатого луча  $\theta_\Phi$ . Эту ширину луча  $\theta_\Phi$  найдем из формулы (22.73):

$$\theta_\Phi = \Delta \varphi = \frac{\Delta f_p \lambda}{2V_c \cos \varphi}. \quad (22.74)$$

Если  $\Delta f_p = \Delta F_\Phi$ , то получаем

$$\theta_a = \frac{\Delta F_\Phi \lambda}{2V_c \cos \varphi}.$$

Цели в пределах луча  $\theta_a$  находятся в течение времени  $T_\theta$ , которое равно

$$T_\theta \approx \frac{\theta_{\text{ЭК}} D}{V_c}. \quad (22.75)$$

Наиболее эффективно можно выделить доплеровскую частоту, если время установления колебаний в фильтре  $t_y$  не превышает  $T_\theta$ . Считаем, что

$$t_y = T_\theta, \quad (22.76)$$

а время установления примерно равно

$$t_y \approx \frac{2}{\Delta F_\Phi}. \quad (22.77)$$

Подставив  $\Delta F_\Phi$  из формулы (22.77), с учетом соотношений (22.76) и (22.75) получим

$$\theta_a = \sqrt{\frac{\lambda}{D \cos \varphi}}. \quad (22.78)$$

Обычно угол  $\varphi$  мал и  $\cos \varphi \approx 1$ . Получаем, следовательно, ширину эквивалентного луча, равную

$$\theta_{\text{к}} = \sqrt{\frac{\lambda}{D}}, \quad (22.79)$$

а линейную разрешаемую способность

$$\Delta X_p = \theta_a D \approx \sqrt{\lambda D}. \quad (22.80)$$

Из сравнения полученных соотношений с формулой (22.65) для неоптимальных РЛС с синтезированным раскрытием видно, что доплеровско-фильтровая РЛС является равновидностью неоптимальных систем.

## **РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ С АКТИВНЫМ ОТВЕТОМ**

### **23.1. Особенности систем с активным ответом**

Свое название эти системы получили вследствие использования для радиолокационного наблюдения сигналов специальных ответчиков, устанавливаемых на объектах. Отсюда следует, что системы с активным ответом могут быть применены для наблюдения только лишь своих объектов (если не учитывать возможные случаи международных соглашений о совместном использовании таких систем).

Ответчик представляет собой приемопередатчик, который принимает сигналы РЛС или специальных станций-запросчиков и в ответ излучает свои сигналы. Сигналы ответчика могут иметь на входе приемника РЛС или запросчика значительно большую мощность, чем сигналы РЛС, отраженные от его носителя, как от пассивного объекта.

Большая мощность ответных сигналов позволяет осуществлять уверенное обнаружение и измерение координат малоразмерных объектов с ответчиками на расстояниях, значительно превышающих дальность обнаружения таких объектов обычным методом радиолокации. Сигнал ответчика не флюктуирует по амплитуде и не имеет флюктуаций фазового фронта подобно сигналам, отраженным от сложных целей, что также повышает дальность обнаружения и точность измерения координат объектов, снабженных ответчиками. Ответные сигналы могут нести дополнительную информацию об объекте, если соответствующим образом кодируются параметры сигнала.

Возможности, возникающие при использовании ответчиков, и определили области использования систем с активным ответом. Наиболее широко эти системы применяются для опознавания государственной принадлежности объектов, указания их индивидуальных признаков (индивидуаль-

ного опознавания), указания линии фронта и отдельных наземных объектов или ориентиров для навигации, бомбометания и т. д.

Наличие ответчиков на истребителях позволяет увеличить дальность их обнаружения при перехвате бомбардировщиков противника. Возможно решение и ряда других вспомогательных задач при использовании сигналов ответчика: полет в строю при отсутствии видимости, пробивание облачности и др.

Широкое применение системы с активным ответом находят в службах управления воздушным движением в районе аэродромов, при слежении за спутниками, при управлении ракетами, для обозначения морских буев и т. д.

В дальнейшем основное внимание будет обращено на применение систем с активным ответом для целей опознавания, однако большинство сообщаемых ниже сведений может быть отнесено и к системам других назначений.

## **23.2. Системы радиолокационного опознавания**

Система радиолокационного опознавания представляет собой комплекс наземной, самолетной, корабельной и космической аппаратуры (ответчиков и запросчиков), обеспечивающий опознавание государственной принадлежности объектов во всех родах вооруженных сил на основе единой системы кодирования сигналов.

### ***1. Требования к тактическим показателям аппаратуры опознавания***

Аппаратура опознавания выполняет подчиненную задачу в общей системе радиолокационного наблюдения и работает в комплексе с радиолокационными станциями, осуществляющими обнаружение и измерение координат целей как пассивных объектов. Роль аппаратуры опознавания сводится, так сказать, к маркировке обнаруженных целей на свои и чужие и более подробному разделению своих целей на основе индивидуального опознавания. Отсюда вытекает первая группа требований о соответствии основных тактических показателей аппаратуры опознавания тактическим

д а н н ы м Р Л С, с которыми эта аппаратура должна совместно работать. Следовательно, необходимо, чтобы дальность действия и разрешающие способности по дальности и угловым координатам аппаратуры опознавания и соответствующей РЛС были одинаковы, а время опознавания объекта было бы равно времени облучения РЛС, причем процесс опознавания должен совпадать во времени с процессом обнаружения (опознавание должно производиться на «проходе» луча РЛС по цели).

Разрешающая способность системы опознавания зависит от данных запросчика и ответчика. Разрешающей способностью в данном случае называется возможность раздельного наблюдения и опознавания целей, имеющих отметки опознавания и малую разницу в координатах. Разрешающая способность по угловым координатам определяется шириной луча антенны запросчика или РЛС (если последняя участвует в формировании сигнала запроса) и диаметром пятна на экране индикатора. Разрешающая способность по дальности определяется длительностью ответного сигнала, временем его расшифровки в дешифраторе и диаметром пятна на экране индикатора.

Вторая группа требований, предъявляемых к аппаратуре опознавания, связана с условием н а д е ж н о с т и о п о з н а в а н и я, исключающей возможность ошибочных атак своих объектов и имитацию противником ответных сигналов. С этой точки зрения к аппаратуре должны быть предъявлены требования: безотказность в работе в течение определенного срока; надежность принятой системы кодирования, определяющая трудность разведки кода и его имитации противником; помехозащищенность, позволяющая вести опознавание в условиях помех. Важным требованием является, наряду с опознаванием государственной принадлежности, возможность индивидуального опознавания — опознавание типа самолета, корабля, номера соединения и т. д., а также опознавания линии фронта.

Наконец, к самолетной аппаратуре опознавания должны быть предъявлены все т е о б щ и е т р е б о в а н и я, которые предъявляются к любому радиотехническому устройству, устанавливаемому на самолете. К таким требованиям относятся требования простоты управления запросчиком и автоматизации работы ответчика, наименьшего веса и габаритов, необходимой высотности, выдерживания стандартных температурных режимов и т. д.

Как это часто встречается в технике, многие из перечисленных выше требований противоречивы. Наиболее полно удовлетворить все эти требования можно лишь при рациональном выборе системы опознавания, метода кодирования и ряда основных технических параметров аппаратуры.

