

Леонов А. И., Фомичев К. И.

Л47 Моноимпульсная радиолокация. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1984. — 312 с., ил.

В пер.: 1 р. 40 к.

Рассматриваются принципы построения и основные функциональные элементы моноимпульсных систем пеленгации, анализируется их точность и разрешающая способность. Излагаются теоретические вопросы моделирования моноимпульсных систем с помощью ЭВМ. Рассматривается помехозащищенность моноимпульсных РЛС с учетом зарубежных современных средств и методов радиопротиводействия. Описываются области применения и приводятся основные тактико-технические характеристики некоторых зарубежных моноимпульсных радиолокационных систем.

Второе издание написано с учетом новых результатов последнего десятилетия (первое издание вышло в 1970 г.).

Для инженерно-технических работников, специализирующихся в области радиолокационной техники.

Л 2402020000-118  
046(01)-84 102-84

ББК 32.95  
6Ф2.4

Рецензент: доктор техн. наук профессор С. И. Красногоров

Редакция литературы по кибернетике и вычислительной технике

АЛЕКСАНДР ИВАНОВИЧ ЛЕОНОВ,  
КОНСТАНТИН ИВАНОВИЧ ФОМИЧЕВ

МОНОИМПУЛЬСНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

Редактор Т. М. Любимова

Художественный редактор Н. С. Шейн

Технический редактор Г. З. Кузнецова

Корректор Н. М. Давыдова

ИБ № 597

Сдано в набор 02.12.83

Подписано в печать 15.03.84

Т-06690

Формат 60×90/16

Бумага типографская № 3

Гарнитура литературная

Печать высокая Усл. печ. л. 19,5 Усл. кр.-отт. 19,5 Уч.-изд. л. 21,11 Тираж 5800 экз.

Изд. № 20330

Зак. № 130

Цена 1 р. 40 к.

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат»  
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1984

## ПРЕДИСЛОВИЕ

С момента выхода первого издания книги «Моноимпульсная радиолокация» интерес к моноимпульсной радиолокации еще более возрос, что обусловлено преимуществами моноимпульсного метода определения угловых координат и, как следствие, дальнейшим распространением моноимпульсных систем в различных областях, а также их совершенствованием на основе новейших достижений науки и техники.

Дальнейшее развитие получили вопросы помехоустойчивости моноимпульсных РЛС, повышения их разрешающей способности и точности определения координат. В последние годы за рубежом внедряются новые методы обработки радиолокационной информации, развивается статистическая теория пространственно-временной фильтрации, все шире применяется моделирование на ЭВМ при разработке и испытаниях моноимпульсных РЛС.

В связи с этим потребовалась существенная переработка материала книги. Основные направления переработки сводятся к следующему.

1. Полностью переделана первая глава. Общие принципы построения современных моноимпульсных систем вынесены в отдельную главу. Причем дополнительно дано описание моноимпульсных импульсно-доплеровских РЛС, РЛС с цифровой обработкой сигналов и моноимпульсных РЛС с коническим сканированием.

2. Большое внимание уделено фазированным антенным решеткам, дополнительно рассмотрены спиральные антенны.

3. Приведены материалы о принципах действия современных многопроцессорных ЭВМ и использовании их для автоматизации работы РЛС. Рассмотрены методы цифровой обработки сигналов с применением быстрого преобразования Фурье.

4. Введены элементы статистического подхода к решению задачи о разрешающей способности по угловым координатам. Включены дополнительные материалы по возможностям увеличения разрешающей способности.

5. При рассмотрении вопросов точности уделено большое внимание влиянию отражений радиоволн от земной поверхности и методам ослабления их влияния на точность пеленгования низколетящих целей. Приведены данные о влиянии внешних шумов на точность определения угловых координат.

6. При рассмотрении источников инструментальных ошибок проанализировано влияние кросс-поляризационного излучения антенн. С этой целью обобщены данные о поляризационной структуре зеркальных антенн, рассмотрены природа угловых ошибок, возникающих при рассогласовании принимаемых сигналов по поляризации, и пути снижения кросс-поляризации антенн.

7. Полностью переработана глава по помехозащищенности моноимпульсных РЛС. Поскольку оценка помехозащищенности невозможна без рассмотрения работы РЛС в условиях создания ей помех, проведен обзор современных методов радиопротиводействия и методов защиты от наиболее опасных организованных помех. Подробно проанализированы искажения пеленгационных характеристик в зависимости от рассогласования принимаемых сигналов по поляризации. При анализе помехозащищенности кроме угломерного канала рассмотрены также каналы обнаружения и селекции целей.

8. Переработана и дополнена глава по применению моделирования для оценки характеристик РЛС. Приведены алгоритмы моделирования антенно-фидерных устройств, обработки сигналов в радиоприемном устройстве. Изложены некоторые результаты моделирования.

9. При рассмотрении вопросов практического применения моноимпульсных РЛС приведены сведения о современных РЛС, разработанных в США.

При написании книги использовались материалы зарубежной и отечественной печати, а также некоторые материалы исследований, выполненных авторами.

Главы 1, 2, 3, 4, 9, 10 написаны А. И. Леоновым. При написании главы 9 использовались материалы, предоставленные автору Н. И. Антроповым, В. Н. Васеневым и Ф. В. Нагулинко. Главы 5, 6, 7 и 8 написаны К. И. Фомичевым.

Авторы выражают искреннюю благодарность профессору С. И. Красногорову за ценные замечания, высказанные им при рецензировании рукописи.

## Глава 1

### ПРИНЦИП И МЕТОДЫ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

#### 1.1. ПРИНЦИП МОНОИМПУЛЬСНОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ

Пеленгование целей, заключающееся в определении направления на цель, является одной из основных задач радиолокации. Ранее для точного автоматического определения направления на источник сигнала применялись методы конического (плоскостного) сканирования и последовательного переключения диаграмм направленности (ДН), которые реализовались в одноканальных пеленгаторах. Характерным для этих методов является то, что направление на источник определяется сравнением сигналов, последовательно принимаемых антеннами с различными ДН, а угловая информация о цели формируется в виде амплитудной модуляции принимаемых сигналов. При этом глубина модуляции определяет величину сигнала ошибки, а фаза — направление рассогласования оси антенны по отношению к направлению на пеленгуемую цель.

Модуляционный метод формирования сигнала угловой ошибки требует приема последовательности отраженных импульсов, поэтому он является чувствительным к флуктуациям амплитуды принимаемых сигналов, порождаемым случайными изменениями эффективной площади рассеяния цели. Это наиболее существенный недостаток одноканального метода пеленгования, использующего коническое и линейное сканирование луча или последовательное переключение ДН.

✓ В настоящее время широкое распространение получил моноимпульсный метод определения направления на цель, при котором отраженный импульс содержит полную информацию об угловом положении цели. Этим и объясняется происхождение термина «моноимпульсная» (одноимпульсная) пеленгация. Для технической реализации моноимпульсной пеленгации необходим многоканальный прием. Отраженные от цели сигналы одновременно принимаются двумя независимыми приемными каналами по каждой координатной плоскости пеленгации (двумя в азимутальной плоскости и двумя в угломерной). Так как в моноимпульсных системах пеленгование осуществляется по одному импульсу и используется два независимых канала приема в каждой координатной плоскости, то амплитудные флуктуации отраженного сигнала не оказывают заметного влияния на точность измерения угловых координат.

Первоначально моноимпульсный метод был разработан для точного автоматического сопровождения целей. В настоящее время за рубежом он применяется также и в обзорных моноимпульсных радиолокационных системах, под которыми будем понимать моноимпульсные системы, определяющие угловые координаты всех целей, находящихся в пределах ДН и разрешаемых по дальности, при программном управлении положением луча в пространстве.

В зависимости от характера извлечения угловой информации о цели из принимаемых сигналов различают три основных способа определения координат в моноимпульсных системах: амплитудный, фазовый и комплексный.

В моноимпульсных системах с амплитудной пеленгацией для определения угловой координаты в одной плоскости формируются две перекрещивающиеся диаграммы направленности антенны, разнесенные на углы  $\pm\theta_0$  от равносигнального направления (рис. 1.1, а). При отклонении цели на угол  $\theta$  от равносигнального направления (РСН) (цель находится в точке А) сигнал, принятый по нижней диаграмме, больше сигнала, принятого по верхней диаграмме. Разность амплитуд принятых сигналов определяет угол отклонения цели от равносигнального направления. Знак этой разности характеризует направление смещения равносигнального направления относительно цели. Когда равносигнальное направление совмещается с целью, амплитуды отраженных сигналов, принятых по обеим диаграммам, равны, а их разность обращается в нуль.

В моноимпульсных системах с фазовой пеленгацией направление на цель в одной координатной плоскости определяется сравнением фаз сигналов, принимаемых двумя антеннами. В дальней зоне каждая антенна облучает один и тот же объем пространства, в результате чего исходящие от точечной цели отраженные сигналы практически одинаковы по амплитуде, но различаются по фазе. На рис. 1.1, б показано, как происходит сравнение

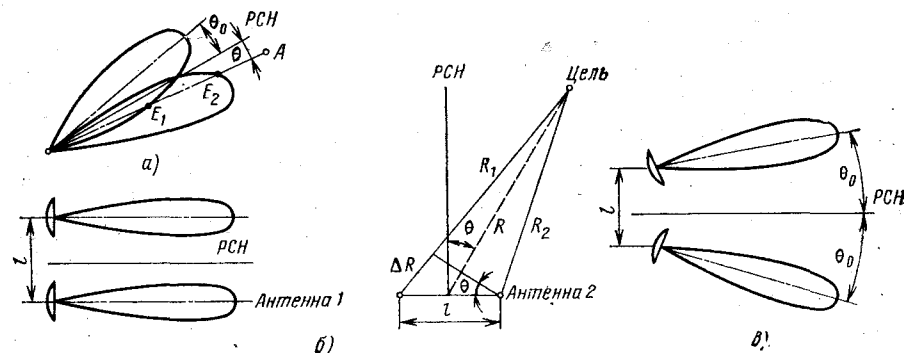


Рис. 1.1. Виды парциальных диаграмм направленности и сравнение сигналов в моноимпульсных системах с амплитудной (а), фазовой (б) и комплексной (в) пеленгацией

по фазе в моноимпульсной системе, имеющей две антенны, отстоящие одна от другой на расстоянии  $l$ .

Линия визирования цели образует угол  $\theta$  с осью, перпендикулярной к линии, соединяющей обе антенны, т. е. с равносигнальным направлением. Расстояние между антенной 1 и целью составляет

$$R_1 = R + (l/2) \sin \theta,$$

а расстояние между антенной 2 и целью

$$R_2 = R - (l/2) \sin \theta.$$

Разность расстояний от цели до антенн

$$\Delta R = R_1 - R_2 = l \sin \theta$$

даст разность фаз

$$\Delta \varphi = 2\pi \Delta R / \lambda = 2\pi l \sin \theta / \lambda, \quad (1.1)$$

где  $\lambda$  — длина волны.

Это дает возможность определить угол прихода  $\theta$  по измеренной величине фазовых сдвигов отраженных от цели сигналов, принимаемых на две разнесенные антенны.

Выражение (1.1) показывает, что фазовый сдвиг сигналов обращается в нуль не только при  $\theta=0$ , но также и при других углах рассогласования, соответствующих условию

$$\theta = \arcsin (2n\pi / k_\lambda l), \quad \text{где } k_\lambda = 2\pi / \lambda.$$

В результате пеленгационная характеристика получается знакопеременной и имеет наряду с основным направлением много ложных равносигнальных направлений. В этом причина неоднозначности измерений фазовым методом. Однако неоднозначность не является серьезным недостатком, если ложные равносигнальные направления находятся за пределами главного лепестка диаграммы направленности, а для этого расстояние между центрами приемных антенн должно быть не больше диаметра каждой из них. Такая система может быть выполнена, например, в виде двух расположенных рядом антенн.

В моноимпульсных системах, использующих амплитудно-фазовый (комплексный) метод пеленгования, угловые координаты определяют сравнением амплитуд и фаз сигналов, принимаемых двумя антеннами (рис. 1.1, в).

В качестве источника угловой информации в рассмотренных системах соответственно используются амплитудные, фазовые и амплитудно-фазовые соотношения сигналов, принимаемых независимыми каналами. Различия в способах извлечения угловой информации, в свою очередь, порождают определенные различия в обработке принимаемых сигналов и, следовательно, в структуре моноимпульсных РЛС в целом. Рассмотрим в общем виде структурную схему моноимпульсной радиолокационной системы.

## 1.2. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА МОНОИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ

Как уже говорилось, в моноимпульсных системах информация об угловом положении цели получается при попарном сравнении принятых сигналов. При таком сравнении напряжение на выходе моноимпульсной угломерной системы не зависит от абсолютного значения амплитуд принятых сигналов, а определяется лишь углом прихода сигналов.

Пеленгационная характеристика моноимпульсной РЛС должна указывать на величину и знак угла прихода принятых сигналов, т. е. должна являться нечетной действительной функцией угла прихода сигналов. Исходные данные об угле прихода, содержащиеся в паре сигналов, образуются при приеме их антенной моноимпульсной РЛС, которую называют угловым датчиком. В соответствии с этим над принятыми сигналами должны быть произведены такие операции, чтобы можно было получить функцию, вещественная часть которой удовлетворяла бы требованиям, предъявляемым к пеленгационным характеристикам.

Рассмотрим аналитически возможные решения поставленной задачи [32, 35]. Напряженность поля в точке приема в комплексной форме можно записать как функцию времени  $t$ :

$$\underline{E}(t) = E_m \exp i(\omega t - \varphi_0), \quad (1.2)$$

где  $E_m$  — амплитуда;  $\omega$  — круговая частота;  $\varphi_0$  — начальная фаза.

Диаграммы направленности антенной системы, которые являются комплексными функциями угла прихода, выражаются зависимостями:

$$\underline{f}_1(\theta) = F_1(\theta) \exp i\varphi_1(\theta), \quad \underline{f}_2(\theta) = F_2(\theta) \exp i\varphi_2(\theta), \quad (1.3)$$

где  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$  — амплитудные ДН;  $\varphi_1(\theta)$  и  $\varphi_2(\theta)$  — фазовые ДН.

Фазовые диаграммы направленности будем считать зеркальными отображениями друг друга относительно равносигнального направления, а амплитудные диаграммы направленности идентичными и смещенными своими максимумами на угол  $\pm\theta_0$  относительно равносигнального направления, т. е.

$$\varphi_1(\theta) = 1/2 \varphi(\theta), \quad \varphi_2(\theta) = -1/2 \varphi(\theta), \quad F_1(\theta) = F(\theta_0 - \theta), \\ F_2(\theta) = F(\theta_0 + \theta), \quad (1.4)$$

где  $\varphi(\theta)$  — разностно-фазовая ДН антенной системы.

Отраженные сигналы, которые принимаются разнесенными антеннами, могут быть записаны так:

$$\underline{E}_1(t, \theta) = \underline{E}(t) \underline{f}_1(\theta), \quad \underline{E}_2(t, \theta) = \underline{E}(t) \underline{f}_2(\theta). \quad (1.5)$$

Тогда отношение двух принятых сигналов можно записать

$$r_m(\theta) = \frac{\underline{E}_1(t, \theta)}{\underline{E}_2(t, \theta)} = \frac{\underline{f}_1(\theta)}{\underline{f}_2(\theta)} = \frac{F_1(\theta) \exp i\varphi_1(\theta)}{F_2(\theta) \exp i\varphi_2(\theta)}. \quad (1.6)$$

Данное отношение, которое в дальнейшем будем называть мультипликативным, при определенных условиях может служить исходным для формирования пеленгационной характеристики.

Для формирования пеленгационной характеристики может быть использовано также отношение разностного сигнала к суммарному:

$$r_a(\theta) = \frac{\underline{E}_1(t, \theta) - \underline{E}_2(t, \theta)}{\underline{E}_1(t, \theta) + \underline{E}_2(t, \theta)} = \frac{\underline{f}_1(\theta) - \underline{f}_2(\theta)}{\underline{f}_1(\theta) + \underline{f}_2(\theta)}, \quad (1.7)$$

которое обычно называют аддитивным отношением принятых сигналов. Связь между мультипликативными и аддитивными отношениями сигналов устанавливается с помощью следующих выражений:

$$r_a(\theta) = \frac{r_m(\theta) - 1}{r_m(\theta) + 1}, \quad r_m(\theta) = \frac{1 + r_a(\theta)}{1 - r_a(\theta)}. \quad (1.8)$$

Кроме мультипликативного и аддитивного отношений могут быть образованы другие отношения, удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к пеленгационной характеристике моноимпульсной РЛС. При умножении мультипликативного и аддитивного отношений на комплексную постоянную

$$\underline{a} = a_0 \exp i\psi_0$$

получим линейно-преобразованные отношения

$$\underline{r}_m(\theta) = \underline{a} r_m(\theta), \quad \underline{r}_a(\theta) = \underline{a} r_a(\theta). \quad (1.9)$$

Устройства, в которых образуются сумма и разность принятых сигналов или производится операция умножения принятых сигналов на коэффициент  $\underline{a}$ , называются преобразователями, так как в них в общем случае возможно преобразование информации из амплитудных соотношений в фазовые и обратно. Эти преобразования осуществляются обычно на высокой частоте с использованием пассивных элементов из-за их относительной простоты и стабильности характеристик.

Операцию вычисления отношения двух сигналов, преобразованных или непреобразованных, невозможно выполнить без предварительного их усиления. Устройство, содержащее активные элементы, включая усилители и схему сравнения, которое выделяет мультипликативное или аддитивное отношение и образует пеленгационную характеристику, называется угловым дискриминатором.

При амплитудном пеленговании угловая информация содержится в амплитудных диаграммах  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$ . В этом случае при идентичных фазовых диаграммах мультипликативное и аддитивное отношение выражаются только через амплитудные диаграммы направленности

$$r_m(\theta) = \frac{F_1(\theta)}{F_2(\theta)} = \rho(\theta), \quad r_a(\theta) = \frac{F_1(\theta) - F_2(\theta)}{F_1(\theta) + F_2(\theta)} = \frac{\rho(\theta) - 1}{\rho(\theta) + 1}. \quad (1.10)$$



При фазовом пеленговании, когда амплитудные диаграммы идентичны, угловая информация содержится в разности фаз

$$\Delta\varphi = \varphi_1(\theta) - \varphi_2(\theta). \quad (1.11)$$

Мультипликативное и аддитивное отношения выражаются только через фазовые диаграммы

$$r_m(\theta) = \frac{\exp i \varphi_1(\theta)}{\exp i \varphi_2(\theta)} = \exp i \Delta\varphi, \quad (1.12)$$

$$r_a(\theta) = \frac{\exp i \varphi_1(\theta) - \exp i \varphi_2(\theta)}{\exp i \varphi_1(\theta) + \exp i \varphi_2(\theta)} = i \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2}.$$

Отношение амплитуд  $\rho(\theta)$  и разность фаз  $\Delta\varphi$  будем называть мультипликативными функциями угла, а отношения  $[\rho(\theta)-1]/[\rho(\theta)+1]$  и  $\operatorname{tg} \Delta\varphi/2$  — аддитивными функциями угла.

Угловой дискриминатор, в котором для образования пеленгационной характеристики используется мультипликативная функция угла, реагирующий только на амплитудные соотношения принятых сигналов, называется амплитудным, а реагирующий только на фазовые соотношения — фазовым. Угловой дискриминатор, который реагирует как на амплитудные, так и на фазовые соотношения сигналов и в котором для формирования пеленгационной характеристики применяется аддитивная функция угла, называется суммарно-разностным.

Таким образом, возможны только три различных способа измерения угла (три типа угловых дискриминаторов): амплитудный, фазовый и суммарно-разностный. Каждый из них можно применять либо при амплитудном, либо при фазовом, либо при комплексном пеленговании. Поэтому возможно всего девять основных классов моноимпульсных систем, классификация которых приведена в табл. 1.1. В дальнейшем, исходя из принятой классификации, в названии моноимпульсной системы первое слово будет характеризовать вид пеленгования, а второе — тип углового дискриминатора. Так, например, моноимпульсная система с амплитудным угловым дискриминатором при амплитудном пеленговании будет называться амплитудно-амплитудной, а при фазовом пеленговании — фазово-амплитудной. Моноимпульсная система с фазовым угловым дискриминатором при амплитудном пе-

Таблица 1.1

| Способ измерения (тип углового дискриминатора) | Основные классы моноимпульсных радиолокационных систем для трех видов пеленгования |              |                  |
|------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------|--------------|------------------|
|                                                | амплитудного (А)                                                                   | фазового (Ф) | комплексного (К) |
| Амплитудный (А)                                | АА                                                                                 | ФА           | КА               |
| Фазовый (Ф)                                    | АФ                                                                                 | ФФ           | КФ               |
| Суммарно-разностный (СР)                       | АСР                                                                                | ФСР          | КСР              |

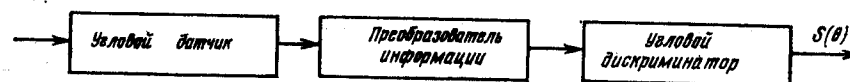


Рис. 1.2. Структурная схема моноимпульсной системы

ленировании будет называться амплитудно-фазовой, а при фазовой — фазово-фазовой. Моноимпульсная система с суммарно-разностным угловым дискриминатором в зависимости от вида пеленгования будет называться амплитудной суммарно-разностной, или комплексной суммарно-разностной.

Из указанных в табл. 1.1 девяти возможных моноимпульсных систем на практике наибольшее применение находят четыре: амплитудно-амплитудная (АА), фазово-фазовая (ФФ), амплитудная суммарно-разностная (АСР) и фазовая суммарно-разностная (ФСР). Эти моноимпульсные системы и будут подробнее рассматриваться в дальнейшем.

Исходя из последовательности операций, выполняемых моноимпульсной системой, структурная схема ее должна содержать следующие основные элементы (рис. 1.2):

угловой датчик, формирующий сигналы, в соотношениях параметров которых содержится информация об угловом положении цели;

преобразователь информации, осуществляющий преобразование параметров сигналов;

угловой дискриминатор, выделяющий вещественную функцию отношения параметров сигналов, однозначно связанную с углом прихода.

Угловым датчиком служит антенна моноимпульсной системы, являющаяся наиболее важным элементом и имеющая некоторые особенности, которые подробно будут рассмотрены в гл. 2.

В качестве преобразователя применяется фазовращатель на  $\pi/2$ , выполняющий операцию умножения на  $\pm i$ , и суммарно-разностный преобразователь в виде кольцевого волнового моста или двойного волнового тройника. Устройство суммарно-разностных преобразователей рассмотрено в гл. 3.

### 1.3. УГЛОВЫЕ ДИСКРИМИНАТОРЫ МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ

Схемы угловых дискриминаторов приведены на рис. 1.3—1.5. В каждой схеме для образования промежуточной частоты в обоих приемных каналах используется один гетеродин (Г), что позволяет сохранить симметрию двух сигналов и поддерживать когерентность фаз между ними. Отношение принятых сигналов  $r_m(\theta)$  или  $r_a(\theta)$ , характеризующее направление прихода, образуется благодаря нормирующему свойству применяемых в схемах усилителей.

В амплитудном угловом дискриминаторе (рис. 1.3,а) отношение  $r_m(\theta)$  получается вычитанием значений логарифмов амплитуд



См — смеситель; АД — амплитудный детектор

$$S(\theta) = \operatorname{Re} \ln r_m(\theta) = \ln |u_1(t, \theta)| - \ln |u_2(t, \theta)|, \quad (1.13)$$

В амплитудном угловом дискриминаторе (рис. 1.3.6) логарифмические усилители не применяются, а нормировка осуществляется по суммарному сигналу, образованному на видеочастоте. На практике при создании амплитудно-амплитудных моноимпульсных РЛС с нормировкой по суммарному сигналу в динамическом диапазоне 80—100 дБ применение линейных УПЧ может оказаться невозможным. Тогда необходимо использовать логарифмические УПЧ, а для устранения влияния нестабильности их амплитудных характеристик применять систему нормировки с помощью периодической последовательности контрольных сигналов.

В фазовом угловом дискриминаторе при нормировке необходимо устранить амплитудную модуляцию. Для этого применяются либо усилители с ограничением (рис. 1.4,а), на выходе которых амплитуды не зависят от амплитуд принятых сигналов, либо независимая автоматическая регулировка усиления (АРУ) в обоих каналах (рис. 1.4,б). Для образования пеленгационной характеристики может быть использована функция  $ir_m(\theta)$ , определяемая равенством (1.12), так как ее действительная часть

В суммарно-разностных угловых дискриминаторах приведенных на рис. 1.5, а и б, образование отношения  $r_a(\theta)$  обеспечивается автоматической регулировкой усиления в обоих каналах, для получения напряжения которой используется суммарный сигнал. В результате происходит нормировка амплитуд суммарного и разностного сигналов относительно амплитуды суммарного сигнала. Для получения пеленгационной характеристики берется аддитивное отношение, тогда при идентичных приемных каналах в случае амплитудного пеленгования

а в случае фазового пеленгования

Структурные схемы суммарно-разностных угловых дискриминаторов (рис. 1.5, а, б) отличаются способом формирования модуля и знака сигнала ошибки и применяются в моноимпульсных РЛС автосопровождения целей. В суммарно-разностном угловом дискриминаторе обзорной моноимпульсной РЛС (рис. 1.5, а) нормировка осуществляется не на промежуточной частоте с помощью АРУ, а на видеочастоте делением сигнала с выхода фазового детектора (ФД) на суммарный сигнал. Это объясняется невозможностью использования системы АРУ в обзорных моноимпульсных

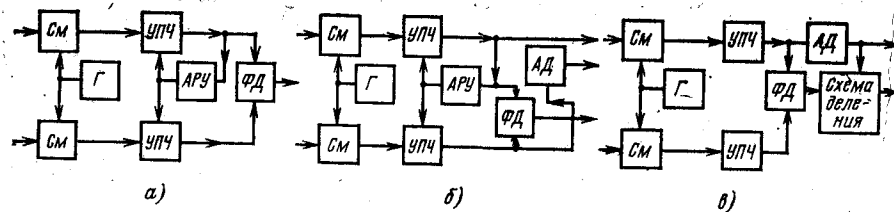


Рис. 1.5. Суммарно-разностные угловые дискриминаторы: с совместным (а) и с раздельным (б) формированием модуля и знака сигнала ошибки и с нормировкой по суммарному сигналу на видеочастоте (в)

РЛС, так как в них необходимо определять координаты всех целей, находящихся в луче и разрешаемых по дальности. АРУ же обладает определенной инерционностью и не может работать по нескольким близко расположенным целям.

## Глава 2

### АНТЕННЫ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

#### 2.1. ПАРАБОЛИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ

Схема параболической антенны, которая состоит из металлического зеркала в виде параболоида вращения и облучателя, приведена на рис. 2.1, а. Основные свойства параболического зеркала: расходящиеся лучи, идущие от источника, установленного в фокусе зеркала, после отражения от его поверхности становятся параллельными; расстояние, пройденное любым лучом от фокуса

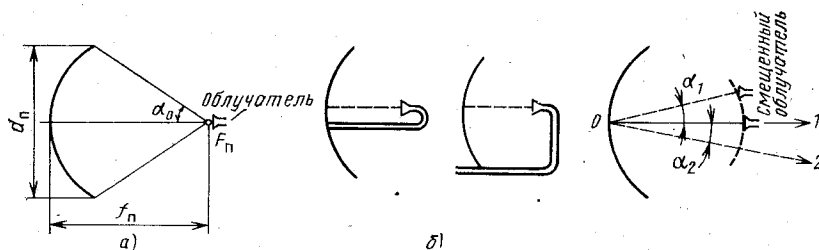


Рис. 2.1

Рис. 2.2

Рис. 2.1. Параболическая антенна:

а — схема; б — способы крепления облучателей;  $d_n$  — диаметр параболического зеркала;  $f_n$  — фокусное расстояние;  $F_n$  — фокус зеркала;  $2\alpha_0$  — угол раскрытия

Рис. 2.2. Изменение направления максимального излучения при смещении облучателя:

1 — основное направление излучения; 2 — направление излучения при смещенном облучателе

до зеркала и после отражения до плоскости, перпендикулярной к оси параболоида, не зависит от угла, под которым луч вышел из фокуса. Благодаря этому образуется плоский фронт волны с однородной фазой.

Параболоид, у которого угол раскрытия  $2\alpha_0 > \pi$ , называется короткофокусным, а параболоид, у которого  $2\alpha_0 < \pi$ , — длиннофокусным. Для короткофокусного параболоида отношение фокусного расстояния к диаметру зеркала  $f_n/d_n < 0,25$ , а для длиннофокусного  $f_n/d_n > 0,25$ . Параболические антенны моноимпульсных систем обычно имеют отношения  $f_n/d_n$ , лежащие в пределах  $0,5 \div 1$ , что позволяет получить пересечение ДН на заданном уровне.

Наиболее распространенным типом облучателя для параболических моноимпульсных антенн является волноводный рупор, который может устанавливаться одним из способов, показанных на рис. 2.1, б. В обоих случаях облучатель, волновод и элементы крепления затеяют раскрыт зеркала и изменяют эффективную ДН антенны, а отраженная зеркалом энергия, попадая в облучатель и распространяясь в обратном направлении по волноводу, вызывает рассогласование и ухудшает характеристики передатчика.

Если облучатель переместить из фокуса параболической антенны на угол  $\alpha_1$ , по окружности с центром, находящимся в вершине параболоида, то направление максимального излучения отклонится от оси зеркала на угол  $\alpha_2$ , несколько меньший угла  $\alpha_1$  (рис. 2.2). При этом отклонение максимального излучения произойдет в сторону, противоположную перемещению облучателя.

В моноимпульсных системах с амплитудной пеленгацией параболических антенн, смещенных симметрично от фокуса, дает симметрично перекрывающиеся амплитудные диаграммы направленности для пеленгования в одной плоскости (см. рис. 1.1). В моноимпульсных системах с фазовым пеленгованием антенная система для пеленгования в одной плоскости состоит из двух отдельных параболических антенн, разнесенных на расстояние (базу)  $l$  (см. рис. 1.1), с облучателями, помещенными в фокусе. Одна из антенн или обе антенны могут использоваться в качестве передающих.

В моноимпульсных системах в силу ряда преимуществ, о которых будет сказано ниже, широкое применение нашли параболические антенны с контррефлектором (антенны Кассегрена). В такой антенне (рис. 2.3) в вершине параболического зеркала помещается облучатель, а между вершиной и фокусом параболы — гиперболический контррефлектор. Гиперболоид софокусен параболоиду в точке  $F'_n$ . Фокальные оси гиперболоида и параболоида совпадают. Второй фокус гиперболоида  $F_p$  находится на оси симметрии и обычно расположен вблизи вершины параболоида (в центре облучателя). Точки  $F'_n$  и  $F_p$  являются сопряженными фокусами гиперболического контррефлектора. Волны от рефлектора и контррефлектора отражаются по законам геометрической оптики (рис. 2.3, б); после отражения лучи выходят параллельно и волновой фронт является плоским.

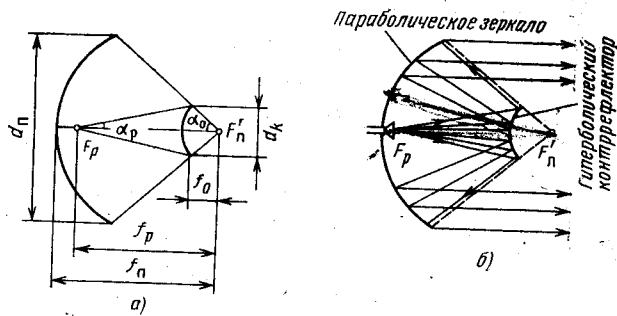


Рис. 2.3. Схема параболической антенны с контррефлектором: а — геометрия антенны; б — принцип действия.  $F_p$  — реальный фокус;  $F'_n$  — мнимый фокус

Параметры параболической антенны с контррефлектором, указанные на рис. 2.3, а, связаны следующими уравнениями [42]:

$$\operatorname{tg}(\alpha_0/2) = d_n/4f_n; \quad (2.1)$$

$$1/\operatorname{tg} \alpha_0 + 1/\operatorname{tg} \alpha_p = 2f_p/d_n; \quad (2.2)$$

$$\sin\left(\frac{\alpha_0 - \alpha_p}{2}\right) / \sin\left(\frac{\alpha_0 + \alpha_p}{2}\right) = 2f_0/f_p. \quad (2.3)$$

Обычно параметры  $d_n$ ,  $f_n$ ,  $f_p$ ,  $\alpha_p$  определяют исходя из требуемых размеров и характеристик антенной системы, а по ним рассчитывают  $\alpha_0$ ,  $d_k$ ,  $f_0$ .

Если рассматривать контррефлектор как гиперболическое зеркало, создающее зеркальное изображение облучателя в точке  $F'_n$ , находящейся в фокусе параболы, то антенну с контррефлектором можно рассматривать как обычную однозеркальную параболическую антенну, но с увеличенным фокусным расстоянием (рис. 2.3). Это является важной положительной особенностью таких систем, так как увеличение фокусного расстояния эквивалентно усилению, равному

$$K_r = (l_r + 1)/(l_r - 1), \quad (2.4)$$

$$\text{где } l_r = \sin\left(\frac{\alpha_0 + \alpha_p}{2}\right) / \sin\left(\frac{\alpha_0 - \alpha_p}{2}\right)$$

— эксцентриситет гиперболического контррефлектора.

Усиление также равно отношению разности расстояний от контррефлектора до реального и мнимого фокусов к расстоянию от контррефлектора до мнимого фокуса

$$K_r = (f_p - f_0)/f_0. \quad (2.5)$$

Но, с другой стороны, применение контррефлектора в такой антенной системе приводит к затенению раскрыва, в результате чего уменьшается усиление и повышается уровень боковых лепестков. Для уменьшения затенения можно уменьшать размеры контррефлектора при одновременном увеличении направленности

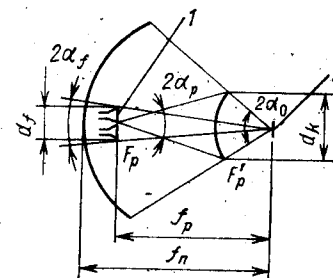


Рис. 2.4. К расчету минимального затенения контррефлектором:

1 — реальный облучатель; 2 — мнимый облучатель

Рис. 2.5. Антенна с поворотом плоскости поляризации для устранения затенения контррефлектором:

1 — горизонтальная поляризация; 2 — вертикальная поляризация

облучателя или приближении его к контррефлектору. Однако при этом возникает затенение раскрыва самим облучателем, которое может стать больше, чем затенение контррефлектором. Поэтому при выборе размеров контррефлектора необходимо найти компромиссное решение. Затенение минимально, когда размер облучателя и расстояние выбраны так, что затенения от контррефлектора и облучателя примерно одинаковы. В работе [42] приводится основное условие минимального затенения (рис. 2.4)

$$f_p/f_n \approx k_f d_f^2 / 2 F_p \lambda \approx d_f/d_k, \quad (2.6)$$

где  $d_f$  — диаметр раскрыва облучателя;  $k_f$  — отношение эффективного и геометрического диаметров раскрыва облучателя.

Приближенное равенство (2.6) получено в предположении, что углы  $\alpha_p$  и  $\alpha_f$  малы, а контррефлектор расположен значительно ближе к мнимому фокусу, чем к облучателю.

Минимальный диаметр затенения

$$d_{z \min} \approx \sqrt{(2/k_f) f_n \lambda}. \quad (2.7)$$

Рассмотренные выше соотношения для минимального затенения справедливы для работы при любой поляризации. Для линейной поляризации можно уменьшить затенение с помощью методов, использующих поворот поляризации. В этом случае контррефлектор (рис. 2.5) представляет собой горизонтальную решетку, которая отражает горизонтально поляризованную волну и пропускает вертикально поляризованные волны. У поверхности основного зеркала размещается устройство, изменяющее при отражении поляризацию волны с горизонтальной на вертикальную, которая беспрепятственно проходит через контррефлектор с очень малыми отражениями, практически не вызывая затенения.

Так как облучатели могут быть сделаны небольших размеров, то затенение, создаваемое ими, будет невелико и сравнимо с затенением в обычном параболическом зеркале. Следовательно, в антенных системах с поворотом плоскости поляризации целесо-

образно использовать большой контррефлектор и малый облучатель. Формирование двух диаграмм направленности для пеленгации в одной плоскости в моноимпульсных системах, использующих параболические антенны с контррефлектором, производится теми же способами, что и в моноимпульсных системах с обычными параболическими антеннами.

Наиболее важным достоинством параболической антенны с контррефлектором при использовании ее в моноимпульсной системе является возможность размещения облучателя позади зеркала, что позволяет сократить длину фидерной линии, питающей облучатель, и, следовательно, уменьшить погрешности измерения угловых координат за счет уменьшения разности фаз между отрезками фидерных линий. Кроме того, в этом случае оказывается возможным применить в приемном устройстве малошумящие усилители (квантовомеханические или параметрические), так как их можно разместить непосредственно около облучателей. В обычной параболической антенне потери в фидерной линии, связывающей облучатель с малошумящим усилителем, расположенным за зеркалом, вызовут значительное уменьшение чувствительности приемного устройства, а размещение малошумящего усилителя вблизи фокуса параболоида приведет к увеличению затенения раскрыва.

Другим важным преимуществом антенны с контррефлектором является возможность получить эквивалентное фокусное расстояние, превышающее действительный осевой размер антенны, т. е. возможность получить от параболической поверхности с небольшим отношением  $f_n/d_n$  тот же эффект, что и в случае применения параболической поверхности с большим отношением  $f_n/d_n$ . При расположении облучателей в вершине параболического рефлектора или между рефлектором и контррефлектором эффективное отношение  $f_n/d_n$  может превосходить отношение  $f_n/d_n$  для обычной параболической антенны не более чем в 2 раза. Таким образом, общая длина антенны с контррефлектором может быть уменьшена в 2 раза по сравнению с обычной параболической антенной. Третьим достоинством такой антенны является возможность качания луча при перемещении контррефлектора.

## 2.2. ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ

На практике в моноимпульсных радиолокационных станциях находят применение также и линзовые антенны. Принцип действия линзовой антенны основан на законах преломления лучей у поверхности раздела двух сред. Из оптики известно, что если луч падает на плоскую поверхность раздела двух сред с диэлектрическими постоянными  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$  соответственно, то угол преломления  $\beta_1$  можно найти из соотношения

$$\sin \beta_1 = (n_1/n_2) \sin \beta_2, \quad (2.8)$$

где  $\beta_2$  — угол падения;  $n_1$  и  $n_2$  — показатели преломления сред.

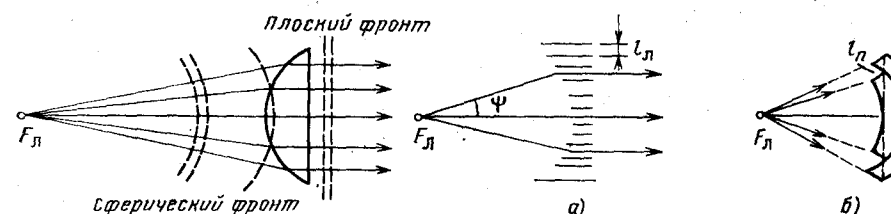


Рис. 2.6. Диэлектрическая линза

Рис. 2.7. Металлопластинчатые линзы: а — волноводная; б — ступенчатая

Показателем преломления среды называется отношение скорости распространения электромагнитных волн в свободном пространстве к скорости распространения их в данной среде. Он равен корню квадратному из диэлектрической постоянной этой среды:

$$n_1 = \sqrt{\epsilon_1}, \quad n_2 = \sqrt{\epsilon_2}.$$

Таким образом,

$$\sin \beta_1 = \sqrt{\epsilon_1/\epsilon_2} \sin \beta_2. \quad (2.9)$$

Используя описанное свойство лучей, можно пояснить физическую сущность действия диэлектрической линзы (рис. 2.6) следующим образом. Источник  $F_n$ , излучающий пучок расходящихся лучей, находится в воздухе ( $n_1=1$ ). В диэлектрической линзе скорость распространения фронта волны меньше, чем в воздухе, путь, проходимый волной в линзе, длиннее в центре линзы и короче на ее краях. Следовательно, по мере продвижения фронта волны в направлении от облучателя к неосвещенной поверхности линзы происходит постепенное его выпрямление. При правильном выборе профиля линзы на ее неосвещенной поверхности получается плоский фронт волны. Обычные диэлектрические линзы из-за их дороговизны и большой массы не нашли широкого применения в моноимпульсных РЛС. Наибольшее применение получили металлопластинчатые линзы и линзы Лüneберга.

Металлопластинчатая линза (рис. 2.7, а) состоит из пластин, параллельных вектору электрического поля и расположенных на расстоянии  $l_n$  друг от друга ( $\lambda/2 < l_n \leq \lambda$ ). Пространство между пластинами действует как волновод, фазовая скорость в котором выше, чем в воздухе, поэтому показатель преломления меньше единицы и вычисляется по формуле

$$n_2 = \sqrt{1 - \lambda^2/(4 l_n^2)}. \quad (2.10)$$

При соответствующем выборе формы линзы все лучи, выходящие из точки  $F_n$ , достигнут раскрыва в одно и то же время и поле в раскрыве будет синфазно.

Чем меньше расстояние между пластинами, тем меньше показатель преломления и тем тоньше линза. Но даже при выборе показателя преломления порядка 0,5 ( $l_n=0,56\lambda$ ) толщина метал-

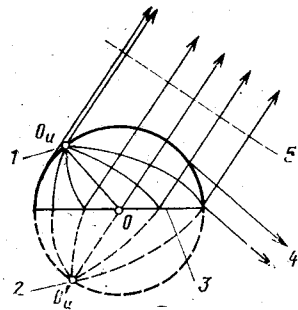


Рис. 2.8. Полусферическая линза Лüneберга:  
1 — точечный источник; 2 — мнимое изображение точечного источника; 3 — плоская отражающая поверхность; 4 — теряемое излучение; 5 — плоская волна

лопластинчатой линзы все же значительно. Для уменьшения толщины применяют ступенчатые металлопластинчатые линзы (рис. 2.7,б). Благодаря ступенчатой форме профиля уменьшается длина пути лучей в линзе. Глубина каждой ступени  $l_n$  выбирается таким образом, что скачок фазы из-за сокращения пути луча в линзе получается равным  $360^\circ$ . При таких скачках не нарушается синфазность фронта на выходе линзы. Толщина пластины уменьшается до величины, которую она имела в центре линзы. В этом случае  $l_n = \lambda / (1 - n \cos \psi)$ . Недостатки ступенчатых линз заключаются в потерях энергии и увеличении уровня боковых лепестков, вызванных затенением за счет ступенек, и повышении чувствительности линзы к изменению частоты.

Формирование двух диаграмм направленности для пеленгования в одной плоскости в линзовых антеннах производится теми же способами, что и в параболических антеннах.

Линза Лüneберга выполняется в виде сферы и имеет переменный показатель преломления. Так как обычно наземная и корабельная РЛС обеспечивают обзор и сопровождение целей только в верхней полусфере, то используется линза Лüneберга в виде полусферы (рис. 2.8), у основания которой устанавливается плоская отражающая поверхность, обеспечивающая зеркальное отражение облучателя из точки  $O_u$  в точку  $O'_u$ . Благодаря сферической симметрии ее фокусирующая способность не зависит от направления прихода волны. Основные свойства линзы Лüneберга заключаются в том, что падающая на нее плоская волна фокусируется в точке, лежащей на противоположной стороне поверхности и, следовательно, волна от точечного источника  $O_u$ , расположенного на поверхности линзы, при прохождении через нее преобразуется в плоскую волну.

Показатель преломления в линзе Лüneберга изменяется следующим образом:

$$n_2 = \sqrt{2 - r_u^2 / r_l^2}, \quad (2.11)$$

где  $r_l$  — радиус линзы Лüneберга;  $r_u$  — расстояние от центра линзы до точки, где рассчитывается показатель преломления.

Как видно из формулы (2.11), в центре линзы показатель преломления имеет наибольшее значение и равен  $\sqrt{2}$ , на поверхности линзы он равен 1.

В линзе Лüneберга перемещение источника по ее поверхности вызывает соответствующее перемещение луча в противоположном направлении. Качание луча можно осуществить двумя методами: либо путем перемещения одиночного облучателя по поверхности

линзы, либо с помощью большого количества облучателей, размещенных на ее поверхности, и переключения передатчика или приемника с одного облучателя на другой. Для формирования нескольких лучей требуется несколько облучателей, расположенных соответствующим образом на поверхности линзы. Линза Лüneберга может быть использована в антеннах, которые должны обеспечить быстрое сканирование луча в пределах большого угла, а также при установке антенны на неустойчивом объекте, например на корабле. В последнем случае стабилизация луча при движении корабля может быть достигнута изменением положения облучателя.

Линзовая антенна обладает рядом преимуществ по сравнению с зеркальной антенной. Одно из основных преимуществ заключается в отсутствии затенения раскрыва, так как облучатель и волновод не находятся в поле излучения, другое — в возможности быстрого перемещения луча в большом секторе. Например, линза Лüneберга может обеспечить перемещение луча во всей верхней полусфере. Кроме того, линзовые антенны требуют менее жестких механических и электрических допусков и обладают небольшой инерционностью.

Недостатками линзовых антенн являются низкий коэффициент полезного действия вследствие потерь в материалах, большой занимаемый объем и сложность изготовления.

### 2.3. СПИРАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

В моноимпульсных системах, в которых требуется обеспечение работы антенны в широкой полосе частот, могут найти применение спиральные антенны (рис. 2.9). На практике встречаются спиральные антенны следующих видов: цилиндрические, конические, плоские и другие, названные соответственно форме поверхности, по которой они проложены. Параметрами цилиндрической спирали являются радиус  $r_c$ , шаг  $S_c$ , число витков  $N_c$ , длина спирали  $l_c$ . У конических спиралей добавляется угол  $\alpha_c$  при вершине конуса.

Плоская спираль геометрически представляет собой проекцию конической спирали на плоскость, перпендикулярную к оси конуса. Спирали, показанные на рис. 2.9, — однозаходные, кроме них применяются еще и многозаходные спирали. На рис. 2.10 показаны

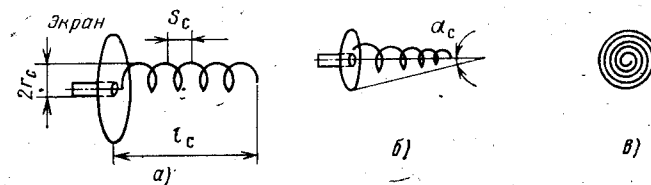


Рис. 2.9. Спиральные антенны:  
а — цилиндрическая; б — коническая; в — плоская



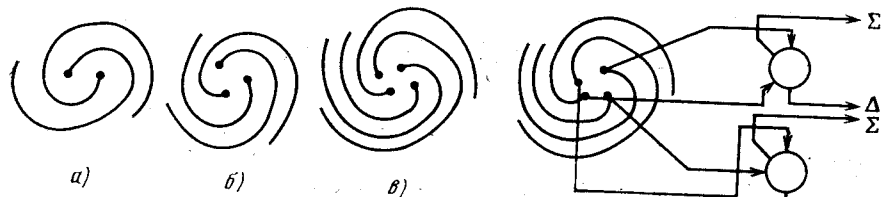


Рис. 2.10. Многозаходные плоские спиральные антенны:  
а — двухзаходная; б — трехзаходная; в — четырехзаходная

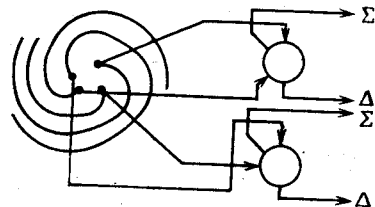


Рис. 2.11. Схема плоской спиральной моноимпульсной антенны:  
Σ — суммарный сигнал; Δ — разностный сигнал

ны плоские двухзаходные, трехзаходные, четырехзаходные спирали. У двухзаходной спирали витки возбуждаются противофазно, у трехзаходной — со сдвигом в  $120^\circ$ , а у четырехзаходной — со сдвигом фазы в  $90^\circ$ .

Спиральные антенны позволяют формировать одновременно несколько симметричных диаграмм направленности. Плоские спиральные антенны, по данным зарубежной печати [19], могут найти применение в моноимпульсных системах, используемых в головках самонаведения управляемых ракет различного класса, а также в самолетных РЛС. Для одностороннего излучения они располагаются над металлическим экраном, обычно на диэлектрической подложке.

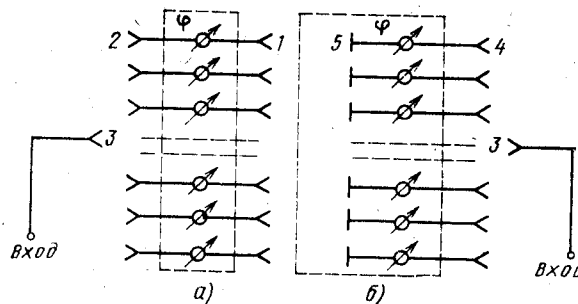
На рис. 2.11 приведена схема четырехзаходной плоской спиральной антенны с электрическим качанием луча [19]. Четыре витка антенны возбуждаются со сдвигом фазы на  $90^\circ$ . Расстояние между витками спирали поддерживается постоянным по всей длине. Питание спиралей осуществляется в центре с помощью фидерных линий. При синфазном возбуждении всех спиралей формируется суммарная диаграмма направленности. При сдвиге фаз питающих напряжений ДН отклоняется, причем ширина ее уменьшается. Направление отклонения диаграммы направленности можно изменять за счет изменений рабочей частоты. Во время приема необходимые фазовые соотношения приемного тракта обеспечиваются фазовращателем и согласующими устройствами.

#### 2.4. ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

В моноимпульсных РЛС широкое применение получили фазированные решетки, которые представляют собой антенную систему, состоящую из большого числа излучающих элементов, расположенных соответствующим образом относительно друг друга. Когда сигналы, поступающие ко всем элементам, согласуются по амплитуде и фазе, образуется луч, перпендикулярный плоскости антенной решетки. Перемещение луча в пространстве достигается соответствующим изменением фаз сигналов, подводимых к каждому элементу.

Рис. 2.12. Пространственные способы питания антенных решеток:

а — пространственно-проходной; б — пространственно-отражательный; 1 — внешний излучатель; 2 — внутренний излучатель; 3 — облучатель; 4 — излучатель; 5 — короткозамкнутые отрезки длинных линий; ф — фазовращатель



Различают три основных способа питания фазированных антенных решеток [9]: пространственно-проходной, пространственно-отражательный и фидерный.

В антенной решетке, питаемой пространственно-проходным способом (рис. 2.12,а), имеются две группы излучателей — внешние 1 и внутренние 2, а также общий облучатель 3. Между внешним и внутренними излучателями находятся фазовращатели ф. В такой антенне, в режиме передачи, облучатель 3 возбуждает внутренние излучатели, энергия от которых через управляемые фазовращатели поступает во внешние излучатели и излучается в пространство. С помощью фазовращателей изменяют соотношения фаз колебаний отдельных элементов решетки и добиваются излучения электромагнитной энергии в заданном направлении.

В режиме приема приходящая волна возбуждает внешние излучатели, энергия от которых через фазовращатели поступает на внутренние излучатели, излучается ими и возбуждает общий облучатель, подключенный в данном случае к входу приемника. Принятый сигнал будет максимальным в том случае, если сигналы от внутренних излучателей поступают на раскрыв облучателя синфазно. Это достигается введением соответствующих фазовых сдвигов управляемыми фазовращателями.

Антенная решетка с пространственно-отражательным способом питания (рис. 2.12,б) имеет один общий облучатель 3 и одну группу излучателей 4. Изменение фаз в режиме передачи и приема производится фазовращателями ф, нагруженными на короткозамкнутые отрезки длинных линий 5 определенной длины, определяемой длиной волны РЛС. Работа такой антенны аналогична работе антенны с пространственно-проходным типом питания. Отличие состоит в том, что электромагнитная энергия проходит через фазовращатели дважды, отражаясь от короткозамкнутых концов отрезков длинных линий.

В антенных решетках с фидерным питанием выход передатчика или вход приемника соединяется с каждым излучателем через фазовращатели с помощью тройников и линий питания. В фазированных антенных решетках используются полупроводниковые, газовые и ферритовые фазовращатели. Известны три способа управления фазовращателями: непрерывный, дискретный и



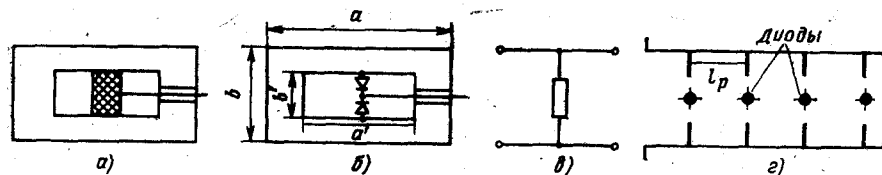


Рис. 2.13. Резонансная диафрагма дискретного фазовращателя

коммутационный. Наиболее перспективным является коммутационный способ управления фазовращателями [41], так как он обеспечивает высокую стабильность управления диаграммой направленности и высокую экономичность. Управление ДН антенны в этом случае сводится к операциям включения и выключения, и потребление энергии управляющего сигнала происходит в момент переключения фазовращателей.

Одним из широко используемых фазовращателей такого типа является дискретный фазовращатель с коммутируемыми резонансными диафрагмами, которые коммутируются рп-диодами (рис. 2.13, а, б) [41]. Диоды вносят емкостную реакцию. Поэтому отверстие диафрагмы укорачивается примерно на 25% от расчетной длины при отсутствии диодов.

Если на диоды не подано управляющее напряжение, то электромагнитные колебания проходят по волноводу через резонансную диафрагму с незначительными потерями, так как сопротивление диода очень велико и его влияние незначительно. Эквивалентная схема коммутируемой диафрагмы (рис. 2.13, в) представляет собой отрезок линии передачи с параллельным активным сопротивлением. При подаче на диоды постоянного управляющего напряжения сопротивление диода скачком уменьшается в 250—1000 раз, он начинает шунтировать диафрагму, нарушается резонанс и распространяющиеся колебания почти полностью отражаются от диафрагмы. Если в закороченном на конце отрезке волновода разместить необходимое число коммутируемых диафрагм, на определенном расстоянии друг от друга, то будет реализован коммутационный отражающий фазовращатель (рис. 2.13, г). При одинаковом расстоянии между диафрагмами скачок фазы (дискрет) определяется формулой

$$\Delta\phi = (2\pi/\lambda) 2l_p, \quad (2.12)$$

где  $l_p$  — расстояние между диафрагмами.

Число коммутируемых диафрагм

$$n_d = 2\pi/\Delta\phi - 1. \quad (2.13)$$

На рис. 2.14 приведена схема решетки, состоящей из  $N$  элементов с равными расстояниями между ними. В режиме приема сигналов на выходе сумматора образуется суммарное выходное напряжение  $u_\phi$ . Будем считать, что элементы решетки являются изотропными точечными источниками, излучающими энергию равномерно во всех направлениях. Сигнал первого элемента считает-

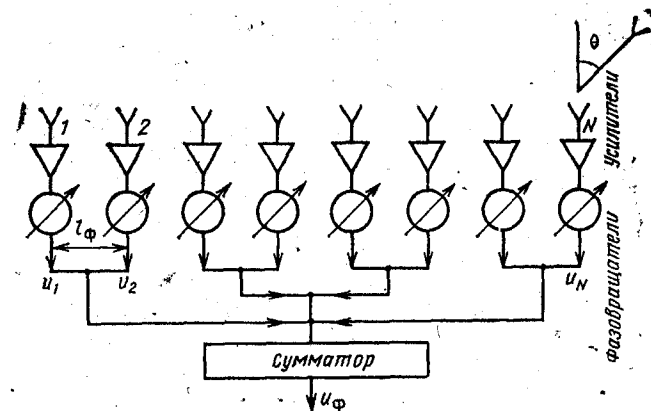


Рис. 2.14. Схема фазированной решетки

ся опорным с фазой  $\phi$ . Разность фаз сигналов в смежных элементах

$$\Delta\phi_p = (2\pi l_p/\lambda) \sin \theta. \quad (2.14)$$

Тогда выражение, описывающее ДН решетки изотропных элементов и называемое множителем решетки, имеет вид [55]

$$F_a(\theta) = \frac{\sin(N\pi l_p \sin \theta/\lambda)}{N \sin(\pi l_p \sin \theta/\lambda)}. \quad (2.15)$$

Расчеты значения  $F_a(\theta)$  и других характеристик антенной решетки, приведенные ниже, носят ориентировочный справочный характер.

Если излучающие элементы не обладают изотропными свойствами, то полная ДН описывается выражением

$$F_\phi(\theta) = F_a(\theta) F_e(\theta) = F_e(\theta) \frac{\sin(N\pi l_p \sin \theta/\lambda)}{N \sin(\pi l_p \sin \theta/\lambda)}, \quad (2.16)$$

где  $F_e(\theta)$  — ДН отдельного элемента решетки.

Уравнение (2.16) справедливо лишь при одинаковых ДН элементов решетки. На практике же условие идентичности диаграмм направленности отдельных элементов в решетке не выполняется из-за взаимодействия между элементами. Поэтому уравнение (2.16) является приближенным и может оказаться непригодным при расчете решетки. Точно ДН решетки можно определить суммированием ДН всех элементов с учетом соответствующих амплитуд и фаз. При этом диаграмма каждого элемента должна быть снята при наличии всех других элементов.

Для небольших значений  $\theta$ , когда размер апертуры превышает несколько длин волн, формулу (2.15) можно представить в виде зависимости типа  $\sin x/x$ , т. е.

$$F_a(\theta) = \frac{\sin(N\pi l_p \sin \theta/\lambda)}{N \pi l_p \sin \theta/\lambda}. \quad (2.17)$$

Если в уравнении (2.17) принять  $l_\phi = \lambda/2$ , то ширина ДН на уровне половинной мощности (в градусах) будет равна

$$\theta_{0,5} \approx 101,6/\sqrt{N}. \quad (2.18)$$

Соответствующий коэффициент направленного действия при направлении максимума ДН нормально к плоскости апертуры (осевое направление) определяется уравнением

$$G_\phi \approx \pi N. \quad (2.19)$$

При отклонении максимума ДН на угол  $\theta$  относительно осевого направления коэффициент направленного действия решетки снижается до значения, определяемого выражением

$$G_\phi(\theta) \approx \pi N \cos \theta. \quad (2.20)$$

Ширина ДН при отклонении луча от осевого направления увеличивается приблизительно обратно пропорционально  $\cos \theta$ .

Отклонение диаграммы направленности антенной решетки на угол  $\theta_0$  можно обеспечить путем дискретного линейного изменения фазы сигнала от элемента к элементу так, чтобы разность фаз между соседними элементами составляла  $2\pi(l_\phi/\lambda)\sin\theta_0$ . При перемещении луча в секторе  $\pm 90^\circ$  ДН решетки будет иметь лишь один главный лепесток при расстоянии между элементами, равном половине длины волны, т. е.  $l_\phi = \lambda/2$ . Если же  $l_\phi > \lambda/2$ , то при качании луча в диаграмме направленности появляются дифракционные максимумы высших порядков, амплитуда которых равна амплитуде основного луча. Из уравнения (2.17) видно, что они появляются тогда, когда и числитель, и знаменатель равны нулю или когда  $\pi(l_\phi/\lambda)\sin\theta = 0; \pi; 2\pi$  и т. д. Так, например, при  $l_\phi = \lambda$  дифракционные максимумы появятся при  $\theta = \pm 90^\circ$ , а при  $l_\phi = 2\lambda$  они появятся при  $\theta = \pm 30^\circ$  и  $\pm 90^\circ$ .

На практике расстояние между элементами решетки выбирается из условия получения требуемой ширины диаграммы направленности и обеспечения заданных пределов качания луча. Подавление дифракционного максимума можно также получить с помощью неравномерного расположения элементов решетки, так как направления, в которых формируются дифракционные максимумы, для различных участков решетки будут различны, что приведет к размазыванию дифракционного максимума решетки. Кроме этого, неравномерное расположение элементов позволяет уменьшить общее число излучателей в решетке без значительного изменения ширины ДН. В антенной решетке с неравномерным расположением излучателей элементы располагаются наиболее близко в центре антенны. При удалении от центра расстояния между элементами увеличиваются по определенному закону. Элементы располагаются симметрично относительно центра решетки.

Антенную решетку, образующую одиночный луч, можно преобразовать в многолучевую антенну с помощью специальных многополюсников, часть входов которых присоединена к излучателям

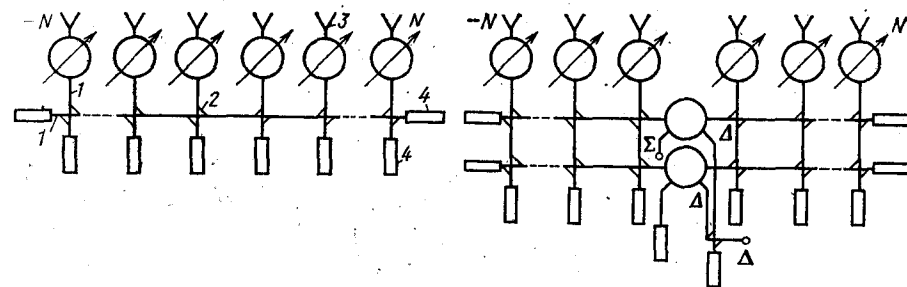


Рис. 2.15. Последовательная диаграммообразующая схема

Рис. 2.16. Схема моноимпульсной антенной решетки для пеленгации в одной плоскости

решетки, а другая часть соответствует независимым каналам с различающимися в пространстве лучами. Многополюсник, применяемых для питания многолучевых антенных решеток, называют диаграммообразующей схемой и выполняют так, чтобы при возбуждении ее входов на излучателях решетки реализовались амплитудно-фазовые распределения, соответствующие определенным лучам.

В настоящее время наибольшее распространение получили два вида диаграммообразующих схем: последовательная и параллельная матричная [9].

Последовательная диаграммообразующая схема (рис. 2.15) образуется двумя взаимно пересекающимися системами фидерных линий 1, связанных в местах пересечений направленными ответвителями 2 с малым коэффициентом передачи. Входы горизонтальной системы линий являются входами антенны, а выходы вертикальной системы подсоединены к излучателям 3. Свободные концы линий нагружены на согласованные поглощающие нагрузки 4.

Основными элементами параллельной матричной схемы являются восьмиполюсники, в качестве которых используются волноводные щелевые мосты или кольцевые суммарно-разностные мосты. На рис. 2.16 приведена простейшая схема моноимпульсной антенной решетки для пеленгирования в одной плоскости с параллельной диаграммообразующей схемой.

При построении моноимпульсных антенных решеток всю апертуру решетки разделяют на частные решетки, которые комбинируются так, чтобы обеспечить формирование необходимых суммарной и разностных ДН [2, 36, 107]. На рис. 2.17 показан метод получения таких диаграмм направленности, когда усиление в режимах приема и передачи производится в самых частных решетках 1. В режиме приема коэффициент шума определяется предварительным усилителем 2, что допускает применение после него схем с большим коэффициентом шума. Приемный канал разделен на три канала — суммарный и два разностных. Далее сигнал с соответствующим весовым коэффициентом складывается с вы-

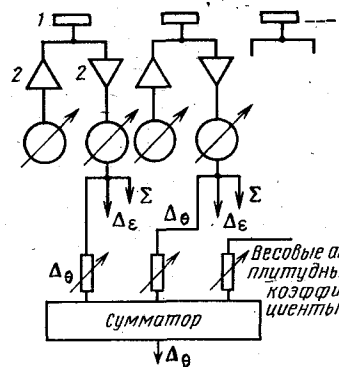


Рис. 2.17. Использование частных решеток для формирования суммарной и разностных диаграмм

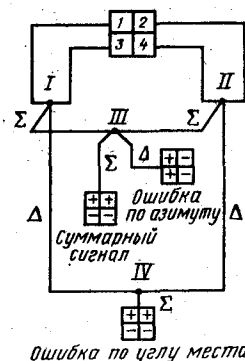


Рис. 2.18. Схема возбуждения четырехрупорного облучателя

ходными сигналами, поступающими с других частных решеток. В режиме передачи для обеспечения максимальной излучаемой мощности можно подавать одинаковые сигналы на все частные усилители мощности. Дополнительные фазовращатели на входе (выходе) усилителей в частных решетках упрощают управление лучом и позволяют подавать на все частные решетки одинаковые команды управления.

## 2.5. ОБЛУЧАТЕЛИ АНТЕНН МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

В качестве облучателей моноимпульсных антенн могут применяться вибраторные, волноводно-вибраторные, щелевые, рупорные и другие, удовлетворяющие следующим основным требованиям.

1. Обеспечивать синфазное распределение поля на раскрыве антенны при формировании суммарной ДН.
2. Обеспечивать противофазное распределение поля на верхней и нижней, а также правой и левой половинах раскрыва при формировании разностных ДН.
3. Не должны излучать энергию в направлении, противоположном основному излучению, так как это излучение искажает суммарную ДН и приводит к отклонению нуля разностных ДН.
4. Диаграмма направленности по суммарному каналу должна обеспечивать получение максимального коэффициента направленного действия, а по разностным каналам — максимальную крутизну пеленгационной характеристики.
5. Иметь минимально возможные поперечные размеры.

В диапазоне сантиметровых волн наиболее часто применяют рупорные облучатели.

В моноимпульсных РЛС с фазовым пеленгованием обычно каждый из четырех облучателей имеет собственный рефлектор. В

моноимпульсных РЛС с амплитудным пеленгованием, в которых применяется антенна, состоящая из четырех рупоров, облучающих рефлектор (контррефлектор) или линзу, наибольшее распространение получил способ размещения облучателей, показанный на рис. 2.18. При таком размещении облучателей для обоих видов пеленгования в системах с четырьмя мостами угловая информация извлекается путем сравнения парных сумм сигналов: при сравнении суммы сигналов 1+2 с суммой 3+4 измеряется угол места, а при сравнении суммы 1+3 с суммой 2+4 — азимут. В каждом соединении, отмеченном на схеме точкой, применяется волноводный мост. Суммарный сигнал  $\Sigma$  образуется при сложении в мосте III сигналов 1 и 3, 2 и 4, просуммированных предварительно попарно на двух первых волноводных мостах. Разностный сигнал  $\Delta$  по азимуту получается вычитанием в мосте III из суммы сигналов (1+3) суммы сигналов (2+4). Разностный сигнал по углу места образуется суммированием в мосте IV разности сигналов (1—3) и (2—4), получаемых на первых двух мостах. Это дает требуемый результат, ибо система линейна и к ней применим сочетательный закон  $(1-3) + (2-4) = (1+2) - (3+4)$ .

Для образования суммарной ДН схема формирования облучающей системы возбуждает в фазе все четыре рупора (рис. 2.19). Для получения наиболее оптимального излучения размеры рупоров выбираются с таким расчетом, чтобы при образовании суммарного луча антенна имела максимальное усиление.

При формировании разностных диаграмм при приеме сигналов пары рупоров возбуждаются в противофазе (рис. 2.19). Благодаря этому образуются две области противоположной полярности, обуславливающие формирование двухлепестковой ДН, необходимой для сопровождения цели по угловым координатам.

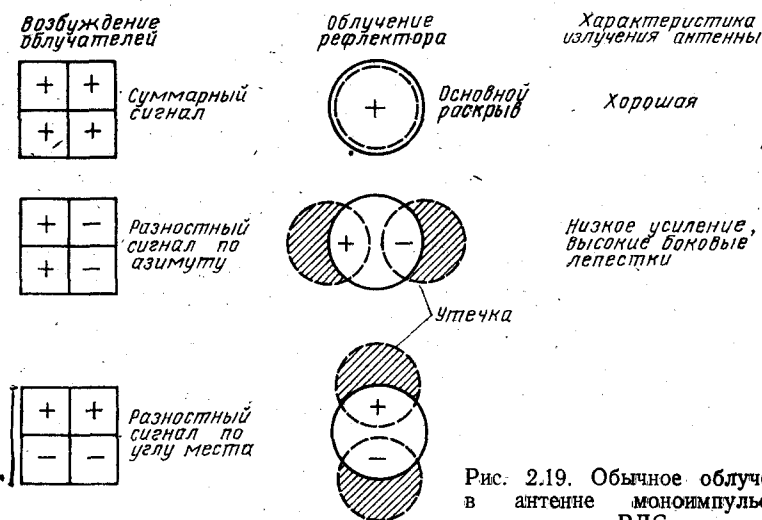


Рис. 2.19. Обычное облучение в антенне моноимпульсной РЛС

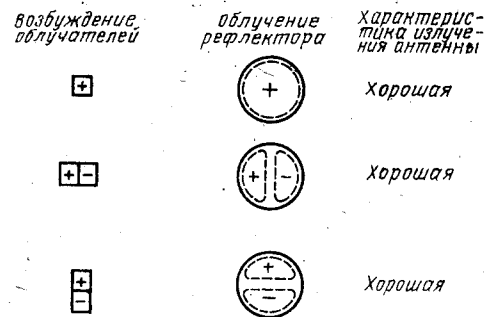


Рис. 2.20. Оптимальное облучение в антенне моноимпульсной РЛС

минуя рефлектор (утечка энергии из антенной системы). В результате разностные ДН имеют низкое усиление и высокие боковые лепестки.

Рисунок 2.20 поясняет оптимальный метод облучения, позволяющий устранить утечку энергии излучения облучателей мимо рефлектора [21]. Необходимо лишь увеличить приблизительно вдвое соответствующие размеры облучателей, используемых для формирования разностных диаграмм. При этом пределы облучения по существу ограничиваются поверхностью рефлектора и в результате могут быть получены оптимальные характеристики в обеих разностных диаграммах. Для получения оптимальной суммарной диаграммы размеры облучателя должны быть первоначальными. Таким образом, размеры облучателей и подвод к ним энергии должны быть различными для всех трех диаграмм (рис. 2.20).

### 1. Четырехрупорный облучатель, работающий на волнах нескольких типов

В таком облучателе используются четыре рупора, расположенные в ряд (рис. 2.21) [21]. В схеме питания — восемь двойных волноводных тройников. Четыре, расположенные сзади, возбуждают входы четырех рупоров, причем характер возбуждения определяется каналом, к которому подводится сигнал. Каждый из остальных четырех тройников связан с одним из четырех рупоров и обеспечивает четное или нечетное возбуждение в соответствующем рупоре.

При возбуждении волны четного типа распределение поля в раскрытии облучателя представляет собой сумму волн первого и третьего типов, при нечетном возбуждении генерируются волны второго типа. Рупоры 2 и 3 при возбуждении на волнах нечетного типа используются для получения разностной диаграммы в плоскости угла места, а при возбуждении на волнах четного типа — для получения суммарной диаграммы. Когда все четыре рупора

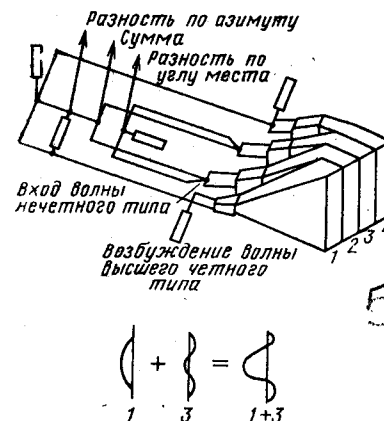


Рис. 2.21. Четырехрупорный облучатель, работающий на волнах нескольких типов

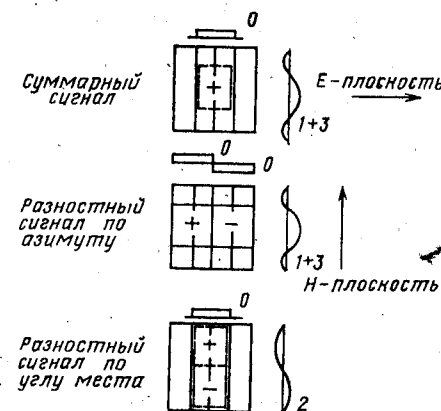


Рис. 2.22. Возбуждение четырехрупорного облучателя, работающего на волнах высших типов

возбуждаются на волнах четного типа, образуется разностная диаграмма в азимутальной плоскости, при этом берется разность сумм сигналов рупоров 1 и 2 и суммы сигналов рупоров 3 и 4.

На рис. 2.22 показано соответствующее распределение поля по раскрытию облучателя в случае формирования суммарной и разностных диаграмм по азимуту и углу места. Штриховыми линиями показаны эквивалентные области облучателя, которые возбуждаются в трех приведенных режимах работы. Из рисунка видно соответствие между этими и требуемыми областями при оптимальном облучении в соответствии с рис. 2.20.

### 2. Однорупорный облучатель

Для рассмотрения принципа работы однорупорного облучателя (рис. 2.23) предположим, что он применяется для приема линейно-поляризованной волны с поляризацией, направленной параллельно узкой стороне горловины облучателя [21].

Когда сигнал приходит из точки, расположенной в плоскости Н (плоскость угла места), в горловине возбуждаются волны  $TE_{10}$  и  $TE_{20}$ , относительные значения амплитуд и фаз которых характеризуют угол прихода. Эти волны возбуждают волну типа  $TE_{10}$  в двух боковых плечах, причем составляющие волны в этих плечах равны по амплитуде, но сдвинуты на  $180^\circ$  по фазе. Разность сигналов боковых плеч позволяет определить угол, который имеет волна с осью в плоскости Н. Если же сигнал приходит из точки, расположенной на оси облучателя, то в горловине возбуждается только одна волна  $TE_{10}$ , а волны, возбуждаемые в двух боковых плечах, будут равны по амплитуде и фазе. Следовательно, разность сигналов боковых плеч будет равна нулю.

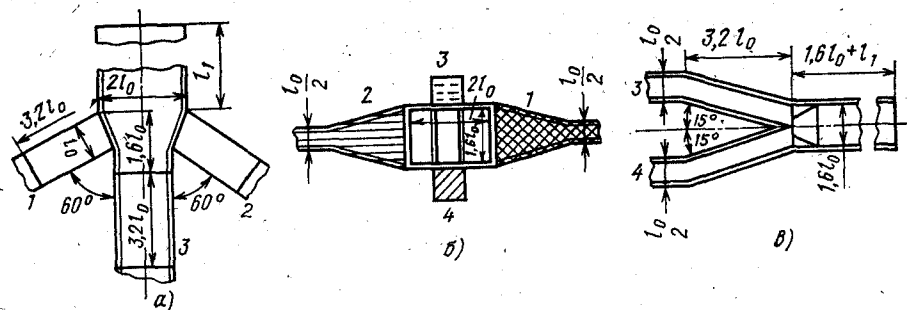


Рис. 2.23. Общий вид однорукого облучателя:  
а — вид сверху; б — вид спереди; в — вертикальное сечение по оси симметрии;  
1 — левое боковое плечо; 2 — правое боковое плечо; 3 — верхнее плечо; 4 —  
нижнее плечо

Если сигнал приходит из точки в плоскости Е (плоскость азимута), то в горловине облучателя могут возбуждаться волны типов  $TE_{10}$ ,  $TE_{11}$ ,  $TM_{11}$ . Эти волны возбуждают составляющие волны  $TE_{10}$  в верхнем и нижнем плечах, которые равны по амплитуде и сдвинуты на  $180^\circ$  по фазе. Разность сигналов в верхнем и нижнем плечах определяет угол прихода сигнала по отношению к оси в плоскости Е антенны. Когда сигнал приходит из точки, расположенной на оси облучателя, разность сигналов верхнего и нижнего плеч будет равна нулю.

Сигнал может приходиться из точки, не находящейся ни в плоскости Н, ни в плоскости Е. Тогда в горловине облучателя возбуждаются волны типов  $TE_{21}$ ,  $TM_{21}$ . Связь этих волн с четырьмя плечами зависит от угла прихода сигналов по отношению к осям плоскостей Н и Е, а разность сигналов в соответствующих парах плеч определяет угол прихода сигнала в соответствующей плоскости.

При конструировании облучателя стремятся сделать его горловину достаточно большой, чтобы могли распространяться волны типов  $TE_{10}$ ,  $TE_{20}$ ,  $TE_{11}$ ,  $TM_{11}$ ,  $TM_{12}$ . Размер  $l_0$  должен быть около  $0,7\lambda$ . Размер  $l_1$  не является критичным.

В табл. 2.1 приведены формулы для критических длин волн  $\lambda_c$  различного типа, возбуждаемых в горловине облучателя. Все формулы относятся к прямоугольному типу волновода ( $a_c$  и  $b_c$  — размеры волновода).

Таблица 2.1

| Тип волны   | $TE_{10}$ | $TE_{20}$ | $TE_{11}$ , $TM_{11}$               | $TE_{21}$ , $TM_{21}$               |
|-------------|-----------|-----------|-------------------------------------|-------------------------------------|
| $\lambda_c$ | $2a_c$    | $a_c$     | $\frac{2a_c}{\sqrt{1+(a_c/b_c)^2}}$ | $\frac{a_c}{\sqrt{1+(a_c/2b_c)^2}}$ |

## 2.6. ВЫБОР УГЛА СМЕЩЕНИЯ МАКСИМУМА ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ И РАССТОЯНИЯ МЕЖДУ ФАЗОВЫМИ ЦЕНТРАМИ

Важным параметром антенны моноимпульсной РЛС является угол смещения максимума ДН относительно равносигнального направления при амплитудном методе пеленгования и расстояние между фазовыми центрами антенн при фазовой пеленгации. Они оказывают существенное влияние на точность определения координат и дальность действия станции. Определение оптимальных значений указанных величин рассмотрим на примере моноимпульсных РЛС с суммарно-разностным угловым дискриминатором.

Погрешность пеленгования обратно пропорциональна крутизне пеленгационной характеристики  $\mu$  и отношению сигнал-шум  $q$ :

$$\sigma_0 \equiv 1/(\mu q). \quad (2.21)$$

Крутизна  $\mu$  характеризует пеленгационную чувствительность:

$$\mu = dS(\theta)/d\theta|_{\theta=0}.$$

В амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системе вблизи равносигнального направления суммарная ДН практически неизменна, а разностная — линейна, поэтому

$$\mu = \frac{d}{d\theta} \left| \frac{F_1(\theta) - F_2(\theta)}{F_1(\theta) + F_2(\theta)} \right|_{\theta=0} = \frac{F'_p(0)}{F_c(0)}. \quad (2.22)$$

Оптимальный угол смещения, обеспечивающий максимальную пеленгационную чувствительность, можно было бы найти, решив уравнение

$$\frac{d}{d\theta} \left| \frac{F'_p(0)}{F_c(0)} \right| = 0, \quad (2.23)$$

но из приведенных на рис. 2.24 значений  $F_c(0)$ ,  $F'_p(0)$ ,  $F'_p(0)/F_c(0)$  и  $F_c(0) \cdot F'_p(0)$  в зависимости от угла смещения видно, что отношение  $F'_p(0)/F_c(0)$  монотонно возрастает и в пределах главного лепестка ДН не имеет максимума, т. е. не существует оптимального угла смещения, обеспечивающего максимальную пеленгационную чувствительность.

Отношение сигнал-шум  $q$  пропорционально суммарной диаграмме  $F_c(0)$ , поэтому произведение

$$\mu q = k_0 F'_p(0) \quad (2.24)$$

определяется только крутизной разностной диаграммы направленности на равносигнальном направлении. При подстановке (2.24)

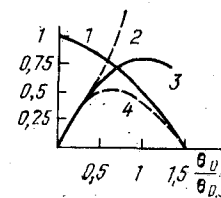


Рис. 2.24. Зависимость относительных значений диаграмм направленности от угла разности:  
1)  $F_c(0)$ ; 2)  $F'_p(0)/F_c(0)$ ; 3)  $F'_p(0)$ ; 4)  $F_c(0) \cdot F'_p(0)$

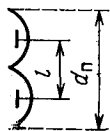


Рис. 2.25. Соотношение между разносом излучателей и раскрывом антенны в моноимпульсной РЛС с фазовой пеленгацией

в выражение (2.21) видим, что точность пеленгования на равно-сигнальном направлении зависит от крутизны разностной диаграммы.

Если в качестве критерия для определения оптимального угла смещения выбрать максимум крутизны разностной диаграммы, то можно получить минимальные погрешности пеленгования. Однако требование получения максимума крутизны разностной диаграммы не является целесообразным критерием, поскольку при таком угле смещения диаграммы направленности пересекаются на очень низком уровне и мощность принимаемого сигнала в суммарном канале будет много меньше, чем в направлении максимума, а это приведет к заметному снижению дальности обнаружения цели.

Следовательно, в качестве оптимального угла смещения целесообразно взять угол, соответствующий максимуму произведения суммарной диаграммы и крутизны разностной диаграммы, т. е. выбрать угол смещения как компромисс между проигрышем в дальности действия и точности пеленгования. Из кривых, приведенных на рис. 2.24, видно, что зависимость  $F_c(0) \cdot F'_p(0)$  имеет максимум при  $\theta_0 = 0,65\theta_{0,5}$ .

При таком угле смещения две ДН будут пересекаться ниже их максимумов на уровне, близком к 3 дБ, т. е. на уровне половинной мощности. Из этого следует, что оптимальный угол смещения равен примерно полуширине ДН по уровню половинной мощности.

Оптимальное расстояние между фазовыми центрами антенн (рис. 2.25) в фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системе найдем также из условия получения максимального произведения суммарной диаграммы и крутизны разностной диаграммы, т. е. из решения уравнения

$$\frac{d}{dt} |F_c(0) \cdot F'_p(0)| = 0. \quad (2.25)$$

Как видно из рис. 2.25, раскрыв антенной системы моноимпульсной РЛС с фазовым пеленгованием определяется равенством

$$d_\phi = 2(d_n - l), \quad (2.26)$$

где  $d_n$  — заданные габаритные размеры антенной системы.

Амплитуда суммарного сигнала на входе приемника определяется произведением диаграмм на передачу и прием и пропорциональна раскрыву антенны, следовательно, можно записать

$$F^2_c(0) \equiv C_\phi(d_n - l), \quad (2.27)$$

где  $C_\phi$  — коэффициент пропорциональности.

Разностная диаграмма определяется следующим выражением:

$$F_p(\theta) = F_p(0) \operatorname{tg}(\Delta\phi/2). \quad (2.28)$$

При малых углах отклонения имеем разность фаз сигналов, принятых двумя диаграммами

$$\Delta\phi = 2\pi(l/\lambda)\theta. \quad (2.29)$$

Тогда крутизна разностной диаграммы на равносигнальном направлении определяется формулой

$$\left. \frac{dF_p(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} = F'_p(0) = \frac{1}{2} F_c(0) \Delta\phi' = \frac{\pi l}{\lambda} F_c(0). \quad (2.30)$$

Следовательно, произведение суммарной диаграммы и крутизны разностной диаграммы будет

$$F_c(0) \cdot F'_p(0) = F^2_c(0) \frac{\pi l}{\lambda} = C_\phi \frac{\pi l}{\lambda} (d_n - l). \quad (2.31)$$

Указанное произведение максимально, когда

$$\frac{d}{dl} \left[ C_\phi \frac{\pi l}{\lambda} (d_n - l) \right] = 0, \quad \text{т. е.} \quad C_\phi \frac{\pi}{\lambda} (d_n - l) - C_\phi \frac{\pi}{\lambda} l = 0,$$

откуда оптимальное расстояние между фазовыми центрами

$$l = d_n/2. \quad (2.32)$$

Таким образом, оптимальное расстояние между фазовыми центрами равно половине длины раскрыва антенны.

## Глава 3

### ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

#### 3.1. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭВМ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ РАБОТЫ РЛС

К современным сложным моноимпульсным РЛС предъявляются высокие требования. Они, как правило, должны иметь большую дальность действия и пропускную способность, высокую разрешающую способность и точность определения координат. В них применяются новейшие достижения радиолокационной техники: антенные фазированные решетки, электрическое управление лучом, сложные (широкополосные) сигналы, оптимальный прием и сжатие импульсов.

Для автоматизации работы РЛС применяются ЭВМ. Они управляют лучом РЛС, осуществляют цифровую обработку радиолокационной информации, селекцию и идентификацию целей, а также

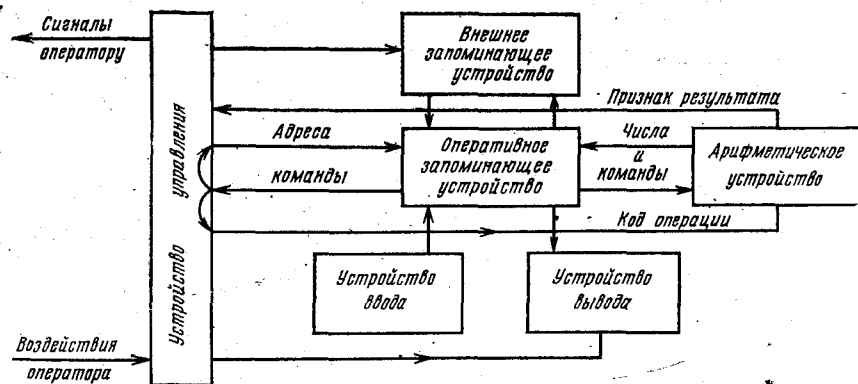


Рис. 3.1. Структурная схема ЭВМ

решают ряд других задач. Все современные ЭВМ состоят из следующих основных устройств: запоминающего, арифметического, управления, ввода, вывода. Структурная схема ЭВМ приведена на рис. 3.1.

Дальнейший прогресс в области вычислительной техники связан с созданием многопроцессорных вычислительных систем, позволяющих увеличить скорости обработки больших массивов информации и обеспечить управление многофункциональными объектами и комплексами. Переход к многопроцессорным системам вызван стремлением к резкому увеличению производительности и к реализации математического обеспечения в самой вычислительной системе. Процессором называется основная, в конструктивном отношении обычно автономная часть ЭВМ, выполняющая элементарные (базисные) операторы машинного языка данной машины, т. е. непосредственно осуществляющая преобразование, обработку информации, реализацию программ решаемых задач.

Мультипроцессорные вычислительные системы способны выполнять несколько независимых программ или несколько независимых ветвей одной программы. Высокие требования к надежности системы предопределили наличие в ней как минимум двух процессоров и возможность двухмаршрутной связи между двумя любыми модулями вычислительной системы.

Таким образом, свойства многопроцессорных вычислительных систем отражают две основные тенденции современного развития вычислительной техники [26]:

модульный принцип построения, при котором каждое устройство выполняется в виде нескольких независимых модулей, что позволяет видоизменять и усложнять структуру системы и делает ее менее уязвимой к отказам, так как все однотипные модули взаимозаменяемы;

одновременное выполнение независимых ветвей одной программы или параллельное выполнение полностью независимых программ, что позволяет уменьшить общее время решения задач.

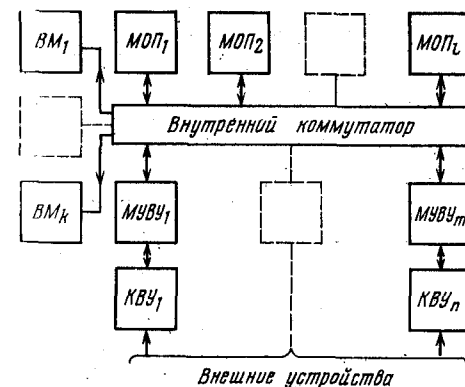


Рис. 3.2. Структурная схема однородной вычислительной системы

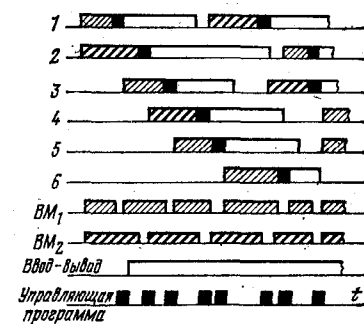


Рис. 3.3. Временная диаграмма работы однородной вычислительной системы

Мультипроцессорные вычислительные системы могут иметь различную структуру. Под структурой понимается набор элементов (модулей системы), характер связей и распределение функций между ними.

Наибольшее распространение в настоящее время получила однородная вычислительная система. Система со структурой данного типа (рис. 3.2) содержит несколько однотипных вычислительных модулей (ВМ) или их еще называют центральными процессорами, модулей оперативной памяти (МОП) и несколько модулей управления внешними устройствами (МУВУ) (процессоры ввода — вывода). С помощью внутреннего коммутатора каждый ВМ и МУВУ могут быть связаны с любым МОП и между собой. Коммутатор внешних устройств (КВУ) связывает каждый МУВУ с группой внешних устройств.

Модульный принцип позволяет решить не только проблему унификации, но и проблему надежности вычислительных систем. Все модули взаимозаменяемы и отказ любого из них не приводит к отказу системы. Общее управление работой такой системы осуществляет только управляющая программа. Каждый процессор может обратиться к управляющей программе через собственную систему прерываний. В однородной вычислительной системе принцип распределения работ значительно упрощен. Из прерванных и поступивших работ в соответствии с приоритетом организуется единая очередь. Каждый вычислительный модуль, закончивший или прервавший выполнение своей программы, обращается к очередной программе, готовой к исполнению, что устраняет простой вычислительных модулей, связанные с ожиданием подготовки данной работы к выполнению.

На рис. 3.3 представлена временная диаграмма работы двух вычислительных модулей (процессоров) при исполнении шести рабочих программ. Прерывание программ происходит при обра-



щении к внешним устройствам. За время прерывания вычислительный модуль обращается к управляющей программе и включает нужный модуль управления внешними устройствами, после чего обращается к следующей программе.

Из диаграммы, приведенной на рис. 3.3, видно, что  $ВМ_1$  выполняет рабочие программы в последовательности 1, 3, 5, 6, 2, 4, а  $ВМ_2$  — в последовательности 2, 4, 1, 3, 5. Прерывание вычислений в вычислительных модулях и работа управляющей программы происходит на короткие, абсолютно необходимые интервалы времени. Примером однородной вычислительной системы может служить многопроцессорный вычислительный комплекс «Эльбрус».

### 3.2. ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

За последнее десятилетие в связи с созданием быстродействующих электронных цифровых вычислительных машин широкое развитие в радиолокации получили цифровые методы обработки сигналов. Это объясняется рядом преимуществ такой обработки по сравнению с обработкой с применением аналоговых фильтров. При использовании цифровых методов обработка сигналов производится в реальном масштабе времени на ЭВМ и, следовательно, исключаются все проблемы, связанные с точностью изготовления и стабильностью аналоговых фильтров.

Основными направлениями использования методов цифровой обработки является цифровая фильтрация и спектральный анализ. При обработке радиолокационных сигналов, особенно широкополосных, наибольшее распространение находит спектральный анализ. На практике при спектральном анализе, как правило, используется быстрое преобразование Фурье.

Преобразование Фурье, или спектр сигнала  $f(t)$ , определяется следующим выражением:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt. \quad (3.1)$$

Обратное преобразование Фурье имеет вид

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (3.2)$$

При вычислении преобразований Фурье на ЭВМ необходимо рассматривать только дискретные отсчеты как временной функции, так и спектра, и только конечное число отсчетов каждой из них. Предположим, что временная функция  $f(t)$  представлена последовательностью из  $N$  отсчетов  $f(n, T)$ ,  $0 \leq n \leq N-1$ , где  $T$  — интервал дискретизации во временной области. Допустим также, что спектр  $S(\omega)$  представлен как  $S(k\Omega)$ ,  $0 \leq k \leq N-1$ , где  $\Omega$  — выбранное расстояние между отсчетами в частотной области.

Тогда прямое и обратное дискретное преобразования Фурье (ДПФ) определяются соответственно следующими выражениями:

$$S(k\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) e^{-i\Omega T n k}, \quad (3.3)$$

$$f(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k\Omega) e^{i\Omega T n k}, \quad (3.4)$$

где

$$\Omega = 2\pi/NT. \quad (3.5)$$

При дальнейшем изложении запишем выражение (3.3) в более удобной форме

$$S_k = \sum_{n=0}^{N-1} f_n W_N^{nk}, \quad (3.6)$$

где

$$W_N^{nk} = e^{-i(2\pi/N)nk}. \quad (3.7)$$

При этом  $W_N^{nk}$  является периодической последовательностью с периодом  $N$ .

Из соотношения (3.6) следует, что когда последовательность  $f_n$  является комплексной, при прямом вычислении  $N$ -точечного дискретного преобразования Фурье нужно выполнить  $(N-1)^2$  комплексных умножений и  $N(N-1)$  комплексных сложений. Таким образом, для достаточно больших  $N$  (для  $N > 1000$ ) прямое вычисление ДПФ связано с большими затратами машинного времени.

Методы, экономящие машинное время, используют некоторые искусственные приемы, основанные на том, что сумма произведений может быть иногда упрощена, если сделать сложение до умножения, или на том, что комплексные операции могут быть заменены действительными операциями. Из всех методов наиболее широкое применение находит быстрое преобразование Фурье (БПФ) [10]. Основная идея БПФ состоит в том, чтобы разбить исходную  $N$ -точечную последовательность на две более короткие. Предположим, что число отсчетов  $N$  делится на два. Рассмотрим ДПФ двух более коротких последовательностей:  $f_{n1}$ , состоящей только из четно пронумерованных отсчетов, и  $f_{n2}$ , состоящей только из нечетно пронумерованных отсчетов. Тогда можем записать

$$\begin{aligned} f_{n1} &= f(2n), \quad n=0, 1, \dots, N/2-1, \\ f_{n2} &= f(2n+1), \quad n=0, 1, \dots, N/2-1. \end{aligned} \quad (3.8)$$

$N$ -точечное ДПФ последовательности  $f_n$  можно представить как

$$\begin{aligned} S_k &= \sum_{\substack{n=0 \\ n \text{ четные}}}^{N-1} f_n W_N^{nk} + \sum_{\substack{n=0 \\ n \text{ нечетные}}}^{N-1} f_n W_N^{nk} = \\ &= \sum_{n=0}^{N/2-1} f(2n) W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} f(2n+1) W_N^{(2n+1)k}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

С учетом того, что

$$W_N^2 = [e^{i(2\pi/N)}]^2 = e^{i[2\pi/(N/2)]} = W_{N/2}, \quad (3.10)$$

перепишем выражение (3.9) в виде

$$S_k = \sum_{n=0}^{N/2-1} f_{n1} W_{N/2}^{nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{N/2-1} f_{n2} W_{N/2}^{nk} = S_{k1} + W_N^k S_{k2}, \quad (3.11)$$

где  $S_{k1}$  и  $S_{k2}$  равны  $N/2$ -точечным ДПФ последовательностей  $f_{n1}$  и  $f_{n2}$ . Из отношения (3.11) видно, что  $N/2$ -точечные ДПФ могут быть вычислены с помощью  $(N/2)^2$  операций каждая, а для вычисления  $S_k$  требуется дополнительно только  $N$  операций, что в сумме составляет  $N + (N/2)^2 \cdot 2 = N + N^2/2$  операций. Прямое же вычисление  $S_k$  требует  $N^2$  операций, следовательно, вычисление  $S_k$  согласно (3.11) при больших  $N$  (когда  $N^2/2 \gg N$ ) позволяет сократить количество вычислений в 2 раза.

В случае, когда  $N/2$  также делится на два, каждая из последовательностей  $f_{n1}$  и  $f_{n2}$  разбивается на две, состоящие из четных и нечетных членов. Вычисление  $N/4$ -точечных ДПФ может быть уменьшено способом, указанным выше. Следуя этим путем, объем вычислений  $S_k$  можно уменьшить за счет разбиения исходной последовательности на более короткие с меньшим числом точек и, следовательно, с большей экономией вычислительных операций. В этом и заключается сущность метода быстрого преобразования Фурье.

Поскольку в формуле (3.11)  $S_k$  определено при  $0 \leq k \leq N-1$ , а  $S_{k1}$  и  $S_{k2}$  — при  $0 \leq k \leq N-1$ , необходимо доопределить  $S_k$  для  $k \geq N/2$ . В силу периодичности ДПФ выражение (3.11) может быть записано следующим образом:

$$S_k = \begin{cases} S_{k1}(k) + W_N^k S_{k2}(k), & 0 \leq k < N/2 - 1, \\ S_{k1}(k - N/2) + W_N^k S_{k2}(k - N/2), & N/2 \leq k \leq N - 1. \end{cases} \quad (3.12)$$

Описанная выше процедура была названа алгоритмом с прореживанием по времени, поскольку на каждом этапе входная (т. е. временная) последовательность разделяется на две обрабатываемые последовательности меньшей длины, т. е. входная последовательность прореживается на каждом этапе. Базовая операция алгоритма с прореживанием по времени состоит в том, что два входных числа  $A$  и  $B$  объединяются для получения двух выходных чисел  $X$  и  $Y$  следующим образом:

$$X = A + W_N^k B, \quad Y = A - W_N^k B. \quad (3.13)$$

На рис. 3.4,а изображен направленный граф базовой операции (3.13). Основой его построения являются точки (или узлы) и стрелки (линии передачи). Узлы обозначают регистры, содержащие входные и выходные массивы отдельных ДПФ, стрелка — операцию умножения на значение множителя, указанного над стрелкой. Незачерненные кружки обозначают операции сложения и вы-

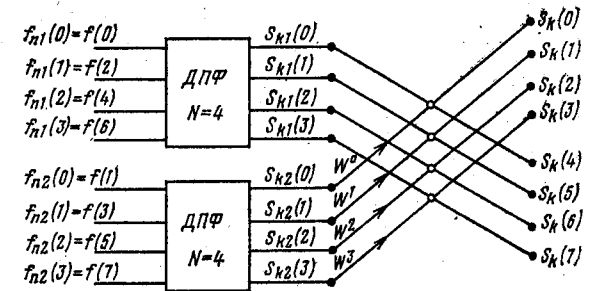
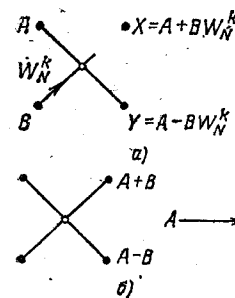


Рис. 3.4. Базовая операция. Рис. 3.5. Вычисление 8-точечного ДПФ через два алгоритма БПФ

читания, причем верхний выход соответствует сумме, а нижний — разности. Это графически показано на рис. 3.4,б.

На рис. 3.5 с помощью направленного графа представлена последовательность операций при выполнении 8-точечного ДПФ с использованием двух 4-точечных преобразований. Входная последовательность  $f_n$  разбивается на две последовательности  $f_{n1}$  и  $f_{n2}$  из четных и нечетных членов, после чего рассматриваются их преобразования  $S_{k1}$  и  $S_{k2}$ . Затем в соответствии с выражением (3.12) получают  $S_k$ .

Аналогично  $N/2$ -точечные ДПФ могут быть записаны как комбинации двух  $N/4$ -точечных ДПФ, т. е.

$$S_{k1} = A_k + W_N^k B_k, \quad (3.14)$$

где  $0 \leq k \leq N/2 - 1$ ;  $A_k$  и  $B_k$  —  $N/4$ -точечные ДПФ.

На рис. 3.6 показан результирующий направленный граф, в котором 4-точечные ДПФ рассчитываются в соответствии с (3.14).

Процесс уменьшения размера ДПФ может быть продолжен до тех пор, пока не останутся только 2-точечные ДПФ. Двухточеч-

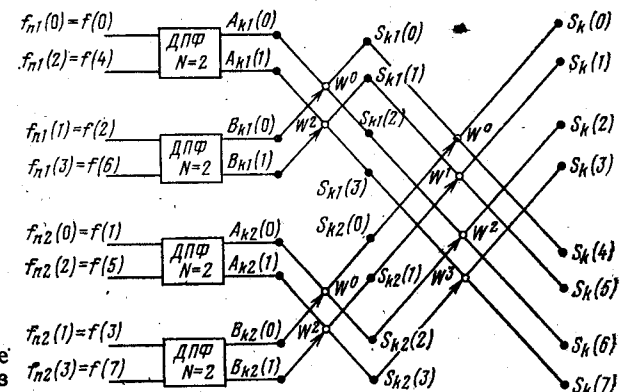


Рис. 3.6. Вычисление 8-точечного ДПФ через четыре 2-точечных

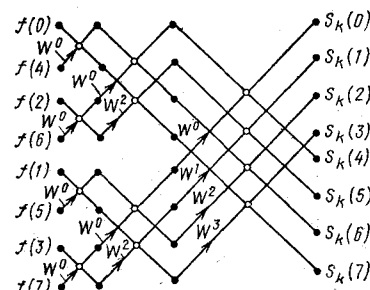


Рис. 3.7. 8-точечное ДПФ, полученное последовательным прореживанием в 2 раза

ные ДПФ могут быть рассчитаны без использования умножений по формулам

$$S_k(0) = f(0) + f(1)W_8^0,$$

$$S_k(1) = f(0) + f(1)W_8^4, \quad (3.15)$$

где  $f(n)$ ,  $n=0,1$  — преобразуемая 2-точечная последовательность. Поскольку  $W_8^0=1$  и  $W_8^4=-1$ , для вычислений по формулам (3.15) действительно не нужны операции умножения. Таким образом, 8-точечное ДПФ (рис. 3.5 и 3.6) в итоге

сводится к алгоритму, описываемому направленным графом (рис. 3.7).

Анализ процедуры последовательного сокращения вдвое размеров преобразований показывает, что на каждом этапе БПФ необходимо выполнить  $N/2$  комплексных умножений. Поскольку общее количество этапов равно  $\log_2 N$ , то число комплексных умножений, необходимое для нахождения  $N$ -точечного ДПФ, приблизительно равно  $N/2 \log_2 N$ . Это выражение, приближенное по той причине, что умножение на  $W_8^0$ ,  $W_8^{N/2}$ ,  $W_8^{N/4}$  и  $W_8^{3N/4}$  в действительности сводится просто к сложениям и вычитаниям комплексных чисел. Однако для больших значений  $N$  число умножений хорошо аппроксимируется выражением  $N/2 \log_2 N$ .

Рассмотрение рис. 3.7 дает значительную информацию о практических аспектах вычисления быстрого преобразования Фурье. Из рисунка видно, что первый и второй этапы БПФ содержат только сложения и вычитания комплексных чисел и только на третьем этапе необходимо выполнить два умножения. Таким образом, вместо ожидаемых 12 (т. е.  $4 \log_2 8$ ) достаточно выполнить всего два умножения.

Из рассмотрения рис. 3.7 также видно, что каждый из этапов содержит  $N/2$  базовых операций. Каждый узел соответствует двум регистрам памяти (двум, потому что величины являются в общем случае комплексными). Допустим, кроме того, что входные данные могут запоминаться в памяти машины в порядке

$$f_0, f_4, f_2, f_6, f_1, f_5, f_3, f_7,$$

как на рис. 3.7. Тогда для вычисления БПФ  $N$ -точечной последовательности, размещенной в памяти, достаточно иметь лишь одну дополнительную ячейку памяти. Результаты всех промежуточных этапов БПФ можно записать на место исходной последовательности данных, а окончательный ответ — на место промежуточных результатов. Алгоритм, в котором для размещения входной и выходной последовательности используются одни и те же ячейки памяти, называется алгоритмом БПФ с замещением.

На рис. 3.7 самые крайние слева восемь узлов представляют регистры, содержащие входные данные. Первая ступень вычислений заключается в вычислении содержимого регистров, представленных следующими восемью узлами вправо от входных узлов. Но каждая пара входных узлов воздействует только на соответствующую пару узлов, находящихся непосредственно за ними справа, и если вычисления проводятся с двумя узлами одновременно, новые вычисленные значения могут быть записаны в те регистры, из которых взяты входные значения, поскольку они больше не будут нужны для дальнейших вычислений. На второй ступени производится вычисление величин для следующего вправо вертикального ряда узлов, также включающего пары узлов, хотя узлы в этих парах разделены теперь двумя позициями вместо одной. Этот факт не изменяет свойства вычисления с замещением, поскольку каждая такая пара узлов воздействует только на пару узлов, следующую непосредственно за ней справа. Поэтому после того, как новая пара значений будет вычислена, она может быть сохранена в регистрах, где хранились старые, больше не нужные результаты.

Существует много различных алгоритмов БПФ в зависимости от порядка следования сомножителей и их общего количества в  $N$ -точечной последовательности. Для характеристики разложения обычно используется понятие «основание». Понятие «смешанное основание» означает, что не все сомножители  $N$  одинаковы. Пусть, например,  $N=60$ . Это число можно представить как произведение меньших чисел различным образом:  $60=3 \times 4 \times 5=5 \times 4 \times 3=12 \times 5=2 \times 2 \times 5 \times 3$  и т. д. Например, если  $N=64=2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2$ , то получаются рассмотренные выше алгоритмы БПФ с основанием 2. В настоящее время значительно чаще используются алгоритмы БПФ не со смешанным, а с фиксированным основанием (2, 4, 8). В этом случае значительно проще проводить анализ, программировать и разрабатывать специализированные устройства.

### 3.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИНФОРМАЦИИ

В § 1.2 было показано, что преобразователем информации является не только фазовращатель на  $\pi/2$ , выполняющий операцию умножения на  $\pm i$ , но и суммарно-разностное устройство, образующее сумму и разность входных сигналов. Для образования мультипликативного отношения не требуется преобразований принятых сигналов. Для получения же аддитивного отношения необходим суммарно-разностный преобразователь, в качестве которого обычно применяется кольцевой волноводный мост и двойной волноводный тройник [21].

Кольцевой суммарно-разностный мост (рис. 3.8) имеет четыре плеча на одной полуокружности, которые расположены одно относительно другого под углом  $60^\circ$ . Расстояния между плечами равны  $\lambda/4$ . В данной схеме плечо  $\Sigma$  является суммарным, а плечо  $\Delta$  — разностным. Действительно, если к плечам 1 и 2 подвести

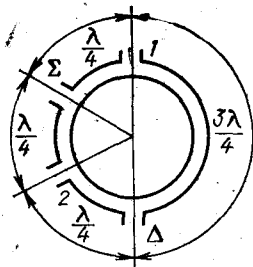


Рис. 3.8. Кольцевой мост

синфазные высокочастотные сигналы, то до плеча  $\Sigma$  эти сигналы пройдут одинаковые пути и, следовательно, сложатся в фазе, а до плеча  $\Delta$  они пройдут разные пути и сложатся в противофазе. Сигнал в разностном плече будет иметь фазу того сигнала, амплитуда которого больше.

Когда сигнал в плече 1 превышает сигнал в плече 2, фаза разностного сигнала, определяемая фазой сигнала из плеча 1, сдвинута относительно плеча 1 пропорционально  $3\lambda/4$ . Суммарный сигнал сдвинут по

фазе относительно плеч 1 и 2 пропорционально  $\lambda/4$ . Поэтому разностный и суммарный сигналы находятся в противофазе.

Если сигнал в плече 1 меньше сигнала в плече 2, то фаза разностного сигнала, определяемая фазой сигнала из плеча 2, сдвинута относительно плеча 2 пропорционально  $\lambda/4$ . Такой же сдвиг по отношению к плечу 2 имеет суммарный сигнал. В этом случае суммарный и разностный сигналы оказываются в фазе.

В двойном волноводном тройнике (рис. 3.9) два синфазных сигнала, поступающих в плечи 1 и 2, образуют в плече  $\Sigma$  (плоскость  $хоу$ ) суммарный сигнал, а в плече  $\Delta$  (плоскость  $хоз$ ) — разностный [19]. Действительно, если предположить, что силовые линии электрического поля волновода в горизонтальной плоскости направлены снизу вверх, то векторы электрического поля сигналов 1 и 2, поступающих в плечо  $\Delta$ , имеют противоположные направления. При этом сигнал в разностном плече будет иметь фазу того сигнала, амплитуда которого больше. В случае равенства сигналов 1 и 2 разностный сигнал будет равен нулю.

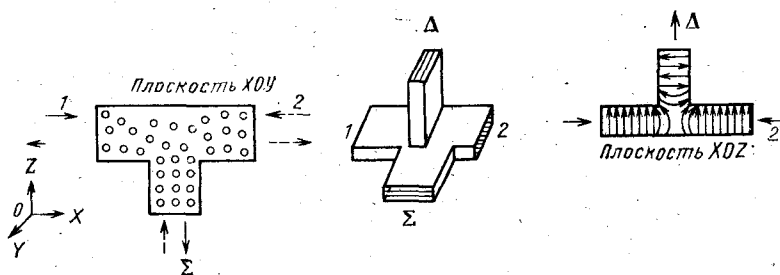


Рис. 3.9. Двойной волноводный тройник

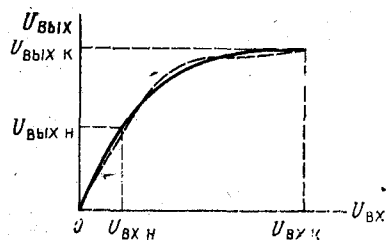


Рис. 3.10. Амплитудная характеристика логарифмического усилителя:

— расчетная; — экспериментальная

Кроме рассмотренных суммарно-разностных мостов могут применяться и другие типы мостов, например, щелевые балансные мосты.

### 3.4. ЛОГАРИФИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Логарифмический усилитель является нелинейным усилителем, у которого имеется логарифмическая зависимость между амплитудами выходного  $U_{\text{вых}}$  и входного  $U_{\text{вх}}$  напряжений. Амплитудная характеристика логарифмического усилителя (рис. 3.10) при работе в линейном режиме ( $U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх н}}$ ) описывается уравнением

$$U_{\text{вых}} = k_0 U_{\text{вх}}, \quad (3.16)$$

где  $k_0$  — максимальный коэффициент усиления на линейном участке;  $U_{\text{вх н}}$  — входное напряжение, начиная с которого характеристика становится логарифмической.

При работе же логарифмического усилителя в логарифмическом режиме ( $U_{\text{вх н}} < U_{\text{вх}} < U_{\text{вх к}}$ ) выражение для логарифмической амплитудной характеристики (ЛАХ) будет иметь вид [6]

$$U_{\text{вых}} = k_0 U_{\text{вх н}} [a_{\text{л}} \ln (U_{\text{вх}} / U_{\text{вх н}}) + 1], \quad (3.17)$$

где  $a_{\text{л}}$  — коэффициент, характеризующий наклон логарифмической характеристики;  $U_{\text{вх к}}$  — конечное входное напряжение, при котором оканчивается ЛАХ усилителя.

Кроме того, логарифмический усилитель можно характеризовать следующими основными качественными показателями:

1)  $U_{\text{вых н}}$  и  $U_{\text{вых к}}$  — выходные напряжения, соответствующие началу и концу логарифмической амплитудной характеристики усилителя;

2) динамическим диапазоном по входному и выходному напряжениям

$$D_{\text{вх}} = U_{\text{вх к}} / U_{\text{вх н}}, \quad D_{\text{вых}} = U_{\text{вых к}} / U_{\text{вых н}}, \quad (3.18)$$

3) коэффициентом сжатия усиливаемого напряжения

$$K_{\text{сж}} = D_{\text{вх}} / D_{\text{вых}}, \quad (3.19)$$

4) относительной точностью воспроизведения ЛАХ усилителя, которая характеризует отклонение экспериментальной характеристики от расчетной (рис. 3.10):

$$\delta_{\text{л}} = (U_{\text{вых э}} - U_{\text{вых р}}) / U_{\text{вых р}}, \quad (3.20)$$

где  $U_{\text{вых э}}$  — выходное напряжение во всем динамическом диапазоне при экспериментальной ЛАХ;  $U_{\text{вых р}}$  — выходное напряжение во всем динамическом диапазоне при расчетной ЛАХ;

5) стабильностью или повторяемостью ЛАХ, которая характеризует возможность серийного изготовления логарифмических усилителей с одинаковыми параметрами.

В § 1.3 было показано, что в моноимпульсной РЛС с амплитудным угловым дискриминатором, использующим логарифмиче-

ские усилители, выделение угловой информации происходит фактически в результате вычитания логарифмов двух сигналов, что эквивалентно образованию логарифма отношения. Действительно, напряжение на выходе вычитающего устройства (см. рис. 1.3,а) при предположении, что логарифмические усилители одинаковы, будет равно

$$u_{\text{вв}} = u_{\text{ввх1}} - u_{\text{ввх2}} = k_{\text{вв}} k_0 u_{\text{вхн}} a_{\text{л}} \ln(u_{\text{вх1}}/u_{\text{вх2}}), \quad (3.21)$$

где  $k_{\text{вв}}$  — коэффициент передачи вычитающего устройства.

В соответствии с равенствами (1.4) и (1.5) можем записать

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{вх1}} &= E(t) F_1(\theta) = E(t) F(\theta_0 - \theta), \\ u_{\text{вх2}} &= E(t) F_2(\theta) = E(t) F(\theta_0 + \theta). \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

Тогда уравнение (3.21) примет вид

$$u_{\text{вв}} = k_{\text{вв}} k_0 U_{\text{вхн}} a_{\text{л}} \ln \frac{F(\theta_0 - \theta)}{F(\theta_0 + \theta)}. \quad (3.23)$$

Равенство (3.23) описывает пеленгационную характеристику. Из него видно, что пеленгационная характеристика в такой моноимпульсной РЛС зависит от свойств логарифмического усилителя и не зависит от значения сигнала. Поэтому всякое отклонение реальных амплитудных характеристик усилителей от точно логарифмической приводит к искажению пеленгационной характеристики и, следовательно, к погрешности в определении направления на цель.

При заданной допустимой относительной погрешности  $\delta_u = \Delta m_u / m_u$  в определении отношения  $m_u = u_{\text{вх1}}/u_{\text{вх2}}$  значения допустимого абсолютного и относительного отклонения реальной амплитудной характеристики от точно логарифмической в любой ее точке равны соответственно [6]:

$$\left| \pm \Delta U_{\text{ввх}} \right| = 0,7 k_0 U_{\text{вхн}} a_{\text{л}} \ln(1 + \delta_u), \quad (3.24)$$

$$\delta_{\text{ввх}} = \left| \pm \frac{\Delta U_{\text{ввх}}}{U_{\text{ввх}}} \right| = \frac{0,7 a_{\text{л}} (1 + \delta_u)}{a_{\text{л}} \ln(u_{\text{вх1}}/u_{\text{вх2}}) + 1}.$$

Из уравнения (3.24) видно, что допустимое абсолютное отклонение экспериментальной амплитудной характеристики от расчетной логарифмической тем выше, чем больше максимальный коэффициент усиления и входное напряжение, и постоянно во всем логарифмическом диапазоне усилителя, а допустимое относительное отклонение — величина переменная и уменьшается с увеличением уровня сравниваемых напряжений. Следовательно, логарифмические усилители, применяемые в моноимпульсных РЛС, должны с большей точностью воспроизводить логарифмический закон усиления в конце логарифмического диапазона, чем в его начале. Эта точность увеличивается с увеличением динамического диапазона усилителя.

В случае неидентичности амплитудных характеристик двух логарифмических усилителей (отклонение экспериментальной ам-

плитудной характеристики каждого усилителя от расчетной логарифмической больше допустимого значения) выходное напряжение амплитудного углового дискриминатора не удовлетворяет требованиям, предъявляемым к пеленгационным характеристикам моноимпульсных РЛС. Поэтому необходимо специальными мерами добиваться идентичности амплитудных характеристик в обоих каналах усиления.

Логарифмическую амплитудную характеристику в диапазоне 80—100 дБ не удастся получить с помощью одного каскада. Поэтому для получения логарифмической характеристики в широком динамическом диапазоне применяют поочередную работу  $n$  нелинейных каскадов на логарифмических участках их амплитудных характеристик.

На рис. 3.11 показана амплитудная характеристика одного нелинейного каскада многокаскадного усилителя, которая состоит из трех участков: линейного 1, логарифмического 2 и квазилинейного 3 [6]. Если входное напряжение усилителя  $U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вхн}}$ , то все каскады работают как линейные с коэффициентом усиления  $k_1$ . Когда амплитуда напряжения на входе усилителя достигает значения  $U_{\text{вх}} = U_{\text{вхн}}$ , последний ( $n$ -й) нелинейный каскад начинает работать в логарифмическом режиме и его входное напряжение

$$U_{\text{н}} = U_{\text{вхн}} k_1^{n-1}. \quad (3.25)$$

При возрастании входного напряжения последнего каскада до  $U_{\text{в}}$  он работает в логарифмическом режиме, а все остальные — в линейном режиме. При этом напряжение на выходе нелинейного каскада

$$U_{\text{ввх2}} = k_1 U_{\text{н}} [a_{\text{л}} \ln(U_{\text{вх2}}/U_{\text{н}}) + 1]. \quad (3.26)$$

В дальнейшем для упрощения будем считать, что  $a_{\text{л}} = 1$ . При изменении входного напряжения последнего каскада в диапазоне от  $U_{\text{н}}$  до  $U_{\text{в}}$  напряжение на входе логарифмического усилителя изменяется в диапазоне  $(U_{\text{н}} - U_{\text{в}})/k_1^{n-1}$ , а его коэффициент усиления определяется выражением

$$k_{0(n)} = k_1^{n-1} \frac{k_1 U_{\text{н}}}{U_{\text{вх}(n)}} \left( \ln \frac{U_{\text{вх}(n)}}{U_{\text{н}}} + 1 \right), \quad (3.27)$$

где  $U_{\text{вх}(n)} = U_{\text{вх}} k_1^{n-1} = U_{\text{вх2}}$  — напряжение на входе  $n$ -го каскада;  $U_{\text{вх}}$  — напряжение на входе усилителя.