## *2. Типы систем радиолокационного опознавания*

Системы радиолокационного опознавания различаются по характеру участия РЛС, по данным которой ведется опознавание, в формировании сигнала запроса по высокой частоте, а также в приеме и расшифровке ответного сигнала. Различают системы опознавания совмещенные, автономные и комбинированные. Выбор типа системы влияет на разрешающую способность аппаратуры по угловым координатам, ее помехозащищенность и имитостойкость, на степень сложности технического выполнения и на некоторые другие ее свойства.

*В совмещенных системах* запросным сигналом является зондирующий сигнал РЛС. В этом случае РЛС совмещает функции обнаружения и опознавания, осуществляя запрос, прием и расшифровку ответных сигналов. При этом частота канала опознавания должна быть равна частоте РЛС. На рис. 23.1 поясняется работа совмещенной системы по линии земля — самолет, но все сказанное в равной мере будет справедливо для других линий: самолет — самолет, самолет — корабль, корабль — самолет и т. д. На объектах опознавания устанавливаются ответчики, представляющие собой автоматические приемопередатчики, работающие на волне РЛС. При облучении чужого самолета приемник РЛС принимает лишь один сигнал, отраженный от самолета, как от пассивной цели. При облучении своего самолета, имеющего ответчик, в приемник РЛС приходят два сигнала: один, как и в предыдущем случае, отраженный от самолета, и второй, являющийся сигналом передатчика ответчика.

Эти сигналы будут видны совместно на экране индикатора РЛС, причем сигнал ответа может изменяться по форме, амплитуде или по длительности в соответствии с принятым методом кодирования. Наличие второй кодированной отмет-

ки рядом с импульсом цели и позволяет утверждать, что цель своя.

На рис. 23.2 показана блок-схема самолетного ответчика раннего образца. Приемным устройством служит малогаба-

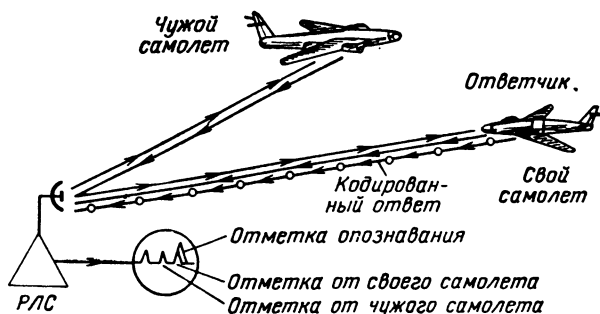


Рис. 23.1. Принцип работы совмещенной системы опознавания.

ритный суперрегенеративный приемник. В приемнике осуществляется качание частоты настройки, что обеспечивает уверенную связь с запросчиками, имеющими разброс

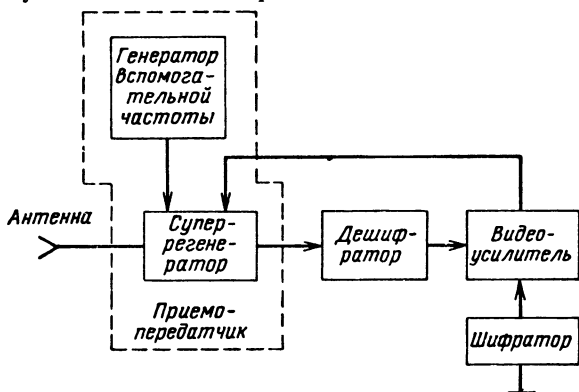


Рис. 23.2. Блок-схема ответчика суперрегенеративного типа.

в несущих частотах. Сигналы РЛС усиливаются приемником и при этом кодируются в видеоусилителе. С выхода видеоусилителя сигналы поступают снова на вход приемника и переводят его в режим генерации. Таким образом, суперрегенеративный приемник выполняет также и роль



передатчика. Передатчик излучает кодированные сигналы при помощи общей с приемником ненаправленной антенны. Специальное кодирующее устройство служит для управления формой ответных сигналов и установки нужного кода. Такой тип ответчика имеет малые габариты и вес, однако, как всякий суперрегенератор, он работает неустойчиво при изменении напряжения питания и параметров схемы.

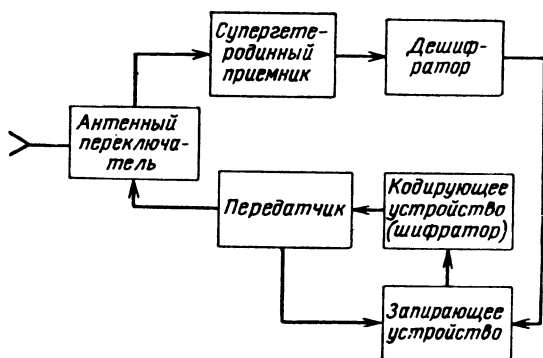


Рис. 23.3. Блок-схема ответчика с супергетеродинным приемником.

На рис. 23.3 показана функциональная схема более совершенного ответчика, в котором для приема кодированных запросных сигналов используется супергетеродинный приемник с логарифмическим УПЧ. В ответчике отсутствует качающаяся настройка, поэтому должны быть приняты меры, обеспечивающие бесподстроечную связь с запросчиком,— стабилизирована частота гетеродина и предусмотрен запас в ширине полосы пропускания приемника на возможные уходы частоты сигнала и гетеродина. После ответа на каждый запрос передатчик ответчика на некоторое время запирается при помощи запирающего устройства. Этим предотвращаются ответы на сигналы, отраженные от близлежащих местных предметов в тех случаях, когда частоты запроса и ответа совпадают, а коды подобны. При очень большой частоте запросов число ответов каждому запросчику уменьшается и может достичь уровня, при котором нарушается нормальная работа системы. Для предотвращения этого в ответчиках применяется автоматическое ограничение максимального числа ответов. Оно осуществляется

путем интегрирования дешифрованных сигналов запроса и использования получающегося напряжения для регулирования в канале формирования ответов. Устройство ограничения частоты ответов позволяет также предотвратить тепловую перегрузку генератора ответчика при большом числе запросов.

В совмещенной системе опознавания легко удовлетворяются требования к разрешающей способности по угловым координатам, так как ответчик отвечает только при облучении РЛС. Если исключена возможность запуска ответчика сигналами боковых лепестков диаграммы направленности РЛС, то разрешающая способность системы опознавания по угловым координатам определяется размерами главного луча РЛС и равна разрешающей способности РЛС.

Разрешающая способность по дальности может быть получена в нужных пределах рациональным выбором метода кодирования в ответчике. Этот же выбор определяет и время опознавания, которое можно получить равным времени обнаружения.

Дальность действия по каналу опознавания, равная дальности действия РЛС, может быть легко получена в любом типе системы, так как при опознавании используются не отраженные, а прямые сигналы. Поэтому и в данной системе это требование удовлетворяется при применении в ответчике сравнительно низкочувствительного приемника и маломощного передатчика, благодаря чему ответчик получается простым и легким.

Значительно труднее в этой системе обеспечить требуемые имитостойкость кода и помехозащищенность. Так как ответчик на самолете должен быть включен в течение всего времени полета (исключая полеты в глубине территории противника), то при каждом облучении со стороны РЛС он будет посылать ненаправленно ответные сигналы даже тогда, когда опознавание уже произведено и осуществляется проводка своего самолета.

Это излишнее демаскирующее излучение может быть легко перехвачено радиоразведкой противника, что, естественно, облегчает имитацию кода и создание помех аппаратуре опознавания. Кроме того, наличие отметок ответных сигналов на экране индикатора после того, как опознавание уже осуществлено, мешает наблюдению целей.