Логарифмическая амплитудная характеристика усилителя в этом случае будет описываться выражением

$$\begin{aligned} U_{\text{ввх0}(n)} &= U_{\text{вх}} k_{0(n)} = k_1 U_{\text{н}} \left( \ln \frac{U_{\text{вх}(n)}}{U_{\text{н}}} + 1 \right) = \\ &= k_1 U_{\text{н}} \left( \ln \frac{U_{\text{вх2}}}{U_{\text{н}}} + 1 \right) = k_0 U_{\text{вхн}} \left( \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вхн}}} + 1 \right). \end{aligned} \quad (3.28)$$

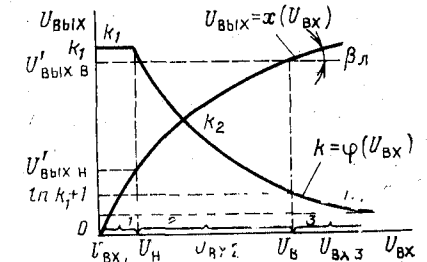


Рис. 3.11. Амплитудная характеристика нелинейного каскада

Когда напряжение на входе  $n$ -го каскада станет равным  $U_B$ , каскад начинает работать в квазилинейном режиме на третьем участке амплитудной характеристики. При этом для осуществления поочередной работы каскадов в логарифмическом режиме необходимо, чтобы напряжение на входе  $(n-1)$ -го каскада было равно

$$U_H = U_{BX\ n} k_1^{n-2}.$$

Для выполнения этого условия максимальный коэффициент усиления нелинейного каскада должен быть

$$k_1 = U_B / U_H = D_{BX\ 1}. \quad (3.29)$$

Отношение  $U_B / U_H$  определяет также логарифмический диапазон нелинейного каскада.

При изменении напряжения на входе усилителя в диапазоне  $(U_H - U_B) / k_1^{n-2}$   $(n-1)$ -й каскад работает в логарифмическом режиме, все каскады, предшествующие ему, работают в линейном, а последний каскад — в квазилинейном режимах. При этом выражение для коэффициента усиления усилителя при работе  $(n-1)$ -го нелинейного каскада в логарифмическом режиме будет иметь вид

$$k_{0\ (n-1)} = k_1^{n-2} \frac{k_1 U_H}{U_{BX\ (n-1)}} \left( \ln \frac{U_{BX\ (n-1)}}{U_H} + 1 \right) k_{3\ (n)}, \quad (3.30)$$

где  $U_{BX\ (n-1)} = U_{BX} k_1^{n-2} = U_{BX2}$  — напряжение на входе  $(n-1)$ -го каскада;  $k_{3\ (n)}$  — коэффициент усиления  $n$ -го каскада.

Все предшествующие каскады, работающие в линейных режимах, не окажут никакого влияния на форму амплитудной характеристики усилителя. Последний каскад, работающий в квазилинейном режиме, не внесет искажений в логарифмическую амплитудную характеристику усилителя в том случае, если его коэффициент усиления будет постоянным и равным единице или будет переменным и больше единицы, но при этом дифференциальный коэффициент усиления  $k_{3\ (n)}$  должен быть равен единице.

Коэффициент усиления нелинейного каскада на границе перехода с участка 2 на участок 3 равен

$$k_2 = \frac{k_1 U_H}{U_B} \left( \ln \frac{U_B}{U_H} + 1 \right) = \ln k_1 + 1. \quad (3.31)$$

А так как  $k_1 > 1$  и  $\ln k_1 > 0$ , то  $k_2 > 1$  и, следовательно, в момент перехода из логарифмического режима в квазилинейный коэффициент усиления нелинейного каскада  $k_3 = k_2 > 1$ .

Дифференциальный коэффициент усиления нелинейного каскада при работе его в квазилинейном режиме найдем из условия равенства первых производных и ординат для точки перехода участка 2 амплитудной характеристики нелинейного каскада к участку 3:

$$b_L = d U_{ВЫХ\ 2} / d U_{ВХ\ 2} = d U_{ВЫХ\ 3} / d U_{ВХ\ 3}.$$

Используя уравнение (3.29), можем записать

$$\frac{d [k_1 U_H (\ln (U_{ВХ\ 2} / U_H) + 1)]}{d U_{ВХ\ 2}} = \frac{d [k_1 U_H (\ln k_1 + 1) + b_L (U_{ВХ\ 3} - U_B)]}{d U_{ВХ\ 3}}.$$

Дифференцируя, получаем

$$k_1 U_H / U_B = b_L.$$

Поскольку в точке перехода  $U_B = U_H k_1$ , то  $b_L = 1$ .

Напряжение на выходе нелинейного каскада, работающего в квазилинейном режиме, может быть записано в виде

$$U_{ВЫХ\ 2} = U'_{ВЫХ\ 2} + b_L (U_{ВХ\ 2} - U_B) = k_1 U_H (\ln k_1 + U_{ВХ\ 2} / U_B). \quad (3.32)$$

Тогда коэффициент усиления нелинейного каскада для участка 3 амплитудной характеристики

$$k_3 = \frac{k_1 U_H}{U_{ВХ\ 2}} \left( \ln k_1 + \frac{U_{ВХ\ 2}}{U_B} \right) = \frac{k_1 U_H \ln k_1}{U_{ВХ\ 2}} + 1. \quad (3.33)$$

Из равенства (3.32) видно, что  $k_3$  является величиной переменной и при значительном возрастании входного напряжения стремится к единице.

Подставляя полученное значение  $k_3$  в уравнение (3.30), получаем

$$k_{0\ (n-1)} = k_1^{n-2} \frac{k_1 U_H}{U_{ВХ\ (n-1)}} \left( \ln \frac{U_{ВХ\ (n-1)}}{U_H} + 1 \right) \left( \frac{k_1 U_H \ln k_1}{U_{ВХ\ (n)}} + 1 \right). \quad (3.34)$$

Следовательно, напряжение на выходе усилителя будет равно

$$U_{ВЫХ\ 0\ (n-1)} = U_{ВХ} k_{0\ (n-1)} = k_1 U_H \ln k_1 + U_H k_1 \left( \ln \frac{U_{ВХ\ (n-1)}}{U_H} + 1 \right),$$

а так как  $U_{ВХ\ (n-1)} = U_{ВХ2}$ , то можем записать

$$U_{ВЫХ\ 0\ (n-1)} = k_1 U_H \ln k_1 + U_H k_1 [\ln (U_{ВХ2} / U_H) + 1]. \quad (3.35)$$

При дальнейшем увеличении входного напряжения усилителя  $(n-1)$ -й каскад начинает работать в квазилинейном режиме,  $(n-2)$ -й вступает в логарифмический режим работы, а коэффициент усиления усилителя и напряжение на его выходе равны соответственно

$$k_{0\ (n-2)} = k_1^{n-3} \frac{k_1 U_H}{U_{ВХ\ (n-2)}} \left( \ln \frac{U_{ВХ\ (n-2)}}{U_H} + 1 \right) \left( \frac{k_1 U_H \ln k_1}{U_{ВХ\ (n-1)}} + 1 \right) \times \left( \frac{k_1 U_H \ln k_1}{U_{ВХ\ (n)}} + 1 \right); \quad (3.36)$$

$$U_{ВЫХ\ 0\ (n-2)} = 2 k_1 U_H \ln k_1 + U_H k_1 [\ln (U_{ВХ2} / U_H) + 1]. \quad (3.37)$$

Рассуждая аналогично, можно получить выражение для коэффициента усиления и напряжения на входе логарифмического  $n$ -каскадного усилителя при работе первого нелинейного каскада в логарифмическом режиме:

$$k_{0\ (1)} = \frac{k_1 U_H}{U_{ВХ}} \left( \ln \frac{U_{ВХ}}{U_H} + 1 \right) \left( \frac{k_1 U_H \ln k_1}{U_{ВХ\ 2}} + 1 \right) \dots \left( \frac{k_1 U_H \ln k_1}{U_{ВХ\ (n-1)}} + 1 \right) \left( \frac{k_1 U_H \ln k_1}{U_{ВХ}} + 1 \right); \quad (3.38)$$

$$U_{ВЫХ\ 0\ (1)} = (n-1) k_1 U_H \ln k_1 + k_1 U_H \left( \ln \frac{U_{ВХ\ 2}}{U_H} + 1 \right). \quad (3.39)$$

Таким образом, на основании приведенных выше рассуждений можем записать общее выражение для коэффициента усиления  $n$ -каскадного усилителя и напряжения на его выходе при строго поочередной работе нелинейных каскадов

$$k_0 = k_1^{n-m} \frac{U_n k_1}{U_{вх (n-m+1)}} \left( \ln \frac{U_{вх (n-m+1)}}{U_n} + 1 \right) \prod_{i=2}^{m-1} \left( \frac{k_i U_n \ln k_i}{U_{вх (n-m+1)}} + 1 \right), \quad (3.40)$$

где  $(n-m)$  — число нелинейных каскадов, работающих в линейном режиме;  $(n-m+1)$  — число, указывающее номер каскада, работающего в логарифмическом режиме;  $(m-1)$  — число нелинейных каскадов, работающих в квазилинейном режиме.

Тогда

$$U_{вых 0} = k_0 U_{вх}. \quad (3.41)$$

Теперь, после проведения такого анализа, легко выразить основные качественные показатели  $n$ -каскадного логарифмического усилителя для общего случая  $a_n \neq 1$  через показатели отдельных каскадов.

Начало логарифмической амплитудной характеристики усилителя соответствует входному напряжению, при котором последний нелинейный каскад начинает работать в логарифмическом режиме

$$U_{вх н} = U_n / k_1^{n-1}. \quad (3.42)$$

В этом случае напряжение на выходе усилителя будет равно

$$U_{вых н} = U_{вх н} k_1^n = U'_{вых в}. \quad (3.43)$$

Конец логарифмической амплитудной характеристики усилителя соответствует входному напряжению, при котором первый нелинейный каскад начинает работать в квазилинейном режиме:

$$U_{вх к} = U_{вх} = U_{вх н} k_1^n. \quad (3.44)$$

При этом выходное напряжение

$$U_{вых к} = n k_1 U_n a_n \ln k_1 + k_1 U_n = U_{вх к} (n a_n \ln k_1 + 1). \quad (3.45)$$

Динамический диапазон усилителя по входному и выходному напряжениям соответственно будет равен

$$D_{вх} = U_{вх к} / U_{вх н} = k_1^n = D_{вх 1}^n; \quad (3.46)$$

$$D_{вых} = U_{вых к} / U_{вых н} = n a_n \ln D_{вх 1} + 1. \quad (3.47)$$

Следовательно, коэффициент сжатия усиливаемого напряжения можно записать в виде

$$K_{сж} = D_{вх} / D_{вых} = D_{вх 1}^n / (n a_n \ln D_{вх 1} + 1). \quad (3.48)$$

Существует несколько методов получения усилителей с логарифмическими амплитудными характеристиками. В настоящее время наибольшее распространение получили методы шунтирования нагрузок в усилителе нелинейными элементами и последовательного сложения напряжений с выходов усилительных каскадов.

## 1. Логарифмический усилитель с нагрузкой, шунтированной нелинейным элементом

Упрощенная схема усилительного каскада с коллекторной нагрузкой, шунтированной нелинейным элементом, приведена на рис. 3.12. В качестве нелинейного элемента, шунтирующего нагрузку, применяется полупроводниковый диод. На упрощенной схеме он представлен в виде активного нелинейного сопротивления  $R_{нел}$  для тока сигнала.

При шунтировании нагрузки простейшим нелинейным элементом можно создать многокаскадный логарифмический усилитель, включая поочередно транзисторы типа  $p-n-p$  и  $n-p-n$ . При этом транзисторы необходимо включать в схеме так, чтобы на вход транзистора типа  $p-n-p$  поступал отрицательный сигнал, а на вход транзистора типа  $n-p-n$  — положительный. При разработке многокаскадных логарифмических усилителей необходимо считаться с тем, что входное сопротивление усилительного каскада на транзисторе зависит от сопротивления нагрузки. Учитывая, что наименьшее изменение сопротивления нагрузки происходит при включении транзистора по схеме с общим эмиттером, наиболее целесообразно для аperiodических многокаскадных логарифмических усилителей применять схему включения транзистора с общим эмиттером.

Эквивалентная схема каскада с общим эмиттером для области средних частот приведена на рис. 3.13. Будем считать, что входные динамические характеристики транзистора линеаризованы с помощью сопротивления обратной связи и транзистор можно рассматривать как линейный усилительный элемент [7].

Коэффициент усиления этого каскада по напряжению

$$k_n = \beta_a \frac{R_0 R_{нел}}{R_{вх 0} R_0 + R_{нел}} = \beta_a \frac{R_{нел}}{R_{вх 0}}, \quad (3.49)$$

где  $\beta_a$  — коэффициент усиления по току схемы с общим эмиттером;  $R_{вх 0}$  — входное сопротивление каскада, охваченного обратной связью по току эмиттера

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_{вых}} + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_{вх}},$$

$R_{вых}$  — выходное сопротивление транзистора;  $R_k$  — эквивалентное сопротивление контура;  $R_n$  — эквивалентное сопротивление в цепи питания базы следующего каскада;  $R_{вх}$  — входное сопротивление следующего транзистора;  $R_{нел} = \frac{R_0 R_{нел}}{R_0 + R_{нел}}$  — общее сопротивление нагрузки.

Напряжение на выходе нелинейного каскада

$$U_{вых} = U_{вх} k_n = U_{вх} \beta_a (R_{нел} / R_{вх 0}). \quad (3.50)$$

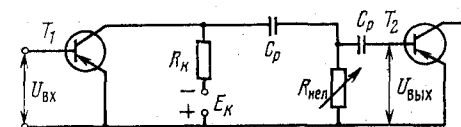


Рис. 3.12. Упрощенная схема каскада с коллекторной нагрузкой, шунтированной нелинейным элементом

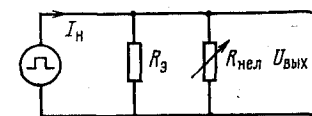


Рис. 3.13. Эквивалентная схема каскада на транзисторе для области средних частот



При работе каскада в линейном режиме сопротивление нелинейного элемента  $R_{нел 1}$  должно быть большим, постоянным и не шунтировать коллекторную нагрузку, т. е.  $R_{нел 1} \gg R_0$ . В этом случае  $k_1 = \beta_0 R_0$ .

Закон изменения сопротивления нелинейного элемента  $R_{нел 2}$  в зависимости от выходного напряжения каскада при работе каскада в логарифмическом режиме найдем, приравняв правые части уравнений (3.26) и (3.50):

$$k_1 U_n \left( a_n \ln \frac{U_{вх 2}}{U_n} + 1 \right) = \beta_0 U_{вх 2} \frac{R_0 R_{нел 2}}{R_0 + R_{нел 2}}. \quad (3.51)$$

Введя обозначение  $p_n = a_n \ln (U_{вх 2} / U_n) + 1$  и произведя преобразование, получаем

$$R_{нел 2} = R_0 R_n / \exp \left( \frac{p_n - 1}{a_n} - p_n \right). \quad (3.52)$$

С помощью аналогичных рассуждений и с использованием уравнений (3.32) и (3.50) найдем зависимость  $R_{нел 3}$  от выходного напряжения каскада при работе его в квазилинейном режиме:

$$R_{нел 3} = R_0 \left/ \left[ \frac{k_1}{a_n p_n} (p_n - a_n \ln k_1 - 1 + a_n) - 1 \right] \right. \quad (3.53)$$

Выражение (3.53) получено в предположении, что входное сопротивление  $R_{вх}$  следующего транзистора постоянно и не зависит от уровня входного сигнала. Это условие может быть выполнено, если последующий каскад включен по схеме с общим коллектором. Таким образом, между нелинейными каскадами, обеспечивающими ЛАХ всего усилителя, необходимо включать линейные эмиттерные повторители с коэффициентом передачи, равным единице.

На практике при расчете усилителей под входным сопротивлением нелинейного элемента  $R_{вх} = R_{нел}$  понимается отношение амплитуды видеоимпульса к амплитуде тока, протекающего через нелинейный элемент:

$$R_{нел} = U_{тн} / I_n. \quad (3.54)$$

Сопротивление нелинейного элемента при сравнительно малых напряжениях сигнала (десятые доли В) должно быть достаточно малым и составлять в различных случаях от сотен до десятков ом.

Выбор нелинейного элемента необходимо производить из условия, что точная ЛАХ многокаскадного усилителя при поочередной работе нелинейных каскадов получается только в том случае, если максимальный уровень напряжения  $U_{вх 3}$  сигнала на входе  $n$ -го каскада, соответствующий концу квазилинейного участка его характеристики, не превышает напряжения  $U_{вх огр}$  ограничения, определяемого линейным участком входной динамической характеристики транзистора, т. е. при выполнении неравенства

$$U_{вх 3} = k_1 U_{вх 1} [(n-1) a_n \ln D_{вх 1} + 1] \leq U_{вх огр}. \quad (3.55)$$

Отсюда входное напряжение, при котором должна начинаться ЛАХ каскада:

$$U_{вх 1} \leq \frac{U_{вх огр}}{k_1 [(n-1) a_n \ln D_{вх 1} + 1]}. \quad (3.56)$$

## 2. Логарифмический усилитель с суммированием выходных напряжений каскадов

Метод последовательного сложения напряжений с выходов каскадов можно использовать для получения ЛАХ в  $n$ -каскадных избирательных и апериодических усилителях. В общем случае такой усилитель состоит из  $n$  последовательно включенных усилительных каскадов, выходы которых подключены к сумматору напряжений (рис. 3.14, а). С выхода сумматора снимается напряжение, равное сумме выходных напряжений всех усилительных каскадов. В случае избирательных усилителей гармонических колебаний в качестве сумматора могут применяться линии задержки (ЛЗ) или активное сопротивление. В апериодических усилителях импульсных сигналов в качестве сумматора можно использовать параллельно включенные с усилительными каскадами обычные каскады с линейной характеристикой в широком динамическом диапазоне и с коэффициентом передачи, равным единице (рис. 3.14, б).

Принцип получения ЛАХ по методу сложения напряжений рассмотрим на примере усилителя, структурная схема которого приведена на рис. 3.14, а. При этом предположим, что все каскады усилителя идентичны и имеют коэффициент усиления в линейном режиме  $k_1$ , при насыщении каскада его выходное напряжение остается постоянным независимо от амплитуды входного сигнала. Будем также считать, что сигналы в сумматоре складываются линейно и коэффициент передачи сумматора равен единице.

Тогда при поступлении на вход усилителя небольших напряжений все каскады работают в линейном режиме и напряжение на выходе сумматора

$$U'_{вых} = U'_{вх} (k_1^n + k_1^{n-1} + \dots + k_1^2 + k_1). \quad (3.57)$$

Обозначив коэффициент усиления в линейной части всего логарифмического усилителя через  $k_p = k_1 + k_1^2 + \dots + k_1^{n-1} + k_1^n$ , уравнение (3.57) можно записать как

$$U'_{вых} = U'_{вх} k_p. \quad (3.58)$$

Когда напряжение на входе усилителя достигает величины  $U'_{вх} = U_{вх н}$ , последний,  $n$ -й каскад насыщается и напряжение на выходе детектора последнего каскада

$$U_{вых н} = U_{вх н} k_1^n,$$

а напряжение на выходе сумматора

$$U_{вых н} = U_{вх н} (k_1^n + k_1^{n-1} + \dots + k_1^2 + k_1) = U_{вх н} k_p. \quad (3.59)$$

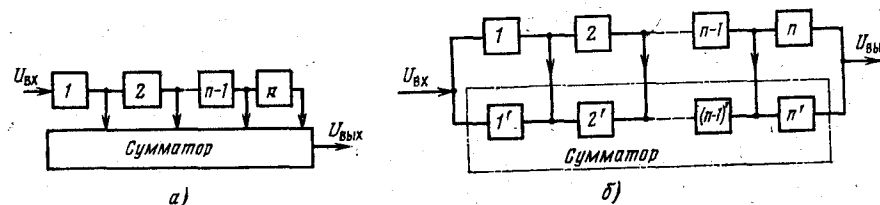


Рис. 3.14. Структурные схемы логарифмических усилителей с суммированием выходных напряжений каскадов

При возрастании входного напряжения до значения  $U''_{\text{вх}} = k_1 U_{\text{вхн}}$  насыщается предпоследний  $(n-1)$ -й каскад и напряжение на выходе сумматора (при  $n \gg 1$ )

$$U''_{\text{вых}} = k_1^n U_{\text{вхн}} + U_{\text{вхн}} (k_1^n + k_1^{n-1} + \dots + k_1^2) \approx k_1^n U_{\text{вхн}} + U_{\text{вхн}} k_p = \\ = U_{\text{выхн}} + k_1^n U_{\text{вхн}}.$$

Когда входное напряжение усилителя станет равным  $U'''_{\text{вх}} = k_2 U_{\text{вхн}}$ , насыщается  $(n-2)$ -й каскад и напряжение на выходе сумматора

$$U'''_{\text{вых}} = 2 k_1^n U_{\text{вхн}} + U_{\text{вхн}} (k_1^n + k_1^{n-1} + k_1^{n-2} + \dots + k_1^3) \approx \\ \approx 2 k_1^n U_{\text{вхн}} + U_{\text{вхн}} k_p = U_{\text{выхн}} + 2 k_1^n U_{\text{вхн}}.$$

Аналогично при насыщении первого каскада можем записать

$$U^{(n)}_{\text{вх}} = U_{\text{вхн}} = k_1^{n-1} U_{\text{вхн}} \quad (3.60)$$

и соответственно напряжение на выходе сумматора

$$U^{(n)}_{\text{вых}} = U_{\text{выхн}} = (n-1) k_1^n U_{\text{вхн}} + U_{\text{вхн}} k_1^n = n k_1^n U_{\text{вхн}}. \quad (3.61)$$

Из приведенного анализа видно, что при поочередном переходе усилительных каскадов в режим насыщения входное напряжение усилителя изменяется по показательной функции, а выходное напряжение линейно. Следовательно, между входным и выходным напряжениями существует логарифмическая зависимость.

Запишем равенство (3.60) в виде

$$\ln U^{(n)}_{\text{вх}} = (n-1) \ln k_1 + \ln U_{\text{вхн}}$$

и найдем отсюда значение  $n$ :

$$n = \frac{1}{\ln k_1} \ln \frac{U^{(n)}_{\text{вх}}}{U_{\text{вхн}}} + 1. \quad (3.62)$$

Подставив полученное значение  $n$  в выражение (3.61), найдем

$$U_{\text{вых}} = \frac{k_1^n U_{\text{вхн}}}{\ln k_1} \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вхн}}} + k_1^n U_{\text{вхн}} = k_1^n U_{\text{вхн}} \left( \frac{1}{\ln k_1} \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вхн}}} + 1 \right). \quad (3.63)$$

Сравнив выражения (3.17) и (3.63), получим

$$a_{\text{л}} = 1/\ln k_1.$$

Динамический диапазон  $n$ -каскадного логарифмического усилителя с суммированием выходных напряжений каскадов будет равен соответственно для входного и выходного напряжений

$$D_{\text{вх}} = U_{\text{вхн}}/U_{\text{вхн}} = k_1^{n-1}, \quad (3.64)$$

$$D_{\text{вых}} = U_{\text{выхн}}/U_{\text{выхн}} = n k_1^n/k_p. \quad (3.65)$$

При  $k_1 \gg 1$ , когда  $k_p \approx k_1^n$ ,  $D_{\text{вых}} = n$ , коэффициент сжатия усиливаемого напряжения

$$K_{\text{сж}} = D_{\text{вх}}/D_{\text{вых}} = k_1^{n-1} k_p/n k_1^n. \quad (3.66)$$

При принятом предположении, что каскады имеют линейные характеристики вплоть до насыщения, ЛАХ усилителя будет отклоняться от точно логарифмической. Точная ЛАХ  $n$ -каскадного усилителя может быть получена только при вполне определенных амплитудных характеристиках каскадов.

Для получения точной ЛАХ  $n$ -каскадного усилителя необходимо, чтобы совместная амплитудная характеристика каждого из усилительных каскадов и сумматора описывалась уравнениями (3.16), (3.26), (3.32) при  $a_{\text{л}} = 1$  и уравнениями (3.16), (3.43) и (3.45) при  $a_{\text{л}} \neq 1$ . Тогда в общем виде можно записать выражение для напряжения на выходе  $i$ -го усилительного каскада

$$U_{\text{вых}i} = U_{\text{выхт}} - U_{\text{вых}(i-1)} = U_{\text{выхт}} - U_{\text{вх}i}, \quad (3.67)$$

где  $U_{\text{выхт}}$  — требуемое напряжение, изменяющееся по законам (3.16), (3.26) или (3.32), (3.43);  $U_{\text{вх}i} = U_{\Sigma i}$  — напряжение сумматора, равное входному напряжению каскада, поскольку коэффициент передачи предполагается равным единице.

Для  $i$ -го каскада имеем

$$U_{\Sigma i} = U_{\text{вх}i} = U_{\text{вх}} \sum_{j=1}^i k_1^{j-1}, \quad (3.68)$$

где  $U_{\text{вх}}$  — напряжение на входе усилителя.

В случае, когда ЛАХ  $n$ -каскадного усилителя начинается при входном напряжении  $U_{\text{вхн}}$ , амплитудные характеристики каскадов для получения такой ЛАХ в соответствии с (3.67) должны удовлетворять следующим требованиям.

При изменении напряжения на входе  $i$ -го каскада от 0 до  $U_{\text{вх}i} = U_{\text{вхн}} k_1^{n-i-1}$  все каскады, за исключением первого, должны иметь линейную характеристику, описываемую выражением

$$U_{\text{вых}i} = U_{\text{вх}i} k_1 - U_{\text{вх}i} \sum_{m=1}^{m=i-2} \frac{1}{k_1^{m-1}} = U_{\text{вх}i} k'_1, \quad (3.69)$$

где  $U_{\text{вх}i}$  — напряжение на входе  $i$ -го каскада;  $m$  — номер предшествующего каскада, реакция выходного напряжения которого учитывается при расчете амплитудных характеристик;  $k'_1$  — максимальный коэффициент усиления каскада при работе в линейном режиме:

$$k'_1 = k_1 - \sum_{m=1}^{m=i-2} \frac{1}{k_1^{m-1}}. \quad (3.70)$$

Если выполняется неравенство  $k_1 \gg 1$ , то при формировании амплитудной характеристики  $i$ -го каскада можно учитывать реакцию по сумматору только одного предыдущего каскада. В этом случае выражение (3.70) принимает вид

$$k'_1 = k_1 - 1. \quad (3.71)$$

Если  $k_1 \geq 10$ , то погрешность расчета амплитудной характеристики при использовании формулы (3.71) вместо (3.70) не превышает 1%.

При изменении напряжения на входе  $i$ -го каскада от  $U_{\text{вх}i}$  до  $U_{\text{вхн}} = k_1 U_{\text{вх}i}$  напряжение на его выходе должно изменяться по закону

$$U_{\text{вых}ii} = k_1 U_{\text{вх}i} [a_{\text{л}} \ln (U_{\text{вх}ii}/U_{\text{вх}i}) + 1] - U_{\text{вх}ii}. \quad (3.72)$$

При этом должно выполняться равенство (3.29). Если входное напряжение каскада  $U_{вх III} > U_{вх II}$ , напряжение на его выходе остается постоянным и равным

$$U_{вых III} = k_1 U_{вх I} (a_n \ln D_{вх I} + U_{вх III} / U_{вх II}) - U_{вх III} = k_1 U_{вх I} a_n \ln D_{вх I}. \quad (3.73)$$

При получении ЛАХ в  $n$ -каскадном усилителе методом последовательного сложения напряжений с выходов усилительных каскадов необходим сумматор. В апериодических импульсных усилителях в качестве сумматора применяются обычные усилительные каскады с коэффициентом передачи, равным или меньше единицы [7]. Такие каскады называют повторителями в отличие от усилительных каскадов.

На рис. 3.14,б усилительные каскады обозначены цифрами 1, 2, ...,  $n-1$ ,  $n$ , а повторители — 1, 2, ...,  $(n-1)'$ ,  $n'$ . Параллельно каждому усилительному каскаду подключен повторитель, который должен иметь большой динамический диапазон линейной амплитудной характеристики, причем этот диапазон должен возрастать при увеличении порядкового номера повторителя. В качестве повторителя наиболее целесообразно использовать каскад с общим эмиттером, охваченный глубокой отрицательной обратной связью по току.

Единый нелинейный каскад, состоящий из параллельно включенных усилительного каскада и повторителя, должен иметь амплитудную характеристику, описываемую выражениями (3.16), (3.43) и (3.45), т. е. характеристику, при которой обеспечивается строго поочередная работа нелинейных каскадов. При этом усилительный каскад должен иметь амплитудную характеристику, описываемую выражениями (3.72), (3.73), а повторитель — линейную характеристику с коэффициентом передачи, равным единице.

### 3.5. ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР

Важным элементом моноимпульсных систем с фазовым и суммарно-разностным угловыми дискриминаторами является фазовый детектор, с помощью которого определяется направление отклонения цели от равноточного направления. На рис. 3.15 приведена схема векторомерного фазового детектора, у которого  $R_1 = R_2$  и  $C_1 = C_2$ .

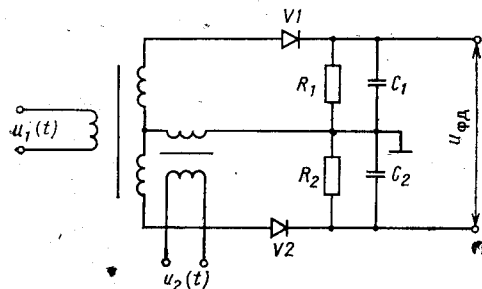


Рис. 3.15. Схема векторомерного балансного фазового детектора

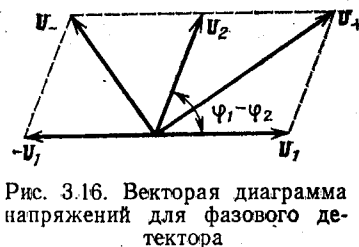


Рис. 3.16. Векторная диаграмма напряжений для фазового детектора

На амплитудный детектор  $V1$  подается сумма напряжений  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ , а на детектор  $V2$  — разность этих напряжений. В случае суммарно-разностного углового дискриминатора  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  являются соответственно нормированными разностным и суммарным напряжениями, а в случае фазового дискриминатора — напряжениями с выхода линейных УПЧ. Напряжения, полученные в результате детектирования, вычитаются путем специального включения нагрузок амплитудных детекторов  $V1$  и  $V2$ .

Считая амплитудные детекторы устройствами, выделяющими огибающую или квадрат огибающей входного случайного процесса, можно получить математические операции, выполняемые фазовым детектором. Напряжения, действующие на входах фазового детектора, запишем в виде

$$u_1(t) = U_1 \sin(\omega_{пр} t + \varphi_1), \quad (3.74)$$

$$u_2(t) = U_2 \sin(\omega_{пр} t + \varphi_2).$$

На рис. 3.16 изображена векторная диаграмма напряжений, позволяющая определить напряжения, которые детектируются амплитудными детекторами  $V1$  и  $V2$ . Эти напряжения соответственно равны векторным суммам

$$U_+ = U_1 + U_2, \quad U_- = -U_1 + U_2. \quad (3.75)$$

При линейных характеристиках детекторов выходное напряжение фазового детектора будет

$$u_{фд} = K_{фд} [|U_+| - |U_-|], \quad (3.76)$$

где  $K_{фд}$  — коэффициент детектирования. Из векторной диаграммы (рис. 3.16) следует, что

$$|U_+| = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}; \quad (3.77)$$

$$|U_-| = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos[180^\circ - (\varphi_1 - \varphi_2)]} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}. \quad (3.78)$$

Следовательно,

$$u_{фд} = K_{фд} [\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)} - \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}]. \quad (3.79)$$

Если  $U_1 \ll U_2$ , что справедливо для моноимпульсных систем с суммарно-разностным угловым дискриминатором, то, разлагая каждое слагаемое выражения (3.79) в степенной ряд и ограничиваясь двумя членами разложения, получаем

$$u_{фд} = 2K_{фд} \frac{U_1 U_2}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2}} \cos(\varphi_1 - \varphi_2) = 2K_{фд} U_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (3.80)$$

При равенстве амплитуд сигналов  $U_1 = U_2 = U$  (в случае систем с фазовым угловым дискриминатором) напряжение на выходе фазового детектора будет иметь вид

$$\begin{aligned}
u_{\text{фд}} &= K_{\text{фд}} (\sqrt{2U^2 [1 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2)]} - \sqrt{2U^2 [1 - \cos(\varphi_1 - \varphi_2)]}) = \\
&= 2K_{\text{фд}} U \left( \sqrt{\frac{1 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}{2}} - \sqrt{\frac{1 - \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}{2}} \right) = \\
&= 2K_{\text{фд}} U \left[ \cos \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} - \sin \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} \right]. \quad (3.81)
\end{aligned}$$

На рис. 3.17 приведена зависимость выходного напряжения от сдвига фаз для двух рассмотренных случаев. При  $U_1 \ll U_2$  (или при  $U_2 \ll U_1$ ) получается косинусоидальная зависимость выходного напряжения от разности фаз, а при  $U_1 = U_2$  и изменении  $(\varphi_1 - \varphi_2)$  в пределах от 0 до  $\pi$  эта зависимость линейна.

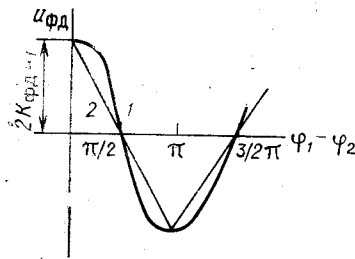


Рис. 3.17. Характеристики фазового детектора:

1 — при  $U_1 \ll U_2$ ; 2 — при  $U_1 = U_2$

При квадратичных амплитудных детекторах  $V1$  и  $V2$  выходное напряжение фазового детектора пропорционально среднему значению разности токов, проходящих через диоды:

$$\begin{aligned}
u_{\text{фд}} &= K_{\text{фд}} \{ [u_1(t) + u_2(t)]^2 + [u_1(t) - u_2(t)]^2 \} = \\
&= K_{\text{фд}} u_1(t) u_2(t). \quad (3.82)
\end{aligned}$$

Подставляя в (3.82) значения  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  из (3.74), получаем

$$\begin{aligned}
u_{\text{фд}} &= K_{\text{фд}} U_1 U_2 \sin(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_1) \sin(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_2) = \\
&= \frac{1}{2} K_{\text{фд}} U_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (3.83)
\end{aligned}$$

Из выражения (3.83) видно, что фазовый детектор при квадратичных характеристиках диодов  $V1$  и  $V2$  эквивалентен простому перемножающему устройству (с учетом отбрасывания высших гармоник  $\omega_{\text{пр}}$ ), а зависимость выходного напряжения от сдвига фаз имеет вид косинусоиды.

Недостаток рассмотренного фазового детектора заключается в том, что он ограничивает диапазон углов прихода величиной, соответствующей интервалу фаз, равному  $180^\circ$ , в то время как максимальный интервал однозначной пеленгации, определяемый угловым датчиком, часто может быть больше этой величины.

Другим типом фазового детектора, позволяющим расширить диапазон углов прихода, является фазовый детектор Киркпатрика (рис. 3.18). В этом детекторе расширение углового диапазона производится за счет уменьшения чувствительности на равнотензорном направлении, что, однако, незначительно ухудшает точность измерения угловых координат, поскольку это уменьшение чувствительности производится в такой точке системы, где уровень сигнала наибольший [32].

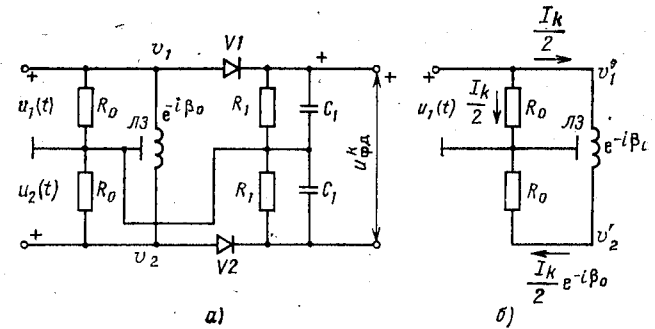


Рис. 3.18. Фазовый детектор Киркпатрика:

а — упрощенная схема детектора; б — часть схемы, поясняющая образование напряжений, действующих на диоды

Из сравнения схем, приведенных на рис. 3.15 и 3.18, видно, что детектирующая часть фазового детектора Киркпатрика точно такая же, как и в обычном фазовом детекторе, и состоит из двух диодов и дифференциально включенных нагрузок. У обоих детекторов выходное напряжение образуется вычитанием напряжений, действующих на диодах фазового детектора. Но если в обычном фазовом детекторе на диоды действуют сумма и разность входных напряжений, то в фазовом детекторе Киркпатрика на диоды действуют напряжения, являющиеся суперпозицией составляющих, образованных каждым из входных напряжений.

Обозначим напряжения, действующие на входах диодов, через  $\vartheta_1$  и  $\vartheta_2$ . Тогда напряжение  $u_1(t)$  образует составляющие  $\vartheta'_1$  и  $\vartheta'_2$ , которые действуют только в схемах, показанных на рис. 3.10, б. Действительно, ток  $I_k$ , наводимый напряжением  $u_1(t)$ , подается по два параллельных сопротивления, одно из которых  $R_0$ , а второе образовано линией задержки, нагруженной на волновое сопротивление  $R_0$ . Поэтому ток  $I_k$  делится поровну между двумя этими сопротивлениями. В результате две составляющие, образованные напряжением  $u_1(t)$ , будут равны

$$\vartheta'_1 = u_1(t) \quad \text{и} \quad \vartheta'_2 = u_1(t) e^{-i\beta_0}.$$

Аналогично, но в обратном порядке образуются соответствующие составляющие и входного напряжения  $u_2(t)$ . Следовательно, выходное напряжение фазового детектора Киркпатрика в случае линейных диодов будет равно

$$\begin{aligned}
u_{\text{фд}}^k &= K_{\text{фд}} (|u_1(t) + u_2(t) e^{-i\beta_0}| - |u_1(t) e^{-i\beta_0} + u_2(t)|) = \\
&= K_{\text{фд}} [\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2 - \beta_0)} - \\
&\quad - \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_0)}] = \\
&= K_{\text{фд}} \left[ \sqrt{U_1^2 + U_2^2} \sqrt{1 + \frac{2U_1 U_2}{U_1^2 + U_2^2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 - \beta_0)} - \right. \\
&\quad \left. - \sqrt{U_1^2 + U_2^2} \sqrt{1 + \frac{2U_1 U_2}{U_1^2 + U_2^2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_0)} \right]. \quad (3.84)
\end{aligned}$$

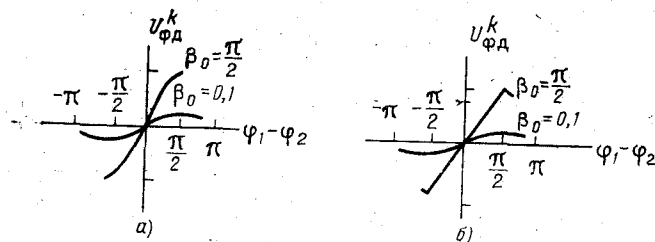


Рис. 3.19. Характеристики фазового детектора Киркпатрика: а — при  $U_1 < U_2$ ; б — при  $U_1 = U_2$

Для системы с суммарно-разностным угловым дискриминатором ( $U_1 \ll U_2$ ), разлагая каждое слагаемое выражения (3.84) в степенной ряд и используя первые два члена, получаем

$$u_{\text{фд}}^k = K_{\text{фд}} \left[ \sqrt{U_1^2 + U_2^2} + \frac{U_1 U_2}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2}} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 - \beta_0) - \sqrt{U_1^2 - U_2^2} - \frac{U_1 U_2}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2}} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_0) \right] \approx \approx 2K_{\text{фд}} U_1 \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \sin \beta_0. \quad (3.85)$$

Для моноимпульсной системы с фазовым угловым дискриминатором ( $U_1 = U_2 = U$ ) выходное напряжение детектора Киркпатрика будет

$$u'_{\text{фд}} = 2K_{\text{фд}} U \left[ \sqrt{\frac{1 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2 - \beta_0)}{2}} - \sqrt{\frac{1 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_0)}{2}} \right] = = 4K_{\text{фд}} U \sin \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} \sin \frac{\beta_0}{2} \quad (3.86)$$

Из сравнения выражений (3.80) и (3.85), а также (3.81) и (3.86) и приведенных на рис. 3.19 характеристик выходного напряжения видно, что выходные напряжения обычного фазового детектора и детектора Киркпатрика при  $\beta_0 = \pi/2$  отличаются только сдвигом на  $\pi/2$  и угловой диапазон однозначной пеленгации ограничен интервалом фаз  $-\pi/2 \leq \varphi_1 - \varphi_2 \leq \pi/2$ . Но при  $\beta_0 < \pi/2$  угловой диапазон фазового детектора Киркпатрика расширяется до  $360^\circ$  при  $\beta_0 \rightarrow 0$ . На рис. 3.19 в качестве примера расширения углового диапазона приводится характеристика выходного напряжения для  $\beta_0 = 0,1$ , при этом наряду с существенным расширением углового диапазона сильно уменьшается крутизна.

### 3.6. СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

Наибольшее распространение в приемниках моноимпульсных систем находит импульсная система АРУ с обратной связью, структурные схемы которой приведены на рис. 3.20. Обычно в такой системе на детектор АРУ подается напряжение задержки  $U_z$ , благодаря которому регулировка усиления начинается при превышении сигналом величины  $U_z$ . Для задержки АРУ в транзисторных схемах часто применяют кремниевые диоды, которые,

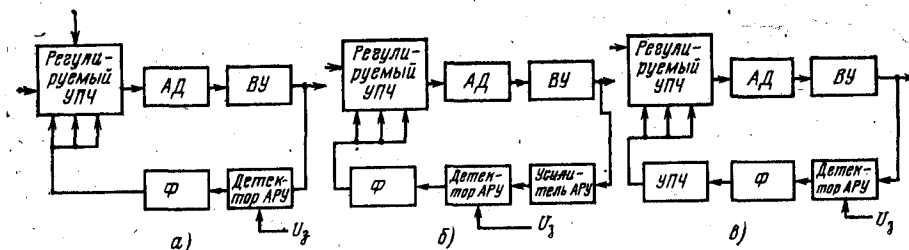


Рис. 3.20. Структурные схемы импульсных систем АРУ: а — «неусиленная»; б — «усиленная» с усилением по переменному напряжению; в — «усиленная» с усилением по постоянному току. Ф — фильтр; ВУ — видеоусилитель

как известно, резко открываются при напряжениях 0,4—0,6 В. Система АРУ может быть «усиленной» или «неусиленной», в зависимости от наличия или отсутствия усилителя в цепи АРУ.

В «усиленных» системах АРУ усиление может осуществляться до детектора АРУ по переменному напряжению (рис. 3.20, б) или после детектора АРУ по постоянному току (рис. 3.20, в). В современных моноимпульсных РЛС также часто применяются многопетлевые системы АРУ при параллельно действующих петлях (рис. 3.21). В указанных системах АРУ в качестве регулируемых усилителей обычно используются первые каскады усилителя промежуточной частоты (УПЧ), что обеспечивает малые нелинейные искажения сигнала в УПЧ. К основным характеристикам системы АРУ относятся амплитудная характеристика цепи АРУ, амплитудная характеристика регулируемого усилителя при отсутствии и при наличии регулировки усиления, а также его регулировочная характеристика [37].

Амплитудная характеристика цепи АРУ представляет собой зависимость напряжения регулирования, подаваемого на регулируемый усилитель, от амплитуды сигнала на выходе регулируемого усилителя  $U_{\text{рег}} = f(U_{\text{вых}})$ . Вид этой зависимости при наличии в системе АРУ напряжения задержки приведен на рис. 3.22. Напряжение регулирования отличается от нуля при превышении амплитудой сигнала на выходе усилителя напряжения задержки.

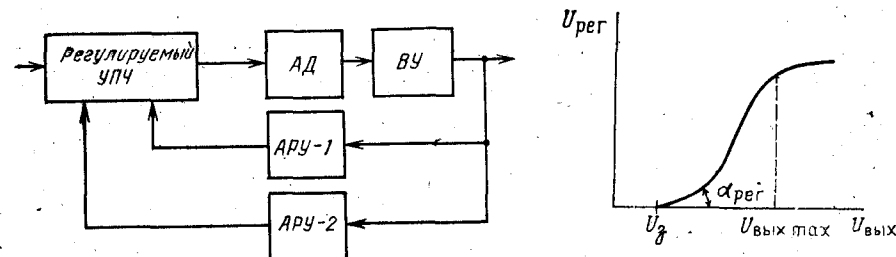


Рис. 3.21. Структурная схема многопетлевой системы АРУ

Рис. 3.22. Амплитудная характеристика цепи АРУ

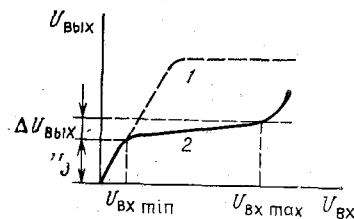


Рис. 3.23. Амплитудная характеристика усилителя:  
1 — без АРУ; 2 — с АРУ

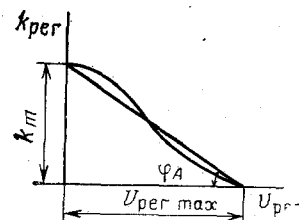


Рис. 3.24. Регулировочная характеристика усилителя

При дальнейшем увеличении  $U_{\text{вых}}$  рабочий участок амплитудной характеристики при правильном выборе параметров цепи АРУ должен быть линейным. Угол наклона характеристики к оси абсцисс определяет коэффициент усиления цепи обратной связи:

$$\operatorname{tg} \alpha_{\text{пер}} = k_{\text{обр}}.$$

Амплитудная характеристика регулируемого УПЧ, определяющая зависимость амплитуды сигнала на выходе усилителя ( $U_{\text{вых}}$ ) от амплитуды сигнала на входе ( $U_{\text{вх}}$ ) без АРУ и при работе АРУ, приведена на рис. 3.23. Регулировочная характеристика усилителя (рис. 3.24) определяет зависимость коэффициента усиления регулируемого усилителя от напряжения регулирования

$$k_{\text{пер}} = f(U_{\text{пер}}).$$

Вид этой зависимости обусловлен типом и числом регулируемых каскадов. Для расчета реальных систем необходимо знать регулировочную характеристику АРУ, которая отличается от линейной. Нелинейный характер регулировочной характеристики в большей мере проявляется при увеличении числа регулируемых каскадов. Однако при анализе динамических режимов применяют различные аппроксимации регулировочной характеристики: линейную, экспоненциальную, полиномом, гиперболической функцией и т. д. Вопрос о рациональной аппроксимации регулировочной характеристики должен решаться в каждом случае отдельно в зависимости от применяемых методов исследования. При аналитических расчетах обычно ее считают линейной (рис. 3.24), так как такое предположение значительно упрощает анализ, не приводя к существенным погрешностям.

Анализ систем АРУ посвящено большое число работ, наиболее полно они исследованы в работах [37]. Здесь же рассмотрим только основные динамические свойства системы АРУ при введении ряда упрощающих предположений, которые, не искажая существа явлений, позволяют более просто получить необходимые зависимости.

Будем считать, что в приемном устройстве отсутствуют нелинейные искажения, а полоса пропускания приемника намного шире полосы АРУ. Считаем также, что в цепи АРУ применяется

однозвенный фильтр  $RC$  и безынерционный детектор. Поведение системы АРУ с однозвенным фильтром можно описать следующей системой уравнений:

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} k_m U_{\text{вх}} & \text{при } U_{\text{вых}} < U_3, \\ k_{\text{пер}} U_{\text{вх}} & \text{при } U_{\text{вых}} > U_3, \end{cases} \quad (3.87)$$

$$U_{\text{пер}} = k_{\text{обр}} F_A(p) (U_{\text{вых}} - U_3) \quad \text{при } U_{\text{вых}} > U_3,$$

где  $k_m$  — максимальный коэффициент усиления усилителя при  $U_{\text{пер}} = 0$ ;  $k_{\text{обр}} = k_d k_A$  — коэффициент усиления цепи обратной связи, равный произведению коэффициентов передачи детектора и усилителя АРУ;  $F_A(p) = 1/(pT_A + 1)$  — оператор однозвенного фильтра АРУ;  $T_A$  — постоянная времени цепи АРУ.

При линейной аппроксимации регулировочной характеристики

$$k_{\text{пер}} = k_m - b_A U_{\text{пер}}, \quad (3.88)$$

где  $b_A = \operatorname{tg} \varphi_A = k_m / U_{bm}$  — угловой коэффициент регулировочной характеристики;  $U_{bm} = k_m / b_A$  — напряжение, при котором коэффициент усиления приемника обращается в нуль.

При введении аппроксимации (3.88) система уравнений (3.87) примет вид

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} k_m U_{\text{вх}} & \text{при } U_{\text{вых}} < U_3, \\ (k_m - b_A U_{\text{пер}}) U_{\text{вх}} & \text{при } U_{\text{вых}} > U_3, \end{cases} \quad (3.89)$$

$$(pT_A + 1) U_{\text{пер}} = k_{\text{обр}} (U_{\text{вых}} - U_3) \quad \text{при } U_{\text{вых}} > U_3.$$

Найдем реакцию системы на скачок, амплитуда которого превосходит  $U_{\text{вх min}}$ . При  $U_{\text{вх}} = U_A = \text{const}$  система уравнений (3.89) превращается в неоднородное линейное дифференциальное уравнение первого порядка с постоянными коэффициентами:

$$T_A \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} + U_{\text{вых}} (1 + b_A k_{\text{обр}} U_A) = b_A k_{\text{обр}} U_A U_3 + k_m U_A. \quad (3.90)$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$U_{\text{вых}} = B_A + C_A e^{-t/\tau_A}, \quad (3.91)$$

где

$$B_A = \frac{k_m U_A + b_A k_{\text{обр}} U_3}{1 + k_A} \quad (3.92)$$

— частное решение неоднородного уравнения;

$$\tau_A = T_A / (1 + k_3) \quad (3.93)$$

— длительность переходного процесса;

$$k_3 = b_A k_{\text{обр}} U_A. \quad (3.94)$$

— эквивалентный коэффициент усиления системы АРУ.

Задаваясь начальными условиями, найдем постоянную интегрирования  $C_A$ . Будем считать, что в начальный момент при  $t = 0$  напряжение на конденсаторе фильтра равно нулю. В этом случае

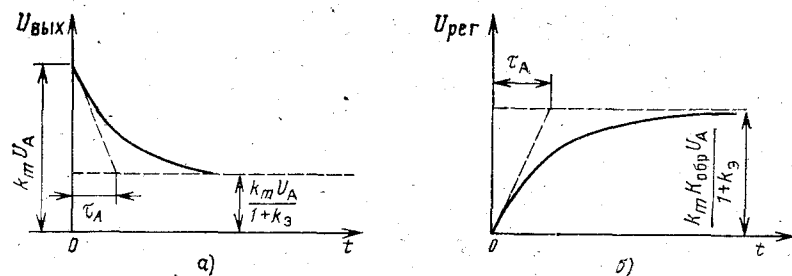


Рис. 3.25. Переходные характеристики АРУ при воздействии скачкообразного входного сигнала

$U_{\text{рег}}=0$  и  $U_{\text{вых}}=k_m U_A$ . Тогда решение уравнения (3.91) запишется в виде

$$U_{\text{вых}} = U_A \left[ \frac{b_A k_{\text{обр}} U_3 + k_m}{1 + k_3} + \left( k_m - \frac{b_A k_{\text{обр}} U_3 + k_m}{1 + k_3} \right) e^{-t/\tau_A} \right]. \quad (3.95)$$

Положив  $U_3=0$ , соответственно из уравнений (3.95) и (3.89) получим

$$U_{\text{вых}} = k_m U_A \frac{1 + k_3 e^{-t/\tau_A}}{1 + k_3}, \quad (3.96)$$

$$U_{\text{рег}} = \frac{k_m k_{\text{обр}} U_A}{1 + k_3} (1 - e^{-t/\tau_A}), \quad (3.97)$$

$$k_{\text{пер}} = k_m \frac{1 + k_3 e^{-t/\tau_A}}{1 + k_3}. \quad (3.98)$$

Рассчитанные по уравнениям (3.96) и (3.97) кривые зависимости выходного напряжения и напряжения регулирования от времени приведены на рис. 3.25. Выходное напряжение (рис. 3.25, а) при  $t=0$  скачком возрастает до значения  $k_m U_A$ , а затем экспоненциально уменьшается до установившегося значения  $k_m U_A / (1 + k_3)$ . Напряжение регулирования (рис. 3.25, б), наоборот, экспоненциально возрастает до установившегося значения  $k_m k_{\text{обр}} U_A / (1 + k_3)$ . Время переходного процесса в обоих случаях одинаково и зависит не только от постоянной времени цепи АРУ и параметров системы АРУ ( $b_A$  и  $k_{\text{обр}}$ ), но и от амплитуды скачка  $U_A$ . Как следует из равенства (3.93) и (3.94), с ростом  $U_A$  время переходного процесса уменьшается и процесс установления протекает быстрее.

В заключение рассмотрим работу системы АРУ амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной РЛС, позволяющей обеспечить независимость сигнала ошибки от амплитуд принимаемых сигналов благодаря нормировке амплитуд суммарного и разностного сигналов относительно амплитуды суммарного сигнала. Одна из возможных схем АРУ приведена на рис. 3.26 [21].

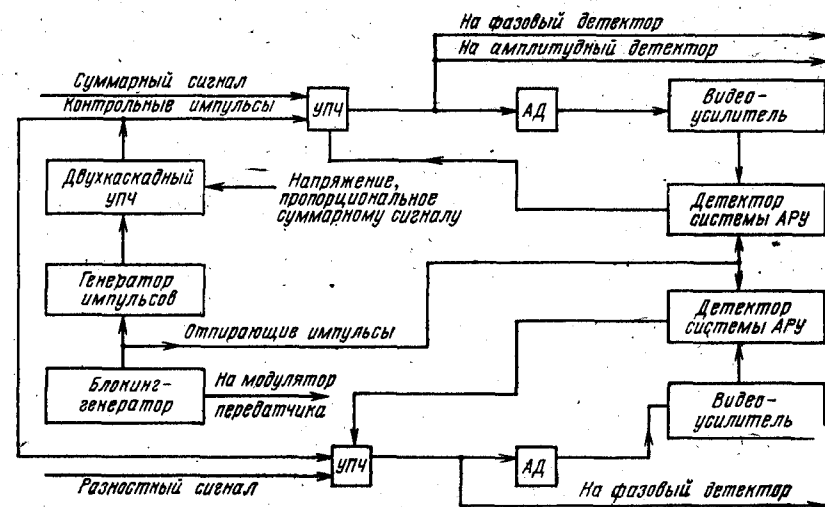


Рис. 3.26. Структурная схема системы АРУ амплитудной суммарно-разностной РЛС

Разностный и суммарный сигналы из преобразователя подаются в УПЧ. Каждый канал имеет свою цепь АРУ. Автоматическая регулировка усилителя в каждом УПЧ осуществляется подачей на их входы коротких контрольных импульсов промежуточной частоты, вырабатываемых генератором импульсов, амплитуда которых изменяется пропорционально требуемому усилению. Эти импульсы подаются с некоторым опережением во времени относительно зондирующего импульса передатчика РЛС.

Блокнг-генератор вырабатывает сигналы, запускающие генератор импульсов. Одновременно эти сигналы подаются через линию задержки на модулятор передатчика, чем обеспечивается запаздывание зондирующих импульсов относительно контрольных импульсов. Импульсы с выхода генератора импульсов поступают на двухкаскадный УПЧ с переменным усилением и затем подаются через аттенюаторы на УПЧ суммарного и разностного каналов. Далее контрольные сигналы детектируются и подаются на видео-усилитель и далее на детектор системы АРУ. На эти же детекторы поступают отпирающие импульсы от блокнг-генератора. На детекторы подается напряжение задержки и поэтому детектируются только сигналы, превышающие это напряжение.

Когда цель будет обнаружена и произойдет ее автозахват по дальности, в двухкаскадный УПЧ подается положительное напряжение, пропорциональное суммарному сигналу, что вызывает усиление контрольных импульсов. В результате схема АРУ осуществляет нормировку суммарного и разностного сигналов относительно амплитуды суммарного сигнала и обеспечивает равенство амплитуд контрольных импульсов, подаваемых на УПЧ суммарного



и разностного каналов, и поэтому усиление эхо-сигналов в этих каналах будет одинаковым как при равенстве шума и эхо-сигнала, так и в случае превышения эхо-сигналом шума.

## Глава 4

### ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ

#### 4.1. МОНОИМПУЛЬСНЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ АВТОСОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

##### 1. Амплитудно-амплитудная система

Как указывалось в § 1.1, в моноимпульсных системах с амплитудным пеленгованием прием отраженных от цели сигналов ведется с помощью антенны, формирующей в каждой координатной плоскости два луча, отклоненных от равносигнального направления на угол  $\pm\theta_0$  (см. рис. 1.1). Разбаланс по амплитуде сигналов в независимых приемных каналах связан непосредственно с ошибкой сопровождения и тем больше, чем больше эта ошибка. При отсутствии рассогласования сигналы, принимаемые независимыми каналами, по амплитуде равны. В соответствии с этим пеленгование цели достигается поворотом антенной системы (отклонением луча антенны) до момента наступления равенства амплитуд принимаемых сигналов.

На рис. 4.1 приведена структурная схема амплитудно-амплитудной системы для пеленгования цели в одной плоскости, в которой нормировка осуществляется с помощью логарифмических усилителей. Если на вход антенны поступает отраженный от цели сигнал  $E(t) = E_m e^{i\omega t}$ , то при отклонении цели от равносигнального направления на угол  $\theta$  на выходе антенны первого и второго каналов принятые сигналы будут определяться выражениями

$$\begin{aligned} E_1(t, \theta) &= E_m F_1(\theta) \exp i\omega t = E_m F(\theta_0 - \theta) \exp i\omega t, \\ E_2(t, \theta) &= E_m F_2(\theta) \exp i\omega t = E_m F(\theta_0 + \theta) \exp i\omega t. \end{aligned} \quad (4.1)$$

После преобразования по частоте, усиления на промежуточной частоте и линейного детектирования сигналы на входе вычитающего устройства равны соответственно

$$u_1(\theta) = \ln [k_1 E_m F(\theta_0 - \theta)]; \quad u_2(\theta) = \ln [k_2 E_m F(\theta_0 + \theta)], \quad (4.2)$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты передачи сигнала в каналах.

На выходе схемы вычитания получим

$$S(\theta) = \ln \frac{k_1 F(\theta_0 - \theta)}{k_2 F(\theta_0 + \theta)}. \quad (4.3)$$

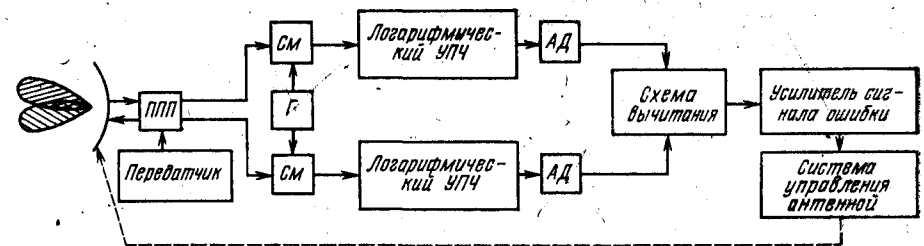


Рис. 4.1. Структурная схема амплитудно-амплитудной моноимпульсной системы сопровождения цели в одной плоскости  
ППП — переключатель прием-передача

Сигнал ошибки с выхода схемы вычитания подается на усилитель и затем на систему управления антенной. Из равенства (4.3) видно, что пеленгационная характеристика в такой моноимпульсной системе зависит от ДН, свойств и идентичности логарифмических усилителей. Поэтому нестабильность и неидентичность амплитудных характеристик логарифмических усилителей приводит к искажению пеленгационной характеристики и, следовательно, к погрешности в определении направления на цель.

При идентичности приемных каналов ( $k_1 = k_2 = k$ ) и малых угловых погрешностях выражение (4.3) можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} S(\theta) &= \ln \frac{F(\theta_0 - \theta)}{F(\theta_0 + \theta)} = \ln \frac{F(\theta_0)(1 + \mu\theta)}{F(\theta_0)(1 - \mu\theta)} = \ln \frac{1 + \mu\theta}{1 - \mu\theta} \approx \\ &\approx 2 \left[ \mu\theta + \frac{\mu^2 \theta^2}{2} + \dots \right] \approx 2\mu\theta, \end{aligned} \quad (4.4)$$

где  $F(\theta_0)$  — коэффициент усиления антенны в равносигнальном направлении;  $\mu$  — крутизна рабочего участка диаграммы направленности антенны.

Необходимость поддержания высокой идентичности амплитудных характеристик усилителей является основным недостатком системы с амплитудным дискриминатором.

##### 2. Фазово-фазовая моноимпульсная система

Упрощенная структурная схема фазово-фазовой моноимпульсной системы, осуществляющей пеленгование в одной плоскости, приведена на рис. 4.2. В такой системе прием сигналов ведется антенной системой, формирующей в каждой координатной плоскости два луча, ориентированных параллельно друг другу.

Сигналы, принимаемые антеннами с идентичными диаграммами направленности, запишем в виде

$$\begin{aligned} E_1(t, \theta) &= E_m F(\theta) \exp i(\omega t + \Delta\varphi/2), \\ E_2(t, \theta) &= E_m F(\theta) \exp i(\omega t + \varphi_\Phi - \Delta\varphi/2), \end{aligned} \quad (4.5)$$

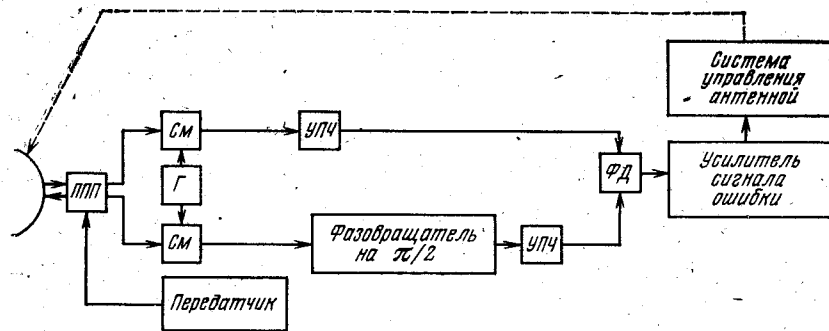


Рис. 4.2. Структурная схема фазо-фазовой моноимпульсной системы сопровождения цели в одной плоскости

где  $\Delta\varphi$  — фазовый сдвиг из-за разности путей прохождения сигнала от цели до антенн, определяемый равенством (1.1);  $\varphi_0 = \pi/2$  — начальный фазовый сдвиг, необходимый для обеспечения равенства нулю выходного сигнала при совмещении равносигнального направления с направлением на цель ( $\theta = 0$ ).

Сигналы на выходах УПЧ равны соответственно

$$\begin{aligned} u_1(t, \theta) &= k_1 E_m F(\theta) \exp i(\omega_{\text{пр}} t + \Delta\varphi/2), \\ u_2(t, \theta) &= k_2 E_m F(\theta) \exp i(\omega_{\text{пр}} t + \pi/2 - \Delta\varphi/2). \end{aligned} \quad (4.6)$$

В случае применения для нормировки ограничения сигнала на входе фазового детектора можно представить в виде следующих выражений:

$$\begin{aligned} u'_1(t, \theta) &= U_{\text{огр}} \exp i(\omega_{\text{пр}} t + \Delta\varphi/2), \\ u'_2(t, \theta) &= U_{\text{огр}} \exp i(\omega_{\text{пр}} t + \pi/2 - \Delta\varphi/2), \end{aligned} \quad (4.7)$$

где  $U_{\text{огр}}$  — порог ограничения по амплитуде.

Если амплитудные детекторы, входящие в состав фазового детектора, работают в режиме квадратичного детектирования, т. е. фазовый детектор выполняет операцию умножения и усреднения входных сигналов, то сигнал на выходе фазового детектора можно записать в виде

$$S(\theta) = K_{\text{фд}} \operatorname{Re}[u'_1(t, \theta) u'_2(t, \theta)], \quad (4.8)$$

где  $K_{\text{фд}}$  — коэффициент передачи фазового детектора. Следовательно,

$$S(\theta) = K_{\text{фд}} U_{\text{огр}}^2 \sin \Delta\varphi. \quad (4.9)$$

Подставляя вместо  $\Delta\varphi$  его значение из (1.1), получаем

$$S(\theta) = K_{\text{фд}} U_{\text{огр}}^2 \sin \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \sin \theta \right). \quad (4.10)$$

Сигнал ошибки с фазового детектора подается на усилитель сигнала ошибки и далее на систему управления антенной (лучом антенны), которая поворачивает антенну на необходимый угол.

Основным недостатком систем с фазовым угловым дискриминатором, как подробно будет показано в гл. 7, является большая зависимость точности пеленгования от степени идентичности фазовых характеристик приемных каналов и их стабильности.

### 3. Амплитудная суммарно-разностная моноимпульсная система

Моноимпульсная система с суммарно-разностным угловым дискриминатором менее требовательна к идентичности характеристик приемных каналов и поэтому более широко используется в современных моноимпульсных системах. В таких системах принятые от цели сигналы с выхода антенны поступают в суммарно-разностный преобразователь (волноводный мост), где суммируются и вычитаются. С выходов волноводного моста суммарный и разностный высокочастотные сигналы поступают в суммарный и разностный приемные каналы, где преобразуются в сигналы промежуточной частоты и усиливаются до необходимого значения. Амплитуда разностного сигнала определяет значение угловой ошибки, а разность фаз между суммарным и разностным сигналами — знак угловой ошибки, т. е. направление отклонения цели от равносигнального направления. Структурная схема такой системы для пеленгования в одной плоскости приведена на рис. 4.3.

Сигналы на выходе антенны первого и второго каналов при малых отклонениях цели от равносигнального направления определяются выражениями

$$\begin{aligned} E_1(t, \theta) &= E_m F_1(\theta) \exp i\omega t = E_m F(\theta_0 - \theta) \exp i\omega t = \\ &= E_m F(\theta_0) (1 + \mu \theta) \exp i\omega t, \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} E_2(t, \theta) &= E_m F_2(\theta) \exp i\omega t = E_m F(\theta_0 + \theta) \exp i\omega t = \\ &= E_m F(\theta_0) (1 - \mu \theta) \exp i\omega t. \end{aligned}$$

Суммарный и разностный сигналы на выходе волноводного моста с учетом баланса мощностей примут вид

$$E_c(t, \theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_1(t, \theta) + E_2(t, \theta)] = \sqrt{2} E_m F(\theta_0) \exp i\omega t, \quad (4.12)$$

$$E_p(t, \theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_1(t, \theta) - E_2(t, \theta)] = \sqrt{2} E_m F(\theta_0) \mu \theta \exp i\omega t.$$

Зависимость сигнала ошибки от амплитуды принимаемых сигналов исключается системой АРУ.

После преобразования на частоте и усиления с учетом работы системы АРУ на входе фазового детектора суммарный и разностный сигналы могут быть представлены выражениями

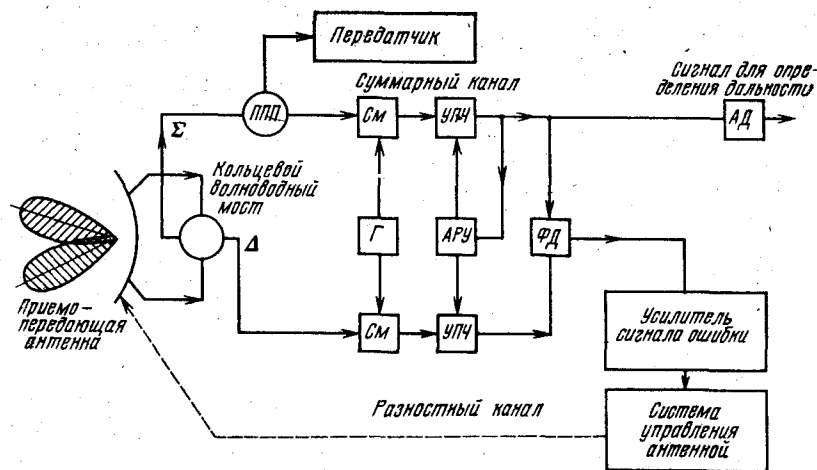


Рис. 4.3. Структурная схема амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы сопровождения цели в одной плоскости

$$\begin{aligned} u_c(t, \theta) &= \exp i(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_1) \\ u_p(t, \theta) &= (k_2/k_1) \mu \theta \exp i(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_2), \end{aligned} \quad (4.13)$$

где  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — фазовые сдвиги в каналах.

На выходе фазового детектора получим

$$S(\theta) = K_{\text{фд}} (k_2/k_1) \mu \theta \cos(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (4.14)$$

Суммарная и разностная диаграммы направленности амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы с условным обозначением фазовых соотношений знаками «+» и «-» изображены на рис. 4.4. Из рисунка видно, что фаза разностного сигнала на выходе антенны меняется в зависимости от направления отклонения цели относительно равносигнального направления и

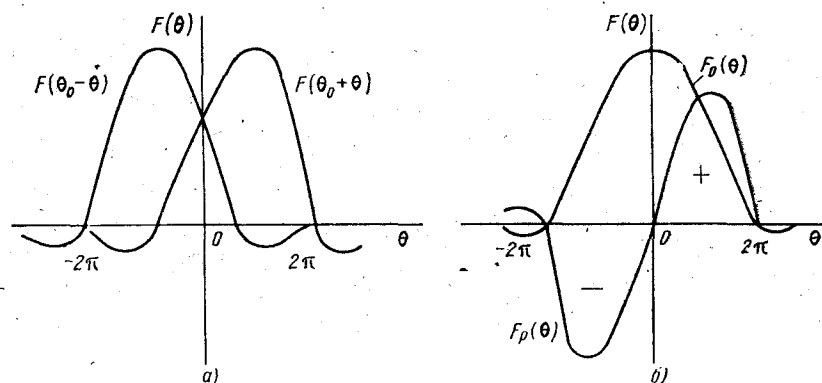


Рис. 4.4. Диаграммы направленности амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы:  
а — парциальные; б — суммарная и разностная

может либо совпадать с фазой суммарного сигнала, либо быть с ним в противофазе. При отсутствии рассогласования, когда направление на цель совпадает с равносигнальным направлением антенной системы, отраженные от цели сигналы на выходе приемных каналов имеют равные амплитуды, поэтому разностный сигнал равен нулю.

Разностный сигнал непосредственно используется для управления положением антенной системы в процессе пеленгования или автоматического сопровождения цели. Образующийся при приеме суммарный сигнал используется не только как опорный, но и для обнаружения цели, а также измерения дальности до цели и ее скорости.

#### 4. Фазовая суммарно-разностная моноимпульсная система

Рассмотрим обработку сигналов в фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системе (рис. 4.5). По аналогии с фазово-фазовой системой, рассмотренной в п. 2, сигналы на выходе антенны в данном случае можно записать в виде

$$\begin{aligned} E_1(t, \theta) &= E_m F(\theta) \exp i(\omega t + \Delta \varphi/2), \\ E_2(t, \theta) &= E_m F(\theta) \exp i(\omega t - \Delta \varphi/2). \end{aligned} \quad (4.15)$$

На выходе волноводного моста получим суммарный и разностный сигналы

$$\begin{aligned} E_c(t, \theta) &= \frac{1}{\sqrt{2}} E_m F(\theta) \left[ \exp i\left(\omega t + \frac{\Delta \varphi}{2}\right) + \exp i\left(\omega t - \frac{\Delta \varphi}{2}\right) \right], \\ E_p(t, \theta) &= \frac{1}{\sqrt{2}} E_m F(\theta) \left[ \exp i\left(\omega t + \frac{\Delta \varphi}{2}\right) - \exp i\left(\omega t - \frac{\Delta \varphi}{2}\right) \right]. \end{aligned} \quad (4.16)$$

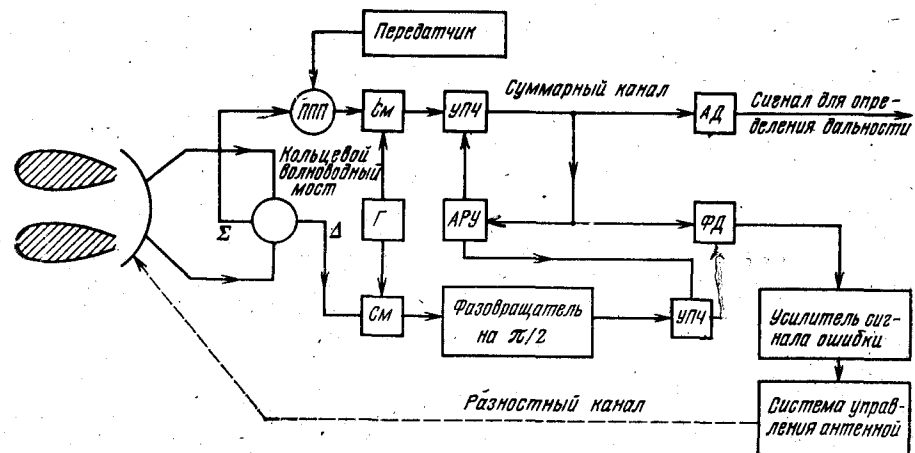


Рис. 4.5. Структурная схема фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы сопровождения цели в одной плоскости

На выходе фазового детектора после преобразования по частоте и усиления с учетом работы АРУ и дополнительного фазового сдвига в разностном канале на  $\pi/2$  имеем

$$S(\theta) = \frac{\operatorname{Re} \underline{u}_c(t, \theta) \underline{u}_p^*(t, \theta)}{\underline{u}_c(t, \theta) \underline{u}_c^*(t, \theta)}, \quad (4.17)$$

где  $\underline{u}_c^*$  и  $\underline{u}_p^*$  — комплексно-сопряженные значения сигналов на выходе суммарного и разностного каналов.

С учетом (4.16) выражение (4.17) принимает вид

$$S(\theta) = \frac{k_2}{k_1} K_{\Phi\Delta} \frac{\sin \Delta \varphi}{1 + \cos \Delta \varphi} = \frac{k_2}{k_1} K_{\Phi\Delta} \operatorname{tg} \frac{\Delta \varphi}{2}. \quad (4.18)$$

После подстановки значения  $\Delta \varphi$  из (1.1) получим

$$S(\theta) = \frac{k_2}{k_1} K_{\Phi\Delta} \operatorname{tg} \left( \frac{\pi l}{\lambda} \sin \theta \right). \quad (4.19)$$

Сигнал ошибки с выхода фазового детектора подается на систему управления антенной.

#### 4.2. ОБЗОРНЫЕ МОНОИМПУЛЬСНЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

В § 1.1 уже говорилось, что обзорными моноимпульсными системами будем называть такие системы, которые производят программный обзор пространства и поиск целей в заданном секторе, определяют координаты всех целей, находящихся в пределах диаграммы направленности и разрешаемых по дальности для каждого положения луча в пространстве. Обзорные моноимпульсные системы рассмотрим на примере систем с амплитудным пеленгованием.

В рассматриваемых РЛС применяются антенны в виде фазированной решетки с быстрым электронным перемещением луча, а также используется широкополосный зондирующий импульс и осуществляется его сжатие при приеме. Для автоматизации процесса работы применяются ЭВМ. Они управляют лучом, производят обработку радиолокационной информации, а также решают ряд других задач.

Поиск и обнаружение элементов цели или нескольких целей может осуществляться как по данным внешнего целеуказания, так и автономно. При обоих режимах обнаружения амплитуды отраженных сигналов на выходе приемника суммарного канала сравниваются с порогом  $h_n$ . Если амплитуда сигнала больше порога в каком-либо строке, то цель считается обнаруженной и по ней формируется замер. Полученные замеры по соответствующему алгоритму распределяются по траекториям сопровождаемых элементов цели. Замеры, не причисленные к сопровождаемым траекториям, используются для обнаружения новых траекторий.

Оценки измеряемых параметров в таких РЛС вычисляются в виде заранее установленных функций от оценок амплитуд и временных задержек измеряемых сигналов. Рассмотрим схему получения оценок амплитуды и временной задержки сигнала для случая, когда наблюдается лишь дискретная во времени выборка значений огибающей смеси импульсного сигнала и шума. Этот случай характерен для современных сложных обзорных моноимпульсных РЛС, в которых обработка радиолокационной информации производится на ЭВМ [31, 99, 107].

Каждый из сигналов на выходе измерительного канала можно представить как реализацию некоторого случайного процесса

$$u(t) = L \{y(t)\}, \quad (4.20)$$

образованного в виде огибающей результата фильтрации аддитивной смеси сигнала и белого нормального шума линейным фильтром, согласованным с сигналом.

Статистические характеристики процесса  $y(t)$  определяются выражениями

$$L \{ \bar{y}(t) \} = A_m \mu_t(t - t_3), \quad (4.21)$$

$$L \{ [y(t_1) - \bar{y}(t_1)] [y(t_2) - \bar{y}(t_2)] \} = \sigma_{\text{шф}}^2 \mu_t(t_1 - t_2),$$

где  $\mu_t$  — известная функция неопределенности зондирующего сигнала;  $A_m$  и  $t_3$  — неизвестные амплитуда и временная задержка измеряемого сигнала;  $\sigma_{\text{шф}}^2$  — дисперсия шума на выходе линейного фильтра.

Амплитуда  $A_m$  в обзорных РЛС известным образом связана с интенсивностью сигнала и угловыми отклонениями цели от равносигнального направления.

Будем считать, что наблюдается выборка  $2n+1$  дискретных значений случайного процесса  $u(t)$ :

$$u_i = u(t_\Phi + i \Delta_t), \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm n, \quad (4.22)$$

где  $\Delta_t$  — шаг дискретной выборки;  $t_\Phi$  — фиксированное время, соответствующее середине выборки, определяемое обычно по результатам предшествующих измерений или с помощью обнаружителя. Тогда

$$L \{ \bar{y}_i \} = A_m \mu_t(t_\Phi - t_3 + i \Delta_t) = A_m \mu_t(t_x + i \Delta_t), \quad (4.23)$$

$$L \{ \bar{y}_i \bar{y}_j - y_i y_j \} = \sigma_{\text{шф}}^2 \mu_t[(i-j) \Delta_t],$$

$$t_x = t_\Phi - t_3.$$

Оценка амплитуды  $A_m$  и временной задержки  $t_3$  сигнала по методу максимального правдоподобия определяется системой уравнений

$$\frac{\partial \Lambda(A_m, t_x)}{\partial A_m} = 0, \quad \frac{\partial \Lambda(A_m, t_x)}{\partial t_x} = 0, \quad (4.24)$$

где  $\Lambda(A_m, t_x) = \ln W(u_{-n}, u_{-n+1}, \dots, u_n / A_m, t_x)$ ;  $W(u_{-n}, u_{-n+1}, \dots, u_n / A_m, t_x)$  —  $(2n+1)$ -мерная угловая плотность вероятности.

В предположении, что  $u(t)$  является нормальным случайным процессом, можно получить точные выражения для  $\bar{A}_m$  и  $\bar{t}_x$ . Однако сравнение оценок, вычисленных по точным формулам, и оценок, полученных по приближенным формулам:

$$\bar{A}_m = \bar{u}_0 / \mu_0(t), \quad \bar{t}_x = \frac{1}{2\mu_1} \frac{u_{-1} - u_1}{u_0}, \quad (4.25)$$

где  $\mu_1 = \mu_1(t_x + t\Delta t)$ , позволило сделать вывод о том, что на практике целесообразно вычислять оценки, амплитуды и относительной временной задержки импульса по приближенным алгоритмам (4.25) при объеме выборок, равном соответственно 1 и 3.

### 1. Амплитудно-амплитудная моноимпульсная система

Как указывалось ранее, амплитудный угловой дискриминатор с логарифмическими усилителями имеет существенный недостаток, заключающийся в необходимости поддержания высокой идентичности и стабильности амплитудных характеристик усилителей. Этот недостаток затрудняет их практическое применение в амплитудно-амплитудных моноимпульсных системах.

Рассмотрим другой вариант схемы построения такой системы, позволяющий избежать применения логарифмических усилителей. В системе, структурная схема которой приведена на рис. 4.6, логарифмические усилители не используются, а нормировка осуществляется по суммарному сигналу, образованному на видеочастоте. Опишем формирование пеленгационной характеристики в обзорной амплитудно-амплитудной моноимпульсной системе с нормировкой по суммарному сигналу, образованному на видеочастоте.

При отклонении цели от равносигнального направления на угол  $\theta$  сигналы на выходе антенн будут определяться формулой (4.11). На выходе детекторов выражения для сигналов принимают вид

$$\begin{aligned} u_1(\theta) &= k_1 E_m F(\theta_0) (1 + \mu \theta), \\ u_2(\theta) &= k_2 E_m F(\theta_0) (1 - \mu \theta). \end{aligned} \quad (4.26)$$

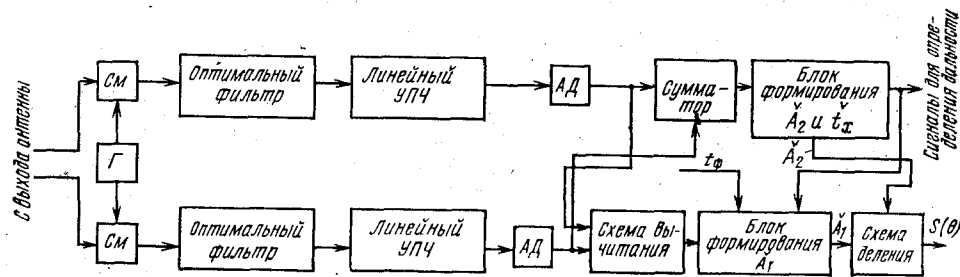


Рис. 4.6. Структурная схема амплитудно-амплитудной обзорной моноимпульсной системы для определения координат в одной плоскости

При идентичных приемных каналах ( $k_1 = k_2 = k$ ) на выходе суммирующего устройства

$$u_{св} = u_1(\theta) + u_2(\theta) = 2kE_m F(\theta_0), \quad (4.27)$$

а на выходе схемы вычитания

$$u_{рв} = u_1(\theta) - u_2(\theta) = 2kE_m F(\theta_0) \mu \theta. \quad (4.28)$$

Тогда на выходе схемы деления получим

$$S(\theta) = \frac{u_{рв}}{u_{св}} = \frac{2k E_m F(\theta_0) \mu \theta}{2k E_m F(\theta_0)} = \mu \theta. \quad (4.29)$$

Сравнение равенств (4.4) и (4.29) показывает, что они совпадают с точностью до постоянного коэффициента, т. е. и в системе с нормировкой по суммарному сигналу на выходе получается сигнал, пропорциональный угловой ошибке пеленгования и поэтому он может быть использован в качестве угловой информации при определении угловых координат целей.

На практике при создании обзорных амплитудно-амплитудных моноимпульсных радиолокационных систем с нормировкой по суммарному сигналу, которые должны иметь динамический диапазон 80—100 дБ, применение линейных УПЧ невозможно. В этих случаях можно использовать логарифмические УПЧ, в которых для устранения необходимости поддержания высокой идентичности логарифмических амплитудных характеристик усилителей в различных каналах необходимо осуществлять нормировку с помощью периодической последовательности контрольных сигналов и в дальнейшем схему обработки строить так же, как показано на рис. 4.6.

### 2. Амплитудная суммарно-разностная моноимпульсная система

Структурная схема обзорной амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы приведена на рис. 4.7. Из сравнения схем, приведенных на рис. 4.7 и 4.3, видно, что в обеих системах нормировка осуществляется по суммарному сигналу. Но в обзорной системе нормировка осуществляется не на промежуточной частоте с помощью АРУ, а на видеочастоте путем деления сигнала

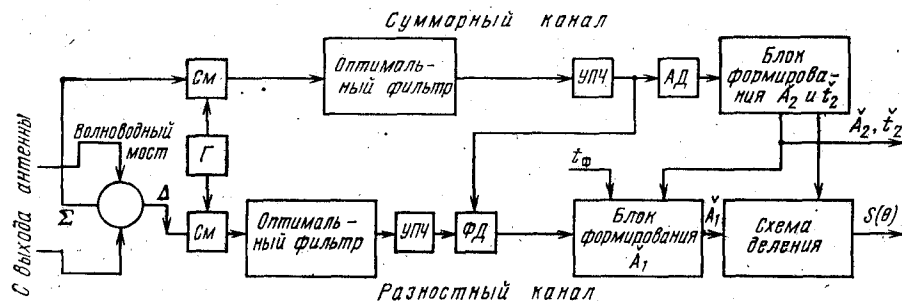


Рис. 4.7. Структурная схема амплитудной суммарно-разностной обзорной моноимпульсной системы для определения координат в одной плоскости

с выхода фазового детектора на суммарный. Это объясняется невозможностью использования системы АРУ в обзорных моноимпульсных системах в силу того, что в них необходимо определять координаты всех целей, находящихся в луче и разрешаемых по дальности. Система АРУ обладает определенной инерционностью и не может работать по нескольким близко расположенным целям.

Рассмотрим формирование пеленгационной характеристики в обзорной амплитудной суммарно-разностной системе. Суммарный и разностный сигналы на выходе волноводного моста определяются формулой (4.12). На входе фазового детектора их можно записать соответственно

$$u_c(t, \theta) = \sqrt{2} k_1 E_m F(\theta_0) \exp i(\omega_{np} t + \varphi_1), \quad (4.30)$$

$$u_p(t, \theta) = \sqrt{2} k_2 E_m F(\theta_0) \mu \theta \exp i(\omega_{np} t + \varphi_2).$$

Суммарный сигнал на выходе амплитудного детектора, считая коэффициент передачи его равным единице, будет равен

$$u_c = \sqrt{2} k_1 E_m F(\theta_0), \quad (4.31)$$

а напряжение на выходе квадратичного фазового детектора

$$u_{фд} = 2K_{фд} k_1 k_2 [E_m F(\theta_0)]^2 \mu \theta \cos(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (4.32)$$

В случае применения квадратичного фазового детектора в структурной схеме, приведенной на рис. 4.7, необходимо предусмотреть устройство, возводящее в квадрат суммарный сигнал на выходе амплитудного детектора. Тогда на выходе схемы деления получим

$$S(\theta) = u_{фд}/u_c^2 = K_{фд} (k_2/k_1) \mu \theta \cos(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (4.33)$$

Сравнение формул (4.33) и (4.14) показывает, что они совпадают, т. е. нормировка по суммарному сигналу на видеочастоте дает тот же эффект, что и нормировка на промежуточной частоте с помощью АРУ.

#### 4.3. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ПЕЛЕНГОВАНИЯ В ДВУХ ПЛОСКОСТЯХ

Рассмотренные моноимпульсные радиолокационные системы предназначались для пеленгования в одной плоскости. Системы пеленгования в двух плоскостях значительно сложнее.

##### 1. Моноимпульсные системы для пеленгации цели в двух плоскостях с амплитудным и фазовым угловыми дискриминаторами

Такие системы можно создать простой комбинацией двух моноимпульсных систем, одна из которых предназначена для работы в азимутальной плоскости, а вторая — в угломестной. Из струк-

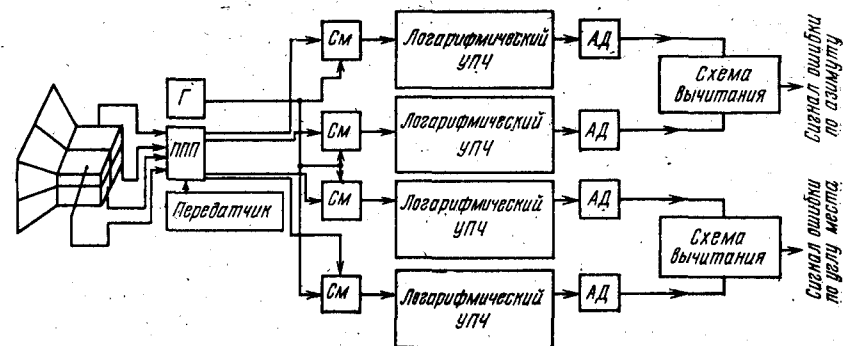


Рис. 4.8. Структурная схема амплитудно-амплитудной моноимпульсной системы для пеленгации в двух плоскостях

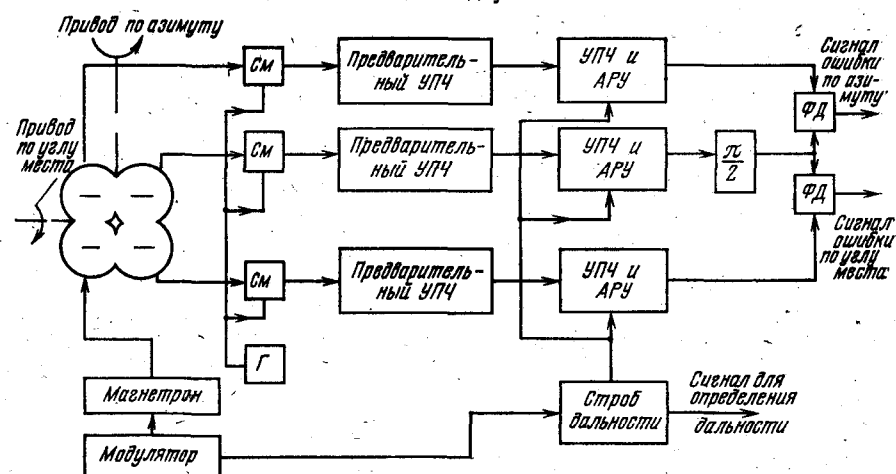


Рис. 4.9. Структурная схема фазово-фазовой моноимпульсной системы для пеленгации в двух плоскостях

турной схемы амплитудно-амплитудной системы для пеленгации в двух плоскостях, приведенной на рис. 4.8, видно, что такое построение требует использования антенны с четырьмя диаграммами направленности и четырех усилительных каналов. Но в системах с указанными угловыми дискриминаторами при пеленговании в двух плоскостях можно иметь один усилительный канал, общий для азимутальной и угломестной плоскостей. Это упрощает построение антенны и системы пеленгования в целом.

В качестве примера на рис. 4.9 приведена упрощенная структурная схема одной из первых фазово-фазовых моноимпульсных РЛС. Антенная система данной РЛС состоит из четырех жестко связанных параболических отражателей с облучателями. Одна из антенн передающая, остальные — приемные, причем одна из приемных антенн является общей для азимутального и угломестного каналов.

Основной недостаток такой системы состоит в неэффективном использовании раскрыва антенны, поскольку часть антенны используется только для пеленгования по азимуту, часть — для пеленгования по углу места и часть — для излучения. При четырех приемных диаграммах направленности этот недостаток устраняется, так как и для приема и для передачи может использоваться весь раскрыв антенны.

## 2. Моноимпульсные системы с суммарно-разностным угловым дискриминатором

В моноимпульсных системах для пеленгования в двух плоскостях с суммарно-разностным дискриминатором в отличие от систем пеленгации в одной плоскости применяются антенны с четырьмя ДН (вместо двух), три или четыре волноводных моста (вместо одного), добавляется еще один разностный приемный канал и ряд других элементов. На рис. 4.10 [21] изображена структурная схема амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы для пеленгования в двух плоскостях с использованием трех волноводных мостов, а характер обработки сигналов в ней показан на рис. 4.11. Метод обработки сигналов при применении четырех волноводных мостов показан на рис. 4.12.

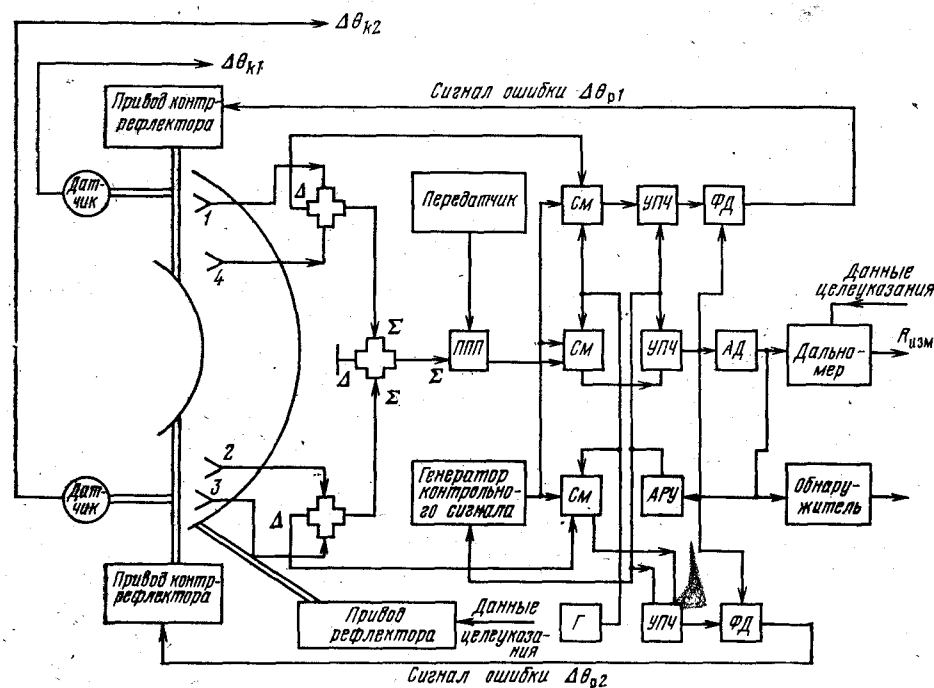


Рис. 4.10. Структурная схема амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы для пеленгации в двух плоскостях

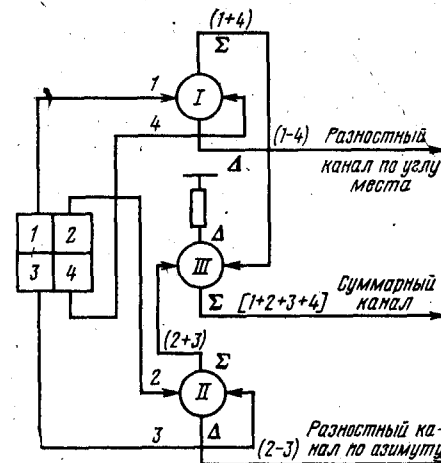


Рис. 4.11. Схема образования суммарного и разностного сигналов при применении трех волноводных мостов

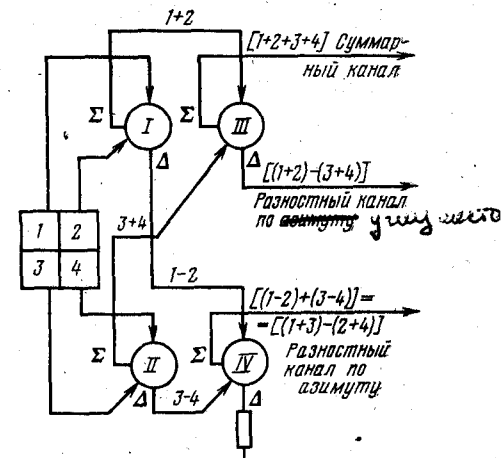


Рис. 4.12. Схема образования суммарного и разностного сигналов при применении четырех волноводных мостов

В моноимпульсной системе автосопровождения (рис. 4.10) применяется параболическая антенна (антенна Кассегрена) с контррефлектором. Суммарный и разностный сигналы с выходов мостов поступают в приемное устройство, в котором производится их усиление и нормировка. Нормировка по амплитуде осуществляется с помощью системы АРУ. Сигналы с выхода суммарного приемника используются для обнаружения и определения дальности. Амплитуда разностного сигнала определяет угловую ошибку, а разность фаз между суммарным и разностным сигналом — ее знак, т. е. направление отклонения цели от равносигнального направления. Для обнаружения цели осуществляется угловой поиск цели в данном секторе относительно данных целеуказания. Во время поиска обнаружение цели ведется методом накопления  $k$  из  $m$  импульсов.

В моноимпульсной системе с четырьмя волноводными мостами суммарный сигнал образуется попарным предварительным суммированием сигналов 1 и 2, 3 и 4 на мостах I и II, а затем окончательным суммированием на мостах III и IV. Высокочастотная мощность передатчика с помощью тех же мостов распределяется поровну и в фазе между всеми четырьмя излучателями, обеспечивая образование суммарной ДН излучения в пространстве. Разностный сигнал угла места получается вычитанием из суммы сигналов излучателей 1 и 2 суммы сигналов излучателей 3 и 4. Для получения разностного сигнала по азимуту в мосте IV из суммы сигналов излучателей 1 и 3 вычитается сумма сигналов излучателей 2 и 4.



Аналитически эти сигналы можно представить в виде следующих выражений:

суммарный сигнал (на выходе суммарного отвода третьего моста)

$$E_c(t, \theta) = \frac{1}{2} E(t) [F_1(\theta) + F_2(\theta) + F_3(\theta) + F_4(\theta)], \quad (4.34)$$

разностный сигнал по углу места (на выходе разностного отвода третьего моста)

$$E_{pe}(t, \theta) = \frac{1}{2} E(t) \{ [F_1(\theta) + F_2(\theta)] - [F_3(\theta) + F_4(\theta)] \}, \quad (4.35)$$

разностный сигнал по азимуту (на выходе суммарного отвода четвертого моста)

$$E_{p\theta}(t, \theta) = \frac{1}{2} E(t) \{ [F_1(\theta) + F_3(\theta)] - [F_2(\theta) + F_4(\theta)] \}. \quad (4.36)$$

Выход разностного отвода четвертого моста обычно не используется и нагружается на эквивалент.

При применении в моноимпульсной системе трех волноводных мостов суммарный сигнал образуется предварительным попарным суммированием сигналов 2 и 3, 1 и 4 на мостах I и II, а затем окончательным суммированием на мосте III. Разностный отвод моста III не используется и нагружается на эквивалент. Разностный сигнал в одной плоскости образуется за счет разности сигналов 1 и 4, а в другой плоскости — за счет разности сигналов 2 и 3.

При применении трех волноводных мостов суммарный сигнал определяется равенством (4.34), а разностные сигналы равны

$$E_{pe} = \frac{1}{\sqrt{2}} E(t) [F_1(\theta) - F_4(\theta)], \quad (4.37)$$

$$E_{p\theta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E(t) [F_2(\theta) - F_3(\theta)]. \quad (4.38)$$

Структурные схемы обзорной амплитудной суммарно-разностной и импульсно-доплеровской амплитудной суммарно-разностной

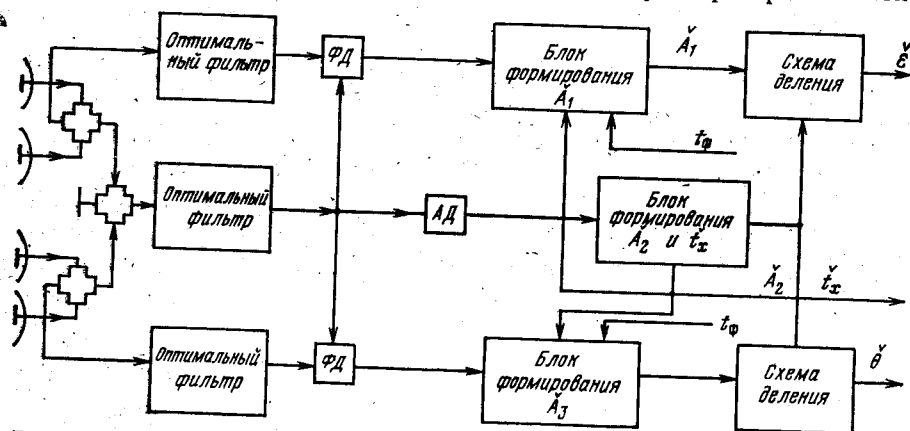


Рис. 4.13. Структурная схема обзорной амплитудной суммарно-разностной РЛС

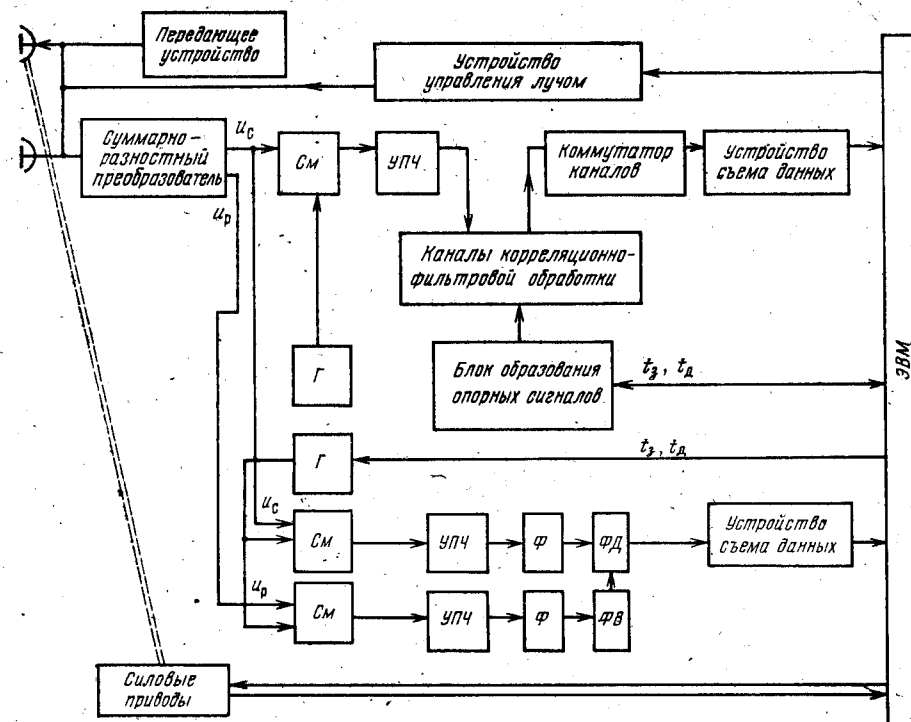


Рис. 4.14. Структурная схема импульсно-доплеровской амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной РЛС

РЛС для пеленгования цели в двух плоскостях приведены на рис. 4.13 и 4.14 [25]. В суммарно-разностном преобразователе станций используются три волноводных моста.

Устройство импульсно-доплеровской РЛС (рис. 4.14) рассмотрим на примере станции с широкополосным фазоманипулированным сигналом. Обработка сигналов осуществляется многоканальным корреляционно-фильтровым устройством, каждый канал которого настроен на определенную точку пространства. Настройка канала на выбранную точку пространства осуществляется блоком образования опорных сигналов, на который в режиме обнаружения поступают значения доплеровской частоты и временной задержки сигналов. Блок вырабатывает для каждого канала корреляционно-фильтровой обработки сигнала опорное напряжение, совпадающее по форме с зондирующим сигналом и разнесенное по временной задержке и частоте на значения  $\Delta t_k$  и  $\Delta f_k$  соответственно относительно данных целеуказания ( $k$  — номер канала).

В режиме сопровождения на блок подаются оценки доплеровской частоты  $f_d$  и временной задержки  $t_z$ , полученные в результате измерения этих величин при сопровождении. Для формирования дискриминационных характеристик при сопровождении ис-

пользуются попарно-расстроенные каналы многоканального корреляционно-фильтрового устройства, при этом: для формирования дискриминаторной характеристики системы сопровождения по доплеровской частоте (радиальной скорости движения цели) используются сигналы с выходов двух каналов, разнесенных на  $\pm \Delta f_d$  относительно частоты  $f_d$ ; для формирования же дискриминаторной характеристики системы сопровождения по дальности используются сигналы с выходов двух каналов, расстроенных на  $\pm \Delta f$  относительно задержки  $t_z$ .

Вычисление ошибок сопровождения и оценки наклонной дальности и радиальной скорости сопровождаемой цели осуществляется в ЭВМ по сигналам с выходов соответствующих каналов. Сигнал с выхода фильтра приемника суммарного сигнала поступает на фазовый детектор непосредственно, а с выхода приемника разностного сигнала через фазовращатель (сдвиг фазы на  $90^\circ$ ). Гетеродинное напряжение по форме совпадает с зондирующим сигналом. Временное положение и частота гетеродинного напряжения (с точностью до промежуточной) определяются оценками  $f_d$  и  $t_z$ .

При точном сопровождении по дальности и доплеровской частоте на выходы УПЧ суммарного и разностного приемников поступают демодулированные сигналы. Фильтры приемников согласованы с демодулированным сигналом. Фазовращатель обеспечивает сдвиг фазы разностного сигнала на входе фазового детектора по отношению к суммарному на  $180^\circ$ . С устройства съема данных необходимая информация поступает в ЭВМ для оценки угловых координат сопровождаемых целей и формирования сигнала для электронного управления лучом. Нормировка сигналов осуществляется в ЭВМ. Для этих целей может быть использован сигнал с выхода канала корреляционно-фильтрового устройства.

Амплитудная и фазовая суммарно-разностные моноимпульсные системы идентичны по методу обработки угловой информации, но имеют принципиальные различия в формировании ДН. Угловая информация о цели в амплитудной системе содержится в отношении амплитуд сигналов, а в фазовой — в фазовом сдвиге, обусловленном разностью хода сигналов от цели до антенн соответствующих каналов пеленгации.

### 3. Моноимпульсные системы с цифровой обработкой сигналов

В § 3.2 уже говорилось, что основными направлениями использования методов цифровой обработки являются цифровая фильтрация и спектральный анализ. В современных РЛС при обработке радиолокационных сигналов, особенно широкополосных, наибольшее распространение находит спектральный анализ. На практике при спектральном анализе используется быстрое преобразование Фурье (БПФ) (см. § 3.2).

На рис. 4.15 приведена одна из возможных структурных схем гипотетической моноимпульсной амплитудной суммарно-разностной

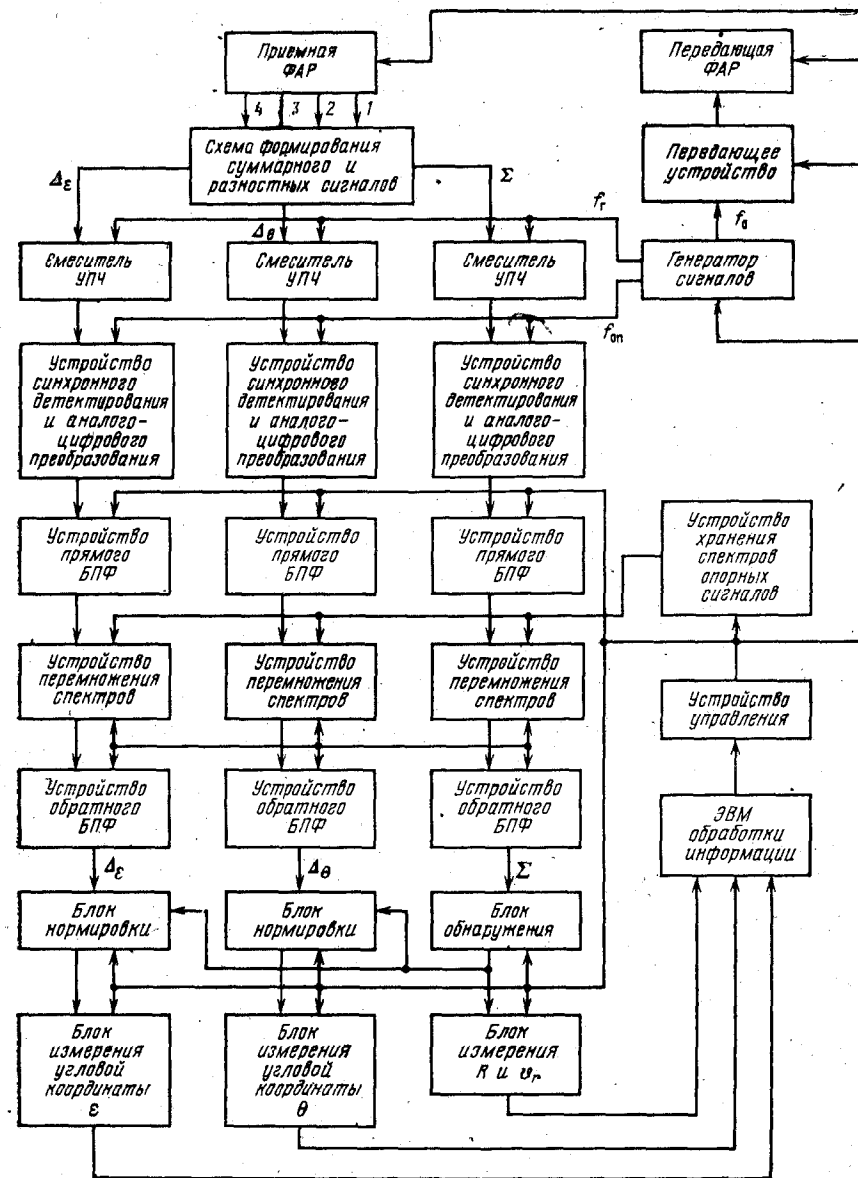


Рис. 4.15. Структурная схема моноимпульсной амплитудной суммарно-разностной системы с цифровой обработкой сигналов

системы с цифровой обработкой сигналов, использующей быстрое преобразование Фурье. В этой системе применяются отдельные приемная и передающая антенны. В отличие от обычной обзорной амплитудной суммарно-разностной системы (рис. 4.7) в си-

стеме с цифровой обработкой дополнительно включаются аналого-цифровые преобразователи, устройства хранения спектра опорных сигналов и перемножения спектров и устройства прямого и обратного преобразования Фурье. Прямое и обратное преобразования Фурье производятся на ЭВМ. Алгоритмы такого преобразования приведены в § 3.2.

Нормировка сигналов (образование отношения разностного сигнала к суммарному) также осуществляется в цифровой форме на ЭВМ. Нормированные сигналы используются для измерения координат целей в каждой координатной плоскости.

#### 4.4. КОМПЛЕКСНЫЕ МОНОИМПУЛЬСНЫЕ СИСТЕМЫ

В конструктивном отношении определенными преимуществами обладают комплексные моноимпульсные системы пеленгации. В основе их лежит формирование ДН антенн, обеспечивающее получение независимой информации о цели одновременно по амплитудным и фазовым соотношениям принимаемых сигналов. В этом случае оказалось возможным обойтись при пеленговании в двух плоскостях только двумя взаимосвязанными каналами с одним волноводным мостом на их входе (рис. 4.16).

Принцип образования угловых ошибок по двум координатам одновременно поясняется векторной диаграммой (рис. 4.17). Обозначения  $U_1$  и  $U_2$  соответствуют сигналам в векторном представлении для первого и второго каналов. Сигналы отличаются по амплитуде и фазе. Разностный сигнал  $U_2 - U_1$ , как видно из рисунка, может быть представлен в виде двух независимых составляющих, одна из которых находится в квадратуре с суммарным сигналом, что характерно для фазовых систем пеленгации, а другая — в фазе или противофазе с суммарным сигналом, что характерно для амплитудных систем пеленгации. Первую составляющую, как будет показано ниже, можно использовать в качестве сигнала ошибки по азимуту, вторую — в качестве сигнала ошибки по углу места.

Формируемые антенной два луча в вертикальной плоскости наклонены друг к другу на угол  $2\theta_0$ , а в горизонтальной плоскости параллельны друг другу и разнесены на расстояние  $l$ , что обеспечивает пеленгование цели в вертикальной плоскости амплитудным, а в горизонтальной — фазовым методом.

Для формирования параллельных в азимутальной плоскости лучей линейные облучатели антенны наклонены относительно друг друга и облучают левую и правую половины параболического цилиндра (рис. 4.18). Для создания наклона лучей относительно друг друга в вертикальной плоскости облучатели располагаются по разные стороны от фокальной плоскости (один выше, другой — ниже).

Для извлечения угловой информации по каждой координате на выходе приемных каналов предусмотрено два фазовых детектора, один из которых формирует сигнал ошибки по углу места, а дру-

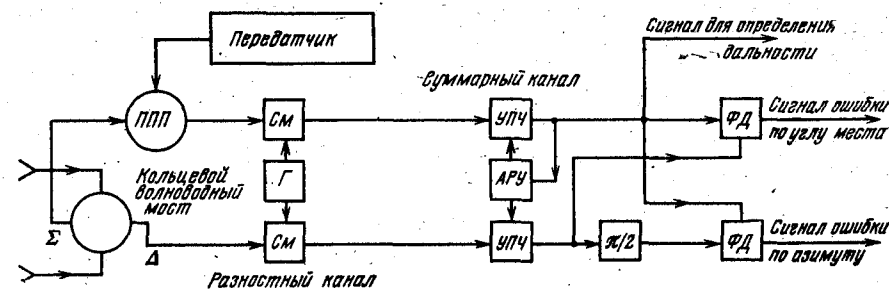


Рис. 4.16

Рис. 4.16. Структурная схема комплексной моноимпульсной системы

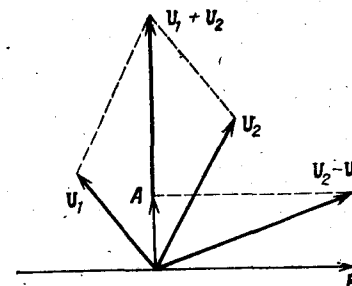


Рис. 4.17

Рис. 4.17. Векторная диаграмма, поясняющая принцип комплексной пеленгации:

А — синфазная составляющая разностного сигнала (ошибка по углу места); В — квадратурная составляющая разностного сигнала (ошибка по азимуту)

Рис. 4.18. Принцип формирования диаграмм направленности в комплексных моноимпульсных системах

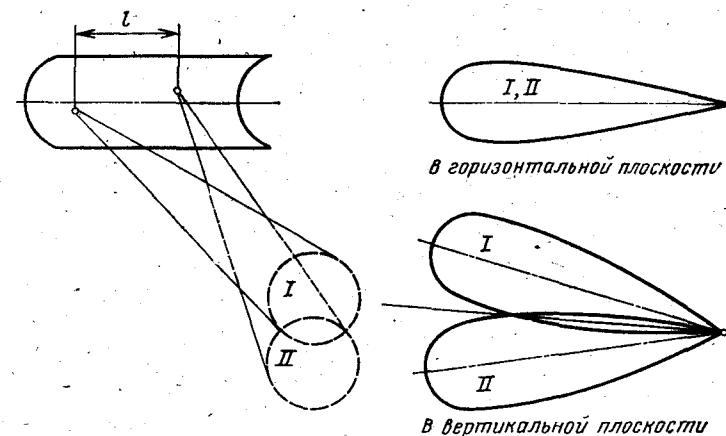


Рис. 4.18

гой — по азимуту. Разностный сигнал на азимутальный фазовый детектор подается со сдвигом по фазе на  $90^\circ$  относительно суммарного, являющегося опорным сигналом. Остальные элементы комплексной суммарно-разностной системы аналогичны элементам суммарно-разностных систем, рассмотренных выше.

Рассмотрим формирование пеленгационной характеристики в комплексной системе. Пусть пеленгуемый объект смещен от рав-

носигнального направления по азимуту на угол  $\theta$  и по углу места на угол  $\varepsilon$ . Тогда сигналы на выходе антенны будут отличаться по фазе в соответствии с азимутальным смещением угла и по амплитуде в соответствии с ее угломестным смещением и могут быть представлены в виде следующих выражений:

$$\begin{aligned} E_1(t, \theta) &= E_m F(\theta) F(\theta_0 - \varepsilon) \exp i(\omega t - \Delta \varphi/2), \\ E_2(t, \theta) &= E_m F(\theta) F(\theta_0 + \varepsilon) \exp i(\omega t + \Delta \varphi/2). \end{aligned} \quad (4.39)$$

На выходе волноводного моста суммарный и разностный сигналы с точностью до постоянного коэффициента можно записать в виде

$$\begin{aligned} E_c(t, \theta) &= E_k [F(\theta_0 - \varepsilon) \exp i(\omega t + \Delta \varphi/2) + \\ &+ F(\theta_0 + \varepsilon) \exp i(\omega t - \Delta \varphi/2)], \\ E_p(t, \theta) &= E_k [F(\theta_0 - \varepsilon) \exp i(\omega t + \Delta \varphi/2) - \\ &- F(\theta_0 + \varepsilon) \exp i(\omega t - \Delta \varphi/2)], \end{aligned} \quad (4.40)$$

где  $E_k = (1/\sqrt{2}) E_m F(\theta)$ .