Другим недостатком совмещенной системы является невозможность унификации типов ответчиков вследствие

большого количества РЛС, работающих в разных диапазонах волн. В совмещенной системе направление развития аппаратуры опознавания в большой мере оказывается зависимым от направления развития РЛС, что в некоторых случаях порождает нежелательные противоречия.

В автономных системах формирование запросного сигнала по высокой частоте происходит без участия РЛС в специальном запросчике, который осуществляет также прием и расшифровку ответного сигнала. Связь с РЛС в автономных

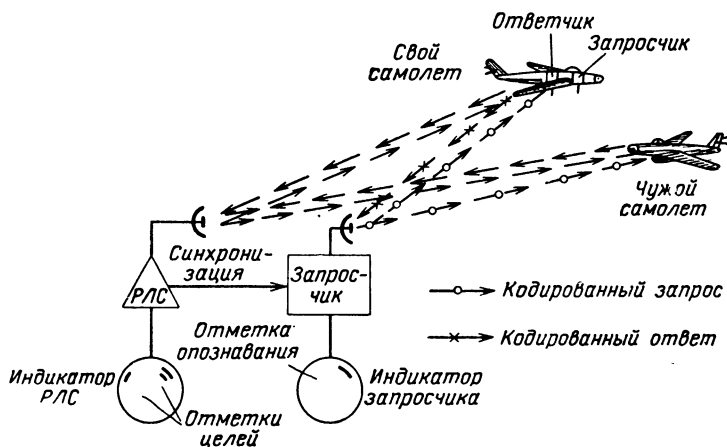


Рис. 23.4. Принцип работы автономной системы опознавания.

системах может осуществляться лишь в виде синхронизации работы запросчика импульсами запуска РЛС, что является необходимым при желании наблюдать ответные сигналы вместе с отметками целей на экране индикатора РЛС. Однако практически такое совместное наблюдение весьма затруднительно из-за значительно худшей разрешающей способности автономного запросчика по угловым координатам по сравнению с РЛС. В автономных системах частоты канала опознавания и РЛС различны.

На рис. 23.4 поясняется работа автономной системы. На объектах опознавания устанавливаются ответчики, а при необходимости взаимного опознавания — и запросчики. Запрос ведется запросчиком после того, как РЛС, с которой он совместно установлен, обнаружила цель. Сигналы ответчика принимаются приемником запросчика и наблюдаются на экране его индикатора. Для сопоставления отметок

опознавания с отметками целей сигналы с выхода приемника запросчика могут быть поданы на индикатор РЛС, и в том случае, если осуществлена синхронизация частот посылок РЛС и запросчика, отметки опознавания будут наблюдаться рядом с отметками своих целей.

Схема ответчиков, применявшихся в автономных системах, аналогична описанному ранее. На рис. 23.5 показана

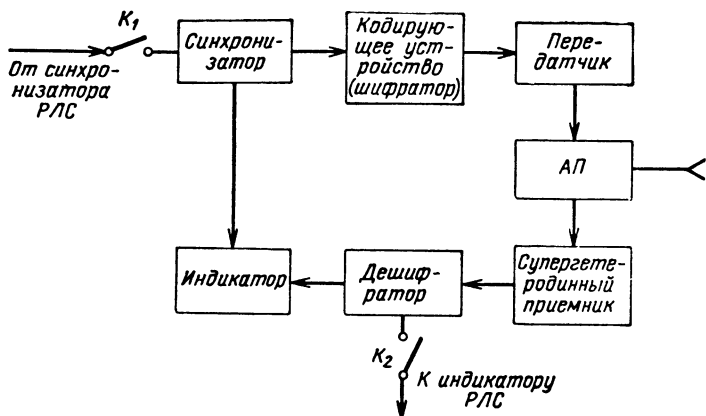


Рис. 23.5. Блок-схема запросчика автономной системы опознавания.

функциональная схема автономного самолетного запросчика, который имеет собственный индикатор для наблюдения ответных сигналов. При синхронизации его импульсами запуска от РЛС сигналы ответа с выхода дешифратора могут быть поданы также и на индикаторное устройство РЛС, где они могут наблюдаться совместно с отметками целей.

В автономной системе наиболее трудно удовлетворить требование к разрешающей способности по угловым координатам, ибо для получения ее такой же, как и у РЛС, необходимо иметь громоздкую антенную систему. Если учесть, что по техническим соображениям длину волны системы опознавания выбирают большей, чем у большинства типов РЛС, то для получения той же разрешающей способности необходимо иметь антенную систему больших размеров, чем у РЛС, что, конечно, нереально.

Некоторое приближение к этому требованию может быть получено при использовании в качестве рефлектора антенны

опознавания зеркала антенны РЛС, но и это решение, не обеспечивая одинаковой разрешающей способности, создает значительные технические трудности.

Достоинствами автономной системы по сравнению с совмещенной являются отсутствие излишнего демаскирующего излучения ответчиков (так как запросчик включается только при необходимости опознавания) и возможность наибольшей унификации типов ответчиков вследствие использования отдельного от РЛС частотного диапазона.

*В комбинированных системах* запросный сигнал представляет собой комбинацию из высокочастотных сигналов РЛС и запросчика, излучаемых на различных частотах. Прием и расшифровка ответных сигналов осуществляются в запросчике. При этом возможна селекция по времени сигналов ответа сигналом, отраженным от цели. Это позволяет исключить в большой степени прием ответных сигналов при запросе боковыми лепестками антенны РЛС. В таких системах запросчик синхронизирован на частоте повторения РЛС, а ответчик, установленный на объекте, имеет приемное устройство, состоящее из двух приемников: приемника сигналов запроса и приемника сигналов РЛС (или нескольких приемников при работе с РЛС разных диапазонов). Ответный сигнал создается передатчиком от ответчика только тогда, когда его приемное устройство принимает оба сигнала — и РЛС, и запросчика. Так как это происходит только тогда, когда РЛС облучает объект с ответчиком (запросные сигналы излучаются ненаправленно), то в такой системе возможно получить такую же разрешающую способность по угловым координатам, как и у РЛС.

По сравнению с совмещенной системой комбинированная система выигрывает тем, что не дает излишнего демаскирующего излучения (оно даже меньше, чем при автономной системе, так как ответчик отвечает только в моменты облучения ответчика остронаправленной антенной РЛС). По этой же причине при прочих равных условиях в комбинированной системе значительно уменьшается загрузка ответчиков или, что то же, увеличивается пропускная способность системы. По сравнению с автономной системой комбинированная система обладает тем преимуществом, что в ней автоматически обеспечиваются такие же, как у РЛС, разрешающие способности по угловым координатам. В то же время в комбинированной системе не утеряно полностью преимущество автономной системы в отношении независимости

развития аппаратуры опознавания от тенденций развития РЛС и возможности унификации типов ответчиков. При появлении РЛС, работающих в новых диапазонах, необходимо изменить лишь конструкцию приемников сигналов РЛС. Эти приемники, как правило, детекторного типа, и, следовательно, вопрос может идти о замене только лишь антенной системы и детекторных камер. Аппаратура комбинированной системы обеспечивает большую помехозащищенность и имитостойкость по сравнению с аппаратурой совмещенной и автономной систем вследствие возможности селекции сигналов запросчика и ответчика соответственно прямым и отраженным сигналами РЛС.

Габариты и вес ответчика комбинированной системы в целом получаются большими, чем в автономной системе, из-за наличия приемников сигналов РЛС, но это увеличение незначительно вследствие простоты конструкции этих приемников.