После преобразования по частоте и усиления в УПЧ без учета фазовых сдвигов и нормировки сигналов получим

$$\begin{aligned} \underline{u}_c(t, \theta) &\cong E_k k_c [F(\theta_0 - \varepsilon) \exp i(\omega_{np} t + \Delta \varphi/2) + \\ &+ F(\theta_0 + \varepsilon) \exp i(\omega_{np} t - \Delta \varphi/2)], \\ \underline{u}_p(t, \theta) &= E_k k_p [F(\theta_0 - \varepsilon) \exp i(\omega_{np} t + \Delta \varphi/2) - \\ &- F(\theta_0 + \varepsilon) \exp i(\omega_{np} t - \Delta \varphi/2)]. \end{aligned} \quad (4.41)$$

На выходе квадратичного фазового детектора с учетом нормировки сигналов в приемном устройстве сигнал ошибки определяется выражением

$$S(\theta) = K_{фд} \frac{\operatorname{Re} [\underline{u}_c(t, \theta) \underline{u}_p^*(t, \theta)]}{\underline{u}_c(t, \theta) \underline{u}_c^*(t, \theta)}. \quad (4.42)$$

В соответствии с этим после элементарных преобразований на выходе фазового детектора угломестного канала получим

$$S(\varepsilon) = K_{фд} \frac{k_p}{k_c} \frac{F^2(\theta_0 - \varepsilon) - F^2(\theta_0 + \varepsilon)}{F^2(\theta_0 - \varepsilon) + F^2(\theta_0 + \varepsilon) + 2 F(\theta_0 - \varepsilon) F(\theta_0 + \varepsilon) \cos \Delta \varphi}. \quad (4.43)$$

При малых угловых погрешностях, когда справедлива линейная аппроксимация ДН:

$$F(\theta_0 \mp \varepsilon) = F(\theta_0) (1 \pm \mu \varepsilon), \quad (4.44)$$

$$F^2(\theta_0 \mp \varepsilon) \approx F^2(\theta_0) (1 \pm 2 \mu \varepsilon). \quad (4.45)$$

Тогда выражение (4.43) при равенстве коэффициентов передачи приемных каналов можно преобразовать к виду

$$S(\varepsilon) = K_{фд} \frac{\mu \theta}{\cos^2(\Delta \varphi/2)}. \quad (4.46)$$

При отсутствии рассогласования в азимутальной плоскости ( $\Delta \varphi = 0$ ) получим

$$S(\varepsilon) = K_{фд} \mu \theta, \quad (4.47)$$

т. е. выражение (4.47) аналогично (4.14), выведенному для амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы, при условии идентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов.

На выходе фазового детектора азимутального канала, учитывая дополнительный фазовый сдвиг разностного сигнала на  $\pi/2$ , при  $k_c = k_p$  получим

$$\begin{aligned} S(\theta) &= K_{фд} \frac{\operatorname{Re} [\underline{u}_c(t, \theta) \underline{u}_p^*(t, \theta) \exp i(\pi/2)]}{\underline{u}_c(t, \theta) \underline{u}_c^*(t, \theta)} = \\ &= K_{фд} \frac{2 F(\theta_0 - \varepsilon) F(\theta_0 + \varepsilon) \sin \Delta \varphi}{F^2(\theta_0 - \varepsilon) + F^2(\theta_0 + \varepsilon) + 2 F(\theta_0 - \varepsilon) F(\theta_0 + \varepsilon) \cos \Delta \varphi} \approx \\ &\approx K_{фд} \frac{\sin \Delta \varphi}{1 + \cos \Delta \varphi} = K_{фд} \operatorname{tg} \frac{\Delta \varphi}{2}. \end{aligned} \quad (4.48)$$

Выражение (4.48) совпадает с (4.18) для фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы. Получающиеся сигналы ошибки используются для управления лучом антенны.

Таким образом, комплексная суммарно-разностная система обеспечивает образование сигнала ошибки в обеих плоскостях пеленгования при наличии только двух каналов. В этом состоит преимущество таких систем перед амплитудными или фазовыми суммарно-разностными системами, поскольку те при пеленговании в двух плоскостях требуют четырех ДН, четырех (или трех) мостов и трех приемных каналов. Но при этом следует иметь в виду, что ДН комплексной системы имеет значительную лепестковость, а усиление суммарной ДН и пеленгационная чувствительность получаются примерно на 3 дБ ниже оптимальных. Поэтому выбирать комплексную систему необходимо на основе всесторонних расчетов с учетом всех преимуществ и недостатков этих систем. Следует также учитывать, что комплексные системы обладают потенциальной возможностью увеличения разрешающей способности по угловым координатам. Это обусловлено тем, что при использовании их достаточно иметь только два канала и два облучателя антенны. Применение в таких системах четырех и более независимых облучателей создает условия избыточности информации, которые необходимы для составления дополнительного количества уравнений, определяющих положение цели в пространстве, и обеспечения разрешения целей, находящихся на одной дальности в пределах главного луча. Более подробно об этом будет сказано в гл. 5.

Поскольку комплексные системы обладают определенными конструктивными преимуществами, они находят применение в бортовой радиолокационной технике, где масса и габариты аппарату-

ры приобретают первостепенное значение. Одним из первых моноимпульсных радиолокаторов с комплексным методом пеленгования является экспериментальная самолетная РЛС 3-см диапазона волн AN/APG-25, спроектированная как часть системы управления огнем защиты хвоста патрульного самолета ВМФ США [21].

Наряду с комплексными суммарно-разностными могут применяться комплексные амплитудные и фазовые моноимпульсные системы.

#### 4.5. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ, РАБОТАЮЩИХ В НЕПРЕРЫВНОМ И КВАЗИНЕПРЕРЫВНОМ РЕЖИМАХ ИЗЛУЧЕНИЯ

Характерным для моноимпульсных систем, работающих в непрерывном и квазинепрерывном режимах излучения, является использование селекции целей по скорости, что накладывает определенный отпечаток на схему их построения. На рис. 4.19 представлена типичная структурная схема приемника такой моноимпульсной системы [21].

По своему устройству каждый из каналов приемника в принципе не отличается от одноканальных угломерных устройств, используемых в РЛС с непрерывным излучением. После преобразования по частоте и усиления сигналы промежуточной частоты поступают на смесители 4 и 5, напряжением гетеродина для которых является опорный сигнал передатчика на промежуточной частоте. Образующиеся на выходе смесителей сигналы доплеровской частоты далее усиливаются в усилителях доплеровских частот (УДЧ) и селектируются по частоте.

Для селекции сигналов по доплеровским частотам, что соответствует селекции целей по скорости, в приемнике предусмотрены смесители 6 и 7, на выходе которых установлены узкополосные доплеровские фильтры  $\Phi 1$  и  $\Phi 2$ , ширина полосы пропускания ко-

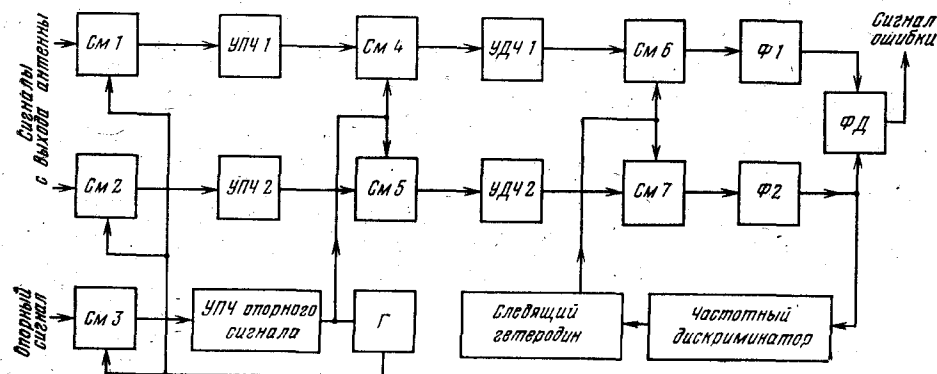


Рис. 4.19. Структурная схема приемника моноимпульсной системы с селекцией по скорости

торых выбирается в соответствии с требованиями разрешения целей по скорости. Преобразование по частоте осуществляется с помощью сигналов следящего гетеродина, управляемого сигналами частотного дискриминатора.

Сигналы с выходов доплеровских фильтров, содержащие информацию о направлении на выбранную цель, подаются на фазовый детектор, где формируется сигнал ошибки, используемый в системе пеленгации обычным порядком. Системы пеленгации с селекцией по скорости достаточно узкополосны. Это накладывает дополнительные требования на приемные каналы в части идентичности их амплитудно-фазовых характеристик. Неидентичность каналов, особенно доплеровских фильтров, будет вызывать ошибки пеленгования цели. Поскольку узкополосные фильтры имеют большую крутизну фазочастотных характеристик, а скорость цели и связанная с ней доплеровская частота в процессе слежения по скорости меняются в значительных пределах, даже незначительная неидентичность фазочастотных характеристик доплеровских фильтров будет обуславливать большой паразитный сдвиг фаз сигналов, поступающих на фазовый детектор, и вызывать большие погрешности пеленгования.

Квазинепрерывный режим излучения, характеризующийся излучением импульсов с малой скважностью, также позволяет осуществлять селекцию целей по скорости. Поэтому построение приемника моноимпульсной квазинепрерывной РЛС аналогично рассмотренному выше. Отличие состоит лишь в том, что при использовании квазинепрерывного режима излучения в приемник вводится стробирование усилителей промежуточной частоты по дальности. Требования к идентичности приемных каналов при этом остаются такими же, как и при непрерывном сигнале.

#### 4.6. МОНОИМПУЛЬСНАЯ СИСТЕМА С КОНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ

В рассматриваемой ниже моноимпульсной системе применяется два метода: моноимпульсный и конического сканирования. Основные преимущества такой системы заключаются, во-первых, в том, что в ней, как и в моноимпульсной системе, амплитудные флуктуации отраженного сигнала не оказывают заметного влияния на точность измерения угловых координат, а во-вторых, она требует меньше приемной аппаратуры (всего два канала), чем моноимпульсная система при достижении той же степени точности. Основными ее недостатками являются более низкий темп выдачи информации и сложность реализации антенны, которая сможет обеспечить требуемое сканирование двух лучей одновременно.

Суть нового метода [100] (рис. 4.20) состоит в том, что вместо одного приемного луча (при коническом сканировании) требуется два приемных луча. В этом случае отраженные от цели сигналы  $E_1$  и  $E_2$ , которые попадают в соответствующие лучи, модулируются как за счет флуктуаций целей, так и за счет сканирования лучей.

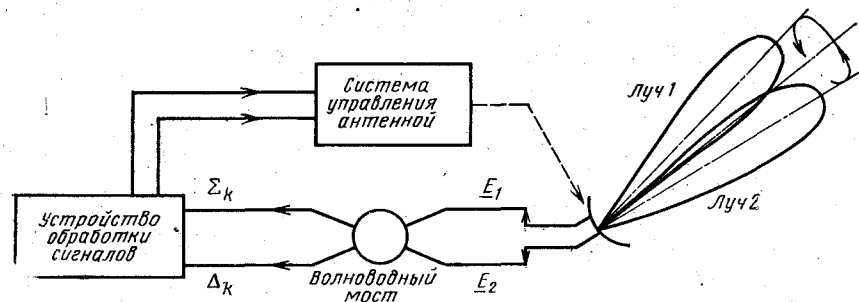


Рис. 4.20. Упрощенная схема моноимпульсной системы с коническим сканированием

Флуктуации в равной степени влияют на  $E_1$  и  $E_2$ . Коэффициенты модуляции в  $E_1$  и  $E_2$ , связанные со сканированием, сходны с коэффициентами, которые достигаются в том случае, когда два луча рассматриваются в отдельности как лучи конического сканирования. Если две диаграммы направленности идентичны, за исключением того, что одна отстает от другой на  $1/2$  периода сканирования, тогда два коэффициента модуляции будут одинаковыми, за исключением относительного сдвига на  $1/2$  периода сканирования.

Каждый из сигналов  $E_1$  и  $E_2$  может применяться для сопровождения по угловым координатам при обработке информации методами конического сканирования. Однако при использовании обоих выходов имеется возможность обеспечения независимости от амплитудных флуктуаций. Основная идея сводится к получению отношения двух сигналов, каждый из которых представляет собой функции  $E_1$  и  $E_2$ , так что общий коэффициент, обусловленный флуктуациями, исчезает. Обработка сигналов в приемнике осуществляется с помощью как моноимпульсных методов, так и методов конического сканирования. Получающиеся в результате обработки два сигнала ошибки пропорциональны величинам углов отклонения цели от равносигнального направления. Как будет показано ниже, эти сигналы ошибок образуются на основе использования методов конического сканирования. Таким образом, для измерения угловых координат в такой системе необходимо излучение последовательности импульсов и, следовательно, невозможно определить угловые координаты по одному импульсу, как в моноимпульсной системе.

На рис. 4.21 [100] показана структурная схема одного из возможных вариантов системы, в которой применяется моноимпульсный метод в сочетании с коническим сканированием, причем вначале выполняются операции по моноимпульсной обработке сигналов, а затем операции по обработке сигналов, связанные с коническим сканированием. В такой системе вопрос о том, как реализовать два независимых сканирующих луча, еще не нашел

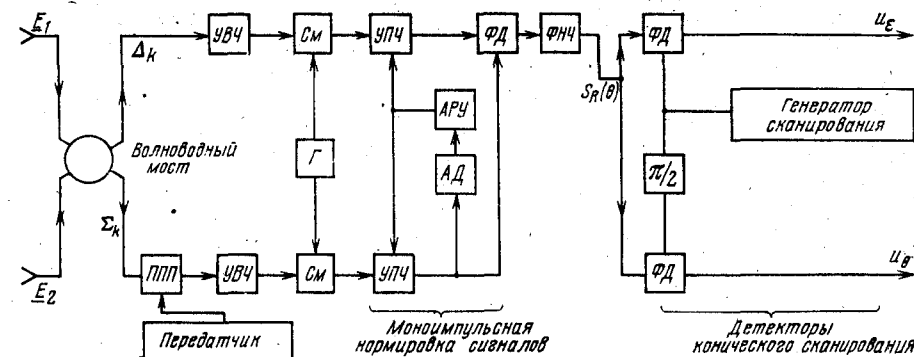


Рис. 4.21. Структурная схема возможного варианта моноимпульсной системы с коническим сканированием

практического решения и остается открытым. Сумма  $\Sigma_k$  и разность  $\Delta_k$  двух сигналов  $E_1$  и  $E_2$  первоначально получают с помощью волноводного моста. Затем отношение  $S(\theta)$  разностного сигнала к суммарному формируется, как в обычном моноимпульсном приемнике (см. гл. 1). На рис. 4.22 [100] приведена упрощенная схема, показывающая основные операции, выполняемые в такой системе.

Сигнал на выходе передатчика запишем в следующем виде:

$$u_n = A_n(t) \exp i(\omega t + \varphi_n), \quad (4.49)$$

где  $\omega$  — угловая частота РЛС;  $\varphi_n$  — произвольный фазовый угол.

В формуле (4.49)  $A_n(t)$  представляет группу видеоимпульсов длительностью  $\tau_c$ . Период повторения импульсов  $T_n$ .

Диаграммы направленности будем считать осесимметричными, тогда они становятся функциями только угла смещения цели от линии максимума луча  $\theta$ . Обозначив диаграммы направленности  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$ , можем записать выражения для суммарного и разностного сигналов

$$\begin{aligned} u_{\Sigma k} &= k_n [F_1(\theta) + F_2(\theta)]^2 A_n(t - t_3) \exp i[\omega t + \varphi_n + \psi(t)], \\ u_{\Delta k} &= k_n [F_1(\theta) + F_2(\theta)] [F_1(\theta) - F_2(\theta)] \times \\ &\quad \times A_n(t - t_3) \exp i[\omega t + \varphi_n + \psi(t)], \end{aligned} \quad (4.50)$$

где  $\psi(t)$  — фазовый угол, связанный с целью и учитывающий фазовые флуктуации цели;  $t_3$  — временная задержка;  $k_n$  — коэффициент пропорциональности, который определяется как амплитудными флуктуациями цели, так и коэффициентами в уравнении дальности радиолокации.

Тогда отношение разностного сигнала к суммарному будет

$$S(\theta) = \frac{u_{\Delta k}}{u_{\Sigma k}} = \left\{ \frac{F_1(\theta) - F_2(\theta)}{F_1(\theta) + F_2(\theta)} \right\} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{rect} \left[ \frac{(t - t_3 - k_n T_n)}{\tau_c} \right] \right\}, \quad (4.51)$$

$$\text{rect}(t/\tau_c) = \begin{cases} 1, & |t| < \tau_c/2, \\ 0, & |t| > \tau_c/2. \end{cases}$$

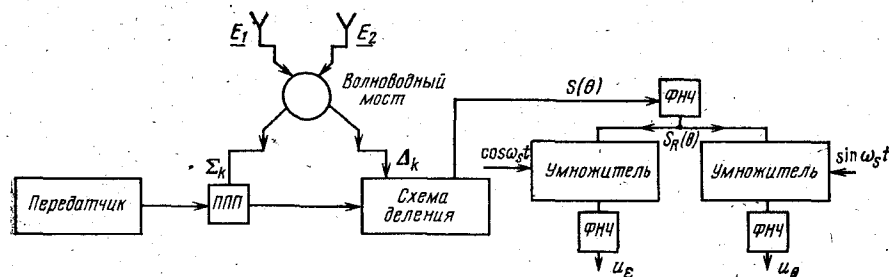


Рис. 4.22. Упрощенная схема, показывающая основные операции, выполняемые в моноимпульсной системе с коническим сканированием

Второй, взятый в фигурные скобки, сомножитель в выражении (4.51) представляет периодическую последовательность прямоугольных импульсов, повторяющихся с периодом зондирующих импульсов  $T_n$ , тогда как первый сомножитель представляет функцию модуляции, обусловленную сканированием лучей.

Преобразование Фурье для  $S(\theta)$  будет состоять из спектров функции модуляции на частотах

$$kf_n = k \frac{1}{T_n}, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Для таких сигналов функция модуляции может быть выделена на выходе фильтра нижних частот, если частота  $f_n$  будет не меньше, чем удвоенная ширина спектра функции модуляции.

На практике частота повторения импульсов бывает значительно выше частоты сканирования  $f_n \gg f_s$ , так что можно использовать фильтр нижних частот (ФНЧ) для сглаживания амплитудно-модулированной импульсной последовательности и получения отношения  $S(\theta)$ . Таким образом, если ширина полосы ФНЧ (рис. 4.22) будет равна примерно  $f_n/2$ , то отношение разностного сигнала к суммарному будет приближенно определяться следующим выражением:

$$S_R(\theta) = \frac{\tau_c}{T_n} \left[ \frac{F_1(\theta) - F_2(\theta)}{F_1(\theta) + F_2(\theta)} \right] \quad (4.52)$$

$S_R(\theta)$  является также приближенно периодической функцией с угловой частотой  $\omega_s = 2\pi f_s$ . Тогда умножитель и ФНЧ (рис. 4.22) будут функционировать как синхронные детекторы, действующие на член ряда Фурье, имеющий угловую частоту  $\omega_s$ . Следовательно,  $u_\epsilon$  и  $u_\theta$  будут пропорциональны коэффициентам рядов Фурье из «косинусов» и «синусов», соответствующим угловой частоте  $\omega_s$ :

$$\left. \begin{matrix} u_\epsilon \\ u_\theta \end{matrix} \right\} = \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} S_R(\theta) \begin{Bmatrix} \cos \omega_s t \\ \sin \omega_s t \end{Bmatrix} dt, \quad (4.53)$$

где  $T_s = 1/f_s$ .

Вычисление  $u_\epsilon$  и  $u_\theta$  с помощью выражения (4.53) производится обычно на ЭВМ после выбора соответствующей аппроксимации диаграмм направленности.

Таким образом, в рассматриваемой системе, в принципе, можно устранить амплитудные флуктуации отраженного сигнала. При этом сигналы угловых ошибок определяются с помощью выражения (4.53). Однако сложность реализации антенны, которая сможет обеспечить требуемое сканирование двух лучей одновременно, является основной причиной, задерживающей создание таких систем [100].

## Глава 5

### РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ И ПЕЛЕНГАЦИОННАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС ПО УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ

#### 5.1. ПОНЯТИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПО УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ

Под угловой разрешающей способностью понимается способность РЛС измерять угловые координаты близко расположенных источников сигналов, не селектируемых по другим параметрам (времени, частоте, поляризации и т. д.). Количественно она оценивается минимальным угловым расстоянием между источниками сигналов, при котором еще возможно раздельное измерение угловых координат с требуемой точностью. Вопросам разрешения посвящено большое число работ, но до сих пор нет общепринятого показателя разрешающей способности, что порождает различные ее количественные оценки для конкретных систем и возникновение противоречивых суждений у специалистов [45, 101].

По критерию Рэлея, сформулированному применительно к оптическим системам, изображения двух близко расположенных источников некогерентных сигналов можно считать раздельными, если максимум яркости изображения (центр дифракционного пятна) одного из них совпадает с первым нулем яркости изображения (с первым дифракционным минимумом) второго источника. При этом предполагается, что источники сигналов точечные с равными интенсивностями (амплитудами), число их равно двум и мешающие источники сигналов отсутствуют.

В соответствии с критерием Рэлея, разрешение источников сигналов наступает тогда, когда угловое расстояние между ними достигает значения

$$\delta\theta = 1,22 \lambda/d,$$

где  $\lambda$  — длина световой волны;  $d$  — диаметр объектива прибора.



Критерий разрешения Рэлея прост и достаточно объективен, поэтому он использовался не только в оптике, но и в радиолокации при решении одномерных и двумерных задач. Разновидностью этого критерия можно считать оценку угловой разрешающей способности по ширине автокорреляционной функции входных сигналов вида

$$\Psi(\Delta\theta) = \operatorname{Re} \left[ \int_0^T \underline{E}_0(t, \theta) \underline{E}_0^*(t, \theta + \Delta\theta) dt \right],$$

где  $\underline{E}_0(t, \theta)$  — входной сигнал первой цели;  $\underline{E}_0(t, \theta + \Delta\theta)$  — входной сигнал второй цели;  $\theta, \theta + \Delta\theta$  — угловые координаты целей;  $T$  — период наблюдения.

В процессе пеленгации парной цели на входе приемника будет по крайней мере два сигнала, разрешение которых зависит от относительной энергии сигналов и от степени их перекрытия по разрешаемому (по углу в рассматриваемом случае) параметру. Очевидно, чем меньше перекрытие сигналов на входе измерителя по разрешаемому параметру, тем больше возможность раздельного сопровождения каждой цели по данному параметру, тем выше будет разрешающая способность РЛС. Все это обуславливает возможность оценки угловой разрешающей способности по ширине автокорреляционной функции, поскольку эта функция определяет степень связи сигналов по интересующему параметру.

Анализ показывает [21], что для системы с колоколообразной формой ДН

$$\Psi(\Delta\theta) = 2 E_x \exp(-\gamma_0^2 \Delta\theta^2 / 2),$$

где  $E_{oc}$  — энергия высокочастотного сигнала заданной формы;  $\gamma_0$  — коэффициент, характеризующий ширину ДН, равный  $1,66/\theta_{0,5}$ ;  $\Delta\theta$  — угловое расстояние между целями в пространстве.

Вид  $\Psi(\Delta\theta)$  представлен на рис. 5.1.

Если за разрешение целей условно принять ширину автокорреляционной функции входных сигналов на уровне 0,5 относительно ее максимального значения, то

$$\delta\theta = 1,4 \theta_{0,5}.$$

Получена прямая зависимость между шириной автокорреляционной функции принимаемых сигналов и шириной диаграммы направленности антенны РЛС.

Ширину автокорреляционной функции сигналов разрешаемых целей, отсчитанную на уровне 0,5 от максимума, часто принимают за потенциальную разрешающую способность. Это условие привлекает своей простотой и наглядностью, хотя в большинстве реальных ситуаций, как показано далее, не дает точных решений.

Произведем оценку разрешающей способности моноимпульсных РЛС и сравним ее с разрешающей способностью одноканальных РЛС с коническим сканированием луча.

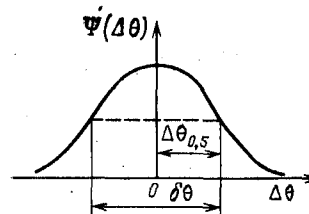


Рис. 5.1. Вид автокорреляционной функции огибающей сигнала

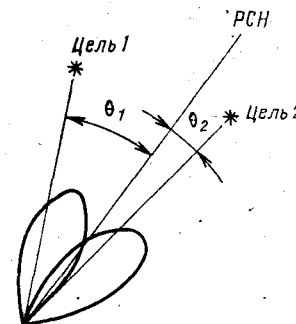


Рис. 5.2. Геометрия углов при пеленговании двух точечных целей

## 5.2. РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС ПО УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ

Рассмотрение разрешающей способности проведем вначале без учета флуктуаций принимаемых сигналов и шумов приемника применительно к двум типам наиболее распространенных моноимпульсных систем пеленгации в одной плоскости.

### 1. Амплитудная суммарно-разностная моноимпульсная система пеленгации в одной плоскости

В этом случае отраженные сигналы от двух точечных целей (рис. 5.2) для первого и второго приемных каналов могут быть представлены в комплексном виде:

$$\underline{E}_1(t, \theta) = E_{m1} F(\theta_0 - \theta_1) \exp i \omega t + E_{m2} F(\theta_0 - \theta_2) \exp i(\omega t + \alpha),$$

$$\underline{E}_2(t, \theta) = E_{m1} F(\theta_0 + \theta_1) \exp i \omega t + E_{m2} F(\theta_0 + \theta_2) \exp i(\omega t + \alpha),$$

где  $F(\theta_0 - \theta)$  и  $F(\theta_0 + \theta)$  — ДН антенн соответствующих приемных каналов;  $\theta_0$  — угол отклонения максимума ДН от равносигнального направления;  $\theta_{1,2}$  — угловые положения первого и второго источника сигналов относительно равносигнального направления (рис. 5.2);  $E_{m1,2}$  — амплитуда отраженных сигналов от целей 1 и 2;  $\alpha$  — фазовый сдвиг, обусловленный разностью расстояний до целей.

При суммарно-разностной обработке сигналов на выходе идентичных по характеристикам приемных каналов с точностью до постоянного коэффициента соответственно получим [21]

$$\underline{u}_c(t, \theta) = \frac{E_{m1}}{\sqrt{2}} [F(\theta_0 - \theta_1) + F(\theta_0 + \theta_1)] \exp i \omega_{np} t + \frac{E_{m2}}{\sqrt{2}} [F(\theta_0 - \theta_2) + F(\theta_0 + \theta_2)] \exp i(\omega_{np} t + \alpha),$$

$$\underline{u}_p(t, \theta) = \frac{E_{m1}}{\sqrt{2}} [F(\theta_0 - \theta_1) - F(\theta_0 + \theta_1)] \exp i \omega_{np} t +$$

$$+\frac{E_{m2}}{\sqrt{2}}[F(\theta_0-\theta_2)-F(\theta_0+\theta_2)]\exp i(\omega_{np}t+\alpha).$$

На выходе фазового детектора умножающего типа с учетом нормализации сигнала по амплитуде с помощью быстродействующей системы АРУ и его усреднения сигнал ошибки может быть определен выражением

$$S(\theta) = \frac{\operatorname{Re} u_c(t, \theta) u_p^*(t, \theta)}{u_c(t, \theta) u_c^*(t, \theta)} \quad (5.1)$$

Подставляя в (5.1), после преобразования получаем

$$S(\theta) = \frac{E_{m1}^2 W_1 + 2 E_{m1} E_{m2} W_2 - 2 E_{m1} E_{m2} W_3 + E_{m2}^2 W_4}{E_{m1}^2 W_5 + 2 E_{m1} E_{m2} W_6 + E_{m2}^2 W_7}, \quad (5.2)$$

где  $W_1 = F^2(\theta_0 - \theta_1) - F^2(\theta_0 + \theta_1)$ ,  $W_2 = F(\theta_0 - \theta_1) F(\theta_0 - \theta_2) \cos \alpha$ ,  
 $W_3 = F(\theta_0 + \theta_1) F(\theta_0 + \theta_2) \cos \alpha$ ,  $W_4 = F^2(\theta_0 - \theta_2) - F^2(\theta_0 + \theta_2)$ ,  
 $W_5 = [F(\theta_0 - \theta_1) + F(\theta_0 + \theta_1)]^2$ ,  $W_6 = [F(\theta_0 - \theta_1) + F(\theta_0 + \theta_1)] \times$   
 $\times [F(\theta_0 - \theta_2) + F(\theta_0 + \theta_2)] \cos \alpha$ ,  $W_7 = [F(\theta_0 - \theta_2) + F(\theta_0 + \theta_2)]^2$ .

В реальных условиях фазовый сдвиг  $\alpha$  меняется сравнительно быстро во времени даже тогда, когда взаимные перемещения целей малы, и система АРУ по отношению к этим изменениям достаточно инерционна. Вследствие этого фильтр нижних частот на выходе фазового детектора и в цепи АРУ отфильтровывает все составляющие сигнала, образованные членами выражения (5.2), содержащими  $\cos \alpha$ . Это позволяет представить пеленгационную характеристику при наличии в луче парной цели в упрощенном виде:

$$S(\theta) = \frac{[F^2(\theta_0 - \theta_1) - F^2(\theta_0 + \theta_1)] + a^2 [F^2(\theta_0 - \theta_2) - F^2(\theta_0 + \theta_2)]}{[F^2(\theta_0 - \theta_1) + F^2(\theta_0 + \theta_1)] + a^2 [F^2(\theta_0 - \theta_2) + F^2(\theta_0 + \theta_2)]}, \quad (5.3)$$

где  $a = E_{m2}/E_{m1}$ .

Приравняв числитель нулю, можно найти условие пеленгования двух точечных целей. Нетрудно заметить, что в этом случае РЛС будет отслеживать энергетический центр источников, и равносигнальное направление будет ближе к направлению на источник, мощность которого больше.

Наибольший интерес представляет случай, когда одна из целей, например 1, расположена под малым углом  $\theta = \Delta\theta$  к равносигнальному направлению, что соответствует условию разрешения целей. При этом

$$F(\theta_0 \pm \theta_1) \approx F(\theta_0) (1 \mp \mu \Delta\theta), \quad (5.4)$$

где  $\mu$  — пеленгационная чувствительность, соответствующая линейной части пеленгационной характеристики при пеленговании одиночной цели

$$\mu = \frac{1}{F(\theta_0)} \left. \frac{dF(\theta_0 \pm \theta_1)}{d\theta_1} \right|_{\theta_1=0},$$

Подставляя (5.4) в (5.3), после элементарных преобразований получаем

$$S(\theta) = \frac{\mu \Delta\theta + a^2 \left[ \frac{F^2(\theta_0 - \theta_2) - F^2(\theta_0 + \theta_2)}{4F^2(\theta_0)} \right]}{1 + a^2 \left[ \frac{F(\theta_0 - \theta_2) + F(\theta_0 + \theta_2)}{2F(\theta_0)} \right]^2}.$$

Поскольку разрешение целей обычно наступает при угловых расстояниях, превышающих ширину диаграмм направленности, а угловые погрешности пеленгования разрешенной цели в нормальных условиях не превышают десятой доли ширины диаграммы направленности, можно принять  $\theta_2 \gg \Delta\theta$  и функцию  $F(\theta_0 \pm \theta_2)$  в первом приближении считать не зависящей от  $\Delta\theta$ . Тогда значение пеленгационной чувствительности в рабочей точке может быть представлено следующим выражением:

$$\mu' = \left. \frac{dS(\theta)}{d\Delta\theta} \right|_{\Delta\theta=0} = \mu / \left\{ 1 + \left[ a \frac{F(\theta_0 - \theta_2) + F(\theta_0 + \theta_2)}{2F(\theta_0)} \right]^2 \right\},$$

откуда следует

$$\frac{\mu - \mu'}{\mu'} = a^2 \left[ \frac{F(\theta_0 - \theta_2) + F(\theta_0 + \theta_2)}{2F(\theta_0)} \right]^2, \quad (5.5)$$

Формула (5.5) позволяет оценить изменение пеленгационной чувствительности за счет влияния мешающей цели, расположенной под углом  $\theta_2$  к пеленгуемой цели.

Приравняв  $S(\theta)$  нулю, можем найти погрешность пеленгования

$$\mu \Delta\theta + a^2 \frac{F^2(\theta_0 - \theta_2) - F^2(\theta_0 + \theta_2)}{4F^2(\theta_0)} = 0,$$

откуда

$$\Delta\theta = -\frac{a^2}{\mu} \frac{F^2(\theta_0 - \theta_2) + F^2(\theta_0 + \theta_2)}{4F^2(\theta_0)}. \quad (5.6)$$

Выражения (5.5) и (5.6) показывают, что влияние второй цели сказывается в изменении пеленгационной чувствительности и появлении погрешности пеленгования выбранной цели. Пользуясь этими выражениями, можно определить условия разрешения целей.

На рис. 5.3 представлены нормированные значения  $\delta\theta_a$ ,  $\delta\mu_a$ , рассчитанные по формулам (5.5) и (5.6) при аппроксимации ДН антенн функцией [43]:

$$F(\theta) = \frac{1}{2} \frac{\sin k_\lambda 0,5 d_\pi \theta}{k_\lambda 0,5 d_\pi \theta},$$

где  $d_\pi$  — диаметр параболоида антенны.

Угол наклона лучей  $\theta_0$  при этом определяем из уравнения

$$k_\lambda 0,5 d_\pi \theta_0 = 0,5 \pi.$$

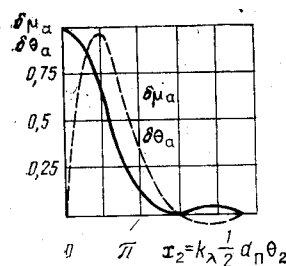


Рис. 5.3. Изменение пеленгационной чувствительности  $\delta\mu_a$  и угловой ошибки пеленгации  $\delta\theta_a$  амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной РЛС из-за мешающей цели

На рисунке принята следующая нормировка зависимостей

$$\delta\theta_a = \frac{\Delta\theta}{a^2/(k_\lambda 0,5 d_n)}, \quad \delta\mu_a = \frac{\mu - \mu'}{\mu'} \frac{1}{a^2}.$$

При принятой аппроксимации ширина ДН по уровню 3 дБ равна  $\theta_{0,5} = \lambda/d_n$  и  $\theta_0 = \theta_{0,5}/2$ .

Из рис. 5.3 видно, что при увеличении угла  $\theta_2$  нормированная пеленгационная чувствительность падает и достигает нуля при  $x_2 = k_\lambda d_n \theta_2 / 2 = 3\pi/2$ , что соответствует  $\theta_2 = 1,5\theta_{0,5}$ . При  $x_2 = \pi/2$  ( $\theta_2 = \theta_0$ ) погрешность пеленгования максимальна и при  $a=1$  достигает значения  $\Delta\theta = 0,6\theta_0$ , что соответствует погрешности, равной примерно полуширине угла между источниками сигналов. Дальнейшее увеличение  $\theta_2$  приводит к уменьшению погрешности пеленгования до нуля при  $\theta_2 = 1,5\theta_{0,5}$ . Отсюда следует, что полное разрешение целей в рассматриваемом случае наступает при угловом расстоянии, равном примерно  $1,5\theta_{0,5}$ . Это близко к условию разрешения целей с учетом ширины корреляционной функции.

Естественно, если выбрать менее жесткий критерий разрешения, то требования к разнесению целей для их разрешения соответственно снизятся.

## 2. Фазовая суммарно-разностная моноимпульсная система пеленгации в одной плоскости

Анализ, выполненный в соответствии с изложенной выше методикой, показал, что в фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системе при наличии мешающего источника также возникают изменения пеленгационной чувствительности системы и угловые погрешности, значения которых можно рассчитать соответственно по формулам [21, 43]:

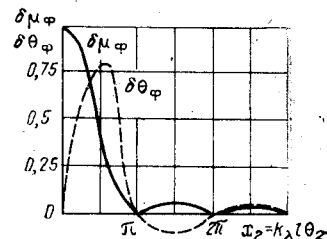
$$\delta\theta_\phi = \frac{\Delta\theta}{a^2/(k_\lambda l)} = \frac{F^2(\theta_2)}{F^2(0)} \sin(k_\lambda l \sin \theta_2), \quad (5.7)$$

$$\delta\mu_\phi = \frac{\mu - \mu'}{\mu' a^2} = \frac{F^2(\theta_2)}{F^2(0)} \cos^2(k_\lambda l \sin \theta_2). \quad (5.8)$$

На рис. 5.4 приведены нормированные зависимости пеленгационной чувствительности и значения угловых погрешностей фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы, рассчитанные по формулам (5.7), (5.8) при аппроксимации ДН функцией

$$F(0) = \frac{1}{2} \frac{\sin k_\lambda l 0/2}{k_\lambda l 0/2}.$$

Рис. 5.4. Изменение пеленгационной чувствительности  $\delta\mu_\phi$  и угловой ошибки пеленгации  $\delta\theta_\phi$  фазовой суммарно-разностной моноимпульсной РЛС из-за мешающей цели



Для простоты размеры антенн РЛС амплитудного и фазового типа принимались одинаковыми и равными  $d_n = 2l$ .

Сравнение расчетных данных, представленных на рис. 5.3 и 5.4, показывает, что РЛС амплитудного типа несколько более чувствительна к наличию мешающего сигнала соседней цели, находящейся внутри главного лепестка суммарной ДН, чем фазовая РЛС. Если мешающая цель находится за пределами главного лепестка суммарной ДН, то более чувствительной к мешающим целям оказывается РЛС фазового типа.

Анализ разрешающей способности моноимпульсных РЛС суммарно-разностного типа выполнен для режима приема. Если РЛС работает на прием и передачу, то амплитуды отраженных сигналов  $E_{m1}$ ,  $E_{m2}$  будут пропорциональны соответствующим диаграммам направленности на передачу. Это должно учитываться при определении пеленгационной характеристики  $S(\theta)$  и величин  $\Delta\theta$ ,  $\mu'$ .

В целях упрощения при анализе предполагалось, что одна из целей расположена под малым углом относительно равносигнального направления. В том случае, когда это условие не выполняется, анализ усложняется и при определении разрешающей способности РЛС бывает проще прибегать к графическому построению результирующих характеристик при различных угловых расстояниях между целями, задаваясь определенными аппроксимациями диаграмм направленности.

Как видно из уравнения (5.3), определяющими пеленгационную характеристику являются суммы разностных и суммарных диаграмм по каждому из источников сигналов, взятых с весовыми коэффициентами, равными отношению мощностей отраженных сигналов от соответствующих источников. Вычерчивая суммарные и разностные диаграммы в соответствующем масштабе (одну на кальке, другую на миллиметровке) и суммируя их при различных значениях углового расстояния между целями в соответствии с выражением, определяющим пеленгационную характеристику, можно в каждом интересующем случае построить графически результирующую пеленгационную характеристику и по ее поведению определить момент разрешения целей.

Графический метод отличается наглядностью и сравнительной простотой. Ниже рассматриваются результаты графического анализа разрешающей способности РЛС различных типов: амплитудной моноимпульсной, с парным переключением, с коническим сканированием и последовательным переключением ДН [21]. Парциальные диаграммы исследованных РЛС, представленные на рис. 5.5, аппроксимировались в области главного лепестка функ-

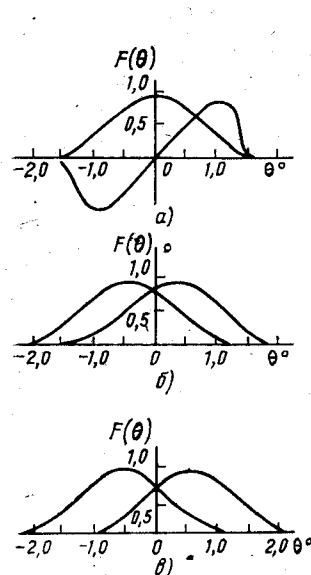


Рис. 5.5. Диаграммы направленности сравнимых координатных систем: а — моноимпульсная и с парным переключением диаграмм направленности антенны; б — с коническим сканированием луча; в — с последовательным переключением диаграмм направленности антенны

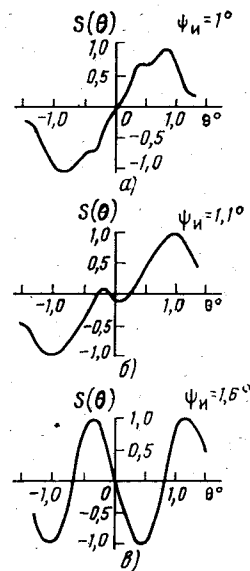


Рис. 5.6. Нормированные пеленгационные характеристики амплитудной суммарно-разностной системы при пеленгации парной цели для трех значений углового расстояния между целями  $\psi_H$ : а —  $1^\circ$ ; б —  $1.1^\circ$ ; в —  $1.6^\circ$

цией  $\cos^2 56; 250$ , где  $\theta$  — угол рассогласования в градусах. Ширина ДН на уровне 3 дБ при принятой аппроксимации равнялась  $1.2^\circ$ . При анализе предполагалось равенство амплитуд сигналов от целей ( $a=1$ ).

На рис. 5.6 приведены нормированные результирующие пеленгационные характеристики амплитудной моноимпульсной РЛС при приеме сигналов от парной цели для трех значений углового расстояния между целями. Из рисунка видно, что при угловом расстоянии  $\psi_H = 1^\circ$  РЛС не различает целей. В этом случае вид пеленгационной характеристики типичен для случая одиночной цели. Наличие второй цели в луче проявляется лишь в некотором искривлении пеленгационной характеристики в равносигнальном направлении.

При угловом расстоянии  $1.1^\circ$  появляется излом пеленгационной характеристики в области средней нулевой точки, что уже указывает на наличие двух целей в зоне облучения РЛС. Но при этом в области направления на каждую цель крутизна пеленгационной характеристики низка, что не обеспечивает возможности надежного сопровождения и определения точных координат целей. Только при  $\psi_H = 1.6^\circ$  в пеленгационной характеристике образуются две устойчивые точки с высокой крутизной, моноимпульсная РЛС

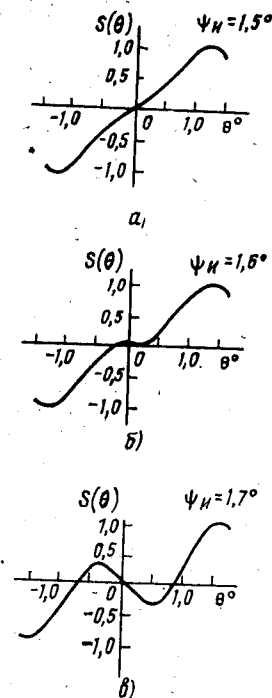


Рис. 5.7. Нормированные пеленгационные характеристики систем с парным переключением диаграмм направленности, с коническим сканированием и последовательным переключением диаграмм направленности антенны при пеленгации парной цели для трех значений углового расстояния между целями  $\psi_H$ : а —  $1.5^\circ$ ; б —  $1.6^\circ$ ; в —  $1.7^\circ$

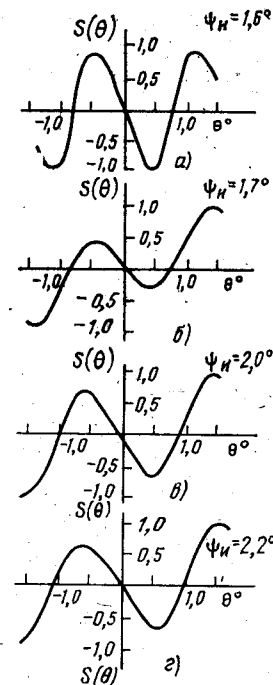


Рис. 5.8. Нормированные пеленгационные характеристики, соответствующие минимальным угловым расстояниям между целями, при которых обеспечивается точное сопровождение любой из целей: а — моноимпульсная система; б — система с парным переключением диаграмм направленности; в — система с коническим сканированием; г — система с последовательным переключением диаграмм направленности антенны

полностью различает две цели и может надежно сопровождать любую из них, выдавая точные угловые координаты. Поэтому угол  $1.6^\circ$ , равный  $1.330_{0.5}$ , в рассматриваемом случае можно принять за угол разрешения целей.

Аналогичная методика определения разрешающей способности применялась в отношении систем с парным и последовательным переключением ДН антенн, а также систем с коническим сканированием луча. Пеленгационные характеристики этих систем сходны между собой и приведены на рис. 5.7. Из рисунка видно, что при угловом расстоянии  $1.5^\circ$  ни одна из систем не разрешает целей. В этом случае все системы показывают на наличие одной цели вместо двух.

Таблица 5.1

| Тип РЛС                                        | $\Psi_{\text{кр}}$ | $\Psi_{\text{кр}}/\theta_{0,5}$ |
|------------------------------------------------|--------------------|---------------------------------|
| Моноимпульсная                                 | 1,6°               | 1,3                             |
| С парным переключением диаграмм направленности | 1,7°               | 1,4                             |
| С коническим сканированием                     | 2,0°               | 1,7                             |
| С последовательным переключением диаграмм      | 2,2°               | 1,8                             |

При угловом расстоянии 1,6° пеленгационная характеристика всех трех систем имеет область нулевой крутизны, охватывающую начало координат. Этот случай можно сравнить с пеленгованием одиночной цели радиолокационной станцией, имеющей большую область нечувствительности. При угловом расстоянии 1,7° пеленгационная характеристика указывает на наличие более чем одной цели, но разнос целей еще недостаточен для того, чтобы осуществить устойчивое раздельное автосопровождение любой из целей.

Пеленгационные характеристики исследованных РЛС при полном разрешении целей показаны на рис. 5.8. Сравнительные данные разрешающей способности исследованных станций приведены в табл. 5.1.

В таблице  $\Psi_{\text{кр}}$  — минимальное угловое расстояние между целями, при котором наступает их разрешение и обеспечивается возможность раздельного автосопровождения с погрешностями, не превышающими штатные. Последняя колонка таблицы содержит данные об углах разрешения, нормализованных по ширине диаграммы направленности РЛС на уровне 3 дБ.

Из приведенных данных видно, что между моноимпульсной системой и системой с парным переключением ДН разница по разрешающей способности невелика (менее 10%). Что касается РЛС с коническим сканированием и с последовательным переключением ДН, то по разрешающей способности они уступают указанным выше системам примерно на 30%.

Результаты приведенного анализа справедливы для случая, когда амплитуды сигналов пеленгуемых источников стабильны и на приеме сигналов не сказывается влияние различных помех.

Реальные условия работы РЛС часто характеризуются наличием различного рода помех случайного характера. К таким помехам относятся внутренние шумы приемника, шумовой фон естественного происхождения (тепловые и космиче-

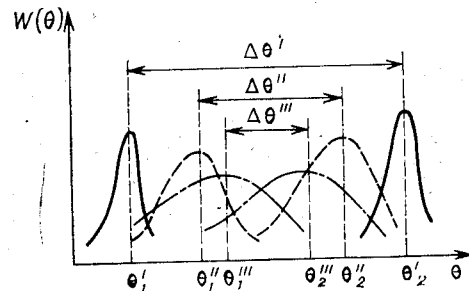


Рис. 5.9. Законы распределения плотности вероятности оценок параметра двух сигналов при различных расстояниях между сигналами по этому параметру

ские шумы, отражения от местных предметов и земной поверхности и т. д.). Большое влияние при этом оказывают флуктуации сигналов разрешаемых целей. В соответствии с этим количественная характеристика разрешающей способности становится случайной и поэтому ее определение требует статистического подхода. На рис. 5.9 приведены законы распределения плотности вероятности оценок параметра  $\theta$  двух сигналов при различных расстояниях между сигналами по этому параметру [45]. Из рисунка следует, что разрешающую способность можно оценить, задавшись некоторым значением погрешностей измерения. Например, можно принять, что цели разрешаются, если сумма среднеквадратических погрешностей измерения параметров  $\theta_1$  и  $\theta_2$  меньше модуля разности математических ожиданий измеряемых параметров, т. е.

$$\sigma_{\theta_1} + \sigma_{\theta_2} \leq |\theta_1 - \theta_2|.$$

Могут быть и другие условия.

Физически процесс оценки параметров сигналов, производимый обычно с помощью счетно-решающего устройства, представляет собой последовательное выполнение операций:

- разделения сигналов по энергетическим параметрам;
- выделения (селекции) сигналов, однозначно связанных с измеряемым параметром;
- измерения (оценки) параметров, по которым идет разрешение целей.

Основной проблемой выбора объективного критерия разрешающей способности является выбор уровня отсчета измеряемого параметра. Очевидно, разрешение сигналов наступит, если на выходе блока селекции системы выдаются сигналы с энергией, достаточной для нормального функционирования измерителя. Измерители обладают некоторой пороговой чувствительностью, характеризующейся минимальной энергией поступающего на его вход сигнала, при которой обеспечивается выполнение измерений с заданным качеством (вероятностью правильного обнаружения и ложной тревоги, точностью и т. п.). В соответствии с этим угловая разрешающая способность измерителя может быть определена как минимальное угловое расстояние между источниками, при котором мощность (энергия) сигналов этих источников, поступающих на вход измерителя, равна пороговой. При этом в качестве порога часто используется уровень внутренних шумов системы, поступающих на вход измерителя.

Если сигнал на входе измерителя ниже порогового уровня, то погрешности измерения резко увеличиваются. В следящих системах в этом случае может наступить срыв слежения, поскольку зависимость вероятности срыва от отношения помеха-сигнал носит ярко выраженный пороговый характер. Отсюда следует, для оценки угловой разрешающей способности РЛС необходимо определить мощность (энергию) сигнала на входе каждого односигнального измерителя и найти условия, при которых она будет равна пороговой.

Процесс разрешения по угловым координатам в соответствии с изложенной физической трактовкой тесно связан с процессом обнаружения. Учитывая статистический характер задачи обнаружения, при определении количественных характеристик разрешения по угловым координатам необходимо использовать законы распределения плотности вероятности сигналов и шумов на входах измерителей пеленгационной системы и рассчитывать вероятности правильного определения числа целей при заданной вероятности ложной тревоги. Поскольку априорное распределение плотности вероятности разрешаемых параметров сигналов обычно неизвестно и приходится принимать его равномерным, а в качестве помех чаще всего рассматривать внутренние шумы приемника с гауссовским законом распределения, наибольшее распространение при данных расчетах получил метод оценки по максимуму функции правдоподобия [45].

Таким образом, оценка разрешающей способности моноимпульсных РЛС при работе по групповым целям из-за случайных флуктуаций амплитудных соотношений принимаемых сигналов и влияния шумов представляет сложную статистическую задачу. В результате разрешающую способность по угловым координатам количественно можно выразить лишь в виде некоторой вероятностной величины.

На рис. 5.10 приведено распределение плотности вероятности направления систем сопровождения на каждую из двух целей при различных угловых расстояниях между ними, выраженных в долях ширины ДН антенны, и с учетом реальных флуктуаций амплитуды сигналов [21]. Эти данные показывают, что разделение двух целей возможно, если они разнесены на расстояние, соответствующее 0,85 ширины ДН антенны. Это примерно совпадает с моментом начала разрешения целей, полученного по описанной

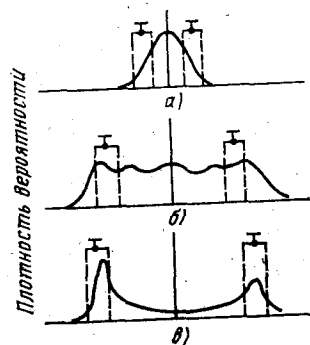


Рис. 5.10. Распределение вероятности направления антенны при сопровождении двух целей с различными угловыми расстояниями:

а)  $\psi_{\Sigma} = 0,3\theta_{0,5}$ ; б)  $\psi_{\Sigma} = 0,75\theta_{0,5}$ ; в)  $\psi_{\Sigma} = 0,85\theta_{0,5}$

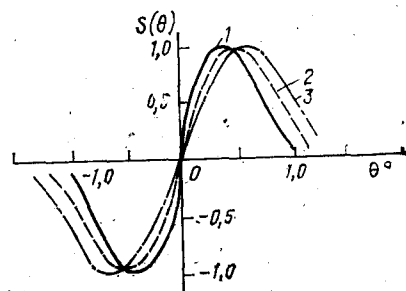


Рис. 5.11. Нормированные пеленгационные характеристики РЛС при пеленговании точечного источника:

1 — моноимпульсная система; 2 — система с последовательным и парным переключением диаграмм антенны; 3 — система с коническим сканированием

выше методике, когда при равенстве отраженных сигналов наличие двух целей уже можно определить, но еще нельзя осуществить их точное раздельное сопровождение в силу малой крутизны пеленгационной характеристики в рабочих точках. Боковые лепестки ДН ухудшают разрешающую способность по угловым координатам и могут являться причиной появления ложных целей.

### 5.3. ПЕЛЕНГАЦИОННАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ

Пеленгационная чувствительность, под которой понимается крутизна пеленгационной характеристики в рабочей точке, является, наряду с разрешающей способностью, важной характеристикой РЛС. На рис. 5.11 представлены нормированные пеленгационные характеристики при работе РЛС различных типов по точечным целям, полученные расчетным путем [21]. При расчетах принималось, что пеленгационные системы имеют одинаковые диаграммы направленности и равные отношения сигнал-шум приемников.

Сравнительные данные по пеленгационной чувствительности выбранных систем приведены в табл. 5.2. Нормировка проведена по значению крутизны амплитудной моноимпульсной системы суммарно-разностного типа.

Приведенные данные показывают, что моноимпульсная система при сравнительно небольших отношениях сигнал-шум обладает наибольшей пеленгационной чувствительностью, превышающей примерно в 2 раза пеленгационную чувствительность РЛС с коническим сканированием. Поскольку точность пеленгования при учете влияния внутренних шумов приемника (см. гл. 6) обратно пропорциональна крутизне пеленгационной характеристики, моноимпульсная система в указанных условиях обеспечивает наиболее высокую точность пеленгования.

В условиях сильного сигнала, когда отношение сигнал-шум достаточно велико и отвечает требованиям удовлетворительной работы системы автосопровождения цели, нет заметной разницы в пеленгационной чувствительности между моноимпульсными РЛС и рассмотренными системами.

Таблица 5.2

| Тип РЛС                             | Крутизна, 1/град | Нормированная крутизна |
|-------------------------------------|------------------|------------------------|
| Моноимпульсная суммарно-разностная  | 4,6              | 1                      |
| С последовательным переключением ДН | 3,3              | 0,72                   |
| С парным переключением ДН           | 3,1              | 0,67                   |
| С коническим сканированием ДН       | 2,7              | 0,59                   |

Таблица 5.3

| Тип углового дискриминатора                   | Метод пеленгования                |                                         |                                                        | Примечание                                                                                                                 |
|-----------------------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------------|--------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|                                               | амплитудный                       | фазовый                                 | комплексный                                            |                                                                                                                            |
| Амплитудный<br>Фазовый<br>Суммарно-разностный | $\mu_a$<br>$\mu_a$<br>0,5 $\mu_a$ | $\mu_\phi$<br>$\mu_\phi$<br>0,5 $\mu_a$ | $\mu_a$<br>$\mu_\phi$<br>0,5 $\mu_a$<br>0,5 $\mu_\phi$ | $\mu_a$ и $\mu_\phi$ — крутизна пеленгационной характеристики в РСН при амплитудном и фазовом пеленговании соответственно. |

В табл. 5.3 приведены сравнительные данные по пеленгационной чувствительности моноимпульсных РЛС различных типов [35]. Из таблицы видно, что моноимпульсные РЛС суммарно-разностного типа, независимо от используемого метода пеленгования, имеют пеленгационную чувствительность в 2 раза меньшую, чем моноимпульсные РЛС других типов. Но последнее не является свидетельством меньшей точности пеленгования суммарно-разностных моноимпульсных систем, поскольку не учитывается ряд важных факторов, определяющих точность.

Следует иметь в виду, что рассмотренные выше показатели пеленгационной чувствительности и разрешающей способности по угловым координатам не могут считаться вполне достаточным основанием для выбора наилучшей системы. Кроме указанных параметров, при выборе типа координаторной системы необходимо учитывать также чувствительность по дальности, сложности конструкции, помехозащищенность в отношении естественных и искусственных помех, тактические условия работы и ряд других параметров.

#### 5.4. МЕТОДЫ УВЕЛИЧЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС ПО УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ

Потребность в увеличении разрешающей способности возникает при работе по групповым целям, а также в условиях применения противником средств радиопротиводействия, например мерцающих помех и различных ложных целей, существенно усложняющих радиолокационную обстановку. Такая потребность возникает также при работе по низколетящим целям, когда начинает сказываться зеркальное отражение сигналов от Земли. Рассмотрим некоторые из методов увеличения разрешающей способности по угловым координатам.

##### 1. Увеличение размеров антенн и использование коротких волн

Поскольку разрешающая способность по угловым координатам обратно пропорциональна  $\theta_{0,5}$ , а  $\theta_{0,5} = \lambda/d_n$ , увеличение диаметра зеркала антенны  $d_n$  и уменьшение  $\lambda$  приводит к увеличению

разрешающей способности по угловым координатам. В соответствии с этим интенсивные разработки аппаратуры миллиметрового диапазона волн, наблюдаемые за рубежом в последние годы, частично объясняются именно стремлением увеличить разрешающую способность РЛС по направлению.

Увеличение разрешающей способности за счет увеличения раскрытия антенн не всегда приемлемо, так как связано с увеличением габаритов и массы антенной системы РЛС, и не всегда дает желаемый выигрыш. Так, например, при прохождении радиоволн в ионосфере возникают явления, существенно ограничивающие возможности такого пути увеличения разрешающей способности. Исследования показывают [106], что в результате прохождения плоской волны через ионосферу на входе приемника РЛС образуется сложная волна, состоящая из относительно плоской волны, обусловленной отражением или преломлением, и волны, обусловленной рассеянием в ионосфере в диапазоне углов, определяемом несколькими градусами. Результирующая волна не является плоской и флуктуирует по амплитуде и фазе с постоянными времени, зависящими от структуры и значений скорости сноса нерегулярностей ионосферы. В результате кажущееся направление на источник излучения отличается от действительного на некоторый постоянно изменяющийся угол. Исследования ионосферы в послевоенный период с помощью РЛС выявили при этом два вида флуктуаций: быстрые, период которых измеряется секундами, и медленные с периодом до нескольких минут. Медленные флуктуации вызывают в метровом диапазоне волн изменение угла прихода волны от десятых долей до единиц градусов. Указанные флуктуации являются серьезным ограничением разрешающей способности по направлению, поскольку увеличивают степень перекрытия принимаемых сигналов по параметру разрешения.

Если отношение отраженной энергии к рассеянной достаточно велико, разрешающая способность системы определяется шириной луча ДН антенны. Когда это отношение мало, доминирует составляющая, обусловленная рассеянием и имеющая угловой разброс. При этом, если два пеленгуемых источника разнесены на угол, равный нескольким градусам, то их угловые спектры взаимно перекрывают друг друга. Ширина угловых спектров, обусловленных рассеянием, может превышать ширину ДН антенны. Тогда разрешающая способность системы будет ограничиваться рассеянием ионосферы, а не размерами антенны.

Ширина спектров флуктуаций, обусловленных рассеянием, примерно в 100 раз больше ширины спектра флуктуаций отраженных сигналов. Поэтому возможна фильтрация составляющей сигнала, обусловленной рассеянием в ионосфере, методом, применяемым в импульсной радиолокации (при селекции движущихся целей). Это позволяет уменьшить уровень рассеянной энергии и тем самым увеличить отношение отраженной энергии к рассеянной на выходе приемника, а следовательно, и размеры антенны и получить выигрыш в разрешающей способности [106].