### *3. Методы кодирования сигналов в радиолокационном опознавании*

Выбор метода кодирования влияет на разрешающую способность аппаратуры опознавания по дальности, ее помехозащищенность, имитостойкость и время опознавания.

Кодированию должны подвергаться как ответные, так и запросные сигналы. Кодирование запросного сигнала повышает помехозащищенность ответчиков и позволяет ограничить число запросов ответчиков путем разделения каналов опознавания по виду кода запроса. Если, например, коды запроса по каналам самолет — самолет и самолет — корабль различны, то при запросах по первому каналу не будут загружаться корабельные ответчики, а при запросе по второму — самолетные. В необходимых случаях можно таким образом обеспечить работу ответчика только с одним запросчиком (например, при управлении снарядом с ответчиком).

Для того чтобы опознавание производилось «на проходе», необходимо применять такие коды, которые полностью передаются в пределах периода посылок запросных сигналов. Требование высокой разрешающей способности по дальности делает это условие еще более жестким и обычно длительность кода лишь в несколько раз может превышать

длительность зондирующего сигнала РЛС, с которой осуществляется совместная работа.

Дальнейшему уменьшению длительности кода препятствует уменьшение количества кодовых комбинаций, получаемых при заданной длительности кодового пакета.

Кодирование может осуществляться изменением по определенному закону: 1) несущей частоты; 2) числа импульсов в пакете; 3) временных интервалов между импульсами; 4) длительности импульсов; 5) амплитуды импульсов; 6) комбинации этих параметров.

При более подробном анализе перечисленных способов кодирования только лишь немногие из них оказываются удовлетворяющими комплексу поставленных требований. Система кодирования сменой несущих частот может быть легко развеdana противником средствами радиоразведки. Кодирование изменением числа импульсов в пакете не может дать достаточно большого количества кодовых комбинаций при приемлемой с точки зрения разрешения по дальности длительности пакета. Такой же недостаток имеет кодирование изменением длительности импульсов. Наилучшим образом требования могут быть удовлетворены при использовании комбинированных кодов. Так, например [49], применяя кодирование одновременно по числу импульсов и интервалов между ними, можно получить  $(2^n - 1)$  кодовых комбинаций, где  $n$  — возможное число импульсов после первого импульса (число кодовых позиций).

#### *4. Пропускная способность систем опознавания*

Пропускная способность системы опознавания характеризуется максимальным числом запросчиков, которые могут работать совместно с одним ответчиком при допустимых коэффициенте ответа и мощности ответного сигнала.

Коэффициентом ответов называется отношение среднего числа ответных сигналов к числу запросных сигналов, поступивших на вход ответчика за одно и то же время. Этот коэффициент при числе запросчиков более одного будет всегда меньше единицы, так как во время ответа одному запросчику и некоторое время после ответа ответчик не в состоянии отвечать другим запросчикам. Это время нерабочего состояния ответчика после посылки очередного

ответа называется временем парализации или защитным временем. Оно необходимо для восстановления цепей ответчика после генерации ответного сигнала и для исключения попадания ответных сигналов, отраженных от близких предметов, в свой приемный тракт.

Для случая кодирования ответного сигнала непрерывным кодом коэффициент ответа выражается формулой

$$\alpha_{\text{отв}} = \frac{1}{1 + (n_3 - 1) t_{\text{защ}} F_3} . \quad (23.21)$$

Здесь  $n_3$  — число работающих запросчиков;

$t_{\text{защ}}$  — защитное время;

$F_3$  — частота повторения импульсов запросчиков, принятая одинаковой для всех запросчиков.

Увеличение количества работающих запросчиков ведет к снижению коэффициента ответов. Если такое минимально допустимое значение коэффициента ответов известно, то пропускная способность системы может быть найдена из (23.21):

$$n_3 = \frac{1 + \alpha_{\text{отв мин}} (t_{\text{защ}} F_3 - 1)}{\alpha_{\text{отв мин}} t_{\text{защ}} F_3} . \quad (23.22)$$

При увеличении числа запросов общее число ответов растет, хотя число ответов каждому отдельному запросчику падает.



## Л и т е р а т у р а

1. О щ е п к о в П. К. Жизнь и мечта. Изд-во «Московский рабочий», 1965.
2. С к о л н и к М. Введение в технику радиолокационных систем. Изд-во «Мир», 1965.
3. В е н т ц е л ь Е. С. Теория вероятностей. Изд-во «Наука», 1969.
4. Э д р и н г т о н. Статистические характеристики амплитуд радиолокационных сигналов, отраженных от самолетов. «Зарубежная радиоэлектроника», 1965, № 9.
5. Д у л е в и ч В. Е. и др. Теоретические основы радиолокации. Изд-во «Советское радио», 1964.
6. Б р о н ш т е й н И. Н. и С е м е н д я е в К. А. Справочник по математике. Изд-во «Наука», 1964.
7. «Распространение ультракоротких волн.» Пер. с англ., Воениздат, 1964.
8. «Высотомерный радиолокатор». «Новости зарубежной радиоэлектроники», 1959, № 21.
9. Л е в и н Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. Изд-во «Советское радио», 1960.
10. Г о н о р о в с к и й И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Изд-во «Советское радио», 1964.
11. Г у т к и н Л. С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. Госэнергоиздат, 1961.
12. К а н е в с к и й З. М. и Ф и н к е л ь ш т е й н М. И. Флуктуационная помеха и обнаружение импульсных радиосигналов. Госэнергоиздат, 1963.
13. А л ь п е р т Я. Л. и др. Распространение радиоволн. ГИТТЛ, 1953.
14. Г р а д ш т е й н И. С., Р ы ж и к Н. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. Физматгиз, 1963.
15. Х е л с т р о м К. Статистическая теория обнаружения сигналов в иностранной литературе, 1963.
16. Ш и р м а н Я. Д., Г о л и к о в В. Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров. Изд-во «Советское радио», 1964.
17. Ф а л ь к о в и ч С. Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флуктуационных помех. Изд-во «Советское радио», 1961.
18. М и л м а н. Влияние атмосферы на распространение метровых и дециметровых волн. «Радиотехника и электроника за рубежом». 1959, № 2.

19. Сайбель А. Г. Основы радиолокации. Изд-во «Советское радио», 1961.
20. Вакман Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. Изд-во «Советское радио», 1965.
21. «Пороговые сигналы». Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1952.
22. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных машин. Госэнергоиздат, 1961.
23. Кривицкий Б. Х. Автоматические системы радиотехнических устройств. Госэнергоиздат, 1962.
24. Бакулев П. А. Радиолокация движущихся целей. Изд-во «Советское радио», 1964.
25. Готц, Олбрайт. Самолетная импульсно-доплеровская РЛС. «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 2.
26. «Бортовые радиолокационные системы». Пер. с англ. Воениздат, 1964.
27. Лезин Ю. С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. Изд-во «Советское радио», 1963.
28. Клаудер, Прайс и др. Теория и расчет импульсных РЛС с частотной модуляцией. «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 1.
29. Рамп, Уингров. Принципы сжатия импульса. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 9.
30. Хаффмен Д. А. Синтез линейных многотактных кодирующих схем. В сб. «Теория передачи сообщений», под ред. В. И. Сифорова. Изд-во иностранной литературы, 1957.
31. Виницкий А. С. Очерки основ радиолокаций при непрерывном излучении радиоволн. Изд-во «Советское радио», 1961.
32. Хигли, Жилеспи, Маккинок. Развитие и применение когерентных РЛС. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 3.
33. Галейс. Доплеровская радиолокационная система с разделением частоты. «Зарубежная радиоэлектроника», 1960, № 5.
34. Бурре. Метод улучшения определения дальности шумовыми РЛС. PIRE, № 12, 1957.
35. Симпсон. Новое в технике трехкоординатной РЛС. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 4.
36. Холахан. Современное состояние радиолокации. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, № 4.
37. Малышкин Е. А. Пассивная радиолокация. Воениздат, 1961.
38. Воюцкий В. С. Новый метод измерения весьма малых переменных электрических величин. «Радиотехника и электроника», 1958, т. 3.
39. Леоненко И. М. Методы защиты РЛС от помех (обзор иностранных изобретений). Изд-во ЦНИИПИ, 1966.
40. Волжин А. Н., Янович В. А. Противорадиолокация. Воениздат 1960.
41. «Труды конференции по воздушной радионавигации.» Изд-во «Советское радио», 1948.
42. Энгледю. Разработка РЛС управления огнем. «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 2.
43. «Справочник по корабельному составу иностранных флотов». Воениздат, 1959.