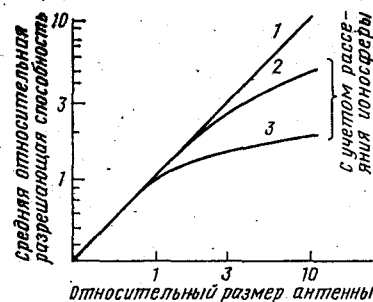


Рис. 5.12. Расчетные данные разрешения двух целей в зависимости от размеров антенны:

1 — при отсутствии рассеяния в ионосфере; 2 — при оптимальной обработке сигналов; 3 — без оптимальной обработки сигналов

по широкому диапазону значений параметров, характеризующих состояние ионосферы и свойства цели. В этом случае при усреднении изменений отношения энергий отраженной и рассеянной волн в пределах 20 дБ и изменений ЭПР цели в пределах 40 дБ увеличение размеров антенны в 3 раза (по сравнению с эталонной) приводит к увеличению разрешающей способности по азимуту в 2,5 раза, а при увеличении размеров антенны в 10 раз выигрыш разрешающей способности увеличивается в 5 раз [106].

## 2. Схемные методы

В последнее время уделяется большое внимание разработке схемных путей решения проблемы увеличения разрешающей способности РЛС по угловым координатам, и в последнем моноимпульсные РЛС обладают определенными преимуществами перед другими типами систем пеленгования. Моноимпульсные системы пеленгования не только обладают повышенной угловой разрешающей способностью по сравнению с одноканальными системами, но также при определенных условиях позволяют осуществить разрешение целей, находящихся в пределах луча антенны РЛС. Такая возможность обуславливается использованием в моноимпульсных РЛС многоканального приема, позволяющего получить дополнительную информацию о цели.

Как известно, неразрешение целей по угловым координатам может на РЛС проявляться двояко. В том случае, когда отраженные сигналы от целей одинаковы по уровню, равносигнальное направление РЛС будет устанавливаться в направлении к точке, расположенной посередине между целями. Если при этом имеют место низкочастотные флуктуации отраженных сигналов и временами от одной цели приходит более сильный сигнал, чем от другой, равносигнальное направление будет перемещаться в соответ-

ствии с изменениями уровней сигналов от одной цели к другой. В обоих случаях РЛС не сможет правильно указать местоположение цели, поэтому полет самолетов группами рассматривается как один из методов противодействия системам наведения управляемых ракет с радиолокационными головками самонаведения [21].

Поскольку в реальных условиях отраженные сигналы флуктуируют, то один из способов схемного решения проблемы разрешения целей в группе основывается на стробировании по углу.

## 3. Метод стробирования по углу

Сущность этого метода заключается в загроблении угломерной следящей системы по отношению к сигналам ошибки, возникающим в момент прихода более сильного сигнала с другого направления, и сопровождении только выбранной цели. Осуществление принципа стробирования возможно благодаря тому, что флуктуации отраженных от целей сигналов приводят к быстрым изменениям сигнала ошибки. Изменение сигнала ошибки при слежении за одиночной целью — более медленный процесс, поэтому можно в системе установить определенный порог срабатывания системы отработки угловой информации с тем, чтобы не реагировать на сигналы угловых ошибок от других целей, превышающие данный порог.

Структурная схема одного из вариантов моноимпульсной системы, использующей изложенный принцип разрешения целей в группе, представлена на рис. 5.13. В системе используются линзовая с четырьмя рупорными облучателями антенна и два передатчика, работающих на разнесенных частотах или на одной частоте, но со сдвигом во времени. Необходимо отметить, что разнос частот передатчиков не должен быть слишком велик, поскольку отражающие способности целей зависят от частоты и это может сказаться на логической связи между сигналами ошибки. В этом отношении использование передатчиков на одной и той же частоте, но работающих со сдвигом во времени, более выгодно. При этом можно использовать один приемник вместо двух. Недостатком метода разнеса сигналов по времени является усложнение измерения расстояния до цели, так как в этом случае вводится дополнительная неоднозначность.

Благодаря частотному или временному сдвигу сигналов передатчиков в приемной системе формируется два независимых напряжения сигнала ошибки, каждое из которых содержит информацию о местоположении групповой цели.

Для простоты рассмотрим устройство системы пеленгования в одной плоскости. Как видно из рисунка, ДН антенны рассматриваемой системы состоит из двух раздельных диаграмм, смещенных относительно оси антенны на равные углы и сформированных двумя облучателями, каждый из которых возбуждается отдельными передатчиками (А или В). Наличие двух раздельных диаграмм позволяет облучать цели, расположенные по разные стороны от

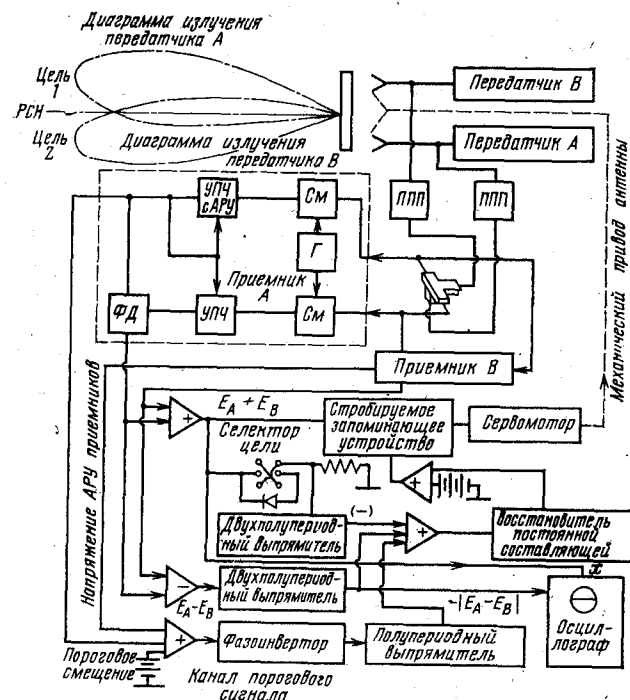


Рис. 5.13. Структурная схема моноимпульсной РЛС с повышенной разрешающей способностью

равносигнального направления, преимущественно сигналами разных передатчиков, что обеспечивает получение дополнительной информации о положении целей при приеме отраженных сигналов.

Для приема и соответствующей обработки отраженных сигналов предусмотрено два отдельных приемника. Приемники аналогичны по устройству, поэтому на рисунке более подробно представлен один из них (приемник А). Сигналы с выхода антенны через переключатели прием — передача поступают на двойной балансный мост, где проходят суммарно-разностную обработку, типичную для амплитудных суммарно-разностных моноимпульсных систем.

На входе соответствующих приемников образуются суммарные и разностные сигналы, которые далее преобразуются по частоте, усиливаются в УПЧ, нормируются с помощью системы АРУ по суммарным сигналам и сравниваются на фазовом детекторе. Получающиеся на выходе каждого приемника сигналы поступают на общие суммирующие и вычитающие устройства и используются для селекции целей. Математический анализ работы устройства показывает [21], что при идентичных приемных каналах и коэффициентах преобразования в фазовом детекторе на выходах приемников формируются сигналы ошибки, равные по значению и

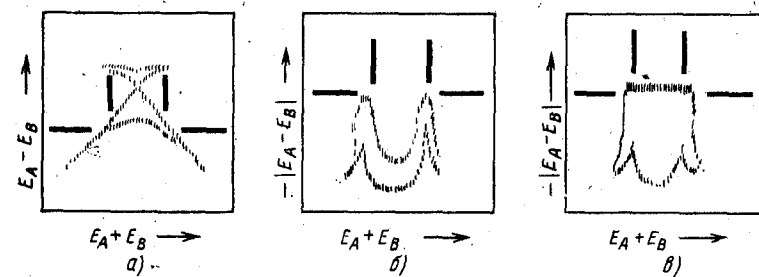


Рис. 5.14. Изображение на экране индикатора: а — при пеленговании парной цели (первоначальный вариант системы); б — при пеленговании парной цели (улучшенный вариант системы); в — при пеленговании группы из трех целей

знаку при пеленговании одиночной цели и равные по значению, но противоположные по знаку, при пеленговании парной цели. В результате на разностном выходе рассматриваемой моноимпульсной системы при наличии в зоне пеленгования одиночной цели получается нулевой сигнал, что может служить критерием наличия в зондируемом пространстве только одной цели. При наличии в не разрешаемом радиолокатором объеме пространства двух и более целей равенство нулю сигнала на выходе системы становится невыполнимым, что также может быть критерием наличия в зоне пеленгования двух и более целей.

Для индикации воздушной обстановки в зоне действия системы пеленгования в режиме поиска разность сигналов ошибки с выходов приемников  $\Delta S(\theta) = S_A(\theta) - S_B(\theta)$  подается на вход вертикальной развертки электронно-лучевого индикатора, а их сумма  $S_A(\theta) + S_B(\theta)$  — на вход горизонтальной развертки. Изображение, получающееся при этом на экране индикатора, показано на рис. 5.14,а. Точки пересечения линии горизонтальной развертки с параболической огибающей изображения, соответствующие нулевым значениям разностного сигнала  $\Delta S(\theta)$ , указывают местоположение каждой цели (на рисунке положение этих точек помечено жирными вертикальными линиями).

Если разностное напряжение сигнала ошибки предварительно подать на двухполупериодный выпрямитель, вырабатывающий отрицательное напряжение, то на экране индикатора изображение изменяется (рис. 5.14,б) и становится более удобным для определения местоположения целей и осуществления автоматического сопровождения любой из них. Если в группе три цели, то изображение на экране будет иметь вид, показанный на рис. 5.14,в. Внешние края осциллограммы отмечают крайние цели группы. Это позволяет оператору РЛС осуществлять автосопровождение этих целей.

При автоматическом сопровождении выбранной цели суммарный сигнал подается на сервомотор управления положением антенны через управляемое запоминающее устройство стробирования.

ния, осуществляющее блокировку входных сигналов, не соответствующих критерию разрешения, и пропускающего сигналы от выбранной цели. В рассматриваемой схеме РЛС стробирующее устройство отпирается положительными импульсами и запирается отрицательными, формируемыми при появлении нежелательных или помеховых сигналов ошибки. Одновременно стробирующее устройство обеспечивает запоминание прошедшего через него сигнала на определенный промежуток времени, что устраняет размыкание следящей системы в момент блокировки стробирующего устройства при формировании в приемном устройстве РЛС сигналов ошибки от нежелательной цели.

Как указывалось, критерием разрешения является равенство нулю разностного напряжения сигнала ошибки  $\Delta S(\theta)$ . В такие моменты времени суммарное напряжение сигнала ошибки может быть как положительным, так и отрицательным в зависимости от того, какая из целей является в этот момент более интенсивным источником сигналов. Поэтому выбор цели для автосопровождения осуществляется выбором рабочей полярности суммарного сигнала ошибки с помощью селектора цели, состоящего из переключателя и детектора, последовательно соединенного с входной нагрузкой двухполупериодного выпрямителя суммарного сигнала ошибки. В зависимости от положения переключателя меняется полярность включения детектора и полярность сигнала, пропускаемого через него.

Следует заметить, что рассмотренный способ схемного решения проблемы разрешения целей в группе не может обеспечить высоких точностей, например точностей, достижимых при сопровождении одиночных целей, так как основан на блокировании следящей системы на определенных интервалах времени, в течение которых антенна движется по «инерции». Тем не менее преимущество его и польза очевидны, особенно, как будет показано в гл. 8, при защите от определенных видов активных помех.

С точки зрения достижимой точности следует отдать предпочтение другому способу увеличения разрешения целей [45, 21], описанному ниже. Сущность данного способа увеличения разрешающей способности РЛС по угловым координатам сводится к функциональной обработке сигналов, принятых одновременно по нескольким независимым приемным каналам.

#### 4. Метод функциональной обработки сигналов

При наличии  $M$  источников результирующее поле в рассматриваемой точке пространства определяется известным выражением

$$E_{\Sigma} = \sum_{m=1}^M A_m \exp[-ik(x \cos \varepsilon_m \sin \theta_m + y \sin \varepsilon_m)], \quad (5.9)$$

где  $A_m = E_{0m} \exp i(\omega_m t + \varphi_{m0})$  — комплексная амплитуда сигнала от

$m$ -го источника;  $\omega_m, \varphi_{m0}$  — частота и начальная фаза сигнала от  $m$ -го источника;  $\varepsilon_m, \theta_m$  — угол места и азимут  $m$ -го источника.

Выражение (5.9) показывает, что результирующая напряженность поля в рассматриваемой точке пространства может быть определена как сумма  $M$  комплексных уравнений, каждое из которых определяется только местонахождением соответствующего источника.

Очевидно, если приемная система РЛС способна сформировать соответствующее число независимых уравнений, характеризующих взаимное расположение источников сигналов, то решая эти уравнения известными в математике методами, можно получить параметры, определяющие направление на каждый из источников и тем самым решить проблему разрешения целей в пространстве. В этом и состоит принцип увеличения разрешающей способности РЛС по угловым координатам функциональным методом. Условием физической реализуемости функционального метода увеличения разрешающей способности является наличие необходимого количества линейно-независимых приемных каналов и соответствующего вычислительного устройства.

Требуемое число линейно-независимых приемных каналов зависит от числа разрешаемых источников и характеристик излучаемых ими сигналов. Исследования показывают [45], что при приеме когерентных сигналов число разрешаемых целей при пеленговании в двух плоскостях находится из выражения  $n_{\Sigma} \leq m_a/2$ , где  $m_a$  — число независимых точек приема (приемных антенн).

Для источников некогерентных сигналов в этом случае имеем:

$n_{\Sigma} \leq m_a^2/3$  — при амплитудно-фазовом угловом датчике;

$n_{\Sigma} \leq (C^2 m_a + m_a)/3$  — при амплитудном угловом датчике;

$n_{\Sigma} \leq (2C^2 m_a + 1)/3$  — при фазовом угловом датчике, где  $C^2 m_a$  — число сочетаний из  $m_a$  по 2.

Типичная моноимпульсная РЛС при пеленговании в двух плоскостях имеет четыре приемных канала. В соответствии с приведенными расчетными данными такая система в принципе может успешно разрешать рассматриваемым методом парную цель, излучающую когерентные сигналы в условиях, когда цели не разрешаются ни по дальности, ни по скорости. При пеленговании источников некогерентных сигналов возможности разрешения увеличиваются, поскольку увеличивается число независимых уравнений. В этом случае можно разрешить 3,4,5 целей соответственно при использовании амплитудного, фазового и амплитудно-фазового измерителей. Расчеты показывают, что амплитудные измерители уступают фазовым измерителям по разрешающим возможностям и тем больше, чем больше независимых точек приема в измерителе. Наилучшими разрешающими возможностями обладают амплитудно-фазовые измерители. Их использование позволяет при заданном числе разрешаемых целей обходиться меньшим числом приемных антенн [45].

Эффективность функционального метода увеличения разреша-

ющей способности была подтверждена математически на примере фазового метода пеленгации при четырех точках линейно-независимого приема [21, 45]. По сравнению с рассмотренным выше схемным методом функциональный метод в принципе позволяет получить более высокую точность измерения угловых координат целей в группе, но реализация его связана с дополнительным усложнением конструкции аппаратуры, повышением требований к обеспечению идентичности и стабильности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов.

Возможности функционального метода возрастают при работе одновременно на нескольких частотах, поскольку в этом случае появляется возможность получить больше линейно-независимых уравнений, чем при одночастотном сигнале, и за счет этого при заданном числе антенн увеличить число одновременно пеленгуемых источников излучений. Так, при наличии  $m_a$  антенн число пеленгуемых в двух плоскостях источников некогерентных сигналов будет равно [45]

$$n_{\text{ц}} \leq \frac{Q_y m_a^2}{2 + Q_y} \text{ — при амплитудно-фазовом измерителе;}$$

$$n_{\text{ц}} \leq \frac{(C_{m_a}^2 + m_a) Q_y}{2 + Q_y} \text{ — при амплитудном измерителе;}$$

$$n_{\text{ц}} \leq \frac{(2C_{m_a}^2 + 1) Q_y}{2 + Q_y} \text{ — при фазовом измерителе,}$$

где  $Q_y$  — число используемых частот.

При когерентных сигналах число пеленгуемых источников в двух плоскостях независимо от типа измерителя

$$n_{\text{ц}} \leq \frac{Q_y m_a}{1 + Q_y}.$$

Анализ приведенных выражений показывает, что при пеленговании в двух плоскостях за счет многочастотного режима работы можно увеличить число пеленгуемых источников, но не более, чем в 2 и 3 раза при когерентных и некогерентных сигналах соответственно.

## Глава 6

### ВОПРОСЫ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ МОНОИМПУЛЬСНЫМ МЕТОДОМ

#### 6.1. ИСТОЧНИКИ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПЕЛЕНГОВАНИЯ

Источники погрешностей пеленгования, определяющие точность измерения угловых координат, подразделяются на внешние, вносимые целью и средой распространения радиоволн, и инстру-

Таблица 6.1

| Источники погрешностей                       | Причины погрешностей                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                |
|----------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Среда, в которой распространяются радиоволны | Отражения радиоволн от земли и водной поверхности, тропосферная и ионосферная рефракция, дифракция и деполяризация радиоволн, внешние шумы                                                                                                                                                                                                          |
| Пеленгуемая цель                             | Амплитудные флуктуации отраженных сигналов, блуждание центра отражения (угловой шум), деполяризация радиоволн при отражении от сложной цели                                                                                                                                                                                                         |
| Радиолокатор                                 | Неидентичность приемных каналов по амплитудно-фазовым характеристикам, деформация антенн, кросс-поляризация приемных антенн, нелинейности и люфты в приводах антенны, внутренние шумы приемников, конструктивные недостатки различных элементов радиолокаторов и их изменения вследствие старения, механических и климатических воздействий и т. д. |

ментальные, обусловленные несовершенством радиолокационной аппаратуры, недостатками метода измерения, внутренними шумами приемника и следящей системы. По своему характеру погрешности пеленгования подразделяются на систематические и случайные. В табл. 6.1 приводятся основные составляющие этих погрешностей.

Погрешности пеленгования, обусловленные влиянием неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов, анализируются в гл. 7.

#### 6.2. ВЛИЯНИЕ СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ

Влияние среды распространения радиоволн на точность пеленгования рассматривается во многих работах [21, 36, 38]. Остановимся лишь на двух источниках угловых погрешностей, обусловленных влиянием Земли и действием внешних шумов.

##### 1. Влияние Земли на точность пеленгования

Как можно видеть из рис. 6.1, излучаемая антенной энергия попадает на цель прямым путем от РЛС к цели и после отражения от земной поверхности. Отраженную волну можно рассматривать как прямое излучение некоторого фиктивного источника, являющегося «зеркальным» отражением реального источника. При этом дальность до реального источника будет несколько меньше, чем до фиктивного. Напряженность результирующего сигнала в месте приема будет определяться амплитудными и фазовыми соотношениями прямого и отраженного сигналов и достигать мак-

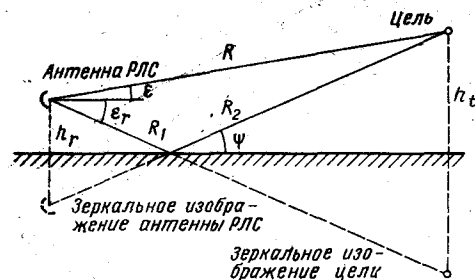


Рис. 6.1. Схема многолучевого распространения радиоволн

характеристике системы соответственно увеличивается, появляются ложные равносигнальные направления, расположенные под различными углами к основному равносигнальному направлению. В ряде случаев ложные РСН будут отвечать условиям устойчивости и тогда становится возможным автосопровождение цели со значительными угловыми погрешностями. Основное равносигнальное направление при этом также может смещаться [21].

Увеличению погрешностей пеленгования будет способствовать также то, что в процессе движения цели многолепестковая структура диаграммы направленности меняется вследствие изменений условий распространения и отражения радиоволн. Это приводит к изменению положения РСН и достаточно беспорядочным движениям антенны в процессе слежения за целью. Пределы, в которых антенна следящей РЛС будет перемещаться, зависят от коэффициента отражения, ширины луча антенны и угла места цели.

Рассмотрению влияния отражений радиоволн от подстилающей поверхности (земли, моря) на точность пеленгации моноимпульсных систем посвящено много работ [49, 52, 62, 63, 70, 78, 79, 102, 105]. В результате исследований установлено, что наиболее сильное помеховое действие отраженных сигналов проявляется при радиолокационном сопротивлении низколетящих целей.

Структура отраженных от подстилающей поверхности сигналов достаточно сложная. В зависимости от шероховатости отражающей поверхности и угла скольжения радиоволн в ней могут преобладать зеркальные или диффузные составляющие. Для низколетящих целей основной является зеркальная составляющая, анализ которой можно осуществить методом геометрической оптики. Влияние этой составляющей иллюстрируется рис. 6.2, где приведена зависимость положения линии визирования цели в угломестной плоскости от условной дальности до нее [62]. Реальную дальность можно рассчитать, задавшись значениями  $\theta_{0,5}$ ,  $h_r$  и  $h_t$ .

Помеховые сигналы (сигналы от мнимого изображения цели), принятые боковыми лепестками ДН антенны РЛС, начинают сказываться в области В (область А — свободна от помех). В области С цель и ее мнимое изображение не разрешаются по направлению. Антенная система испытывает колебания в угломестной плоскости относительно горизонта, достигающие  $3/4\theta_{0,5}$ . Возмож-

сима при их синфазности и минимумы при их противофазности.

Вследствие влияния отражающей поверхности однолепестковая диаграмма направленности РЛС в вертикальной плоскости превращается в многолепестковую. За счет многолепестковости число равносигнальных зон в пеленгационной

ны срывы сопровождения цели.

Влияние многолучевого распространения радиоволн на точность в основном проявляется при автосопровождении низколетящих целей по углу места за счет отражений радиоволн от поверхности земли и сопутствующих этому интерференционных явлений. При этом различают три основных случая [52]:

1) отраженный от земной поверхности сигнал поступает на вход приемника РЛС по боковым лепесткам ДН;

2) отраженный сигнал поступает на вход приемника РЛС по главному лепестку ДН, а направления на цель и ее зеркальное изображение не совпадают, что соответствует условию  $0,3\theta_{0,5} < \varepsilon < 1,5\theta_{0,5}$ ;

3) отраженный сигнал поступает по главному лепестку ДН и направления на цель и ее зеркальное отображение почти совпадают,  $\varepsilon < 0,3\theta_{0,5}$ .

Случай 1 соответствует зоне В, когда сигнал зеркального отражения почти не оказывает влияния на прямой сигнал. В моноимпульсных РЛС этот сигнал вызывает в разностном канале гармоническую помеху, амплитуда которой относительно прямого сигнала в суммарном канале меньше в  $\rho \sqrt{G_A(-2\varepsilon)/G_\Sigma}$  раз, где  $\rho$  — коэффициент отражения поверхности,  $G_A$ ,  $G_\Sigma$  — функции, определяющие разностную и суммарную ДН по мощности,  $\varepsilon$  — угол места цели. Возникающая при этом среднеквадратическая погрешность определяется

$$\sigma = \rho \theta_{0,5} / \mu \sqrt{2 G_{6л}}, \quad (6.1)$$

где  $G_{6л}$  — отношение коэффициентов усиления главного лепестка суммарной ДН и бокового лепестка разностной ДН;  $\mu$  — крутизна пеленгационной характеристики.

В том случае, когда уровень боковых лепестков разностной ДН спадает очень быстро, на угловые погрешности будет влиять диффузное отражение от области радиогоризонта.

Переход к второму случаю многолучевого распространения начинается, когда источники отражения находятся под углом  $1,5\theta_{0,5}$  от оси луча и отраженный сигнал попадает в пределы основного лепестка разностной диаграммы направленности (по уровню примерно — 20 дБ). Если исключить самые гладкие поверхности, то до угла  $\varepsilon \approx 0,75\theta_{0,5}$  будет преобладать диффузное отражение, при котором сигнал от точки зеркального отражения проходит по главному лучу ДН.

Диффузное рассеяние и слабое зеркальное отражение ( $\rho < 0,5$ ) приводят к погрешностям, определяемым уравнением (6.1). На

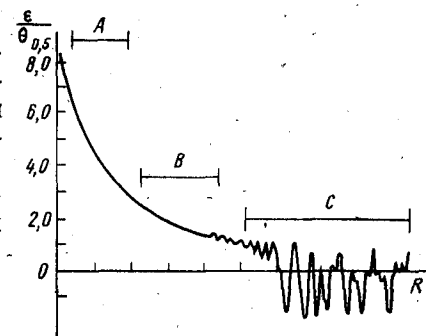


Рис. 6.2. Зависимость положения линии визирования в угломестной плоскости от дальности

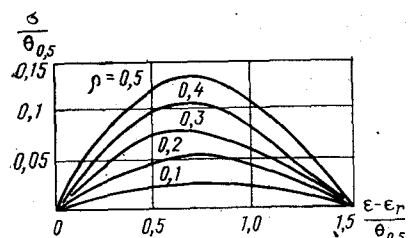


Рис. 6.3. Зависимость угловой погрешности за счет многолучевого распространения от разности углов места цели и точки отражения для слабых отраженных сигналов

рис. 6.3 приведены расчетные зависимости угловых погрешностей для рассматриваемого случая от разности углов места цели и точки отражения. Когда по главному лепестку начнут проходить более сильные зеркально отраженные сигналы, аппроксимация пеленгационной характеристики линейной функцией, принимавшаяся ранее, перестает быть верной и погрешность следует вычислять, пользуясь векторным представлением сигнала и помехи в суммарном и разностном каналах. В этом случае можно показать, что

$$S(\theta) = \frac{[F_p(\epsilon) + \rho F_p(\epsilon_r) \cos \alpha] [F_c(\epsilon) + \rho F_c(\epsilon_r) \cos \alpha] + \rho^2 F_p(\epsilon_r) F_c(\epsilon_r) \sin^2 \alpha}{[F_c(\epsilon) + \rho F_c(\epsilon_r) \cos \alpha]^2 + [\rho F_c(\epsilon_r) \sin \alpha]^2} \quad (6.2)$$

где  $F_p(\epsilon)$ ,  $F_p(\epsilon_r)$ ,  $F_c(\epsilon)$ ,  $F_c(\epsilon_r)$  — значения разностной и суммарной ДН антенны по напряжению при  $\epsilon$  и  $\epsilon_r$  соответственно;  $\rho = \rho_0 \rho_s$  — коэффициент зеркального отражения гладкой поверхностью,  $\rho_s$  — среднеквадратическое значение коэффициента зеркального отражения шероховатой поверхностью;  $\alpha$  — сдвиг фазы отраженного сигнала.

В зависимости от  $\alpha$  и  $\rho$  угловая погрешность будет меняться в определенных пределах. На рис. 6.4 представлена зависимость пределов угла сопровождения от угла места цели при зеркаль-

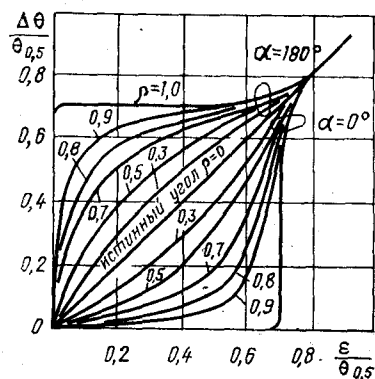
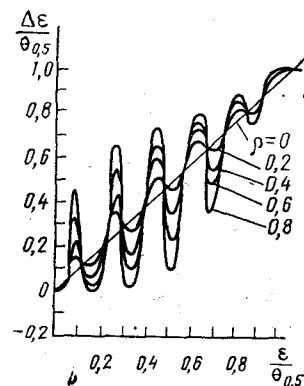


Рис. 6.4. Зависимость пределов угла сопровождения от угла места цели при зеркальном отражении

Рис. 6.5. Зависимость угломестной погрешности сопровождения амплитудной моноимпульсной системы от угла места и коэффициента зеркального отражения радиосигналов от земли



ном отражении и показаны области неустойчивости сопровождения при  $\epsilon < 0,75\theta_{0,5}$  и  $\rho \rightarrow 1$ . Когда отраженный сигнал находится в фазе с прямым сигналом, локатор сопровождает центр двухточечной цели, расположенной на линии горизонта. При  $\alpha \rightarrow 180^\circ$  точка сопровождения перемещается скачком до  $0,7\theta_{0,5}$  при  $\rho < 1,0$ . Если отраженный сигнал оказывается по какой-либо причине немного сильнее прямого, угол сопровождения меняется скачком до  $-0,7\theta_{0,5}$ .

На рис. 6.5 приведена расчетная зависимость угломестных погрешностей сопровождения от угла места цели при различных коэффициентах отражения от земли для амплитудной моноимпульсной системы. Расчет произведен для следующих условий: рабочая частота 10 ГГц, полоса пропускания следящей системы 2 Гц, ширина ДН антенны по половинной мощности  $1^\circ$ , высота подъема антенны РЛС над поверхностью земли 5 м, дальность до цели 10 км, высота цели 50 м [105]. Расчеты подтверждают осциллирующий характер зависимости угловой погрешности сопровождения цели от угла места низколетящей цели. Таким образом, движение цели порождает флуктуации угловых погрешностей за счет многолучевости распространения радиоволн.

При угле места от 0,1 до  $0,7\theta_{0,5}$  происходит переход от устойчивого сопровождения к неустойчивому. Каждый раз, когда коэффициент отражения достигает 0,7, а цель оказывается под углом  $0,7\theta_{0,5}$ , локатор будет стремиться сопровождать точку, расположенную посередине между целью и ее зеркальным изображением, на линии горизонта или вблизи ее. При  $\epsilon \approx 0,3\theta_{0,5}$  сильное зеркальное отражение может полностью скомпенсировать прямой сигнал в суммарном канале и надежная работа системы в этом случае не обеспечивается даже при использовании сильно сглаживающего фильтра.

Исследования показывают, что погрешности сопровождения за счет многолучевого распространения радиоволн моноимпульсных радиолокаторов и одноканальных радиолокаторов, сканирующих по углу места, одни и те же [105]. Но моноимпульсные РЛС имеют определенные преимущества в части снижения этих погрешностей специальными методами, описанными ниже.

## 2. Методы ослабления влияния многолучевого распространения радиоволн

Существует много методов, позволяющих в определенной мере ослабить влияние многолучевого распространения радиоволн на точность сопровождения по угловым координатам низколетящих целей. К ним относятся: увеличение разрешающей способности по углу места, дальности и скорости, перестройка частоты и работа на многих частотах одновременно, внеосевое моноимпульсное сопровождение, использование симметричных разностно-суммарных и асимметричных ДН, комплексных углов, многоцелевые из-



мерения, экранирование позиций РЛС, использование круговой поляризации и данных о высоте, получаемых из других источников информации, применение парных антенн в угломестной плоскости [52, 62, 70, 72, 78].

Увеличение разрешающей способности по углу места и снижение уровня боковых лепестков ДН антенны являются эффективными методами снижения влияния многолучевого распространения радиоволн. Но это связано с увеличением размеров антенны и уменьшением длины волны, что не всегда возможно. При этом любая попытка уменьшить уровень боковых лепестков, не меняя размеров антенны, приводит к расширению основного лепестка и соответствующему усилению влияния многолучевости.

Высокая разрешающая способность по дальности и скорости снижает влияние многолучевого распространения для высокорасположенных антенн РЛС. При этом возникающая задержка по времени отраженного от земли сигнала по отношению к прямому превышает длительность рабочего импульса. Доплеровский сдвиг частоты сигналов получается также существенным, что позволяет отфильтровывать мешающие сигналы узкополосными фильтрами, устанавливаемыми либо перед детектором, либо непосредственно в контуре слежения приемника. При низко расположенном локаторе такая фильтрация обычно не представляется возможной.

Перестройка по несущей частоте приводит к дополнительным флуктуациям погрешностей пеленгования с частотой перестройки, что позволяет для их уменьшения прибегать к фильтрации. В этом случае погрешность за счет многолучевости можно уменьшить в  $2\Delta/\Delta t$  раз, где  $\Delta t$  — временная задержка сигнала, отраженного от земли. Очевидно при пеленговании в дальней зоне, когда  $\Delta t$  невелико, выигрыш за счет использования перестройки по частоте получается незначительный.

При внеосевом моноимпульсном сопровождении основной луч суммарной ДН антенны фиксируют в положении  $\epsilon \approx 0,8\theta_{0,5}$  и пеленгацию цели осуществляют областью ДН, расположенной ниже этого направления. Измеренный сигнал рассогласования, пересчитанный в угол, добавляется к углу фиксации антенны. При этом сигнал от мнимого изображения цели оказывается ослабленным по сравнению с сигналом цели, что благоприятно сказывается на процессе пеленгования и устойчивости сопровождения. Но погрешности могут быть большими, особенно при пеленговании в условиях дальней зоны. Поскольку сопровождение цели в этом случае производят при разомкнутом контуре, иногда этот метод ослабления влияния многолучевого распространения радиоволн на точность пеленгования называют методом размыкания системы с корректировкой сигнала рассогласования [62].

При методе симметричных диаграмм создается симметричная разностно-суммарная ДН, которая центрируется по линии горизонта (точнее, по средней точке между целью и ее зеркальным изображением). Если обеспечить положение первого нуля разностной ДН в нуле суммарной ДН, то погрешность от зеркального от-

ражения не будет возникать. Но диффузное отражение вблизи линии горизонта будет приводить при этом к большим погрешностям.

При использовании асимметричных ДН формируется два асимметричных луча, которые направляют над линией горизонта под разными углами. Необходимые ДН можно получить добавлением рупоров выше или ниже четырехруперного моноимпульсного облучателя. Отношение значений асимметричных ДН симметрично относительно линии горизонта, что исключает систематическую погрешность за счет зеркального отражения радиоволн. Стабильность слежения для дальней зоны повышается.

Использование комплексных углов связано с искажениями фазовых соотношений принимаемых сигналов за счет интерференции с сигналами, отраженными от подстилающей поверхности. Поясним это на примере типовой моноимпульсной системы с суммарно-разностной обработкой информации [62, 70]. Диаграммы направленности суммарного и разностного каналов такой системы показаны на рис. 6.6, а. Там же условно показаны сигналы цели и ее мнимого изображения, принимаемые по соответствующим каналам. На рис. 6.6, б приведена векторная диаграмма результирующих сигналов и их составляющих.

При нормальной работе РЛС, когда отражения от подстилающей поверхности не влияют, суммарный ( $E'_c$ ) и разностный ( $E'_p$ ) сигналы находятся в фазе или противофазе. Отраженный от подстилающей поверхности сигнал отличается от прямого сигнала как по амплитуде, так и по фазе. В том случае, когда эти сигналы по условиям пеленгации попадают в пределы диаграммы направленности РЛС, на выходе суммарного и разностного каналов антенны появляются помеховые составляющие  $E''_c$  и  $E''_p$ , которые, суммируясь с прямыми сигналами, формируют результирующие сигналы  $E_c$  и  $E_p$ , отличающиеся по амплитуде и фазе от прямых сигналов цели. Появляются квадратурные составляющие угловой погрешности, которые свидетельствуют не только о наличии помехи, обусловленной отражениями радиосигналов от подстилающей поверхности, но также и открывают возможности ослабления влияния помеховых отражений. Один из таких методов основан на «обнулении» квадратурных составляющих [62, 72]. При реализации его антенна РЛС поворачивается до тех пор, пока векторы  $E_c$  и  $E_p$  не становятся синфазными или противофазными. В этом случае квадратурные компоненты обращаются в нуль и отношение разностного сигнала к сумматору будет тем же, что и

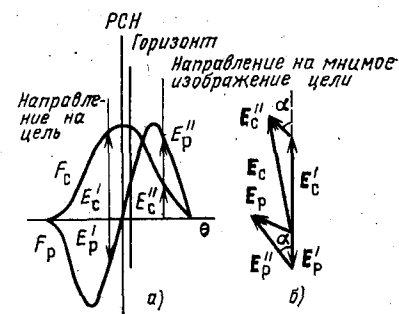


Рис. 6.6. Характеристика суммарного и разностного каналов (а) и векторная диаграмма принимаемых по этим каналам сигналов (б)



при отсутствии отражений от земли. Направление визирования антенны будет в этот момент соответствовать направлению на цель, и влияние мнимого изображения цели будет исключаться.

Выделение квадратурной составляющей не требует изменения конструкции антенны моноимпульсной РЛС. Для этого достаточно ввести в приемник дополнительный фазовый детектор, один из входов которого сдвигается по фазе на  $90^\circ$  [72]. Исключить влияние многолучевого распространения радиоволн при наличии квадратурного детектора можно также, применяя специальную калибровку. Если угол места антенны зафиксировать на уровне  $(0,4-0,7) \theta_{0,5}$  и измерять действительные и мнимые составляющие сигнала ошибки при различных углах места цели, то в прямоугольной системе координат зависимость этих составляющих будет изображаться в виде спирали, каждая точка которой соответствует определенным значениям угла места цели [52, 72]. Имея такую калибровочную спираль, по измеренным значениям действительной и мнимой составляющей сигнала ошибки можно определить направление на цель с достаточной точностью в условиях влияния многолучевого распространения радиоволн.

Если РЛС отслеживает цель над водной поверхностью, достаточно иметь одну калибровочную спираль. При работе в условиях отражений от пересеченной земной поверхности требуется несколько таких спиралей, снятых для каждого азимутального сектора отдельно. Это обстоятельство, а также необходимость устранения неоднозначности отсчетов, обусловленной перекрытием отдельных витков калибровочной спирали между собой, несколько усложняют реализацию данного метода, но эти сложности, как показали эксперименты, вполне преодолимы [78].

Многоцелевые измерения основаны на теории оценок по методу максимального правдоподобия координат разрешаемых целей. Исследования моноимпульсных систем показали, что угловые координаты двух целей, разнос которых по направлению примерно равен  $0,5\theta_{0,5}$ , могут быть отдельно измерены с погрешностью  $\sigma = 0,1\theta_{0,5}$ , если разность фаз их сигналов меняется, а отношение сигнал-шум составляет около 20 дБ. При больших отношениях сигнал-шум возможно раздельное измерение с той же точностью угловых координат двух целей, разнесенных на меньший угол.

Применение экранирования позиции РЛС в секторе ее действия, например путем размещения заземленных металлических сеток («заборов»), может уменьшить влияние приема отраженных сигналов по боковым лепесткам и зеркально отраженных сигналов по главному лепестку. Но при этом возникают дифракционные явления на краю экрана, увеличиваются дифракционные потери для целей вблизи линии горизонта.

Разумный выбор рабочей поляризации также может снизить влияние многолучевого распространения на угловую точность. Так, для следящих РЛС предпочтительна вертикальная поляризация, поскольку при ней меньше коэффициент отражения земли при углах скольжения, близких к углу Брюстера. Это существенно сни-

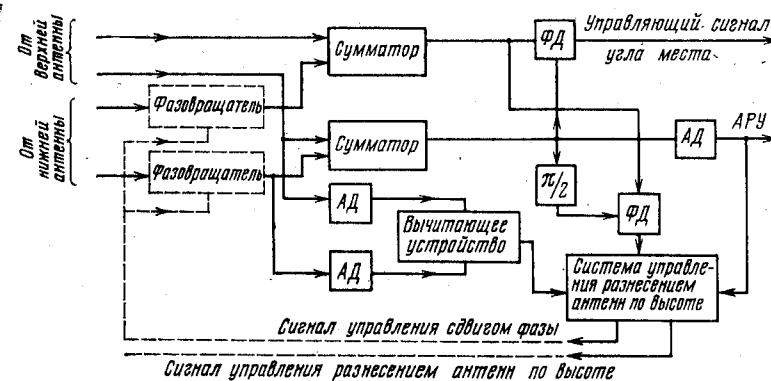


Рис. 6.7. Упрощенная структурная схема моноимпульсной системы с двумя антеннами, разнесенными по высоте.

жает зеркальное отражение при  $\epsilon > 1^\circ$  над водой и при  $\epsilon > 2^\circ$  над сушей. Отсюда следует, что для уменьшения угловых погрешностей за счет многолучевого распространения при приеме сигналов по боковому и главному лепесткам при работе с малыми углами места лучше выбирать вертикальную поляризацию. Иногда предполагают, что с помощью круговой поляризации можно также исключить влияние отражений, поскольку в этом случае отраженный сигнал имеет поляризацию противоположного направления вращения. Но это справедливо лишь для углов места, превышающих угол Брюстера ( $>5^\circ$ ), когда редко возникают проблемы многолучевого распространения. Для меньших углов визирования цели изменения направления вращения поляризации не происходит. Использование данных о высоте цели, полученных из иных источников информации, позволяет также уменьшить значимость ошибки многолучевого распространения радиоволн.

Для автоматического устранения влияния отражений от подстилающей поверхности на точность пеленгования низколетящих целей применяют моноимпульсные системы с двумя антеннами в вертикальной плоскости, расположенными на разной высоте (рис. 6.7) [70]. Обе моноимпульсные антенны имеют идентичные ДН и одинаковую ориентацию по углу места. Расстояние между антеннами в процессе пеленгации низколетящей цели регулируется автоматически так, чтобы, с одной стороны, разность фаз между отраженными от подстилающей поверхности сигналами, принимаемыми двумя антеннами, равнялась  $\pi$ , а с другой — разность фаз между прямыми сигналами была отлична от  $\pi$ . В зависимости от амплитуды и фазы сигналов, принятых антеннами, формируются сигналы управления сдвигом фазы и разнесением антенн по высоте. Когда управляющий сигнал угла места и управляющий сигнал разнесения антенн одновременно равняются нулю, система отслеживает направление на цель со сравнительно малыми ошибками.

В [70] приведены результаты теоретического анализа амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы с двумя антеннами, подтверждающие эффективность использования такой системы и возможность ее реализации на базе механического и электронного управления разнесением лучей антенной системы по высоте. Причем электронное управление можно реализовать с помощью фазированной антенной решетки. В целом рассмотренный метод все же достаточно сложный в конструктивном отношении.

Представляет интерес метод ослабления влияния отражений от окружающей среды, основанный на использовании гармоник отраженного от цели сигнала. Исследования, показывающие, что большинство естественных объектов, создающих помехи (растительность, поверхность земли и моря), при их облучении радиосигналами не создают отражений на гармониках этих сигналов. В то же время искусственные объекты, представляющие интерес для радиолокации, переизлучают сигналы на частотах, представляющих собой гармоники от несущей частоты зондирующего сигнала. Осуществляя прием на гармониках, можно подавить помехи окружающей среды.

Недостатком метода являются сравнительно малая дальность обнаружения из-за низкой эффективности преобразования частоты большинства искусственных объектов, высокие требования к линейности приемопередающего тракта РЛС и необходимость подавления паразитных гармоник в излучаемом сигнале.

Рассмотрение совокупности различных методов позволяет сделать следующие выводы.

1. Нет универсальных методов ослабления влияния многолучевого распространения радиоволн на точность сопровождения цели по направлению, которые бы были эффективны для всех случаев работы РЛС по низколетящим целям.

2. Большинство известных методов не дает надежных данных о высоте цели. Они направлены в основном только на обеспечение непрерывности слежения в области горизонта (дальней зоне).

3. Отдельные методы позволяют поддерживать точность слежения порядка  $0,1\theta_{0,5}$  в области главного лепестка, когда обычное слежение в лучшем случае неустойчиво. Наиболее эффективным представляется метод асимметричных ДН, при котором исключаются погрешности за счет зеркальных отражений и минимизируются эффекты рассеяния радиоволн в области горизонта. Но при этом требуется обеспечение соответствующей конструкции, как и при реализации метода внеосевых моноимпульсных измерений.

4. При приеме зеркально отраженных сигналов боковыми лепестками ДН проблемы возникают тогда, когда требуется максимальная точность (порядка  $0,01\theta_{0,5}$ ). При этом полезно снижение уровня боковых лепестков разностной ДН, использование фильтрации и частотной манипуляции.

Многолучевое распространение радиоволн приводит также к увеличению погрешностей измерения азимута. Обусловливается это паразитными связями каналов пеленгации при больших углах

рассогласования, а также отражениями радиоволн в азимутальной плоскости при работе в условиях сильно пересеченной местности (при наличии холмов, гор, строений и т. д.). Необходимо также отметить, что многолучевое распространение радиоволн приводит к увеличению погрешностей измерения дальности и скорости цели. Можно предположить, что рассмотренные методы снижения угловых погрешностей будут приводить также к снижению погрешностей измерения дальности и скорости, вызванных многолучевым распространением радиоволн.

### 6.3. ВЛИЯНИЕ ВНЕШНИХ ШУМОВ НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

К внешним шумам относятся космические и тепловые шумы. Космические шумы зарождаются в Галактике, спектр их весьма широкий, но интенсивность не постоянная и с повышением частоты уменьшается. На частотах выше 200—300 МГц влиянием этих шумов на прием сигналов можно пренебречь по сравнению с другими видами помех. Тепловые шумы возникают за счет теплового излучения объектов, окружающих антенну РЛС, и атмосферы. Спектр таких шумов является практически равномерным вплоть до частот порядка  $10^4$  ГГц и далеко выходит за пределы диапазона частот, используемого в радиолокации. Вследствие этого на входе приемника РЛС всегда имеют место шумы. Взаимодействуя с полезным сигналом, они искажают его и тем сильнее, чем больше их относительный уровень. В результате поле сигнала в месте приема становится случайным по пространству и времени и задача радиолокационного обнаружения цели, измерения ее координат и параметров движения становится статистической. Поэтому оценка влияния внешних шумов на точность пеленгования моноимпульсных РЛС в общем случае требует статистических методов.

Применительно к моноимпульсным системам различных типов анализ точности пеленгования случайных однородных полей с нормальным распределением параметров, проведенный моделированием на ЭВМ методом Монте-Карло [18], показал следующее:

среди систем с амплитудными угловыми датчиками наибольшей точностью пеленгования обладает амплитудно-амплитудная система с логарифмическим измерителем. К ней по точности близка амплитудно-амплитудная система с линейным измерителем;

среди систем с фазовым угловым датчиком наибольшей точностью обладает система с логарифмическим измерителем (фазово-амплитудная система). За ней следует система с линейным измерителем, затем фазово-фазовая и фазово-комплексная система;

наибольшую точность по каждому типу углового датчика обеспечивают системы с логарифмическим измерителем, а наихудшую — система с суммарно-разностным измерителем;

На рис. 6.8 представлены сравнительные данные точности пеленгования наилучших систем по каждому типу углового датчи-

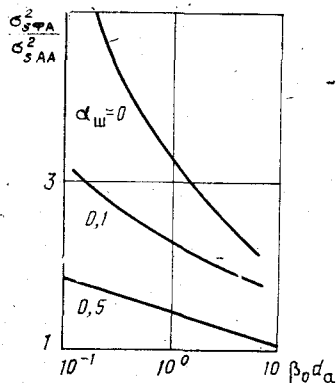


Рис. 6.8. Сравнительные данные точности пеленгования фазово-амплитудной и амплитудно-амплитудной систем при  $q^2_k=2$

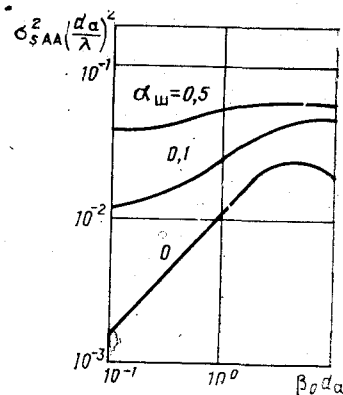


Рис. 6.9. Точность пеленгования амплитудно-амплитудной системы с логарифмическим измерителем

ка, где  $\sigma^2_{сфА}$ ,  $\sigma^2_{сАА}$  — дисперсия оценок пеленга ФА и АА систем соответственно;  $\alpha_{ш}$  — отношение шум-сигнал;  $\beta_0 d_a$  — степень корреляции поля по аппаратуре;  $q^2_k$  — параметр когерентности;  $d_a$  — длина апертуры при амплитудном методе;  $d_\phi$  — длина каждой антенны при фазовом методе;  $l$  — база при фазовом методе;  $d_a = d_\phi + l$  (размеры антенных датчиков одинаковые). На рис. 6.9 показана точность пеленгования АА системой с логарифмическим измерителем.

В общем случае шумовой фон может быть неоднородным. Тогда помимо случайных погрешностей будут возникать и систематические погрешности пеленгования. Анализ влияния неоднородных внешних шумов на угловые погрешности фазовой моноимпульсной системы, выполненный при пренебрежении влиянием внутренних шумов приемника, показал [62], что среднеквадратическая погрешность измерения фазы может быть уменьшена путем увеличения периода интегрирования продетектированных сигналов, т. е. за счет уменьшения ширины полосы пропускания фильтра нижних частот, а систематическая погрешность измерения фазы может быть уменьшена путем сужения полосы пропускания приемного канала до детектора.

#### 6.4. ВЛИЯНИЕ АМПЛИТУДНЫХ И УГЛОВЫХ ФЛУКТУАЦИЙ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ

Под флуктуациями отраженных от цели сигналов понимается большая группа интерференционных явлений, возникающих при облучении объекта сложной формы, размеры которого значительно превышают длину рабочей волны. Современные моноимпульсные станции работают в основном в дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн, и размеры цели могут

составлять сотни и тысячи длин волн, поэтому интерференционная диаграмма вторичного излучения цели оказывается довольно сложной и заметно меняется при небольших изменениях положения цели в пространстве, порождая флуктуации сигналов отраженных от пеленгуемой цели.

Детальные исследования показали, что флуктуации отраженных сигналов могут быть разделены на два типа: флуктуации отраженных сигналов по амплитуде и фазе и флуктуации угла прихода отраженных сигналов от цели. Эти флуктуации различаются как по самой природе, так и по механизму действия на радиолокационные устройства.

#### 1. О влиянии амплитудных и фазовых флуктуаций на точность пеленгования

Амплитудные флуктуации проявляются в изменениях амплитуды отраженных сигналов от импульса к импульсу и порождаются флуктуациями эффективной отражающей поверхности вследствие перемещения цели в пространстве и изменения положения относительно облучающей ее РЛС, а также флуктуациями неоднородностей атмосферы, в том числе обусловленными колебаниями метеорологических условий на трассе распространения радиоволн. В зависимости от типа цели спектральный состав амплитудных флуктуаций может существенно меняться.

Поскольку моноимпульсный метод в принципе позволяет определять угловые координаты с помощью одного импульса, а в пределах импульса флуктуации амплитуды отсутствуют, можно ожидать, что амплитудные флуктуации сигналов не должны сказываться на точности пеленгования моноимпульсных РЛС. Но это не совсем так. В действительности амплитудные флуктуации отраженных сигналов оказывают мешающее действие на моноимпульсные РЛС, хотя значительно меньше, чем на одноканальные РЛС с коническим сканированием или последовательным переключением луча.

Объясняется это прежде всего тем, что современные моноимпульсные РЛС не используют своих потенциальных возможностей в быстродействии и извлекают угловую информацию о цели из серии последовательных импульсов. При этом для устранения зависимости от уровня приходящих сигналов применяют нормировку сигналов обычно с помощью системы АРУ, работающей по суммарному сигналу. Поскольку система АРУ имеет конечную полосу пропускания и, следовательно, ограниченное быстродействие, процесс нормировки сигналов идет с запаздыванием. Это приводит к тому, что сигнал ошибки в определенной мере оказывается зависящим от амплитуды принимаемых сигналов и модулируется флуктуациями амплитуды этих сигналов.

Составляющие амплитудной модуляции сигнала ошибки с частотами, лежащими в пределах ширины полосы пропускания следящей системы РЛС, неизбежно вызовут увеличение динамичес-

ких погрешностей пеленгования цели. Для устранения влияния флуктуаций амплитуды отраженного сигнала на точность пеленгования система АРУ должна быть быстродействующей и способной, по крайней мере, подавлять флуктуации амплитуды, спектр которых лежит в пределах полосы пропускания следящей системы. Однако, как будет показано далее, расширение полосы пропускания системы АРУ приводит к увеличению угловых ошибок, обусловленных другими источниками и, в частности, угловым шумом. Поэтому выбор полосы пропускания системы АРУ производится компромиссно.

Более подробно влияние системы АРУ на погрешности пеленгования, вызванные различными источниками, рассмотрено в § 6.7.

Фазовые флуктуации принимаемых сигналов также имеют место. Но в реальных условиях, когда сложные цели перемещаются относительно РЛС в пространстве, эти флуктуации порождают более высокочастотные по сравнению с амплитудными флуктуациями спектральные составляющие сигнала ошибки. Система АРУ по отношению к ним является еще более инерционной, в результате большая часть составляющих сигнала ошибки, обусловленных фазовыми флуктуациями, отфильтровывается и на точности пеленгации не сказывается. Что касается низкочастотных составляющих фазовых флуктуаций, то их влияние на точность пеленгования такое же, как и амплитудных флуктуаций.

## 2. О влиянии угловых флуктуаций отраженных сигналов на точность пеленгования

Под угловыми флуктуациями понимаются флуктуации угла прихода отраженных сигналов от цели. То, что такие флуктуации существуют в отраженном сигнале, было установлено при разработке и испытаниях первых моноимпульсных РЛС [21].

В процессе последующих теоретических и экспериментальных исследований было установлено, что угловые флуктуации сигнала (угловой шум) порождаются флуктуациями наклона фазового фронта волны. Поскольку работа любой системы пеленгования малоразмерных целей основана на определении положения нормали к фазовому фронту радиоволн, то изменения положения фазового фронта в процессе пеленгования представляют собой одно из ограничений точности различных угломерных координаторов, в том числе и работающих по моноимпульсному методу. Это относится в определенной мере и к пеленгованию протяженных целей, хотя в этом случае и нет полного соответствия между РСН антенны РЛС и направлением нормали к фазовому фронту (см. п. 3). Поскольку искривление фазового фронта идентично угловой ошибке, то влиянию углового шума подвержены также и поисковые РЛС.

Появление углового шума связано с изменением кажущегося положения цели относительно ее физического центра. Причина

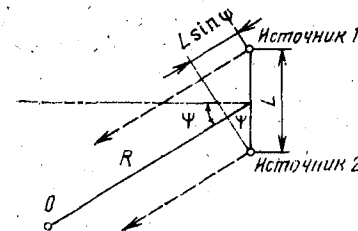


Рис. 6.10. Геометрические соотношения двухточечного источника сигналов



Рис. 6.11. Расчетный фазовый фронт волн, излучаемых двухточечным источником

его кроется в многоточечной структуре отражающей поверхности протяженной цели, обуславливающей блуждание (мерцание) центра отражения как в пределах геометрических размеров цели, так и за ее пределами.

Как показывает анализ [21, 38], при пеленговании двух точечных источников когерентных сигналов, расположенных на расстоянии  $L$  друг от друга (рис. 6.10), возникают угловые ошибки, которые можно рассчитать по формуле

$$\frac{\Delta \psi}{\psi_n} = \frac{1 - a^2}{2[1 + a^2 + 2a \cos(2\pi L \sin \psi / \lambda + \alpha)]}, \quad (6.3)$$

где  $a$  — отношение амплитуд сигналов;  $L$  — расстояние между источниками сигналов;  $\Delta \psi$  — угловая ошибка пеленгования, отсчитываемая от направления на геометрический центр источников (середину между ними);  $\psi_n$  — угловой разнос источников в пространстве;  $\alpha$  — фазовый сдвиг сигналов.

Вид фазового фронта волны, формируемой двухточечным источником одинаковых сигналов, представлен на рис. 6.11 [21]. При  $\psi = 0$ , когда база источников расположена перпендикулярно направлению на точку приема, формула (6.3) упрощается:

$$\frac{\Delta \psi}{\psi_n} = \frac{1 - a^2}{2(1 + a^2 + 2a \cos \alpha)}. \quad (6.4)$$

Из выражения (6.4) следует, что искажение фазового фронта волны, обусловленное двухточечной структурой цели, зависит от соотношения амплитуд сигналов и сдвига фазы между ними и максимально при противофазности ( $\alpha = \pi$ ) и равенстве амплитуд ( $a = 1$ ) сигналов.

В общем случае, когда рассматривается случай отраженных сигналов от двухточечной цели, амплитудные соотношения сигналов и сдвиг фазы между ними флуктуируют, что вызывает флуктуации наклона фазового фронта отраженной от цели волны. Изменения наклона фазового фронта волны в этом случае целесо-

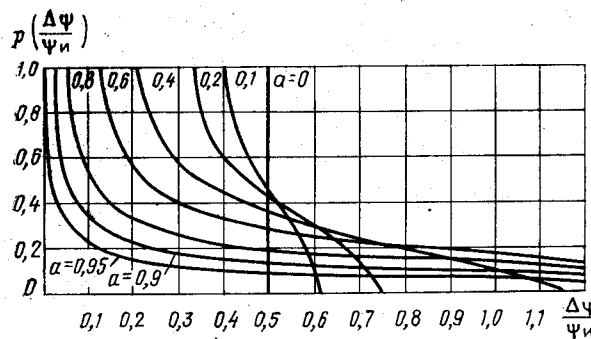


Рис. 6.12. Распределение вероятности ошибки фазового фронта при различных соотношениях интенсивности отраженных сигналов

образно оценивать вероятностным методом, когда определяются вероятности ошибок, превышающих определенный уровень. Для простоты предположим, что амплитудные флуктуации отсутствуют, а фазовые сдвиги отраженных сигналов равновероятно распределены в интервале от  $-\pi$  до  $+\pi$ .

Из теории случайных процессов известно, что вероятность ошибок, превышающих определенный уровень  $M$ , определяется выражением

$$p(M) = \int_M^{M_{\max}} W(M) dM, \quad (6.5)$$

где  $W(M)$  — плотность вероятности случайной величины  $M$ ,  $M = |\Delta\psi/\psi_{\text{и}}|$ ;  $M_{\max}$  — максимально возможная ошибка.

В рассматриваемом случае

$$W(M) = W(\alpha) (d\alpha/dM).$$

Вычисляя интеграл (6.5), получаем следующую расчетную формулу:

$$p\left(\frac{\Delta\psi}{\psi_{\text{и}}}\right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \arcsin\left(\frac{1+a^2}{2a} - \frac{1-a^2}{4Ma}\right). \quad (6.6)$$

На рис. 6.12 представлено рассчитанное по формуле (6.6) распределение вероятности заданного отклонения фазового фронта волны двухточечного источника сигналов относительно положения сферического фронта волны, соответствующего точечному источнику.