44. М и л р а й т. Получение радиолокационной информации для предотвращения столкновений судов. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, № 1.
45. А л е к с а н д р о в А. Развитие стратегической авиации США после второй мировой войны. «Военно-исторический журнал», 1966, № 4.
46. К а т р о н а и др. РЛС с высокой разрешающей способностью для наблюдения за полем боя. «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 12.
47. Х е й м и л л е р. Теория и расчет диаграмм направленности синтезированных антенных решеток. «Зарубежная радиоэлектроника», 1963, № 2.
48. Р е в и л о н. Новые принципы создания РЛС. Синтезированные антенны и их применение в РЛС бокового обзора. «Зарубежная радиоэлектроника», 1966, № 6.
49. Х а р р и с К. Е. Некоторые вопросы построения радиолокационных систем с активным ответом. Изд-во «Советское радио», 1957.
50. «Сканирующие антенные системы СВЧ». Пер. с англ., под ред. Г. Т. Маркова и А. Ф. Чаплина. Изд-во «Советское радио», 1966.
51. Б а р к Л. О. и др. Таблицы распределения Релея — Райса. ВЦ АН СССР, 1964.
52. Г у т к и н Л. С. Некоторые соотношения в оптимальных системах обнаружения сигналов. «Радиотехника», 1960, № 2, 4.
53. U r k o w i t z H., H a u e r C., K o v a l J. Generalized resolution in radar systems. Proc. IRE, vol. 50, № 10, p. 2093.
54. B a r c e r R. H. Group synchronizing of binary digital system, Book «Communication theory», London, 1953.
55. A b r a m s o n N. M. A class of systematic codes for nonindependent errors. Trans. IRE, 1959, № 4, p. 150—157.
56. Interavia Air Letter, 1958, № 3978, 3989.
57. Aviation Week, 1957, 18 Febr.
58. Aviation Week, 1958, 12 May.
59. A s e n M. Methods for predicting interference effects in tracing radars. IEEE Trans., 1964, vol. EC-3, № 3.
60. C r o n e y J., W a l l i s P. A Side-lobe suppression system for primary Radar. The Radio and Electronic Eng., 1964, vol. 28, № 4, p. 247.
61. IEEE Trans., 1964, vol. AP-12, № 5, p. 551—561.
62. Rev. Techn. CFTH, 1963, № 39, p. 85—98.
63. Electr. Commun. ITT, 1964, vol. 39, № 2, p. 178.
64. Interavia Air Letter, 1964, № 5570, p. 6.
65. Radio and Electronic Eng., 1963, vol. 26, № 5, p. 397—416.
66. Interavia Air Electronic Eng., 1963, vol. 26, № 2, p. 157—172.
67. Naval Eng., 1964, vol. 76, № 3, p. 365—375.
68. Naval Eng., 1964, vol. 76, № 3, p. 365—375.
69. H o l a h a n J. Synthetic aperture radar. Space aeronautics, 1963, vol. 40, № 6, p. 88.

## Предметный указатель

- Автомат захвата 325—327, 341  
Автоматическая подстройка частоты 139, 339, 340, 446, 609  
— регулировка усиления 29, 313, 340, 571  
Автосопровождение по дальности 36, 315, 421, 558  
— — скорости 322  
— — угловой координате 37, 262, 263, 308  
— — —, метод конического сканирования 308, 568  
— — —, моноимпульсный метод 308, 370, 441, 568  
Амплитудный метод измерения дальности 14  
— — пеленгации 25  
Антенный переключатель 14, 332, 337  
Апертура пространственная 240  
Атмосфера 158  
  
База 31, 445, 448, 449  
Баркера код 388, 389  
БАРУ 511, 513  
Бомбардировщик 51, 558  
Бомбоприцел 603  
  
ВАРУ 340, 571, 573, 609, 610  
Вероятность ложной тревоги 97, 101, 111, 113, 119, 128  
— — — при использовании многоканального приемника 132, 133  
— — — ЦВМ 114  
— правильного обнаружения 97, 100, 112, 119, 128, 146  
— пропуска 97, 101  
Вибратор полуволновый 44, 45  
Визир электронный 270, 294, 601  
Волновод «атмосферный» 165  
Время деионизации 332, 337, 338  
— запаздывания сигнала 9, 81, 416  
— запоминания глаза 287  
  
Время корреляции 66, 67, 68  
— наблюдения 419  
— облучения цели 81, 87, 92, 398, 626  
— разрешаемое 407  
Временной различитель 316, 317  
Высотомер 398  
Выходное устройство РЛС 264, 295, 341, 468  
— — — автоматическое 335, 340, 341  
Вычитание череспериодное 353, 354, 356, 360, 443  
  
Генератор дополнительной частоты 348, 354  
— опорного напряжения 323, 347, 571  
— развертки 268, 271—273  
Гетеродин когерентный 347, 354, 361  
— стабильный 347, 348, 361, 363  
Гидрометеоры 44, 158, 536, 543, 547  
  
Дальномер импульсный 14—17  
— с частотной модуляцией 14—17, 398  
— фазовый 19—21  
— — двухчастотный 21—23  
Дальность действия 34, 40, 146, 153  
— — максимальная 148, 374, 527  
— — радиолокационного прицела 588, 589  
— —, расчетный метод определения 34, 482, 596  
— — РЛС бортовой 574  
— — — корабельной 552  
— — — коротковолновой («загоризонтной») 166  
— — — обнаружения ракет и ИСЗ 538  
— — — и наведения 527  
— — — надводных и низколетающих целей 544  
— — предупреждения 585, 586

Дальность действия РЛС самонаведения активного 149, 579

— — — полуактивного 152, 579

— — — управления воздушным движением 530

— прямой видимости 163

Диаграмма переизлучения самолета 54

— — ИСЗ 55

Длина волны оптимальная 567, 568

Допплеровский измеритель скорости и сноса 322, 323, 542

Дисперсия оценки параметра 220—223, 226

— ошибки измерения угловых координат 255, 256

Запросчик 152, 153, 662, 666

Затухание радиоволн в атмосфере 158, 159, 624

Зона «мертвая» 332, 337

Импульс биполярный 284

— масштабный 603

— стробирующий 315—317

Индикатор азимута и угла места 281

— дальности и азимута 266, 279, 474, 600, 613

— — с линейной шкалой 267

— — и угла места 266

— измерительный 264, 265, 341

— — двухкоординатный 265

— — однокординатный 265

— — трехкоординатный 265, 266, 267, 283

— кругового обзора 266, 271, 278, 549, 553, 593

— — — с вращающейся отклоняющей катушкой 271

— — — неподвижной отклоняющей катушкой 275

— обнаружение 264

— РЛС перехвата 566, 569

Интервал наблюдения 50

Ионосфера 166, 229, 230, 231, 233

Код Баркера 388, 389

— Грея 304

— нулевой последовательности 387, 388

— опорного сигнала 576, 577

— Хаффмена 387

Коллиматор 644, 647, 649

Компенсация помех 353, 354, 360, 477, 518, 519

— прямого сигнала 396

Координатор 574, 575, 578

Координаты сферические 6, 7

— цилиндрические 6, 7

Коррелятор 107, 108, 129, 140

— многоканальный 647

Критерий идеального наблюдателя 98, 101, 105

— Неймана — Пирсона 98, 101

— Релея 72, 172

Круг прицеливания 572, 573

Круговой обзор 86

Коэффициент затухания радиоволн 158, 161

— использования экрана 270, 278, 281

— модуляции фоном 394

— ответа 665, 666

— подавления 360

— помехозащищенности 490

— потерь в высокочастотном тракте 137

— — — интеграторе 142

— — вследствие рассогласования 138, 139

— — — расстройки сигнала 129, 130, 137

— преломления 163, 164, 229, 230, 232

— различимости 135, 136, 148, 357, 479

— сжатия 182, 193, 222, 381, 391, 540, 634

— усиления антенны 147, 148, 467, 469

— ухудшения различимости 357—359

— шума входного каскада 339

Ламберта закон 73

Логарифмический усилитель 511, 512

Ложная тревога 97

Люнеберга линза 435, 436, 489

Максвелла распределение 239  
 МАРУ 340, 511  
 Масштаб индикатора дальности 270, 278, 281, 288  
 — — азимута 281  
 Метод активного ответа 8, 535, 654  
 — максимального правдоподобия 208  
 — отсчета 293  
 Модуляция внутриимпульсная 333, 378, 384, 386, 569  
 — паразитная амплитудная 394  
 — — фазовая 395  
 — шумами 417, 425  
 Надежность опознавания 656  
 — разрешения 167, 207  
 — эксплуатационная 12  
 Накопление энергии сигналов в приемнике 49, 115, 123, 124, 341  
 Направление равнотеневое 30, 310, 442, 450  
 Неоднозначность измерения 33, 331, 364, 375, 403, 447, 456, 638, 639  
 Обзор винтовой 89  
 — зигзагообразный 90, 91  
 — игообразным лучом 88  
 — круговой 86  
 — одновременный 81  
 — плоским лучом 86  
 — программированный 93, 428  
 — последовательный 81  
 — поступательно-конический 93  
 — секторный 87  
 Обнаружение сигналов правительное 97  
 — —, эффективность 377  
 Обработка сигналов в оптическом устройстве 643  
 — — — РЛС с синтезированным раскрытием 634, 647  
 — — — сумматоре 460, 461  
 — — — электронном устройстве 643  
 — — вторичная 301, 304—306, 634  
 — — оптимальная 101, 342, 479

Обработка сигналов первичная 296  
 — —, способ « $k$  из  $N$ » 299  
 Объем разрешаемый 65, 68, 77  
 Ограничитель развертки 274, 275  
 Опознавание целей 325  
 Оптимальный измеритель углового положения 261—263  
 Освещенность экрана 288, 289  
 Ответчик 152  
 Отметка амплитудная 265, 267, 269, 287, 289, 353  
 — типа «верх — низ» 285  
 — — «крылья» 283, 284  
 — яркостная 265, 289, 291, 476, 625  
 Отношение сигнал/шум энергетическое 97, 113  
 Отражение радиоволн 8  
 — — «высотное» 366  
 — — диффузное 73  
 Отражатель дипольный 44, 47, 80, 489  
 — угольный 46, 47  
 Отражательная способность объекта 472  
 Ошибка вероятная 216, 231, 233, 235  
 — измерения угла 26, 62, 314, 440, 564  
 — интерполяции 293, 294  
 — квазимаксимальная 216  
 — общая 217  
 — отсчета координат 293  
 — параллакса 293, 294  
 — передачи угла поворота 294  
 — потенциальная 217, 227, 228  
 — при инструментальном съеме данных 305  
 —, связанная с условиями распространения 228—230, 231  
 — систематическая 217  
 — среднеквадратическая 11, 217, 223, 226, 321  
 — управления 564  
 Параметр разрешения 168, 172, 207  
 Пеленгация по методу максимума 25  
 — — — минимума 27

Пеленгация по методу сравнения 28, 29  
 — по равносигнальному методу 30, 442  
 —, фазовый метод 31, 32, 454  
 Переключатель ферритовый 369  
 Перестройка частоты 341, 342, 506, 517  
 Период обзора 50, 82, 84, 85, 87, 88—92, 93  
 — — корабельный РЛС 552  
 — — минимально допустимый 83  
 — — относительный 84  
 — — РЛС обнаружения ракет и ИСЗ 539  
 — — — надводных и низколетящих целей 545  
 — — — управления воздушным движением 534  
 Поглощение радиоволн в атмосфере 158—160, 541  
 Поиск по дальности 325, 408, 411, 414, 566  
 Помеха 96, 313, 485  
 — активная 313, 487, 488, 491, 494  
 —, влияние на характеристики РЛС 496—502  
 — заградительная 487  
 —, минимальное расстояние эффективного действия 493  
 — неорганизованная 486  
 — организованная 486  
 — пассивная 80, 489, 494  
 — прицельная 487  
 Помехозащищенность 12, 318, 461, 465, 466, 485  
 Порог 99, 106, 113, 114, 341 — счета 299  
 Потенциалоскоп 296, 297, 642  
 Построитель углов прицеливания 619—621  
 Правильное обнаружение 97  
 Преобразователь информации в код 295, 301, 302, 304  
 Преселектор 295, 296, 298, 305, 341  
 Приемник детекторный 393, 481, 586  
 — достаточный 106, 127, 171, 201, 203, 209  
 — корреляционный 107

Приемник модуляционный 477, 478  
 — оптимальный 98, 99, 101, 105, 116—118, 123, 127  
 — — многоканальный 131, 132  
 — панорамный РЛС 602  
 — супергетеродинный 338, 483, 608, 659  
 — суперрегенеративный 658, 659  
 Принцип неопределенности 194, 195  
 Прицел оптический 556, 557  
 — радиолокационный 588, 615  
 Пропуск сигнала 97  
  
 Рабочие характеристики приемника 100, 112, 120, 127, 128, 132  
 Радиальная скорость 9, 33  
 Радиовзрыватель 564, 580  
 Радиоизлучение 471  
 Радиолокация 5  
 — активная 7  
 — пассивная 8, 471  
 Радиолокационный сигнал 7, 8  
 — — полностью известный 100  
 Радиопротиводействие 584  
 Радиус виража 51  
 — Земли эффективный 38, 164  
 Разрешающая способность 11, 131, 167  
 — — дальномер 557  
 — — индикатора 270, 278, 298  
 — — по дальности 12, 175—180  
 — — — радиальной скорости 185  
 — — — скорости 12, 191  
 — — — угловой координате 12  
 — — потенциальная 169, 171, 180, 182, 183  
 — — реальная 213  
 — — РЛС обнаружения и наведения 532, 539  
 — — — надводных и низколетящих целей 547  
 — — — перехвата 562, 565  
 — — совместная 186, 193  
 — — системы опознавания 656