Поскольку антенна любой РЛС реагирует на фазовое распределение поступающей на ее вход электромагнитной волны, искажения фазового фронта волны неизбежно скажутся на точности пеленгования цели. При этом характер влияния искажений фазового фронта принимаемой волны на точность пеленгования будет определяться структурой цели, параметрами антенны и следящей системы РЛС. В том случае, когда цель малоразмерная, слежение за целью можно отождествлять с отслеживанием нормали к фазовому фронту волны поступающих на вход антенны РЛС сигналов, и ошибки пеленгования будут определяться выражением

Таблица 6.2

| $a$                               | 0,95 | 0,9 | 0,8 | 0,6 | 0,4 | 0,2  | 0,1   |
|-----------------------------------|------|-----|-----|-----|-----|------|-------|
| $\sqrt{\theta^2/\psi_{\text{и}}}$ | 2,2  | 1,6 | 1   | 0,8 | 0,6 | 0,52 | 0,505 |

(6.4). В соответствии с этим, если частотный спектр флуктуаций фазы принимаемых сигналов не превышает ширины полосы пропускания следящей системы РЛС, что справедливо при слежении за медленно движущимися или неподвижными целями, расчетные кривые рис. 6.12 позволяют при фиксированных отношениях амплитуд сигналов определить вероятность получения ошибок пеленгования, превышающих заданное значение. Так, например, вероятность углового отклонения РСН от направления на центр базы источников на величину, равную базе, при  $a=0,6$ ;  $0,8$  и  $0,95$  примерно равна 17; 14 и 7% соответственно. При  $a=0,2$  вероятность получения ошибки, превышающей базу источников, равна нулю.

Зная закон распределения плотности вероятности  $W(M)$ , можно вычислить среднеквадратические ошибки. В табл. 6.2 приведены расчетные зависимости среднеквадратических ошибок пеленгования, нормированных по размеру угловой базы источников, для различных отношений амплитуд отраженных сигналов двухточечной цели [38].

Если спектр флуктуаций фазы сигналов двухточечной цели превышает полосу пропускания следящей системы пеленгатора, методика расчета ошибок меняется. В этом случае при нахождении выражения, определяющего условия слежения за целью, предварительно требуется усреднить принимаемый сигнал в соответствии с его статистическими характеристиками и инерционностью следящей системы РЛС.

Следует отметить, что отождествление направления пеленга с направлением нормали к фазовому фронту результирующего отраженного сигнала справедливо только при линеаризации пеленгационной характеристики РЛС. Последнее допустимо при пеленговании точечных и малоразмерных целей, когда угловые отклонения оси антенны РЛС от направления на геометрический центр отраженных сигналов невелики.

При больших угловых размерах пеленгуемых целей необходимо учитывать реальные диаграммы направленности антенн. Для этого рассмотрим в общем виде пеленгование сложной протяженной цели.

### 3. Об ошибках пеленгования целей сложной формы

В большинстве практических случаев сложную цель нельзя представить в виде простых геометрических форм, поддающихся математическому описанию. Поэтому при анализе ошибок пелен-

гования сложной цели прибегают к замене реальных целей определенными моделями. В качестве такой модели обычно применяют многоточечную цель, когда отраженный сигнал от сложной цели представляется совокупностью отражений от множества точечных целей, характеризующих основные отражающие элементы реальной сложной цели. При этом предполагается, что амплитуды и фазы отраженных от каждой цели сигналов взаимно независимы.

Рассмотрение пеленгации сложной цели в одной плоскости в статических условиях позволяет получить пеленгационную характеристику амплитудной суммарно-разностной РЛС в виде [21, 33]

$$S(\theta) = \frac{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E_m E_n [F(\theta_0 - \theta_m) F(\theta_0 - \theta_n) - F(\theta_0 + \theta_m) F(\theta_0 + \theta_n)] \cos(\varphi_m - \varphi_n)}{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E_m E_n [F(\theta_0 - \theta_m) F(\theta_0 - \theta_n) + F(\theta_0 + \theta_m) F(\theta_0 + \theta_n)] \cos(\varphi_m - \varphi_n)}, \quad (6.7)$$

где  $E_m$  и  $E_n$  — амплитуды сигналов  $m$ -го и  $n$ -го отражателей цели;  $\theta_m$  и  $\theta_n$  — угловые положения  $m$ -го и  $n$ -го источников относительно РЛС.

Задаваясь соответствующей аппроксимацией диаграмм направленности антенны РЛС и приравняв числитель выражения (6.7) нулю, можно найти условие равновесия следящей системы РЛС при приеме сигналов от заданной совокупности точечных излучателей сложной цели и, следовательно, положение точки, отслеживаемой радиолокационной системой. Сравнивая положение точки равновесия с положением геометрического центра сложной цели, можно определить ошибку пеленгования в каждом конкретном случае.

При малых угловых отклонениях  $\theta_k$  справедлива линейризация диаграмм направленности

$$F(\theta_0 \pm \theta_k) = F(\theta_0) (1 \mp \mu \theta_k).$$

Тогда выражение (6.7), определяющее эквивалентную пеленгационную характеристику системы, упрощается:

$$S(\theta) = \mu \frac{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E_m E_n (\theta_m + \theta_n) \cos(\varphi_m - \varphi_n)}{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E_m E_n \cos(\varphi_m - \varphi_n)} \quad (6.8)$$

Можно показать, что (6.8) совпадает с выражением для фазового фронта результирующей волны многоточечной цели [21]. Анализ также показывает [33], что уравнение, описывающее пеленгование совокупности точечных источников, при малых угловых отклонениях тождественно уравнению результирующего вектора Пойнтинга.

В общем случае, когда угловые отклонения источников велики и линейризация диаграмм направленности не справедлива, пеленг не будет совпадать с направлением вектора Пойнтинга и нормали к фазовому фронту. Причину указанного несоответствия можно установить, сравнивая выражения (6.7) и (6.8), определяющие условия пеленгования в обоих рассматриваемых случаях.

При учете нелинейности диаграмм направленности, как можно видеть из выражения (6.7), равносигнальное направление определяется в основном тремя факторами: напряженностью поля каждого из источников, положением источников в пространстве и характеристикой (диаграммой) направленности антенны. В зависимости от параметров диаграммы направленности антенны положение равносигнального направления при пеленговании сложной цели может меняться. Это приведет к соответствующим изменениям ошибок пеленгования. Что касается положения вектора Пойнтинга, определяемого выражением (6.8), то оно не зависит от диаграммы направленности антенны РЛС и определяется только напряженностями и пространственным расположением источников. Поэтому при пеленговании протяженных целей, когда их угловые размеры превышают линейную часть пеленгационной характеристики, неизбежно несоответствие между пеленгом и направлением вектора Пойнтинга (нормали к фазовому фронту). Это несоответствие тем больше, чем больше размеры цели и чем уже диаграммы направленности антенны РЛС.

В реальных условиях амплитудные и фазовые соотношения сигналов совокупности источников меняются в процессе пеленгации по случайному закону, порождая угловой шум и флуктуации ошибок пеленгования. Расчет ошибок пеленгования в этом случае следует производить с учетом спектрального состава углового шума, параметров системы АРУ и полосы пропускания следящей системы РЛС.

Основные выводы по пеленгованию сложной цели амплитудной моноимпульсной суммарно-разностной системы справедливы и для моноимпульсных систем других типов, а также систем с коническим сканированием луча. Методика измерения угловых шумов и их интерпретация даны в работах [21].

#### 4. Уменьшение влияния угловых флуктуаций отраженных сигналов на точность пеленгования

Еще в 1956 г. были предложены два метода уменьшения угловых ошибок, обусловленных влиянием флуктуаций наклона фазового фронта отраженного сигнала пеленгуемой цели [104]. Оба метода основаны на концепции, что максимальная угловая ошибка имеет место при минимальных амплитудах отраженного сигнала. Первый метод заключается в применении автоматической регулировки усиления для поддержания отраженного сигнала в приемнике на определенном уровне, второй — в регистрации только таких угловых ошибок, которые формируются по сигналам, прием-



Таблица 6.3

| $f_0$ , ГГц | $f_2$ , ГГц |       |        |       |        |       |
|-------------|-------------|-------|--------|-------|--------|-------|
|             | 10,0        | 9,98  | 9,96   | 9,94  | 9,92   | 9,90  |
| 10,0        | 1,0         | 0,138 | 0,404  | 0,186 | 0,326  | 0,163 |
| 9,98        |             | 1,0   | -0,023 | 0,611 | -0,076 | 0,163 |
| 9,96        |             |       | 1,0    | 0,025 | 0,457  | 0,156 |
| 9,94        |             |       |        | 1,0   | 0,079  | 0,008 |
| 9,92        |             |       |        |       | 1,0    | 0,102 |
| 9,90        |             |       |        |       |        | 1,0   |

шающим заданное пороговое значение. Меньшие сигналы не участвуют в управлении следящей системой.

В [54] исследован случай применения сигналов с частотной модуляцией. Было показано, что при изменении несущей частоты от импульса к импульсу точность моноимпульсной РЛС можно существенно увеличить. Позднее это подтверждено экспериментальными исследованиями. Было отмечено, что вследствие негативной корреляции между точными значениями наклона фазового фронта и амплитудой отраженного сигнала подавление сигналов ошибки, полученных при малой амплитуде отраженного сигнала, может увеличить точность сопровождения цели по углам. Но использование перестройки частоты от импульса к импульсу приводит к существенному снижению угловых ошибок только в том случае, когда обеспечивается достаточное разнесение несущих частот, чтобы угловые флуктуации отраженных сигналов от цели на каждой частоте между собой были бы не коррелированы.

В табл. 6.3 приведены значения коэффициентов корреляции между значениями ошибки пеленга и несущей частоты, полученные моделированием на ЭВМ с использованием усовершенствованной модели флуктуаций кажущегося углового положения радиолокационной цели [104]. Результаты моделирования подтверждают целесообразность использования в процессе пеленгации более двух несущих частот.

Моделирование [104] также подтверждает сильную отрицательную корреляцию между областями больших ошибок пеленгования и значениями амплитуды принимаемого отраженного сигнала при работе на различных несущих частотах. Показано, что области больших положительных или отрицательных ошибок точно совпадают с областями малой амплитуды сигнала пеленгуемого источника. В результате вычислений на ЭВМ установлено, что минимальное значение среднеквадратической ошибки определения углового положения цели при двух несущих частотах получается при комбинации частот 10 и 9,9 ГГц.

В табл. 6.4 приведены результаты вычисления на ЭВМ применительно к пространственному разнесению приемных систем, где

Таблица 6.4

| Расстояние между приемниками, м | Коэффициент корреляции | $\sigma_1$ | $\sigma_2$ | $\sigma_{1,2}$ |
|---------------------------------|------------------------|------------|------------|----------------|
| 1                               | 0,383                  | 12,0       | 11,8       | 6,1            |
| 3                               | 0,001                  | 12,9       | 11,7       | 5,5            |
| 6                               | 0,045                  | 15,5       | 11,7       | 6,4            |

$\sigma_1$  и  $\sigma_2$  — среднеквадратические ошибки определения углового положения цели в двух точках приема отраженного сигнала;  $\sigma_{1,2}$  — среднеквадратическая ошибка при совместной обработке данных, полученных в двух точках. Было также показано, что если приемники разнесены на расстояние, превышающее размер искаженного фазового фронта отраженного сигнала, то каждый приемник наблюдает независимую картину угловых флуктуаций цели. Усреднение угловых ошибок в этом случае приводит к уменьшению ошибки пеленгования за счет углового шума цели. Результаты моделирования, представленные в табл. 6.4, подтверждают этот вывод. Анализ показывает, что чувствительность к угловым флуктуациям отраженного сигнала РЛС с коническим сканированием, фазовых и амплитудных моноимпульсных систем примерно одинаковая. В амплитудно-фазовых моноимпульсных системах из-за взаимных связей пеленгационных каналов угловые ошибки при слежении за сложными целями получаются значительно больше. Поэтому их менее целесообразно применять для сопровождения сложных целей.

#### 6.5. ВЛИЯНИЕ НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ВНУТРЕННИХ ШУМОВ ПРИЕМНИКА МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

Природа внутренних шумов разнообразна. К основным причинам их возникновения относятся тепловые шумы, связанные с хаотическим движением электронов в проводниках при температурах, не равных температуре абсолютного нуля; дробовый эффект, порождаемый случайным характером поступления электронов на анод (сетки) электронных ламп и прохождения барьерного слоя в полупроводниках; эффект мерцания, обусловленный неравномерностью эмиссии электронов в электронных и полупроводниковых приборах.

Шумы в приемнике имеются всегда и потенциально представляют естественную границу чувствительности и достижимой точности измерений. Усиливаясь совместно с полезным сигналом, шумы в той или иной мере нарушают структуру сигнала угловой ошибки, порождают его флуктуации и определяют зону нечувствительности системы к измеряемому параметру.

Как показывает анализ [21, 38], при пеленговании в одной плоскости амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системой возникающая при этом дисперсия угловых ошибок при нормировке с помощью идеально работающей АРУ определяется выражением

$$\sigma_{\theta}^2 = n_0 \Delta f / (k^2 E^2 \mu^2), \quad (6.9)$$



где  $\Delta f$  — эффективная полоса пропускания УПЧ;  $n_0$  — спектральная плотность мощности шумов на входе УПЧ;  $\mu$  — крутизна пеленгационной характеристики.

Для амплитудной пеленгации, как указывалось ранее, оптимальным является пересечение ДН на уровне половинной мощности, когда  $\theta_0 = \theta_{0,5}/2$  и  $\mu \approx 2/\theta_{0,5}$ . Учитывая это и подставляя в выражение (6.9) значение спектральной плотности мощности шумов в полосе пропускания следящей системы РЛС, после несложных преобразований можно найти выражение среднеквадратической ошибки пеленгования, обусловленной влиянием шумов приемника в виде

$$\sigma_\theta = 0,5 \theta_{0,5} / \sqrt{P_{\text{ср}}/P_{\text{ш}}}, \quad (6.10)$$

где  $P_{\text{ср}}$  — средняя мощность сигнала на выходе приемника;  $P_{\text{ш}}$  — мощность шумов в полосе следящей системы  $\Delta F_{\text{ср}}$ .

Следует отметить, что внутренние шумы приемника в настоящее время относятся к разряду неустранимых в полной мере факторов, ухудшающих процесс обработки принимаемых сигналов и представляющих естественный барьер увеличению точности пеленгования. Поэтому угловые ошибки, обусловленные внутренними шумами приемника, определяют предельно достижимую точность угломерных радиолокационных систем. При больших отношениях сигнал-шум выражение (6.10) определяет потенциальную точность пеленгования моноимпульсной системы. Для установления связи предельной точности с полосой пропускания приемника и следящей системы преобразуем отношение  $P_{\text{ср}}/P_{\text{ш}}$  с учетом режима излучения РЛС. При импульсном излучении это отношение

$$\frac{P_{\text{ср}}}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{и}} \tau_c f_{\text{п}} \Delta f}{n_0 \Delta F_{\text{ср}} \Delta f}, \quad (6.11)$$

где  $P_{\text{и}}$  — импульсная мощность сигнала на входе приемника;  $\tau_c$  — длительность импульса;  $f_{\text{п}}$  — частота повторения импульсов.

Поскольку приемная система является согласованной и  $\tau_c \Delta f \approx 1$ , а  $P_{\text{ш}} = n_0 \Delta f$  — мощность шума в полосе пропускания приемника, выражение (6.11) преобразуется к виду

$$\frac{P_{\text{ср}}}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{и}}}{P_{\text{шп}}} \frac{f_{\text{п}}}{\Delta F_{\text{ср}}}.$$

Отношение  $f_{\text{п}}/\Delta F_{\text{ср}}$  представляет собой число интегрируемых импульсов принимаемого сигнала.

При работе РЛС в режиме непрерывного излучения

$$P_{\text{ср}}/P_{\text{ш}} = P_{\text{ср}}/(P_{\text{шп}} \Delta F_{\text{ср}}).$$

Следовательно,

$$\sigma_\theta = \theta_{0,5}/k_{\text{ш}},$$

где  $k_{\text{ш}} = 2 \sqrt{(P_{\text{и}}/P_{\text{шп}}) (f_{\text{п}}/\Delta F_{\text{ср}})}$  — при импульсных РЛС;  $k_{\text{ш}} = 2 \sqrt{P_{\text{ср}}/P_{\text{шп}} \Delta F_{\text{ср}}}$  — при непрерывных РЛС.

Очевидно, что чем выше коэффициент  $k_{\text{ш}}$ , тем выше предельная точность пеленгации радиолокационной системы.

Следует отметить, что влияние внутренних шумов приемника на точность пеленгования моноимпульсных РЛС и РЛС с коническим сканированием несколько различно. Объясняется это количественным различием проникающих в полосу пропускания следящей системы шумов приемника и конструктивным различием антенных систем. В моноимпульсной системе, где принимаемые сигналы искусственно не модулируются, из спектра шумов приемника на следящую систему РЛС действуют только те частотные составляющие, которые находятся в пределах ее удвоенной полосы пропускания, располагаемой симметрично относительно каждой частотной составляющей спектра принимаемого сигнала (рис. 6.13). В системах пеленгации с коническим сканированием принимаемые сигналы модулируются по амплитуде с частотой сканирования, и удвоенные полосы пропускания следящей системы, определяющие действующие на следящую систему РЛС участки шумового спектра, располагаются по обе стороны от каждой частотной составляющей принимаемого сигнала на расстоянии, равном частоте сканирования (рис. 6.14). В результате у системы с коническим сканированием по сравнению с моноимпульсной системой эквивалентная полоса пропускания следящей системы удваивается по отношению действующих на нее внутренних шумов приемника, и при одинаковых значениях отношения сигнал-шум в УПЧ и одинаковых полосах пропускания следящей системы мощность шума на выходе следящей системы РЛС с коническим сканированием луча будет в 2 раза больше, чем в моноимпульсной РЛС. Поэтому предельная точность моноимпульсных РЛС выше, чем РЛС с коническим сканированием.

Преимущество моноимпульсных РЛС с точки зрения влияния внутренних шумов приемника на точность пеленгования обуславливается также тем, что в процессе слежения цель облучается максимумом диаграммы направленности, и потери сигнала за счет

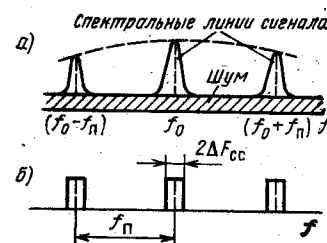


Рис. 6.13. Прохождение сигнала и шума в моноимпульсной РЛС: а — элементы спектра сигнала и шума; б — полоса пропускания следящей системы

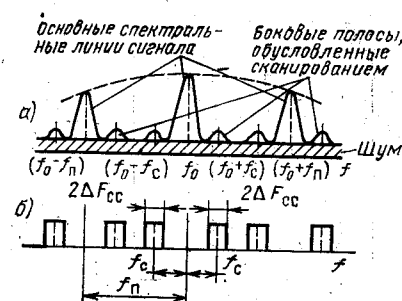


Рис. 6.14. Прохождение сигнала и шума в РЛС с коническим сканированием: а — элементы спектра сигнала и шума; б — полоса пропускания следящей системы

несоосности диаграммы направленности с электрической осью антенны, что имеет место у РЛС с коническим сканированием, практически отсутствуют. Это обстоятельство обеспечивает в приемном канале моноимпульсной системы более высокое отношение сигнал-шум, чем в системах с коническим сканированием.

Учет большей крутизны пеленгационной характеристики и перечисленных выше факторов позволяет оценить энергетическое преимущество моноимпульсной системы перед системой с коническим сканированием луча по отношению к внутренним шумам приемника в режиме сопровождения цели величиной 5,2 дБ [21].

На больших дальностях отношение сигнал-шум может оказаться слишком низким для нормального сопровождения цели, и тогда возможны потери цели. В соответствии с этим качество работы приемника в некоторых случаях оценивают нормой потерь, под которой понимается частота (число раз в секунду) превышения ошибкой сопровождения максимально допустимого значения [21].

При выводе формулы (6.10) предполагалось наличие идеального стробирования, когда шумы действуют только в течение времени приема полезного сигнала. Если это не соблюдается и длительность стробирующего импульса превышает длительность импульсов сигнала, среднеквадратические ошибки  $\sigma_\theta$  увеличиваются (рис. 6.15) [38]. Как видно из рисунка, увеличение коэффициента стробирования — отношения длительности селектирующего импульса к длительности импульса сигнала — может приводить к значительному увеличению ошибок сопровождения.

Приведенная методика оценки ошибок сопровождения, справедливая при  $P_{ср}/P_{ш} \gg 1$ , может быть применена для оценки и других типов моноимпульсных систем. При этом для фазового и амплитудного моноимпульсных методов пеленгования ошибки сопровождения за счет внутренних шумов приемника одного и того же порядка.

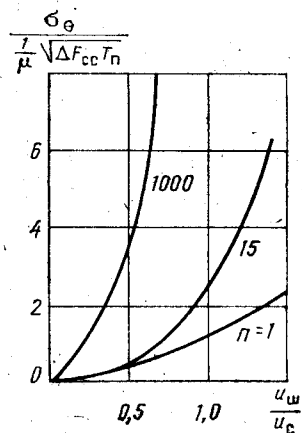
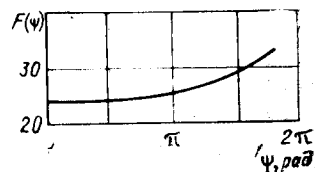


Рис. 6.15. Зависимость ошибки автосопровождения от коэффициента стробирования

Рис. 6.16. График функции  $F(\psi)$



Для амплитудной моноимпульсной РЛС с ФАР анализ [21] показал, что при квадратичном детектировании в приемных каналах дисперсия фазовой ошибки в системе пеленгования, обусловленной влиянием внутренних шумов приемных трактов, определяется выражением

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 \approx \frac{\sigma_{ш}^2}{2N^3 E_m^2} F(\psi) = \frac{F(\psi)}{4N^3 q^2},$$

где

$$F(\psi) = \psi^3 \frac{4\psi \sin^2(\psi/2) + \sin 2\psi - 2\sin \psi}{[\psi \sin \psi - 4\sin^3(\psi/2)]^2};$$

$\psi = N\delta\varphi$ ,  $N$  — число элементов ФАР;  $\delta\varphi$  — значение прироста фазы, определяющей смещение луча ДНА на угол  $\theta_0$ ;  $\sigma_{ш}^2$  — дисперсия шумов (предполагается, что шумы в каналах независимы и нормально распределены);  $q^2 = P_c/P_{ш} = E_m^2/(2\sigma_{ш}^2)$  — отношение мощности сигнала к мощности шумов в каждом приемном канале.

График функции  $F(\psi)$  показан на рис. 6.16. При угле смещения лучей, составляющем менее полуширины ДН, что соответствует  $\psi < \pi$ , имеем  $F(\psi) \approx 24$ , и при больших  $N$  можно записать

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = 6/(q^2 N^3).$$

При малых  $N$  величина  $\sigma_{\Delta\varphi}^2$  определяется формулой

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = 6/(N^3 - N) q^2.$$

Зная фазовую ошибку  $\Delta\varphi$ , можно оценить угловую ошибку, используя известное равенство

$$\Delta\varphi = k_\lambda l_p \cos \theta_p, \quad (6.12)$$

где  $\theta_p$  — угол прихода сигналов;  $l_p$  — расстояние между элементами решетки.

Решая (6.12) относительно  $\theta_p$ , находим

$$\theta_p = \arccos(\Delta\varphi / k_\lambda l_p).$$

Дифференцируя по  $\Delta\varphi$  и переходя от приращений к среднеквадратическим ошибкам, можно получить формулу, позволяющую оценить погрешность измерения угловых координат в зависимости от ошибок измерения фазы, вызванных влиянием внутренних шумов приемных устройств, в виде

$$\sigma_{\theta_p} = \frac{\sigma_{\Delta\varphi}}{\sqrt{(k_\lambda l_p)^2 - (\Delta\varphi)^2}}. \quad (6.13)$$

## 6.6. СУММАРНАЯ ОШИБКА ПЕЛЕНГОВАНИЯ, ОБУСЛОВЛЕННАЯ ВЛИЯНИЕМ УГЛОВЫХ ШУМОВ ЦЕЛИ И ПРИЕМНИКА

Чтобы представить себе общий характер составляющих угловых ошибок системы пеленгации, вызываемых различного рода шумами, на рис. 6.17 приведены качественные зависимости относительных значений среднеквадратических ошибок этих составля-

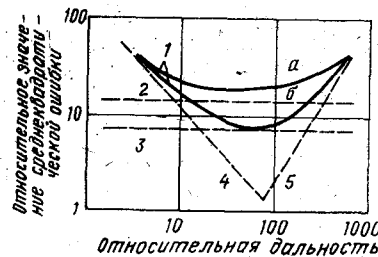


Рис. 6.17. Зависимость среднеквадратических ошибок сопровождения от дальности цели:

1 — суммарная ошибка РЛС с коническим сканированием (а) и моноимпульсной РЛС (б); 2 — ошибки из-за флуктуаций амплитуды; 3 — ошибки следящей системы; 4 — ошибки из-за перемещения центра отражения; 5 — ошибки из-за шумов приемника

ющих от относительной дальности до цели [21]. Положение кривых зависит от многих параметров и характеристик конкретных РЛС и целей. Приведенные кривые соответствуют типичному случаю РЛС слежения. Как видно из рисунка, только ошибки за счет угловых шумов и шумов приемника зависят от дальности, причем влияние шумов приемника возрастает пропорционально квадрату расстояния до цели вплоть до точки, в которой усиление приемника становится максимальным (наступает насыщение).

Амплитудные шумы представляют собой амплитудную модуляцию сигнала относительно его среднего уровня, поэтому создаваемые ими угловые ошибки не зависят от расстояния до цели, если в схеме приемника предусмотрена система АРУ, поддерживающая среднее значение принимаемого сигнала неизменным в широком динамическом диапазоне входных сигналов. Угловые шумы являются функцией углового размера цели, и вызываемые ими ошибки пеленгования изменяются обратно пропорционально расстоянию.

Кроме указанных шумов, имеют место также шумы следящей системы, обусловленные наличием зон нечувствительности, люфтами и трением в электрокинематических звеньях механизма управления антенной, дрейфом нуля усилителей постоянного тока, разбалансом в схемах приводных усилителей и т. п.

Угловые ошибки, вызываемые шумами следящей системы, не зависят ни от характера, ни от дальности, а целиком определяются конструктивными особенностями системы, классом точности используемых механизмов и стабильностью работы соответствующих электронных схем.

Суммарная ошибка пеленгования радиолокационной системы может быть определена как среднеквадратическое значение всех взаимно независимых ошибок. На рис. 6.17 для качественного сравнения приведена результирующая зависимость угловой ошибки от дальности для РЛС с коническим сканированием луча (а) и моноимпульсного типа в предположении, что амплитудные шумы превышают шумы следящей системы (б). Если справедливо обратное соотношение, то преимущество моноимпульсной системы перед системами с интегральной равноточностной зоной становится несущественным (рис. 6.17).

Приведенные зависимости показывают, что на небольших дальностях до цели угловой шум определяет ошибки сопровождения.

На средних дальностях угловые ошибки обуславливаются в основном флуктуациями амплитуды отраженных сигналов и погрешностями следящей системы. На больших дальностях преобладающее влияние на ошибки сопровождения оказывают внутренние шумы приемника.

## 6.7. ВЛИЯНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ

Цель, сопровождаемая РЛС, выполняет функции элемента замкнутого контура сопровождения, поэтому любые изменения амплитуды отраженного от цели сигнала можно рассматривать как изменение усиления такого замкнутого контура, что, в свою очередь, может непосредственно сказаться на точности измерений координат цели. В соответствии с этим приобретает большое значение система автоматической регулировки усиления (АРУ) приемника, предназначенная для поддержания постоянства усиления всего контура сопровождения с требуемой точностью. По своему характеру различают медленно- и быстродействующие системы АРУ.

При медленнодействующей системе АРУ в контуре сопровождения поддерживается постоянное среднее усиление. В этом случае отсутствует реакция АРУ на быстрые изменения уровня отраженного сигнала, благодаря чему быстрые флуктуации амплитуды сигнала сохраняют свое влияние на усиление замкнутого контура слежения и обуславливаемые при этом флуктуации сигнала ошибки. Быстродействующая система АРУ реагирует на большинство флуктуаций амплитуды отраженного сигнала и поддерживает усиление контура слежения постоянным в широких пределах изменения отраженного сигнала.

Влияние характера системы АРУ на точность пеленгования рассмотрим на примере амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы. При этом ограничимся рассмотрением пеленгования в одной плоскости с ошибками, не превышающими линейного участка пеленгационной характеристики.

Ранее указывалось, что отраженный сигнал от сложной цели может быть представлен как сумма сигналов  $M$  элементарных отражателей, образующих цель:

$$\underline{E}(t) = \sum_{m=1}^M E_m \exp i(\omega t + \varphi_m).$$

В соответствии с этим сигналы, принятые первым и вторым каналами амплитудной моноимпульсной системы, могут быть выражены следующим образом:

$$\underline{E}_1(t, \theta) = \sum_{m=1}^M E_m F(\theta_0 - \theta_m) \exp i(\omega t + \varphi_m), \quad (6.14)$$

$$\underline{E}_2(t, \theta) = \sum_{m=1}^M E_m F(\theta_0 + \theta_m) \exp i(\omega t + \varphi_m), \quad (6.15)$$

где при принятой аппроксимации

$$F(\theta_0 \pm \theta_m) = F(\theta_0) (1 \pm \mu \theta_m).$$

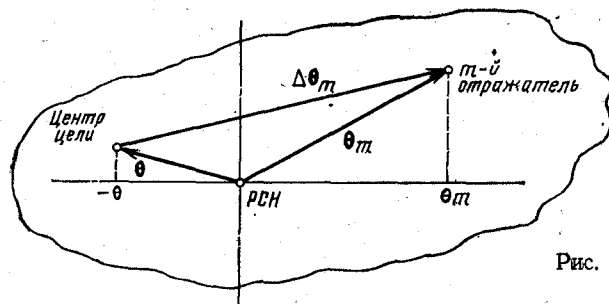


Рис. 6.18. Модель цели

Угловое положение  $m$ -го отражателя  $\theta_m$  относительно РСН антенны пеленгатора может быть представлено в виде векторной суммы (рис. 6.18)

$$\theta_m = \theta + \Delta \theta_m,$$

где  $\theta$  — угловое положение центра цели относительно РСН;  $\Delta \theta_m$  — угловое положение  $m$ -го отражателя относительно центра цели.

Для рассматриваемой плоскости пеленгации  $\theta_m$  может быть выражено через алгебраическую сумму проекций соответствующих углов на эту плоскость:

$$\theta_m = -\theta + \Delta \theta_m. \quad (6.16)$$

Подставляя (6.16) в выражения (6.14), (6.15) и принимая в целях упрощения  $F(\theta_0) = 1$ , получаем

$$\underline{E}_1(t, \theta) = (1 - \mu \theta) \underline{E}(t) + \underline{E}_{yш}(t), \quad (6.17)$$

$$\underline{E}_2(t, \theta) = (1 + \mu \theta) \underline{E}(t) - \underline{E}_{yш}(t), \quad (6.18)$$

$$\text{где } \underline{E}(t) = \sum_{m=1}^M E_m \exp i(\omega t + \varphi_m) = E \exp i(\omega t + \varphi),$$

$$\underline{E}_{yш}(t) = \sum_{m=1}^M \mu \Delta \theta_m E_m \exp i(\omega t + \varphi_m) = E_{yш} \exp i(\omega t + \varphi_{ш}).$$

$E, E_{yш}$  — результирующие амплитуды сигналов;  $\varphi, \varphi_{ш}$  — результирующие фазы сигналов.

Нетрудно видеть, что первые слагаемые выражений (6.17), (6.18) содержат полезную информацию об отклонении центра цели относительно РСН, вторые обусловлены конечными размерами цели и являются мешающими составляющими (угловым шумом). При медленных изменениях взаимного положения РЛС и цели и достаточно большом  $M$  процессы  $E(t)$  и  $E_{yш}(t)$  можно считать стационарными нормальными процессами [38] и

$$\underline{E}(t) \underline{E}_{yш}(t) = 0.$$

Пренебрегая влиянием внутренних шумов приемника, на входе суммарного и разностного каналов с учетом (6.17) и (6.18) получаем

$$\underline{E}_c(t, \theta) = \sqrt{2} \underline{E}(t), \quad (6.19)$$

$$\underline{E}_p(t, \theta) = \sqrt{2} [\mu \theta \underline{E}(t) - \underline{E}_{yш}(t)]. \quad (6.20)$$

Дальнейшую обработку сигналов проведем применительно к двум типам систем АРУ: безынерционной и инерционной.

При безынерционной (мгновенной) системе регулировки усиления нормирующий сигнал может быть представлен как

$$E_{APY} = \sqrt{2} E k_c k_{APY},$$

где  $k_c$  — коэффициент передачи суммарного канала;  $k_{APY}$  — функция передачи цепи АРУ.

С учетом нормировки сигналы на выходе суммарного и разностного каналов с точностью до постоянного коэффициента могут быть представлены выражениями

$$\underline{u}_c(t, \theta) = \frac{\underline{E}_c(t, \theta)}{E_{APY}} = \frac{1}{k_{APY}} \exp i(\omega_{пр} t + \varphi),$$

$$\underline{u}_p(t, \theta) = \frac{\underline{E}_p(t, \theta)}{E_{APY}} = \frac{k_p}{k_c k_{APY}} \left[ \mu \theta \exp i(\omega_{пр} t + \varphi) - \frac{E_{yш}}{E} \exp i(\omega_{пр} t + \varphi_{ш}) \right],$$

где  $k_p$  — коэффициент передачи разностного канала.

Отсюда сигнал на выходе фазового детектора

$$u(\theta) = \operatorname{Re} \underline{u}_c(t, \theta) \underline{u}_p^*(t, \theta) = \frac{k_p}{k_c k_{APY}^2} \left[ \mu \theta - \frac{E_{yш}}{E} \cos(\varphi - \varphi_{ш}) \right]. \quad (6.21)$$

При инерционной системе АРУ, когда полоса пропускания системы АРУ меньше полосы спектра флуктуаций отраженного сигнала, нормирующий сигнал принимает вид

$$E_{APY} = \sqrt{2} k_c k_{APY} \bar{E},$$

где  $\bar{E}$  — среднее значение огибающей, получаемое в результате прохождения сигнала через узкополосный фильтр.

Тогда с учетом выражений (6.19) и (6.20) получаем

$$\underline{u}_c(t, \theta) = \frac{\underline{E}_c(t, \theta)}{E_{APY}} = \frac{E}{k_{APY} \bar{E}} \exp i(\omega_{пр} t + \varphi),$$

$$\underline{u}_p(t, \theta) = \frac{\underline{E}_p(t, \theta)}{E_{APY}} = \frac{k_p}{k_c k_{APY}} \left[ \frac{E}{\bar{E}} \mu \theta \exp i(\omega_{пр} t + \varphi) - \frac{E_{yш}}{\bar{E}} \exp i(\omega_{пр} t + \varphi_{ш}) \right].$$

Отсюда сигнал ошибки при наличии инерционной системы АРУ

$$u(\theta) = \operatorname{Re} \underline{u}_c(t, \theta) \underline{u}_p^*(t, \theta) = \frac{k_p}{k_c k_{APY}^2} \left[ \frac{E^2}{(\bar{E})^2} \mu \theta - \frac{E E_{yш}}{(\bar{E})^2} \cos(\varphi - \varphi_{ш}) \right]. \quad (6.22)$$

Сравнение выражений (6.21) и (6.22) показывает, что при  $\theta = 0$ , когда равносигнальное направление совпадает с направлением на центр сложной цели, сигнал ошибки не равен нулю и составляет при безынерционной системе АРУ

$$u'(\theta) = \frac{k_p}{k_c k_{APY}^2} \frac{E_{yш}}{E} \cos(\varphi - \varphi_{ш}).$$

при инерционной системе АРУ

$$u''(\theta) = \frac{k_p}{k_c k_{\text{АРУ}}} \frac{E E_{\text{ш}}}{(\bar{E})^2} \cos(\varphi - \varphi_{\text{ш}}).$$

При пеленговании точечной цели

$$\Delta\theta = 0, \quad E_{\text{ш}} = 0 \quad \text{и} \quad u'(\theta) = u''(\theta) = 0.$$

Таким образом, полученные выражения подтверждают тот факт, что при пеленгации сложной цели возникают ошибки пеленгования за счет угловых шумов цели. Эти ошибки зависят от типа системы АРУ.

При быстродействующей системе АРУ влияние угловых шумов на точность пеленгования несколько больше, чем при инерционных системах АРУ. В практических схемах эта разница обычно невелика, и ошибки за счет влияния углового шума при быстродействующей системе АРУ не превышают ошибок при медленной АРУ более чем в 2—3 раза [21].

При инерционной АРУ, как следует из выражения (6.22), флуктуации суммарного сигнала сказываются на точности пеленгования. Для снижения влияния этих флуктуаций можно прибегать к ограничению суммарного сигнала. В этом случае сигнал ошибки может быть представлен выражением

$$u(\theta) = \frac{k_p u_0}{k_{\text{АРУ}} k_c \bar{E}} [E \mu \theta - E_{\text{ш}} \cos(\varphi - \varphi_{\text{ш}})], \quad (6.23)$$

где  $u_0$  — порог ограничения сигнала на выходе суммарного канала.

Очевидно, при инерционной системе АРУ на точность пеленгования оказывают влияние амплитудные флуктуации сигнала.

Представляя амплитуду отраженного сигнала как сумму средней и флуктуирующей составляющих, выражение (6.23) можно преобразовать к виду

$$u(\theta) = \frac{k_p u_0}{k_{\text{АРУ}} k_c \bar{E}} [\bar{E} \mu \theta + \tilde{E} \mu \theta - E_{\text{ш}} \cos(\varphi - \varphi_{\text{ш}})], \quad (6.24)$$

где  $\tilde{E}$  — флуктуационная составляющая амплитуды отраженного сигнала относительно среднего значения  $\bar{E}$ .

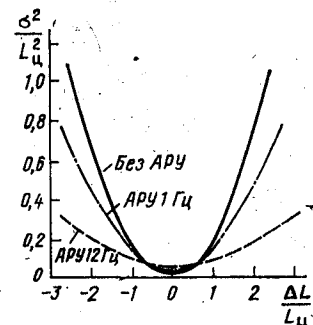
При флуктуирующем сигнале точечной цели

$$u(\theta) = \frac{k_p u_0}{k_{\text{АРУ}} k_c \bar{E}} [\bar{E} \mu \theta + \tilde{E} \mu \theta].$$

Отсюда следует, что при инерционной системе АРУ амплитудные флуктуации сигнала порождают в системе пеленгования систематические и случайные ошибки, ухудшающие точность пеленгования цели. Система пеленгования в этом случае фактически перестает быть моноимпульсной, так как не выполняются требования к нормировке сигналов. При этом ошибка пеленгования, обусловленная амплитудными флуктуациями, в отличие от ошибок за счет действия угловых шумов, зависит от систематической угловой ошибки сопровождения цели и возрастает с увеличением последней.

Количественно оценить ошибки пеленгования за счет амплитудных и угловых флуктуаций можно, если задаться соответствующими распределениями флуктуаций и параметрами системы АРУ РЛС. При этом можно пользоваться

Рис. 6.19. Зависимость среднеквадратической ошибки, вызванной амплитудными и угловыми флуктуациями сигнала, от ошибки наведения антенны на цель при различной ширине полосы пропускания системы АРУ



расчетными формулами, получающимися из выражений (6.21) и (6.24) при их приравнении нулю:

при безынерционной системе АРУ

$$\mu \theta = (E_{\text{ш}}/\bar{E}) \cos(\varphi - \varphi_{\text{ш}}). \quad (6.25)$$

при инерционной системе АРУ

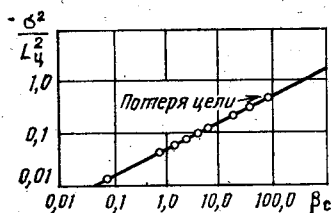
$$\mu \theta = [E_{\text{ш}}/(\bar{E} + \tilde{E})] \cos(\varphi - \varphi_{\text{ш}}). \quad (6.26)$$

Сопоставление выражений (6.25) и (6.26) показывает, что при быстродействующей АРУ ошибка, обусловленная амплитудными флуктуациями отраженных сигналов, равна нулю. Что касается ошибки, вызванной изменением наклона фазового фронта отраженных сигналов, то они несколько больше, чем при медленной АРУ. Однако при медленной АРУ увеличивается влияние амплитудных флуктуаций отраженного сигнала.

На рис. 6.19 приведены экспериментальные зависимости суммарной ошибки от систематической ошибки сопровождения моноимпульсной РЛС центра цели ( $\Delta L$ ), выраженные в единицах размера цели ( $L_c$ ) [21]. В результате экспериментов установлено, что при сопровождении центра цели с систематической ошибкой, равной половине линейного размера цели, уровень суммарной угловой ошибки, обусловленной амплитудными и угловыми флуктуациями, при медленной и быстрой АРУ примерно одинаков. При этом на средних и больших дальностях, когда угловые размеры цели малы и влияние внутренних шумов автосопровождения возрастает, влияние угловых шумов на точность пеленгования становится незначительным. При малых систематических ошибках сопровождения цели флуктуационные ошибки пеленгования при быстродействующей системе АРУ превышают ошибки системы с медленной АРУ. На малых дальностях до цели вследствие возрастания влияния угловых флуктуаций в ряде случаев может оказаться целесообразным использование медленной АРУ.

В ходе экспериментов было также отмечено проникновение низкочастотных составляющих амплитудных флуктуаций в полосу следящей системы и возникновение за их счет дополнительных угловых ошибок. Тем самым подтверждено, что амплитудные флуктуации очень низкой частоты, лежащие в пределах полосы пропускания следящей системы, оказывают влияние на все радиолокационные системы пеленгования, в том числе и на моноимпульсные. Степень их влияния зависит от характеристик АРУ и полосы пропускания следящей системы.

Поскольку инерционность сопровождения при медленной АРУ увеличивает систематические ошибки сопровождения, полосу пропускания следящей системы необходимо увеличивать, с тем чтобы снизить до минимума время отработки углового рассогласования. Однако увеличение ширины полосы пропускания следящей системы увеличивает действие угловых шумов на систему и при определенных условиях может привести к потере цели (рис. 6.20). При этом возрастает влияние внутренних шумов системы автосопровождения, что, в свою



очередь, при медленной АРУ увеличивает ошибки за счет амплитудных флуктуаций отраженных сигналов. Преимущества использования быстродействующей АРУ по сравнению с медленной АРУ будут тем существеннее, чем больше внутренние шумы радиолокатора и чем шире требуется по тактическим соображениям полоса пропускания следящей системы.

Таким образом, теоретические и экспериментальные исследования показывают, что ошибка, вызываемая угловыми шумами, уменьшается при возрастании постоянной времени системы АРУ. Однако с увеличением постоянной времени системы АРУ увеличивается ошибка, вызванная низкочастотными амплитудными флуктуациями отраженных сигналов, модулирующими любой сигнал ошибки. Эта составляющая пропорциональна ошибке сопровождения и с возрастанием последней быстро увеличивается. Внутренние шумы системы автосопровождения еще больше ухудшают работу следящей системы при медленной АРУ.

Работа следящей системы пеленгования улучшается при использовании быстродействующей АРУ, эффективно устраняющей влияние амплитудных флуктуаций отраженных от цели сигналов. Поскольку при этом усиливается влияние на точность пеленгования углового шума цели, то выбор параметров АРУ должен осуществляться компромиссно. При этом следует стремиться к минимально допустимой полосе пропускания следящей системы, поскольку расширение полосы пропускания следящей системы приводит к увеличению реакции угломерного радиолокационного координатора на внутренние и внешние источники ошибок и ухудшению точности пеленгования. Представленная на рис. 6.21 структурная схема позволяет получить хорошие точностные характеристики [56].

В обычной системе, как уже указывалось, выходные сигналы УПЧ нормализуются по средней составляющей суммарного сигнала. В результате мгновенные отношения разностного и суммарного сигналов могут отличаться от истинных, что приводит к возникновению угловых ошибок. В системе, представленной на рис. 6.21, этот недостаток устраняется путем преобразования (методом деления) нормированного разностного сигнала в истинное отношение разностного сигнала к суммарному.

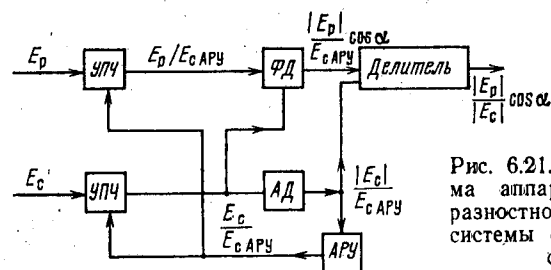


Рис. 6.21. Структурная схема аппаратуры суммарно-разностной моноимпульсной системы с инерционной системой АРУ

### 6.8. ВЛИЯНИЕ ДЕПОЛЯРИЗАЦИИ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ

Поляризация волны определяется направлением вектора электрического поля. Большинство антенн РЛС работает с линейной поляризацией, при которой направление вектора электрического поля либо вертикально, либо горизонтально. Это объясняется тем, что линейная поляризация конструктивно легче реализуется в аппаратуре.

Кроме линейной поляризации применяется, хотя и значительно реже, круговая поляризация, когда вектор электрического поля вращается в плоскости, перпендикулярной направлению распространения радиоволн, в правую или левую сторону с частотой сигнала. Круговая поляризация имеет некоторое преимущество при работе в условиях прохождения радиоволн через слои ионосферы и в условиях сильно мешающих метеофакторов (дождь, снег, грозовые облака и др.). Но формируемая при излучении сигналов поляризация, как правило, не сохраняется неизменной и претерпевает те или иные искажения, имеющиеся в зависимости от условий работы РЛС. Рассмотрим причины деполяризации сигналов и связанное с ней ухудшение точности пеленгации.

## 1. Причины деполяризации отраженных сигналов

Одной из причин деполяризации является среда распространения радиоволн. Если бы радиоволны распространялись в пустоте или плазме (при отсутствии магнитного поля), то их поляризация сохранялась бы неизменной. В действительности радиоволны распространяются в атмосфере, где имеются неоднородности, в том числе области плазмы (ионизированного газа), находящиеся в магнитном поле Земли. Это порождает различные изменения в поляризации сигналов. Так, например, при прохождении линейно-поляризованных радиоволн через участки, заполненные плазмой, меняется наклон плоскости поляризации. При этом направление поворота плоскости поляризации для излученной и отраженной волн одинаково, поэтому общий угол поворота будет в 2 раза больше, чем при распространении волны в одном направлении. Поскольку угол поворота не постоянен и не может быть заранее определен, линейно-поляризованная волна, вернувшись после отражения от цели к радиолокационной антенне, может иметь поляризацию, ортогональную излученной, в результате чего прием сигнала и обнаружение цели станет либо невозможным, либо пеленгование цели будет производиться с большими погрешностями. Во избежание этого, РЛС, предназначенные для дальнего обнаружения космических объектов, где неизбежно прохождение радиоволнами участков ионосферы, как правило, используют круговую поляризацию. Волна с круговой поляризацией, несмотря на эффект дополнительного вращения поляризации, сохраняет поляризацию, близкую к круговой, что обеспечивает уверенное слежение за целью.

Но среда распространения не единственная причина деполаризации радиоволны. Другой, еще более важной причиной деполаризации радиоволны, используемых в радиолокации, является сама цель, отражающая радиоволны. Реальная цель в подавляющем большинстве представляет сложную



ражающую поверхность. При облучении на ее поверхности наводятся токи со сложной пространственной структурой. В результате интерференционных явлений результирующее поле излучения (отраженный сигнал), порождаемое наводимыми на поверхности цели токами, будет иметь сложную структуру, в том числе и по поляризации. Вместо радиоволн со стационарным поляризационным состоянием будут возникать так называемые частично поляризованные волны, когда наряду с регулярными поляризационными составляющими присутствуют составляющие флуктуационного характера, не имеющие в силу своей неопределенности изображения на сфере поляризации Пуанкаре. Степень возникающей в данном случае деполаризации радиоволн будет определяться в основном структурой цели, параметрами и динамикой ее движения, поэтому деполаризующие свойства целей в настоящее время широко исследуются и делаются попытки использования их для классификации и распознавания целей [16].

При работе по низколетящим целям, когда углы места достаточно малы, на деполаризации радиосигналов могут сказаться отражения от земной или водной поверхности. Коэффициенты отражения и преломления радиоволн, как известно, в значительной степени зависят от поляризации. Представляя поляризацию падающего поля в виде двух поляризационных составляющих: параллельной поверхности отражения и ей ортогональной, можно показать, что отраженная волна будет иметь искаженную (в общем случае эллиптическую) поляризацию. Суммируясь в точке приема с прямой волной от цели, отраженная от земной (водной) поверхности волна может дополнительно исказить поляризационную структуру принимаемых антенной РЛС сигналов.

Таким образом, отраженная от цели радиоволна в общем случае деполаризована, т. е. имеет поляризацию, отличающуюся от рабочей поляризации РЛС. Наряду с составляющими, совпадающими с поляризацией антенны РЛС, могут появиться регулярные составляющие, значительно отличающиеся от основной (рабочей) поляризации, а также нерегулярные (хаотические) составляющие поляризации.

## 2. Характер влияния деполаризации отраженных сигналов на точность пеленгования

Влияние деполаризации отраженных сигналов на точность пеленгования проявляется в основном двумя путями: за счет уменьшения мощности сигнала на входе пеленгационного приемника и за счет кросс-поляризации приемных антенн РЛС. Уменьшение мощности сигнала обуславливается рассогласованием принимаемого сигнала по поляризации. В результате эквивалентная чувствительность приемника снижается, уменьшается дальность обнаружения и снижается точность пеленгации цели, поскольку уменьшается отношение сигнал-шум. При ортогональной поляризации принимаемого сигнала обнаружение цели и ее пеленгование вообще становится невозможным.

Механизм влияния деполаризации сигнала на точность пеленгования за счет кросс-поляризации приемной антенны более сложный. Он связан с возникновением амплитудно-фазового разбаланса приемных каналов при пеленговании цели по сигналам с рассогласованной поляризацией, что подробно рассмотрено в гл. 7.

Влияние на точность пеленгования деполаризации сигналов, обусловленное соответствующим уменьшением мощности на входе приемника, может быть снижено, если применять РЛС с перестраиваемой поляризацией приемной антенны или РЛС с ортогонально поляризованными приемными каналами. В первом случае путем перестройки поляризации можно добиться согласования с поляризацией принимаемого сигнала и исключить снижение его мощности за счет деполаризации. Во втором случае достигается тот же эффект, но путем одновременного приема как на согласованной поляризации, так и на кросс-поляризации. При этом конструкция РЛС усложняется, поскольку вводятся дополнительные приемные каналы на ортогональной поляризации. При реализации этого метода в моноимпульсной радиолокации конструкция РЛС еще больше усложняется [21].

1) ЗРК: РЛС: 8-м  
2) РЛС: 1-м: 8-м

## Глава 7

# ВЛИЯНИЕ НЕИДЕНТИЧНОСТИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ МОНОИМПУЛЬСНЫМ МЕТОДОМ

## 7.1. ОСНОВНЫЕ ИСТОЧНИКИ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ ОШИБОК

Моноимпульсный метод основан, как указывалось выше, на приеме сигналов одновременно двумя и более приемными каналами с последующим их сравнением по амплитуде или фазе. В соответствии с этим точность пеленгования целей моноимпульсным методом во многом будет определяться идентичностью характеристик каждой пары приемных каналов, обеспечивающих в совокупности пеленгование цели в той или иной координатной плоскости.

До сих пор при рассмотрении приема и обработки сигналов в моноимпульсных пеленгационных системах мы исходили из того, что характеристики приемных каналов идентичны. Это позволяло рассматривать принципы построения моноимпульсных систем в условиях, обеспечивающих достижение потенциальных возможностей моноимпульсного метода пеленгования. В действительности же конструктивное и схемное выполнение моноимпульсной РЛС может обладать определенными недостатками, нарушающими идентичность характеристик приемных трактов. В ряде случаев такие нарушения могут возникнуть в процессе эксплуатации аппаратуры как следствие старения ее элементов, влияния климатических и механических воздействий. В указанных случаях точность пеленгования будет определяться значением и характером инструментальных ошибок.



К основным источникам инструментальных ошибок моноимпульсных РЛС следует отнести недостатки в формировании ДН антенн, зависимость ДН от поляризации принимаемых сигналов, неидентичность амплитудно-фазовых характеристик приемно-усилительных каналов, несовершенство работы системы автоматической подстройки частоты и автоматической регулировки усиления.

## 7.2. ВЛИЯНИЕ НЕСОВЕРШЕНСТВА ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ

Характер диаграммы излучения антенны определяется амплитудно-фазовым распределением поля возбуждения в ее раскрыве. Поскольку антенны моноимпульсных РЛС должны формировать симметричные пары ДН в каждой плоскости пеленгования, это накладывает определенные условия на функции распределения поля в раскрыве. Так, в амплитудных моноимпульсных системах важно обеспечить в раскрыве антенны четно-симметричное распределение амплитуд, в фазовых системах пеленгации — нечетно-симметричное распределение фаз. Несоблюдение этих требований неизбежно приводит к несоответствию ДН принципам пеленгации, к появлению асимметрии по амплитуде и фазе и ряду других нарушений. Это, в свою очередь, порождает дополнительные ошибки пеленгования.

Одной из основных причин невыполнения требуемой симметрии поля возбуждения является неточность изготовления антенн. Получающиеся при изготовлении антенны ошибки вызывают неустраняемые искажения распределения поля по раскрыву и, как следствие, приводят к формированию ДН, отличающихся от расчетных.

Ошибки в распределении поля по раскрыву можно разбить на систематические и случайные. Причинами систематических ошибок могут являться затенение раскрыва зеркала антенны облучателями и элементами крепления, дифракция радиоволн на краях зеркала и облучателей, взаимная связь каналов. Причинами случайных ошибок могут служить случайные деформации поверхности зеркала антенны, перепады температуры или силы ветра около антенны, приводящие к колебаниям фазы поля возбуждения, ошибки при изготовлении антенны и др.

Систематические ошибки, как правило, одинаковы у однотипных антенн, изготовленных по установленной технологии, и поэтому могут быть заранее учтены с определенной точностью. Случайные ошибки учесть заранее невозможно, поскольку они меняются в достаточно широких пределах от образца к образцу антенн. Поэтому оценка случайных ошибок обычно проводится статистическим методом.

Влияние систематических ошибок на диаграмму направленности может быть определено путем их ввода в распределение поля

по раскрыву. Можно показать, что наличие линейной фазовой ошибки по раскрыву антенны приводит к соответствующему отклонению ДН от заданного направления. Если фазовая ошибка меняется по квадратичному закону, наступает расфокусирование луча антенны.

Случайные фазовые и амплитудные ошибки в распределении поля по раскрыву вызывают повышение уровня боковых лепестков, угловое смещение ДН и уменьшение коэффициента направленного действия антенны. Влияние случайных фазовых и амплитудных ошибок в распределении поля по раскрыву на указанные характеристики антенн исследовалось статистическим методом в ряде работ. Для иллюстрации результатов рассмотрим два примера, соответствующие двумерной антенной решетке и антенне параболического типа [21].

### 1. Влияние ошибок в распределении поля по раскрыву антенной решетки на точность пеленгования

При анализе ошибок пеленгования, вносимых элементами фазированной решетки, будем считать, что антенна является прямоугольной решеткой, расположенной в плоскости  $XY$  [21], а моноимпульсная система является амплитудной суммарно-разностной.

Смещение равносигнального направления, создаваемое ошибками возбуждения решетки, приведет к погрешности пеленгования в плоскости  $XZ$ :

$$\Delta \theta_{x0} = \theta'_{x0} - \theta_{x0}, \quad (7.1)$$

где  $\theta_{x0}$ ,  $\theta'_{x0}$  — углы, определяющие равносигнальное направление при отсутствии и наличии ошибок соответственно.

Обычно в моноимпульсных системах с антенными решетками сопровождение осуществляется по значению сигнала ошибки без обращения в нуль сигнала  $S(\theta)$ . В этом случае возникает дополнительный источник ошибки пеленгования за счет изменения пеленгационной чувствительности. Если при этом пеленгационную характеристику считать линейной, определяемой зависимостью  $S(\theta) = \mu \theta_x$ , то ошибка сопровождения может определяться равенством

$$\Delta \theta_x = \theta'_{xp} - \theta_{xp} = \Delta \theta_{x0} + \theta_x \Delta \mu / \mu, \quad (7.2)$$

где  $\theta'_{xp}$  — истинное направление на цель;  $\theta_{xp}$  — кажущееся направление на цель, с учетом ошибок;  $\Delta \mu / \mu$  — относительное изменение чувствительности при сопровождении цели;  $\theta_x$  — смещение цели относительно равносигнального направления в плоскости пеленгации  $XZ$ , равное  $\theta'_{xp} - \theta'_{x0}$ .

Из уравнения (7.2) видно, что ошибка сопровождения состоит из двух составляющих. Первая составляющая обусловлена смещением равносигнального направления, а вторая — изменением пеленгационной чувствительности.

Суммарная ошибка сопровождения будет максимальна при максимальном смещении цели от равносигнального направления. Если принять, что максимальное смещение цели будет достигать половины ширины ДН, то уравнение (7.2) запишется в виде

$$[\Delta \theta_x]_{\max} = \Delta \theta_{x0} + \frac{\Delta \mu}{\mu} \frac{\lambda}{2 X_p \sin \theta_{x0}}, \quad (7.3)$$

где  $X_p$  — размер решетки в направлении  $x$ .

Суммарная ошибка сопровождения зависит от типа и ошибок амплитудно-фазового распределения поля возбуждения. Рассмотрим каждую составляющую ошибки сопровождения. Для примера рассмотрим четное распределение поля возбуждения, создающее суммарную диаграмму  $F_c(\theta)$ , с амплитудно-фазовым распределением вдоль решетки вида

$$\gamma_{nm} = \gamma_{nm} (1 + \Delta \gamma_{nm}) \exp [-i (\beta x_n \cos \theta_{x0} + \beta y_m \cos \theta_{y0} - \vartheta_{nm})]$$

где  $x_n, y_m$  — координаты излучателей;  $\gamma_{nm}$  — амплитуда поля возбуждения при отсутствии ошибок;  $\Delta \gamma_{nm}$  — амплитудная ошибка;  $\vartheta_{nm}$  — фазовая ошибка.

Аналогично при нечетном распределении поля возбуждения по  $x$  и  $y$ , создающем разностную диаграмму  $F_p(\theta)$  в плоскости  $XZ$ , амплитудно-фазовое распределение описывается выражением

$$\eta_{nm} = \eta_{nm} (1 + \Delta \eta_{nm}) \exp [-i (\beta x_n \cos \theta_{x0} + \beta y_m \cos \theta_{y0} - \xi_{nm})].$$

Фазовая ошибка для любого элемента решетки состоит из ошибки в положении этого элемента и ошибки в фазе при его возбуждении:

$$\vartheta_{nm} = \vartheta'_{nm} + \beta (\Delta x_{nm} \cos \theta_{x0} + \Delta y_{nm} \cos \theta_{y0} + \Delta z_{nm} \cos \theta_{z0}),$$

где  $\Delta x_{nm}, \Delta y_{nm}, \Delta z_{nm}$  — ошибки местоположения возбуждаемого элемента;  $\vartheta'_{nm}$  — фазовая ошибка возбуждаемого элемента.