Расширитель импульсов 267, 268, 275, 311  
Релея критерий разрешения 172  
— область рассеяния 78  
— распределение 56, 57, 66, 118, 119, 125, 238  
Рефракция радиоволн 163, 164,  
— — критическая 164

Самонаведение 526  
Сверхрефракция 165  
Сектор обзора 11  
— — дальномера 557  
— — по азимуту 11, 529, 534, 552, 562  
— — — углу места 11, 529, 534, 552, 562

Селекция движущихся целей 342, 343—347  
— — — по частоте Допплера 393  
— импульсов по амплитуде 517

— — — длительности 514  
— по дальности 367, 368  
— поляризационная 510, 511, 536, 543  
— пространственная 510

Сечение тела неопределенности 190, 191, 197

Сигнал ошибки 311, 339  
— в виде когерентной пачки импульсов 195, 227  
— преобразованный 18, 399  
— с линейной ЧМ 180—182, 194, 631  
— шумовой 387  
— шумоподобный 190, 387

Синхронизатор 336, 557, 601, 603

Система опознавания автономная 661  
— наведения 574  
— нефокусированная 642  
— обработки сигналов 643, 644, 645, 651  
— отклоняющая 265  
— перехвата 525, 526, 555  
— с активным ответом 654  
— — —, уравнение сбалансированной системы 154  
— управления лучом 338  
— фокусированная 642

Скважность 334, 352, 363  
— стробирования 368  
Скорость движения цели 34, 35  
— изменения ракурса 59  
— радиоволн 8  
— развертки 287, 288  
— «слепа» 350, 358  
Сопровождение цели 307, 315, 319, 380, 421, 449

Спектр мешающих отражений от земли 364, 365  
— мощности сигналов 67  
— последовательности импульсов 344  
— угловых шумов самолета 63  
— флюктуаций амплитуды 59, 63  
— шумового сигнала 420

Спектроанализатор 405, 406  
— многоканальный 406  
— одноканальный 408—411  
—, разрешающая способность 406, 407

Стабильность работы узлов 360, 361

— пены деления 294

Стратосфера 229

Стробимпульс 315, 316, 326, 327

Субрефракция 165

Счетчик импульсов 302, 303  
SEAFAR 548

Тактические данные РЛС 11

Тело неопределенности 189, 195, 197

Температура кажущаяся 472

— эквивалентная 472

Технические данные РЛС 12, 13

Точность измерения координат 440, 557, 564

Траектория распространения радиоволн 8, 164

— цели 49, 50

Треугольник скоростей 561

Тропосфера 229—233, 235

Угловой шум 63, 313, 314

Угломерное устройство 24

Удельная эффективная отражающая площадь 44, 71

— — — дождя 79

— — — лесистой местности 74



Удельная эффективная отражающая площадь поверхности земли 71  
— — — — моря 75, 546, 547  
— — — — тумана 78  
Управление по радиолучу 574  
Усилитель ВЧ 338, 339  
— с линейно-логарифмической характеристикой 511, 610  
Управление лучом электронное 427, 428, 456

Фазовращатель 431, 434, 437, 439, 642

Фазовый фронт 42, 61, 241

Фильтр 19

— гребенчатый 508, 509

— для разделения двух сигналов 204

— несогласованный 138, 139

— одной боковой полосы 368

— оптимальный 172, 211, 378, 385, 386, 391

— подавления помехи 506, 507

— следающий 397

— согласованный 108, 129, 137, 255, 333, 347, 649

Формула преобразования законов распределения 57

Фотодетектор 304

Функция автокорреляционная диаграммы направленности 245, 246

— — — нормированная по времени 174, 175

— — — — частоте 183, 184

— — — — энергии 171

— — — огибающей входного сигнала 175, 189

— взаимокорреляционная пространственно-временная 244

— корреляционная 60, 66, 171, 419, 420, 635

— неопределенности 240, 244, 250

— правдоподобия 102, 103, 201, 218, 251

— распределения поля в раскрыве 243

Функция сигнальная 110, 171, 219, 220

— шумовая 110, 111, 218, 253

Цель радиолокационная 7, 40

— объемная 44, 77

— сложная 43, 52

— точечная 43, 48

— распределенная 43, 64

— элементарная 43, 44

Цена пятна 270, 278, 281, 292, 554

Центр отражения эффективный 61, 63

Частота дальности 404, 408, 409, 412

— модуляции 404

— плазменная 231

Череспериодное вычитание 353, 354, 356, 360, 443

Чувствительность пеленгационная 26, 27

— приемника 148

Шаг траектории 85

Шкала дальности механическая 269, 293

— — — электронная 270, 293, 294

ШАРУ 340, 571

Эйлера формула 399

Элемент активный 436, 437, 589

— системы 426, 432

Эллипс неопределенности 191, 192, 193, 223, 226

Энергия сигнала на входе приемника 98

— — — одиночного 125

Эффект длинноволнового излучения 473

Эффективная отражающая площадь 40, 41, 56, 68, 147, 150, 608

— — —, среднее значение 42, 57—59, 147

— — —, средняя удельная 44, 71, 73, 75

— площадь приемной антенны 148

Яркость свечения экрана 289, 290

## О г л а в л е н и е

Предисловие . . . . .	3
-----------------------	---

### ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ

<b>Глава 1. Общие сведения о радиолокации . . .</b>	<b>5</b>
1.1. Задачи и применение радиолокации . . . . .	5
1.2. Физические основы обнаружения целей и определения их координат и скорости . . . . .	7
1.3. Тактические данные и технические характеристики РЛС . . . . .	10

<b>Глава 2. Методы измерения координат и скорости движения целей . . . . .</b>	<b>14</b>
2.1. Методы измерения дальности . . . . .	14
2.2. Методы измерения угловых координат . . . . .	24
2.3. Методы измерения радиальной скорости . . . . .	33
2.4. Определение координат целей и их производных расчетным путем . . . . .	34

<b>Глава 3. Характеристики радиолокационных целей . . . . .</b>	<b>40</b>
3.1. Основные свойства и классификация . . . . .	40
3.2. Элементарные цели . . . . .	44
3.3. Точечные цели . . . . .	48
3.4. Свойства сигналов, отраженных от распределенных целей . . . . .	64
3.5. Эффективная отражающая площадь поверхностных целей . . . . .	68
3.6. Эффективная отражающая площадь объемных целей . . . . .	77

<b>Глава 4. Радиолокационный обзор . . . . .</b>	<b>81</b>
4.1. Основные положения . . . . .	81
4.2. Период последовательного обзора . . . . .	82
4.3. Виды последовательного обзора . . . . .	86
4.4. Программированный обзор . . . . .	93

<b>Глава 5. Обнаружение радиолокационных сигналов . . . . .</b>	<b>96</b>
5.1. Основные положения . . . . .	96
5.2. Характеристики обнаружения радиолокационных сигналов с полностью известными параметрами . . . . .	100
5.3. Характеристики обнаружения радиолокационных сигналов с неизвестной начальной фазой . . . . .	115

5.4. Характеристики обнаружения радиолокационных сигналов с неизвестной начальной фазой и флюктуирующей амплитудой . . . . .	125
5.5. Характеристики обнаружения радиолокационных сигналов с неизвестными значениями начальной фазы, амплитуды и частоты . . . . .	129
5.6. Характеристики обнаружения сигналов в одном из его возможных положений . . . . .	130
5.7. Коэффициент различимости при обнаружении радиолокационных сигналов . . . . .	135
5.8. Анализ структуры оптимального приемника при обнаружении сигнала с неизвестной начальной фазой . . . . .	143
<b>Глава 6. Дальность действия радиолокационных станций . . . . .</b>	<b>146</b>
6.1. Дальность действия в свободном пространстве	146
6.2. Дальность действия при активном ответе . . .	152
6.3. Влияние отражений от земной поверхности на дальность действия РЛС . . . . .	154
6.4. Влияние на дальность действия РЛС ослабления энергии радиоволн в атмосфере . . . . .	158
6.5. Влияние кривизны земной поверхности и атмосферной рефракции на дальность действия . . . . .	162
<b>Глава 7. Разрешение радиолокационных сигналов . . . . .</b>	<b>167</b>
7.1. Общие сведения . . . . .	167
7.2. Оценка потенциальной разрешающей способности по ширине выходного сигнала . . . . .	171
7.3. Потенциальная разрешающая способность по дальности . . . . .	174
7.4. Потенциальная разрешающая способность по скорости . . . . .	183
7.5. Совместное разрешение по дальности и скорости. Принцип неопределенности в радиолокации . .	186
7.6. Потенциальная разрешающая способность при сигнале в виде пачки когерентных импульсов . .	195
7.7. Статистическая оценка разрешения двух сигналов	200
7.8. Реальная разрешающая способность . . . . .	213
<b>Глава 8. Точность измерения координат и радиальной скорости целей . . . . .</b>	<b>216</b>
8.1. Общие сведения . . . . .	216
8.2. Потенциальная точность измерения одного параметра сигнала . . . . .	218
8.3. Потенциальная точность одновременного измерения двух параметров . . . . .	224
8.4. Реальная точность измерения параметров сигналов	228
8.5. Точность измерения положения цели . . . . .	236

**Глава 9. Точность и разрешающая способность при определении угловых координат целей . . . . .** 240

- 9.1. Функция неопределенности по угловым координатам и разрешение целей . . . . . 241  
9.2. Точность измерения угловых координат . . . . . 251

**Глава 10. Индикаторные выходные устройства** 264

- 10.1. Общие сведения . . . . . 264  
10.2. Основные типы электроннолучевых индикаторов 267  
10.3. Влияние индикатора на дальность действия РЛС 286  
10.4. Влияние индикатора на разрешающую способность РЛС . . . . . 292  
10.5. Влияние индикатора на точность работы РЛС 293

**Глава 11. Выходные устройства РЛС, сопряженные с электронными цифровыми вычислительными машинами . . .** 295

- 11.1. Общие сведения . . . . . 295  
11.2. Предварительная селекция сигналов . . . . . 296  
11.3. Преобразование дальности и угловых координат в двоичный код . . . . . 301  
11.4. Влияние устройства инструментального съема данных на дальность, точность и разрешающую способность РЛС . . . . . 304

**Глава 12. Выходные устройства РЛС при непрерывном слежении за целями . . . . .** 307

- 12.1. Общие сведения . . . . . 307  
12.2. Автоматическое сопровождение по направлению 308  
12.3. Автоматическое сопровождение по дальности 315  
12.4. Автоматическое сопровождение по скорости . . 322  
12.5. Процесс поиска и захвата целей при непрерывном слежении . . . . . 325

**РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА**

**Глава 13. Одноканальные импульсные радиолокационные станции . . . . .** 329

- 13.1. Общие сведения . . . . . 329  
13.2. Некогерентные импульсные радиолокационные станции . . . . . 334  
13.3. Когерентно-импульсные РЛС с большой скважностью . . . . . 342  
13.4. Импульсно-доплеровские РЛС с малой скважностью . . . . . 363

<b>Глава 14. Одноканальные импульсные РЛС со специальными видами модуляции сигналов . . . . .</b>	<b>377</b>
14.1. Общие сведения . . . . .	377
14.2. Радиолокационные станции с внутримпульсной частотной модуляцией . . . . .	378
14.3. Радиолокационные станции с внутримпульсной фазовой манипуляцией . . . . .	386
<b>Глава 15. Радиолокационные станции с непрерывным излучением . . . . .</b>	<b>392</b>
15.1. Общая характеристика . . . . .	392
15.2. Допплеровские радиолокационные станции . . . . .	393
15.3. Радиолокационные устройства с частотной модуляцией . . . . .	398
15.4. Типы РЛС с частотной модуляцией . . . . .	405
15.5. Применение шумовой модуляции . . . . .	417
<b>Глава 16. Многоканальные радиолокационные станции . . . . .</b>	<b>426</b>
16.1. Общие сведения . . . . .	426
16.2. Пространственно-многоканальные РЛС . . . . .	428
16.3. Моноимпульсные устройства . . . . .	441
16.4. Частотно-многоканальные РЛС . . . . .	458
<b>Глава 17. Пассивная радиолокация . . . . .</b>	<b>471</b>
17.1. Общие сведения . . . . .	471
17.2. Наблюдение земной поверхности с помощью средств пассивной радиолокации . . . . .	474
17.3. Обнаружение и измерение координат самолетов по излучению их бортовых радиолокационных станций средствами пассивной радиолокации . . . . .	481
<b>Глава 18. Помехозащищенность радиолокационных станций . . . . .</b>	<b>485</b>
18.1. Общие сведения . . . . .	485
18.2. Особенности действия помех на радиолокационные станции . . . . .	495
18.3. Методы защиты от помех . . . . .	505
<b>ОСОБЕННОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ</b>	
<b>Глава 19. Основные типы наземных радиолокационных станций . . . . .</b>	<b>522</b>
19.1. Общие сведения . . . . .	522
19.2. РЛС обнаружения воздушных целей и наведения истребителей . . . . .	525
	<b>679</b>

19.3. РЛС управления воздушным движением . . .	534
19.4. РЛС обнаружения БР, ИСЗ и слежения за ними	538

## **Глава 20. Основные типы корабельных радиолокационных станций . . . . .**

20.1. Общие сведения . . . . .	542
20.2. РЛС обнаружения надводных и низколетящих целей . . . . .	544
20.3. РЛС, обеспечивающие маневрирование в портах и предотвращающие столкновения . . . . .	551

## **Глава 21. Самолетные и ракетные радиолокационные устройства, используемые для борьбы с воздушным противником**

21.1. Общие сведения . . . . .	555
21.2. Радиолокационные дальномеры . . . . .	556
21.3. Радиолокационные станции перехвата и прицеливания . . . . .	559
21.4. Бортовые РЛС управляемых ракет . . . . .	574
21.5. Радиолокационные взрыватели . . . . .	580
21.6. Радиолокационные средства защиты летательного аппарата . . . . .	583

## **Глава 22. Самолетные панорамные радиолокационные станции . . . . .**

22.1. Принципы получения панорамного изображения земной поверхности . . . . .	591
22.2. Применение панорамных РЛС и требования к их основным показателям . . . . .	594
22.3. Панорамные РЛС с круговым обзором . . . . .	599
22.4. РЛС с боковым обзором и синтезированными раскрывами . . . . .	624

## **Глава 23. Радиолокационные системы с активным ответом . . . . .**

23.1. Особенности систем с активным ответом . . . . .	654
23.2. Системы радиолокационного опознавания . . . . .	655

Л и т е р а т у р а . . . . .	667
-------------------------------	-----

Предметный указатель . . . . .	670
--------------------------------	-----