Аналогично для фазовой ошибки в распределении поля возбуждения при формировании разностной диаграммы

$$\xi_{nm} = \xi'_{nm} + \beta (\Delta x_{nm} \cos \theta_{x0} + \Delta y_{nm} \cos \theta_{y0} + \Delta z_{nm} \cos \theta_{z0}).$$

Для антенных решеток, имеющих большое число элементов, возбуждение можно представить в виде непрерывных функций  $\gamma(x, y), \eta(x, y)$ . При этом условия выражения для обеих составляющих ошибки сопровождения примут вид [21]

$$\Delta \theta_{x0} = \frac{1}{\beta \sin \theta_{x0}} \frac{\iint \xi(x, y) \eta(x, y) dA}{\iint x \eta(x, y) dA}, \quad (7.4)$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \mu}{\mu} \frac{\lambda}{2 X_p \sin \theta_{x0}} &= \frac{1}{2} \left( \frac{\iint \vartheta^2 \gamma dA}{\iint \gamma dA} - \frac{\iint \xi^2 x \eta dA}{\iint x \eta dA} \right) \frac{\pi}{\beta X_p \sin \theta_{x0}} = \\ &= - \left( \frac{\iint \Delta \gamma \gamma dA}{\iint \gamma dA} - \frac{\iint \Delta \eta x \eta dA}{\iint x \eta dA} \right) \frac{\pi}{\beta X_p \sin \theta_{x0}}. \end{aligned} \quad (7.5)$$

Отметим, что интегрирование выполняется по эквивалентному раскрытию решетки, имеющей размеры  $X_p, Y_p$ , а все амплитудные и фазовые ошибки возбуждения не входят в формулу (7.4). Формулы (7.4) и (7.5) могут использоваться для расчета ошибок сопровождения, возникающих как за счет систематических, так и случайных амплитудных и фазовых ошибок возбуждения.

Систематическую ошибку сопровождения рассмотрим при равномерном амплитудном распределении функции возбуждения  $\eta$ , когда

$$\eta(x, y) = \begin{cases} -1 & \text{при } x < 0, \\ 1 & \text{при } x > 0, \end{cases}$$

а возникающая систематическая фазовая ошибка имеет вид

$$\xi = -\xi_0 (2x/X_p)^2,$$

где  $\xi_0$  — максимальное значение фазовой ошибки на краю решетки.

При этом составляющие ошибки сопровождения в соответствии с выражениями (7.4) и (7.5) будут равны соответственно

$$\Delta \theta_{x0} = - \frac{\lambda}{X_p \sin \theta_{x0}} \left( \frac{\xi_0}{2\pi} \right), \quad \frac{\Delta \mu}{\mu} \frac{\lambda}{2 X_p \sin \theta_{x0}} = - \frac{\lambda}{X_p \sin \theta_{x0}} \left( \frac{\xi_0}{4} \right)^2.$$

Следовательно, суммарная ошибка, выраженная в долях ширины диаграммы направленности, определяется выражением

$$\frac{\Delta \theta_x}{\lambda/X_p \sin \theta_{x0}} = \frac{\xi_0}{2\pi} \left( 1 + \frac{\pi}{8} \xi_0 \right).$$

Из графика зависимости ошибок сопровождения от кубической фазовой ошибки (рис. 7.1) видно, что смещение равносигнального направления является преобладающей ошибкой сопровождения при наличии фазовых ошибок.

Случайные ошибки сопровождения рассмотрим для случая, когда фазовые и амплитудные ошибки поля возбуждения имеют нормальное распределение. При равных нулю средних значениях фазовых ошибок, равномерном распределении  $\gamma$  и ступенчато-равномерном распределении  $\eta$  среднеквадратические значения суммарной ошибки сопровождения и ее составляющих из-за фазовых ошибок будут равны [21]

$$\begin{aligned} \sigma_{\theta_{x0}} &= \left( \frac{\lambda}{X_p \sin \theta_{x0}} \right) \frac{0,64}{\sqrt{NM}} \sigma_{\xi}, \\ \frac{\sigma_{\mu}}{\mu} \left( \frac{\lambda}{2 X_p \sin \theta_{x0}} \right) &= \left( \frac{\lambda}{X_p \sin \theta_{x0}} \right) \frac{0,54}{\sqrt{NM}} \sigma_{\xi}^2, \\ \sigma_{\theta_x} &= \sigma_{\theta_{x0}}^2 + \frac{\sigma_{\mu}^2}{\mu^2} \left( \frac{\lambda}{2 X_p \sin \theta_{x0}} \right)^2, \end{aligned}$$

где  $N$  — число элементов решетки по оси  $x$ ;  $M$  — число элементов решетки по оси  $y$ ;  $\sigma_{\xi}^2$  — дисперсия фазовой ошибки в радианах.

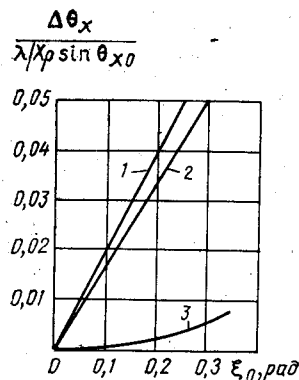


Рис. 7.1

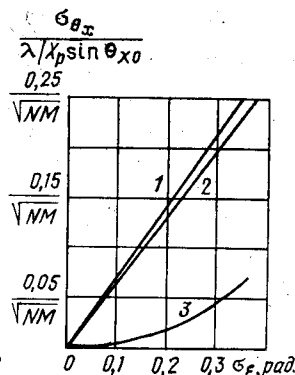


Рис. 7.2

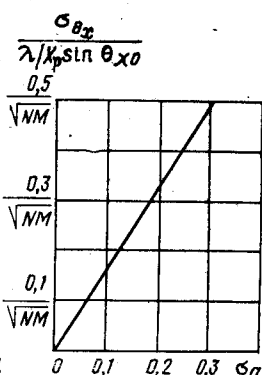


Рис. 7.3

Рис. 7.1. Зависимость нормированной ошибки сопровождения от кубической фазовой ошибки возбуждения антенны:

1 — суммарная ошибка; 2 — ошибка из-за смещения равносигнального направления; 3 — ошибка из-за изменения пеленгационной чувствительности

Рис. 7.2. Зависимость нормированной среднеквадратической ошибки сопровождения от среднеквадратической фазовой ошибки возбуждения антенны:

1 — суммарная ошибка; 2 — ошибка из-за смещения равносигнального направления; 3 — ошибка из-за изменения пеленгационной чувствительности

Рис. 7.3. Зависимость нормированной среднеквадратической ошибки сопровождения от среднеквадратической амплитудной ошибки возбуждения антенны

На рис. 7.2 приведены зависимости указанных ошибок от  $\sigma_{\xi}$ . В этом случае также преобладающей является ошибка за счет смещения равносигнального направления.

Среднеквадратическое значение суммарной ошибки сопровождения, обусловленное случайными амплитудными ошибками, определяется выражением

$$\sigma_{\theta_x} = \left( \frac{\lambda}{X_p \sin \theta_{x0}} \right) \frac{1,56}{\sqrt{NM}} \sigma_a, \quad (7.6)$$

где  $\sigma_a = \sigma_{\Delta\gamma} = \sigma_{\Delta\eta}$  — среднеквадратическое значение амплитудной ошибки.

Графики зависимости этой ошибки от  $\sigma_a$  приведены на рис. 7.3.

Выражения для ошибок были получены для сопровождения в одной плоскости, но они справедливы и для сопровождения в другой плоскости.

Влияние амплитудных и фазовых ошибок можно также оценивать с точки зрения изменений ДН антенны. При этом удобно воспользоваться статистическим методом расчета антенн. Так, при равномерном распределении амплитуды

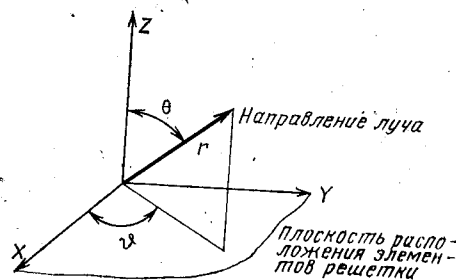


Рис. 7.4. Система координат для определения углов  $\theta$  и  $\phi$

тока элементов по раскрытию и нормальному распределению фазовой ошибки статистический расчет [21] дает следующее обобщенное выражение усредненной ДН антенной решетки по мощности:

$$\overline{F(\theta, \phi)} = F(\theta, \phi) + \mu(\theta, \phi) \sigma_0^2 \frac{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N I_{mn}^2}{\left( \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N I_{mn} \right)^2}, \quad (7.7)$$

где  $F(\theta, \phi)$  — ДН антенной решетки при отсутствии случайных ошибок;  $\mu(\theta, \phi) = \cos \theta (\cos^2 \theta \cos^2 \phi + \sin^2 \phi)$  — коэффициент наклона диаграммы направленности;  $\sigma_0^2 = \sigma_a^2 + \sigma_{\xi}^2$  — средний квадрат суммарной ошибки;  $\sigma_a^2$  — средний квадрат относительной амплитудной ошибки;  $\sigma_{\xi}^2$  — средний квадрат фазовой ошибки;  $I_{mn}$  — ток в  $mn$ -м элементе антенны, определяемый заданным распределением в раскрытии;  $\theta, \phi$  — углы, определяющие ориентацию луча в выбранной системе координат (рис. 7.4).

Из выражения (7.7) видно, что влияние амплитудных и фазовых ошибок приводит к возникновению побочного излучения, определяемого вторым членом выражения и, как следствие, к уменьшению коэффициента направленного действия. Последнее может быть определено по следующей приближенной формуле:

$$\frac{G}{G_0} \approx \frac{1}{1 + 3\pi/4 (l_p/\lambda)^2 \sigma_0^2}, \quad (7.8)$$

где  $G_0, G$  — коэффициент направленного действия антенны при отсутствии ошибок и с учетом ошибок соответственно;  $l_p$  — расстояние между элементами антенной решетки.

## 2. Влияние ошибок в распределении поля по раскрытию параболической антенны на точность пеленгования

Применительно к параболическим зеркальным антеннам статистический метод при малых фазовых ошибках с нормальным законом распределения дает

$$\overline{F(\theta, \phi)} = F(\theta, \phi) + \mu(\theta, \phi) \frac{4\tau_0^2 \pi^2 \sigma_{\xi}^2}{\lambda^2 G_0} \exp\left(-\frac{\pi^2 u^2 \tau_0^2}{\lambda^2}\right), \quad (7.9)$$

где  $u = \sin \theta$ ;  $\tau_0$  — интервал корреляции, выраженный в длинах волн и соответствующий среднему интервалу, на котором ошибки в токах возбуждения нельзя считать независимыми.

Как и в (7.7) первый член выражения (7.9) характеризует ДН при отсутствии ошибок, а второй член описывает ее искажение, обусловленное наличием фазовой ошибки в распределении поля возбуждения по раскрытию. Побочное излучение пропорционально среднему квадрату ошибки, как и в антенной решетке, а также пропорционально квадрату интервала корреляции, выраженного в длинах волн.

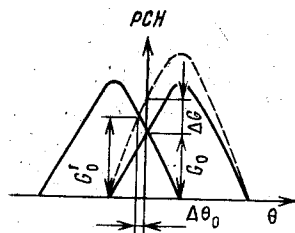


Рис. 7.5. Сдвиг равно-сигнального направления при изменении усиления одной из антенн

При малых ошибках и малом интервале корреляции уменьшение коэффициента направленного действия определяется приближенным выражением

$$G/G_0 \approx 1 - 3/4 \sigma_\xi^2 \tau_0^2 \pi^2 / \lambda^2, \quad \tau_0 / \lambda \ll 1, \quad (7.10)$$

и при большом интервале корреляции — выражением

$$G/G_0 \approx 1 - \sigma_\xi^2, \quad \tau_0 / \lambda \gg 1. \quad (7.11)$$

Таким образом, амплитудные и фазовые ошибки в распределении поля возбуждения по раскрытию антенны приводят к искажению ДН, проявляющемуся, в частности, в уменьшении коэффициента направленного действия. Поэтому может возникнуть неидентичность амплитудных характеристик приемных каналов моноимпульсной системы и увеличение ошибок пеленгования.

В целях оценки влияния неидентичности ДН на точность пеленгования цели предположим, что усиление одной из приемных антенн отличается от другой на  $\Delta G$ . Как видно из рис. 7.5, изменение усиления одной из антенн моноимпульсной РЛС влечет за собой смещение равносигнального направления на  $\Delta \theta_0$  и является источником систематической ошибки пеленгования, значение которой можно определить следующим образом. Пусть  $G_0$  — коэффициент усиления в равносигнальном направлении при условии идентичности диаграмм направленности,  $G'_0$  — коэффициент усиления в равносигнальном направлении при изменении усиления одной из антенн на величину  $\Delta G$ , а  $\mu$  и  $\mu'$  — крутизна ДН в рабочей точке для указанных условий. Тогда можно написать следующие зависимости:

$$G'_0 = G_0 (1 + \mu \Delta \theta_0), \quad (7.12)$$

$$G_0 + \Delta G = G'_0 (1 + \mu' \Delta \theta_0), \quad (7.13)$$

Подставляя (7.12) в (7.13) и пренебрегая величиной второго порядка малости, после элементарных преобразований получаем

$$\Delta \theta_0 = \frac{\Delta G_0}{G_0 (\mu + \mu')} \approx \frac{\Delta G}{G_0} \frac{1}{2\mu}$$

или

$$\mu \Delta \theta_0 \approx \Delta G / 2 G_0.$$

Задаваясь значениями крутизны пеленгационной характеристики и неидентичности диаграмм направленности по амплитуде, можно определить угловую ошибку. Расчеты показывают, что при крутизне пеленгационной характеристики  $0,25 \text{ град}^{-1}$  неидентичность диаграмм направленности по усилению в 10% приводит к систематической угловой ошибке, равной  $0,2^\circ$ . Если допустимую угловую ошибку в рассматриваемом случае принять равной минуте, то расхождение антенн по усилению не должно превышать 0,8%.

Пользуясь формулами (7.11), можно рассчитать допустимую при этом среднеквадратическую ошибку по фазе поля возбуждения параболической антенны. Так, при большом интервале корреляции

$$\sigma_\xi^2 = 1 - G/G_0 = \Delta G/G_0, \quad \sigma_\xi = (\Delta G/G_0)^{1/2}.$$

При  $\Delta G/G_0 = 0,1$ ,  $\sigma_\xi = 0,32 \text{ рад} = 18^\circ,3$ . При допустимой ошибке  $\Delta \theta_0 = 1 \text{ мин}$   $\Delta G/G_0 = 0,8\%$ . Допустимая среднеквадратическая ошибка по фазе в этом случае

$$\sigma_\xi = (0,008)^{1/2} = 0,09 \text{ рад} = 5^\circ.$$

Это довольно высокие требования к полю возбуждения антенн. Поэтому к точности изготовления и обеспечению жесткости антенн моноимпульсных РЛС предъявляются повышенные требования. Если разбаланс антенны по усилению происходит за счет случайных ошибок, то при расчете допустимых фазовых и амплитудных ошибок в распределении поля возбуждения решетчатых и параболических антенн можно пользоваться формулами (7.8), (7.10) и (7.11).

Кроме усиления антенн, могут изменяться ширина диаграмм направленности и наклон их максимумов относительно электрической оси антенны. Анализ типичной четырехканальной амплитудной моноимпульсной системы с логарифмическими приемниками показывает, что в этом случае также происходят смещение РСН, изменение пеленгационной чувствительности системы и искажение формы пеленгационной характеристики (линейный участок в области РСН становится выпуклым или вогнутым, в зависимости от того, какая из ДН претерпевает наибольшие изменения) [48].

При работе в сравнительно широкой полосе частот могут возникать изменения параметров ДН антенны также в зависимости от частоты. В этом случае необходимо предусматривать компенсацию возникающих ошибок при смене рабочей частоты в соответствии с предусмотренной программой, составленной на основании результатов экспериментальных исследований.

### 7.3. ВЛИЯНИЕ КРОСС-ПОЛЯРИЗАЦИИ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ МОНОИМПУЛЬСНЫМ МЕТОДОМ

В гл. 6 было показано, что отраженный от цели радиосигнал в общем случае деполаризован, т. е. имеет поляризацию, отличающуюся от рабочей поляризации РЛС. В соответствии с этим приобретает интерес рассмотрение поляризационных свойств современных антенн и их влияния на точность пеленгования.

#### 1. Кросс-поляризационное излучение зеркальных антенн

Изучению поляризационной структуры ДН зеркальных антенн посвящено большое количество работ [17, 27, 53, 55, 68, 75, 82]. В результате установлено, что во всех случаях, когда антенна содержит элементы с криволинейной

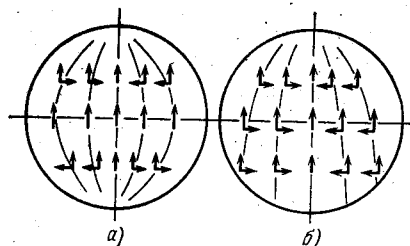


Рис. 7.6. Схемы распределения напряженности поля в раскрыве параболоида:

а — при фронтальном осесимметричном возбуждении электрическим диполем; б — при возбуждении вынесенным электрическим диполем

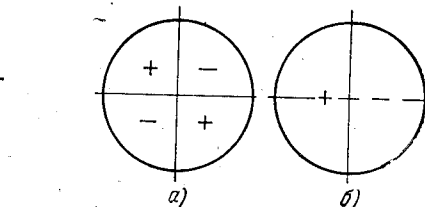


Рис. 7.7. Схемы фазового распределения кросс-поляризационных составляющих поля в раскрыве параболоида:

а — при фронтальном осесимметричном возбуждении электрическим диполем; б — при возбуждении вынесенным электрическим диполем

поверхностью, например отражатели, линзы и обтекатели, появляется кросс-поляризационная составляющая излучения, под которой понимается составляющая электромагнитного поля, поляризованная ортогонально основной (рабочей) поляризации поля. Уровень кросс-поляризационного излучения и его структура определяются геометрией антенны, типом и расположением облучателей, дифракционными явлениями на краях зеркала антенны и элементах крепления облучателей, несовершенствами выполнения отражающих поверхностей.

На рис. 7.6 приведены типичные картины поля в раскрыве параболоида при двух вариантах возбуждения с помощью электрического диполя. Стрелками условно показаны составляющие вектора напряженности поля в различных точках на основной поляризации (по вертикали) и кросс-поляризации (по горизонтали). При идеальном исполнении осесимметричные антенны не имеют кросс-поляризационного излучения в главных плоскостях, поскольку кросс-поляризационные составляющие поля соседних квадрантов противофазны, равны по амплитуде и взаимокompенсируются в плоскостях симметрии параболоида.

При выносе облучателя вниз параболоида наблюдается сужение линий тока по направлению к верхнему краю зеркала. Из возникающих при этом кросс-поляризационных составляющих поля противофазны только те, которые расположены по разные стороны от вертикальной плоскости симметрии. В результате отсутствие кросс-поляризационного излучения наблюдается только в вертикальной плоскости симметрии, совпадающей с ориентацией электрического диполя. В этом отличие от осесимметричной антенны, когда противофазность имеет место для всех кросс-поляризационных компонентов, расположенных в соседних квадрантах поверхности параболоида. Фазовое распределение кросс-поляризационных составляющих для рассматриваемых параболических антенн условно представлено на рис. 7.7 знаками «+» и «-». Следует отметить, что сравнительно небольшие смещения облучателя от геометрического фокуса, осуществляемые, например, при формировании диаграмм направленности амплитудных моноимпульсных систем, не приводят к заметным изменениям максимума кросс-поляризационного излучения.

Наличие кросс-поляризационного излучения приводит к тому, что ДН зеркальной антенны становится сложной и ее структура определяется вкладом составляющих поля на основной поляризации и кросс-поляризации. Так, одно-

лепестковая ДН осесимметричной зеркальной антенны при переходе с основной поляризации на кросс-поляризацию трансформируется в четырехлепестковую диаграмму с максимумами, расположенными в соответствующих квадрантах в плоскостях, наклоненных под  $45^\circ$  к главным плоскостям антенны, и нулевым провалом ДН вдоль электрической оси антенны. Параболическая антенна с вынесенным облучателем на кросс-поляризации соответственно формирует двухлепестковую ДН с фазовыми значениями, соответствующими условной схеме рис. 7.7.

Уровень кросс-поляризационного излучения в основном определяется кривизной поверхности зеркала и тем больше, чем выше кривизна. Поэтому с увеличением отношения фокусного расстояния параболоида к его диаметру интенсивность кросс-поляризации снижается. В табл. 7.1 приведены расчетные максимальные уровни кросс-поляризационного излучения параболических антенн с фронтальным возбуждением коротким электрическим диполем при различных отношениях  $f_{\Pi}/d_{\Pi}$  [73, 82].

Если в качестве облучателя используется магнитный диполь, то распределение поля в раскрыве параболоида имеет тот же характер, но кросс-поляризационные компоненты противоположны по фазе соответствующим кросс-поляризационным компонентам при возбуждении параболоида электрическим диполем. Следовательно, если облучатель параболоида является комбинацией электрического и магнитного диполей, расположенных под прямыми углами друг к другу, и интенсивности облучения ими симметричного параболоида равны (эквивалентно источнику Гюйгенса), то можно полностью компенсировать кросс-поляризацию [68]. Реализация такого облучателя может быть осуществлена с помощью небольшого прямоугольного рупора. Однако при этом компенсация кросс-поляризации в полной мере не удастся.

Антенны типа Кассегрена имеют более низкий уровень кросс-поляризационного излучения. Измерения с одной из таких антенн с  $d_{\Pi}/f_{\Pi}=0,33$  при возбуждении прямоугольным рупором дали максимальный уровень кросс-поляризации  $-42$  дБ [72].

Антенны в виде вырезки из параболоида вращения даже при облучении источником Гюйгенса имеют высокий уровень кросс-поляризации, примерно того же порядка, что и при облучении таких антенн электрическими диполями. Смещение облучателя из фокуса, что практически имеет место в амплитудных моноимпульсных системах, вызывает амплитудную асимметрию в распределении токов на поверхности параболоида и, как следствие, увеличение уровня кросс-поляризационной составляющей в направлении смещения облучателя [21]. В этом случае кросс-поляризационная ДН деформируется: минимумы ее становятся менее глубокими, а максимумы — более пологими, уровень кросс-поляризационного излучения и ширина кросс-поляризационных лепестков увеличивается. Степень деформации увеличивается с увеличением смещения облучателя из фокуса параболоида. Компенсация кросс-поляризационного излучения, если она имела место при облучении зеркала источником Гюйгенса, расположенным в фокусе, нарушается.

Таблица 7.1

| $f_{\Pi}/d_{\Pi}$ | Максимальный уровень кросс-поляризационного излучения, дБ |                |
|-------------------|-----------------------------------------------------------|----------------|
|                   | по данным [73]                                            | по данным [82] |
| 0,25              | -15,8                                                     | -14,6          |
| 0,30              | -18,1                                                     | -17,5          |
| 0,40              | -22,2                                                     | -22,1          |
| 0,46              | -24,3                                                     | -24,2          |
| 0,60              | -28,0                                                     | -28,4          |

При возбуждении зеркальной антенны волной с круговой поляризацией также наблюдается кросс-поляризационное излучение, под которым понимается излучение с круговой поляризацией противоположного направления вращения. В работе [21] приведена расчетная ДН для квадратного рупора, возбуждаемого двумя ортогональными колебаниями типа  $H_{11}$ , находящимися в квадратуре. Расчет подтвердил наличие кросс-поляризационного излучения у такой антенны с максимальным уровнем  $-16$  дБ относительно главного максимума ДН с основной поляризацией.

Необходимо отметить, что отсутствие кросс-поляризационного излучения в направлении оси параболических антенн наблюдается только тогда, когда отражающая поверхность идеально симметрична. Ошибки в изготовлении отражающей поверхности параболоида способны нарушить амплитудно-фазовую симметрию распределения поля на поверхности зеркала, и тогда возможно кросс-поляризационное излучение вдоль оси антенны (в РСН). Влияние ошибок изготовления поверхности антенн рассматривалось в ряде работ [73, 74]. Показано, что при малых ошибках, не превышающих  $0,04 \lambda$ , интенсивность кросс-поляризационного излучения в РСН прямо пропорциональна среднеквадратическим значениям ошибок в изготовлении отражающих поверхностей зеркала. Экспериментальные исследования на частоте  $10$  ГГц с параболоидом, возбуждаемым пирамидальным рупором с раскрывом  $4 \text{ см} \times 4 \text{ см}$ , и отношением фокусного расстояния к диаметру параболоида, равным  $0,25$ , показали, что при неровностях профиля зеркала в пределах  $(0,021-0,029)\lambda$  развязка по поляризации в РСН ухудшается на  $4-8$  дБ, а потери в коэффициенте усиления достигают  $0,3-0,35$  дБ.

Необходимо отметить, что максимально допустимое отклонение от идеального параболического профиля согласно механическим допускам на конструирование антенн равно  $\pm 0,03 \lambda$  [36].

Следует также отметить, что кросс-поляризационным излучением обладают и линзовые антенны. Но они в отличие от антенн зеркального типа не обладают недостатками, связанными с затенением раскрыва облучателями и их креплением. Это обстоятельство позволяет при определенных условиях получить более низкие уровни кросс-поляризационного излучения. Показано, если линза является плоско-выпуклой с постоянным коэффициентом преломления, то при использовании в качестве облучателя симметричного вибратора, расположенного в фокусе, поле в раскрыве линзы не имеет кросс-поляризационной компоненты [82]. Смещение облучателя из фокуса приводит к появлению кросс-поляризации и в этом случае.

## 2. Влияние кросс-поляризации приемных антенн на точность пеленгования моноимпульсных РЛС

С учетом деполаризации отраженных от цели сигналов расчетная ДН приемной антенны имеет место практически только при поляризации сигналов, соответствующей основной (рабочей) поляризации антенны. В остальных случаях ДН искажается и тем заметнее, чем существеннее отличается поляризация принимаемых сигналов от рабочей поляризации антенны РЛС. При поляризации сигналов, совпадающей с кросс-поляризацией антенны, ожидаемое искажение ДН максимально. В этом случае ДН антенны полно-

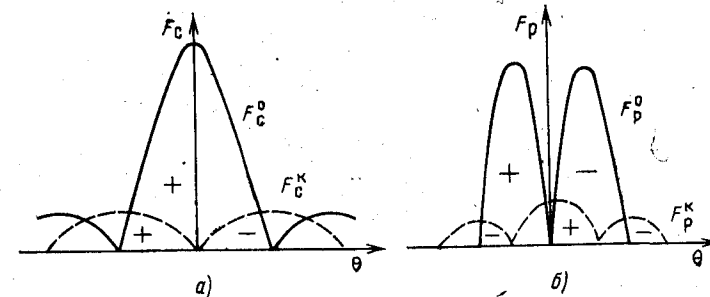


Рис. 7.8. Типичные диаграммы направленности антенны моноимпульсной РЛС на основной поляризации (индекс «о») и кросс-поляризации (индекс «к»): а — суммарного канала; б — разностного канала

стью будет определяться структурой кросс-поляризационного излучения данной антенны.

Поскольку ДН на кросс-поляризации не совпадает ни по форме, ни по положению с ДН на основной поляризации, такая деформация ДН неизбежно скажется на точности пеленгования, в том числе и на пеленговании моноимпульсным методом. Рассмотрим амплитудную суммарно-разностную моноимпульсную систему. Типичные ДН суммарного и разностного каналов на основной поляризации и кросс-поляризации для такой системы представлены на рис. 7.8. Знаками «+» и «-» условно обозначены фазовые соотношения.

Пеленгационная характеристика системы, как известно, определяется выражением

$$S(\theta) = \frac{\operatorname{Re} \underline{E}_c^*(\theta, \vartheta) \underline{E}_p(\theta, \vartheta)}{\underline{E}_c(\theta, \vartheta) \underline{E}_c^*(\theta, -\vartheta)},$$

где  $\underline{E}_c(\theta, \vartheta)$ ,  $\underline{E}_p(\theta, \vartheta)$  — комплексные выражения сигналов суммарного и разностного каналов.

Исследования показывают, что если кросс-поляризационное излучение суммарного канала антенны мало по сравнению с излучением на основной поляризации и если деполаризация отраженного от цели сигнала сравнительно невелика, а цель находится вблизи РСН, то угловая ошибка пеленгации определяется выражением [75]

$$\Delta \theta = \frac{\theta_{0,5}}{\mu} \left[ \frac{E_c^0 E_p^0}{[E_c^0]^2} + \frac{E_c^0 (\rho_t E_p^K)}{[E_c^0]^2} \right],$$

где  $E_c^0$ ,  $E_p^0$  — амплитуды составляющих сигналов суммарного и разностного каналов на основной поляризации;  $E_p^K$  — амплитуда составляющей сигнала разностного канала на кросс-поляризации;  $\rho_t$  — комплексный коэффициент деполаризации отраженного сигнала;  $\mu$  — крутизна.



Отсюда, кросс-поляризационная ошибка пеленгации определяется выражением

$$\Delta \theta^k = \frac{\theta_{0,5}}{\mu} \frac{E_c^0 (\rho_t E_p^k)}{[E_c^0]^2}, \quad \rho_t = \sqrt{\sigma^k / \sigma^0} \exp i \Phi,$$

где  $\sigma^k$  и  $\sigma^0$  — составляющие ЭПР цели на кросс-поляризации и основной поляризации соответственно (действительные величины);  $\Phi$  — фазовый сдвиг между составляющими  $\sigma^k$  и  $\sigma^0$ .

Если предположить, что  $\sigma^k$  и  $\sigma^0$  являются независимыми флуктуирующими величинами с распределением по закону хи-квадрат, а фаза  $\Phi$  распределена равномерно в интервале  $\pm \pi$ , то среднеквадратическая ошибка пеленгования цели, обусловленная деполяризацией отраженного от цели сигнала и кросс-поляризацией приемной антенны РЛС, будет [75]

$$\sigma_{\theta}^k = (\theta_{0,5} / \sqrt{2} \mu) \sqrt{r_{\sigma} g_k f_k},$$

где  $r_{\sigma} = \overline{\sigma^k} / \overline{\sigma^0}$  — отношение средних значений составляющих ЭПР цели на кросс-поляризации и основной поляризации;  $g_k$  — коэффициент усиления (по мощности) антенны на кросс-поляризации;  $f_k$  — коэффициент, определяемый типом принятой модели флуктуирующей цели.

При типичном значении коэффициента деполяризации отраженного сигнала, равно  $-3$  дБ, уровне кросс-поляризационного излучения антенны, лежащем в пределах от  $-20$  дБ до  $-30$  дБ,  $f_k = 4,0$  (рэлеевская модель флуктуирующей цели, превышение  $\sigma^0$  над порогом чувствительности приемника  $20$  дБ) и  $\mu = 1,6$  среднеквадратическая ошибка пеленгования цели составляет от  $0,03$  до  $0,06 \theta_{0,5}$ . Эта ошибка является довольно большой по существующим требованиям к точности следящих РЛС.

Следует иметь в виду, что никакая дополнительная обработка сигналов суммарного и разностного каналов не может устранить эту ошибку пеленгования, поскольку ее нельзя отличить от естественных ошибок пеленгования, вызываемых рассогласованием оси антенны с направлением на цель. Ее также нельзя скомпенсировать, так как амплитуда и фаза комплексного коэффициента деполяризации отраженных от цели сигналов априорно неизвестны. В том случае, когда деполяризация сигнала при отражении от цели превышает принятое выше значение, ошибки пеленгования соответственно возрастают и могут достигнуть значений, при которых моноимпульсная система теряет способность слежения за целью с необходимой точностью.

На рис. 7.9 приведены расчетные пеленгационные характеристики моноимпульсной системы в зависимости от поляризации принимаемых сигналов и уровня кросс-поляризационного излучения приемной антенны [21]. Переменный параметр  $a_k b$  при пеленговании одиночного источника сигналов физически означает отношение амплитуды сигналов на выходе приемной антенны, принятых на кросс-поляризации, к амплитуде сигналов, принятых на основной

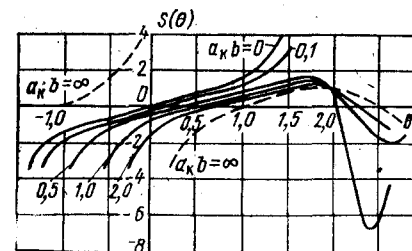


Рис. 7.9

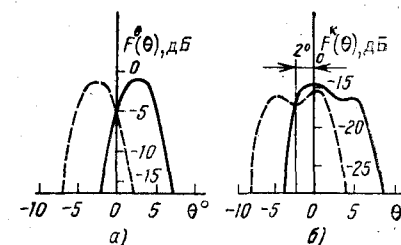


Рис. 7.10

Рис. 7.9. Расчетные пеленгационные характеристики амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы одноплоскостной пеленгации в зависимости от рассогласования по поляризации принимаемых сигналов

Рис. 7.10. Экспериментальные диаграммы направленности амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы:  
а — для основной поляризации; б — для кросс-поляризации

поляризации. Поэтому  $a_k b = \infty$  при  $a_k < 1$  соответствует случаю полного рассогласования по поляризации, когда принимаемые сигналы с кросс-поляризацией,  $a_k b = 0$  соответствует приему сигналов на согласованной (рабочей) поляризации. Как видно из рисунка, увеличение деполяризации принимаемых сигналов ( $a_k b$  увеличивается) приводит к увеличению искажения пеленгационной характеристики, что проявляется в увеличении смещения ее РСН (нулевого значения), изменении крутизны и формы. Смещение нуля пеленгационной характеристики при  $a_k b \rightarrow \infty$  стремится к ширине диаграммы направленности. Начиная с  $a_k b = 0,5$  возникает значительная асимметрия пеленгационной характеристики. Лепесток характеристики, в сторону которого происходит смещение нуля, сильно уменьшается по амплитуде, что приводит к сужению области пеленгационной устойчивости системы.

При  $a_k b = \infty$  пеленгационная характеристика в РСН претерпевает разрыв. Смещение РСН и уменьшение крутизны пеленгационной характеристики радиолокационной системы при приеме сигналов с расстроенной поляризацией означает увеличение систематических и динамических ошибок пеленгования цели.

Факт деполяризации отраженных от цели сигналов и связанное с этим возникновение дополнительных ошибок пеленгования за счет кросс-поляризации приемных антенн отмечался экспериментально. Так, в одной из работ [21] приводятся результаты измерений диаграмм направленности амплитудной моноимпульсной системы суммарно-разностного типа на основной поляризации и кросс-поляризации (рис. 7.10). Как видно из рисунка, при приеме сигналов с поляризацией, совпадающей с кросс-поляризацией приемной антенны РЛС, парциальные диаграммы моноимпульсной системы деформируются, в результате чего формируется равносигнальное направление, отклоненное от нормального на  $2^\circ$ , что



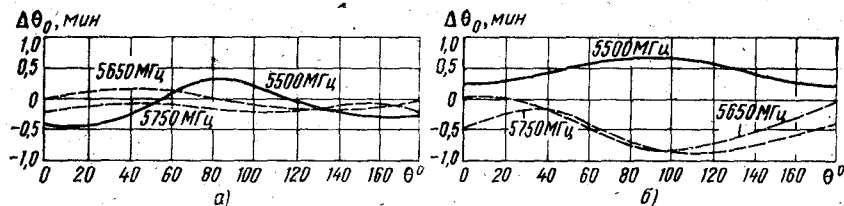


Рис. 7.11. Экспериментальные зависимости смещения равносигнального направления от угла наклона плоскости поляризации принимаемых сигналов: а — по азимуту; б — по углу места

соответствует сдвигу на 0,45 ширины диаграммы по половинной мощности. Наличие неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов и начальные ошибки сопровождения могут усилить влияние кросс-поляризации антенн на точность пеленгации.

На рис. 7.11 приведены экспериментальные зависимости смещения РСН от ориентации поляризации и рабочей частоты, полученные с модифицированной моноимпульсной РЛС AN/FPS-16 с круговой поляризацией в условиях приема сигналов с линейной поляризацией [21].

Из рисунка видно, что смещение РСН при изменении угла ориентации линейной поляризации рабочей частоты меняется как по значению, так и знаку и достигает 1,5'. Если учесть, что требуемая точность измерения угловых координат РЛС AN/FPS-16 оценивается десятками долями угловой минуты [21], получающиеся смещениями нуля ДН приемной антенны нельзя пренебрегать.

Следует отметить, что изменение ориентации линейной поляризации волны сказывается также на изменении глубины минимума разностной ДН, а также на уровне ее боковых лепестков. В реальных условиях отраженные сигналы обладают частично поляризованной структурой. Поэтому деформация диаграмм будет носить случайный характер, в результате чего конечный эффект будет определяться спектральной плотностью флуктуаций поляризации и полосой пропускания следящей системы радиолокатора.

Таким образом, особенности конструкции антенн, приводящие к паразитному излучению на кросс-поляризации, делающему приемные антенны чувствительными к поляризации сигналов, в совокупности с деполяризацией сигнала при его отражении от цели являются одним из основных факторов, ограничивающих точностные характеристики моноимпульсных следящих систем.

### 3. Методы ослабления влияния деполяризации сигналов и кросс-поляризации антенн на точность пеленгования

Деполяризация сигналов обуславливается физическими свойствами цели, ее движением и условиями распространения радиоволн. Регулировать эти факторы в целях снижения влияния депо-

ляризации сигналов на точность пеленгования цели не представляется возможным. В соответствии с этим при стремлении снизить влияние поляризационных эффектов на точность моноимпульсных РЛС основное внимание следует уделить вопросам снижения кросс-поляризационного излучения и приема антенн. В этом направлении имеются следующие возможности [21, 53, 70, 71, 89, 91, 98, 110]:

- снижение кросс-поляризации, вызываемой отражателем антенны;
- снижение кросс-поляризации, вызываемой облучателями антенны;
- снижение кросс-поляризации, вызываемой дифракционными явлениями на краях отражателей;

- снижение кросс-поляризации, вызываемой крепежными конструкциями в раскрые антенны и затенением зеркала, вызываемого облучателями и вспомогательными зеркалами.

Снижение кросс-поляризации, вызываемой отражателем антенны, может быть достигнуто повышением точности изготовления поверхности зеркала, уменьшением ее кривизны и использованием специальных элементов, компенсирующих кросс-поляризационные составляющие электромагнитного поля. Чем больше кривизна рабочей поверхности антенны, тем больше уровень кросс-поляризации. Поэтому применение длиннофокусных антенн, обеспечивающих большие отношения  $f_n/d_n$ , является предпочтительным, поскольку они имеют более низкий уровень кросс-поляризационного излучения.

Установка специальных корректирующих пластин в максимумах электрического поля на кросс-поляризации как способ снижения кросс-поляризации антенны предлагалась в работах [21, 71]. Один из вариантов такого компенсатора представлен на рис. 7.12. По структуре он представляет сложный возбудитель антенны, в который входят помимо основного активного вибратора ( $D_0$ ) четыре пассивных элемента ( $D_1—D_4$ ), расположенных в максимумах кросс-поляризации антенны под углом  $90^\circ$  к направлению активного вибратора. Токи, наводимые активным вибратором на кросс-поляризации, протекающие по поверхности отражателя, индуцируют токи в пассивных элементах (вибраторах). Амплитуда и фаза этих токов подбираются соответствующим выбором размеров пассивных элементов (толщины  $w$  и длины  $l$ ) таким образом, чтобы кросс-поляризационная составляющая поля компенсирова-

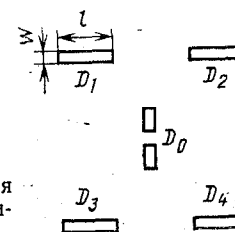


Рис. 7.12. Геометрия сложного облучателя антенны с низким уровнем кросс-поляризационного излучения

лась. Эксперименты, проведенные на частоте 9,99 ГГц с использованием отражателя диаметром 31 см при  $f_n/d_n=0,25$ , показали возможность снижения кросс-поляризационного излучения таким методом на 10 дБ [71]. Эффект ослабления кросс-поляризационного излучения уменьшается при изменении частоты относительно оптимальной.

Наряду с пассивными элементами в местах максимальных уровней кросс-поляризации можно устанавливать активные элементы (вспомогательные вибраторы) аналогично пассивным элементам (рис. 7.12). Однако в этом случае для обеспечения оптимальных условий работы требуется высокое соответствие амплитуды и фазы токов, протекающих во вспомогательных вибраторах, амплитуде и фазе токов, протекающих в основном вибраторе. В результате конструкция устройства усложняется и удорожается, поскольку требуются для выравнивания амплитудно-фазовых соотношений калиброванные с высокой точностью аттенюаторы и фазовращатели. При этом широкополосность антенной системы еще более уменьшается.

Компенсацию кросс-поляризационного излучения можно осуществить также с помощью облучателей. Исследования показывают [53], что для любого параболоида с заданным значением  $f_n/d_n$  можно найти как одномодовый, так и двумодовый рупор с круглой апертурой, который при заданной частоте позволяет получить низкое значение кросс-поляризационной составляющей поля излучения, в том числе при работе в полосе частот. Установлено, что одномодовый облучатель обеспечивает уровни кросс-поляризации ниже  $-30$  дБ при  $f_n/d_n=0,45-0,6$  и менее  $-35$  дБ в случае двумодового облучателя при  $f_n/d_n=0,7-0,8$ .

Теоретически показана возможность создания трехзеркальной антенны, не имеющей кросс-поляризации [89]. Такая антенна должна состоять из главного параболического зеркала и двух вспомогательных, образованных поверхностью вращения второго порядка. Данные об использовании таких антенн в моноимпульсной радиолокации отсутствуют.

При конструировании облучателей особое внимание уделяется обеспечению низкого уровня их кросс-поляризации и симметрии, поскольку установлено, что максимум внеосевой кросс-поляризации в плоскости, расположенной под углом  $45^\circ$ , прямо пропорционален асимметрии ДН облучателя. Повышению симметрии ДН в главных плоскостях способствуют диэлектрические вставки, помещаемые в раскрыве облучателя. В работе [93] приведены экспериментальные результаты на частоте 10 ГГц, показавшие возможность снижения таким методом уровня кросс-поляризации на 10 дБ. Эксперименты проводились с конической рупорной антенной с углом раскрыва  $30^\circ$  и диаметром 6 см. В раскрыве рупора устанавливалась диэлектрическая сфера диаметром 5,8 см из парафина с согласующим переходом.

В целях снижения кросс-поляризации облучателей за рубежом широкое распространение получили гофрированные волноводные

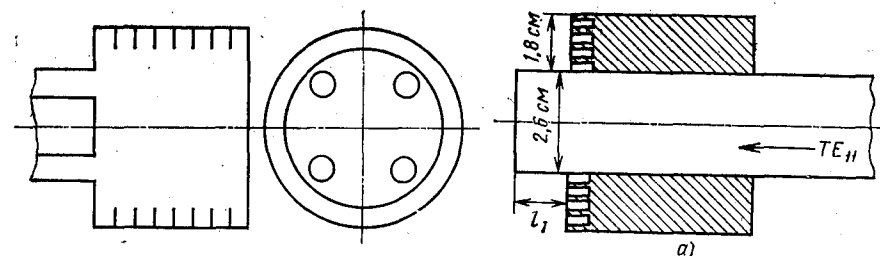


Рис. 7.13

Рис. 7.13. Моноимпульсный облучатель с гофрированным волноводом.

Рис. 7.14. Волноводный облучатель с одним гофрированным кольцом: а — сечение облучателя; б — диаграмма направленности облучателя на кросс-поляризации

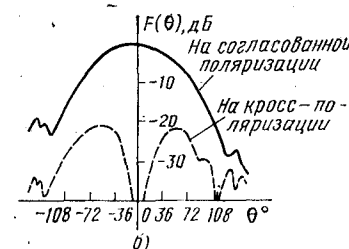


Рис. 7.14

и конические рупорные облучатели с четвертьволновыми дроссельными канавками [70, 91]. На рис. 7.13 изображен моноимпульсный облучатель, состоящий из четырех круглых волноводов, связанных с круглым гофрированным волноводом, обеспечивающий разностные ДН с низкой перекрестной поляризацией.

На рис. 7.14 изображен круглый волноводный облучатель с одним гофрированным дроссельным кольцом (а) и его ДН (б) на частоте 8,5 ГГц при  $l_1=0,011$  м [91]. Увеличение количества дроссельных колец приводит к дальнейшему снижению максимального уровня кросс-поляризации излучения. Это подтверждается данными табл. 7.2, показывающими уровни максимального излучения на кросс-поляризации данного облучателя (в децибеллах) в зависимости от частоты и количества дроссельных колец. Расстояние от раскрыва волновода до дроссельных колец подбирается таким образом, чтобы обеспечивалась симметрия ДН в ортогональных плоскостях.

Таблица 7.2

| Количество дроссельных колец | Частота, ГГц |      |     |      |     |
|------------------------------|--------------|------|-----|------|-----|
|                              | 8,0          | 8,25 | 8,5 | 8,75 | 9,0 |
| Одно                         | -20          | -22  | -22 | -22  | -22 |
| Два                          | -20          | -23  | -23 | -23  | -20 |
| Три                          | -25          | -25  | -25 | -25  | -25 |

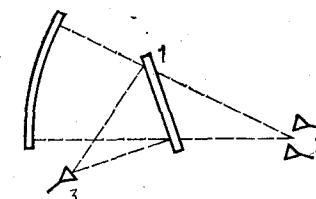


Рис. 7.15. Схема устройства параболической антенны с вынесенным облучателем и поляризационной решеткой: 1 — горизонтальная решетка; 2 — облучатель 2; 3 — облучатель 1

Теоретические и экспериментальные исследования, выполненные с ребристыми облучателями на частоте 10 ГГц [98], показали, что дроссель подавляет уровень кросс-поляризации на 6 дБ. Облучатели данного типа используются часто для возбуждения глубоких параболических антенн, обеспечивая снижение вторичного кросс-поляризационного излучения и расширение частотных характеристик антенных систем.

Анализ показывает, что при внеосевом приеме лучшие характеристики по кросс-поляризационному излучению имеют двухзеркальные антенны типа Кассегрена [110]. Это объясняется тем, что вспомогательный отражатель, имеющий противоположную основному отражателю кривизну, корректирует до некоторой степени кросс-поляризацию основного отражателя. Нарушение симметрии, наблюдаемое, например, при использовании вынесенного вспомогательного отражателя, приводит к некоторому ухудшению кросс-поляризационных характеристик. Но и в этом случае антенна Кассегрена по кросс-поляризации имеет определенные преимущества.

Теоретические и экспериментальные исследования, выполненные в работе [46], показывают возможность получения двухзеркальных антенн диапазона СВЧ с максимальным уровнем кросс-поляризационного излучения на уровне —40 дБ и меньше. В ряде случаев в зеркальных антеннах с вынесенным облучателем в качестве субрефлектора применяют отражатели в виде плоских поляризационных решеток (рис. 7.15). Эксперименты, проведенные на частоте 12—14 ГГц, показали возможность снижения в этом случае кросс-поляризационного излучения на 3—4 дБ. Преимуществом данной конструкции является и то, что она позволяет возбуждать основной параболоид ортогонально поляризованным полем с помощью облучателей, расположенных с обратной стороны решетчатого субрефлектора (облучатели № 2 на рис. 7.15). Эта возможность используется при конструировании двухчастотных моноимпульсных систем.

К некоторому уменьшению кросс-поляризационного излучения антенн приводит уменьшение освещения краев зеркала при его возбуждении. Но при этом также уменьшается усиление антенны и расширяется главный лепесток ДН [21, 82].

Для ослабления влияния кросс-поляризации антенн применяют также поляризационную фильтрацию. С этой целью устанавливают в раскрывах антенн поляризованные решетки, обычно представляющие собой сетку из близко расположенных параллельных проводов или металлических пластин. Такие решетки отражают волны с поляризацией, параллельной проволокам (пластинам), и пропускают волны с ортогональным направлением поляризации. Это позволяет в определенной мере отфильтровать составляющие отраженного сигнала, поляризация которых близка к кросс-поляризации антенны, и, как следствие, ослабить их вредное влияние на точность пеленгации [21].

При значениях радиуса провода  $r_0 < 0,05\lambda$  и расстоянии между осями проводов  $S < 0,2\lambda$  коэффициент ослабления радиоволн с по-

ляризацией, параллельной проводам решетки, может быть рассчитан по формуле

$$K_T \approx \left[ 1 + \left( \frac{\lambda}{2S} \frac{1}{\ln 2\pi r_0/S} \right)^2 \right]^{-1},$$

где  $K_T$  — отношение мощности волны, прошедшей через решетку, к мощности падающей волны.

При  $r_0/\lambda = 0,005$ ,  $S/\lambda = 0,1$  и  $0,05$  расчет по приведенной формуле соответственно дает  $K_T = 0,05$  (—13 дБ);  $0,002$  (—26 дБ).

#### 7.4. ВЛИЯНИЕ НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ НЕИДЕНТИЧНОСТИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ

*продолжение вышерассуждений*

Появление неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов связано с трудностями изготовления деталей со строго заданными допусками, с неизбежными процессами старения деталей и связанными с этим изменениями их параметров, с возможной расстройкой цепей в процессе эксплуатации аппаратуры и различного рода механическими и климатическими воздействиями.

При изучении влияния неидентичностей амплитудно-фазовых характеристик целесообразно приемный тракт разбивать на две части: на высокочастотную, включающую антенно-волноводные приемные тракты до смесителя промежуточной частоты, и часть приемного тракта, работающую по промежуточной частоте. Целесообразность такого разделения вытекает из того, что при изучении влияния неидеальностей каналов СВЧ можно пренебречь импульсным характером принимаемого сигнала, так как полоса пропускания этих каналов практически всегда больше ширины спектра сигнала. Что касается каналов ПЧ, то в отношении их это уже не является справедливым, и приходится учитывать соотношение ширины спектра сигнала и полосы пропускания УПЧ [43].

С целью упрощения анализа влияния неидентичностей амплитудно-фазовых характеристик рассмотрим вначале случай пеленгации в режиме непрерывного излучения сигналов, когда ограничения полосы пропускания УПЧ можно не учитывать. Поскольку степень и характер влияния неидеальностей амплитудно-фазовых характеристик зависит в определенной мере от построения пеленгационной системы, анализ проведем применительно к наиболее распространенным типам моноимпульсных систем.

##### 1. Влияние неидентичностей амплитудно-фазовых характеристик амплитудно-амплитудной моноимпульсной системы на точность пеленгования

Упрощенная структурная схема амплитудно-амплитудной моноимпульсной системы представлена на рис. 4.1. Предположим, что пеленгуется цель с малыми угловыми ошибками  $\theta$  и справед-

лива линейризация диаграммы направленности в области равно-  
сигнального направления.

Если приемные каналы имеют расфазировку  $\psi$  и коэффициен-  
ты передачи по высокой частоте (до УПЧ)  $\kappa_1, \kappa_2$ , то сигналы на  
выходе УПЧ с логарифмическими характеристиками можно пред-  
ставить в виде следующих выражений:

$$u_1(t, \theta) = \kappa_{01} \ln \kappa_1 E_m F(\theta_0) (1 + \mu \theta) \exp i(\omega_{np} t + \psi), \quad (7.14)$$

$$u_2(t, \theta) = \kappa_{02} \ln \kappa_2 E_m F(\theta_0) (1 - \mu \theta) \exp i \omega_{np} t, \quad (7.15)$$

где  $\kappa_{01}$  и  $\kappa_{02}$  — коэффициенты, характеризующие крутизну ампли-  
тудных характеристик первого и второго УПЧ.

На выходе УПЧ сигналы детектируются и сравниваются по  
амплитуде путем вычитания, образуя при линейном детектирова-  
нии сигнал ошибки в соответствии с выражением

$$S(\theta) = |u_1(t, \theta)| - |u_2(t, \theta)|.$$

Подставляя выражения (7.14) и (7.15), получаем

$$S(\theta) = \kappa_{02} [g_0 \ln \kappa_1 E_0 (1 + \mu \theta) - \ln \kappa_2 E_0 (1 - \mu \theta)], \quad (7.16)$$

где  $g_0 = \kappa_{01}/\kappa_{02}$ ;  $E_0 = E_m F(\theta_0)$ .

С учетом принятого ранее допущения о малости ошибок пелен-  
гования цели выражение (7.16) можно упростить:

$$S(\theta) = \kappa_{02} [g_0 \ln \kappa_1 E_0 + g_0 \ln (1 + \mu \theta) - \ln \kappa_2 E_0 - \ln (1 - \mu \theta)] = \\ = \left[ \ln \frac{(\kappa_1 E_0)^{g_0}}{\kappa_2 E_0} + (g_0 + 1) \mu \theta \right]. \quad (7.17)$$

Приравняв (7.17) нулю и решая относительно  $\mu \theta$ , найдем  
условие пеленгования в виде

$$\mu \theta = - \ln \frac{(\kappa_1 E_0)^{g_0}}{\kappa_2 E_0} / (g_0 + 1). \quad (7.18)$$

При идентичных амплитудных характеристиках приемных ка-  
налов ( $g_0 = 1$ ;  $\kappa_1 = \kappa_2$ )

$$S(\theta) = \kappa_{02} \ln \frac{1 + \mu \theta}{1 - \mu \theta} \approx 2 \kappa_{02} \mu \theta. \quad (7.19)$$

В этом случае  $S(\theta) = 0$  при  $\theta = 0$ , что соответствует пеленгованию  
без инструментальных ошибок.

Сравнение выражений (7.18) и (7.19) показывает, что неиден-  
тичность амплитудных характеристик приемных трактов ампли-  
тудно-амплитудной моноимпульсной системы приводит к возник-  
новению систематических ошибок пеленгования, значение которых  
зависит от значения неидентичностей.

Если неидентичность имеет место только в высокочастотных  
трактах приемника ( $g_0 = 1$  и  $\kappa_1 \neq \kappa_2$ ), ошибка пеленгования опре-  
деляется выражением

$$\mu \theta = - \ln g/2, \quad (7.20)$$

где  $g = \kappa_1/\kappa_2$ .

При  $\kappa_1 = \kappa_2 = \kappa$  и  $g_0 \neq 1$  расчет оши-  
бок пеленгования можно вести по фор-  
муле

$$\mu \theta = - \frac{\ln (\kappa E_0)^{g-1}}{g_0 + 1} = - \frac{g_0 - 1}{g_0 + 1} \ln \kappa E_0. \quad (7.21)$$

Из выражения (7.21) следует, что  
при неидентичности амплитудных ха-  
рактеристик логарифмических при-  
емников нормировка сигналов нару-  
шается и сигнал ошибки становит-  
ся зависимым от уровня принимае-  
мых сигналов.

На рис. 7.16 представлена зависимость обобщенной угловой  
ошибки от коэффициентов неидентичности, рассчитанная по фор-  
муле (7.20). Зная крутизну пеленгационной характеристики, по  
обобщенной ошибке можно определить абсолютное значение уг-  
ловой ошибки пеленгования при любой заданной степени неиден-  
тичности амплитудных характеристик приемных каналов. Так,  
например, если  $\mu = 0,25$  град<sup>-1</sup>, неидентичность каналов по высо-  
кой частоте 10% ( $g = 1,1$ ), то инструментальная ошибка пеленго-  
вания составляет 0,2°. Легко рассчитать допустимую неидентич-  
ность амплитудных характеристик высокочастотных каналов при  
любой заданной допустимой ошибке.

Зависимость рис. 7.16 может быть использована для оценки  
ошибок пеленгования при  $g = 1$  и  $g_0 \neq 1$ , если под величиной  $|\mu \theta|$   
понимать нормированную величину  $|\mu \theta| / (\ln \kappa E_0)$ , а вместо  $g$  при-  
нимать  $g_0$ . Полученные результаты анализа также показывают,  
что фазовая неидентичность приемных каналов не влияет на точ-  
ность амплитудно-амплитудных моноимпульсных систем.

Можно показать, что выводы в отношении влияния неидентич-  
ности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов ам-  
плитудно-амплитудной моноимпульсной системы с логарифмиче-  
скими приемниками справедливы и для приемников с линейными  
и квадратичными характеристиками.

Мы рассматривали случай малых угловых отклонений, когда  
пеленгационная система работает в линейном режиме. В ряде слу-  
чаев за счет значительного разбаланса приемных каналов по ам-  
плитуде ошибки пеленгования могут выходить по величине за пре-  
делы линейного участка пеленгационной характеристики. В этом  
случае задачу определения пеленгационных ошибок следует ре-  
шать в общем виде, аппроксимируя ДН соответствующими функ-  
циями. Поскольку в подавляющем большинстве инструментальные  
ошибки невелики, такое усложнение расчетов не является необ-  
ходимым, и мы не будем к нему прибегать.

Перейдем к рассмотрению другого типа моноимпульсной си-  
стемы.

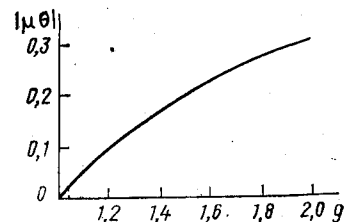


Рис. 7.16. Зависимость обоб-  
щенной угловой ошибки пелен-  
гации от неидентичности коэф-  
фициентов передачи приемных  
каналов амплитудной моноим-  
пульсной РЛС

## 2. Влияние неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы на точность пеленгования

Анализ показывает [21], что с учетом неидентичностей амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы сигнал ошибки с точностью до постоянного коэффициента может быть представлен как

$$S(\theta) = \frac{\kappa_p \{[(1 + \mu\theta)^2 - g^2(1 - \mu\theta^2)] \cos \gamma + 2g(1 - \mu^2\theta^2) \sin \psi \sin \gamma\}}{\kappa_c [(1 + \mu\theta)^2 + g^2(1 - \mu\theta^2) + 2g(1 - \mu^2\theta^2) \cos \psi]}, \quad (7.22)$$

где  $\kappa_c$ ,  $\kappa_p$  — коэффициенты передачи суммарного и разностного каналов соответственно;  $\gamma$  — фазовая неидентичность суммарного и разностного каналов;  $g$  — отношение коэффициентов передачи высокочастотных каналов (до смесителя);  $\psi$  — фазовая неидентичность высокочастотных каналов.

Отсюда условие пеленгации цели определится уравнением

$$[(1 + \mu\theta)^2 - g^2(1 - \mu\theta^2)] \cos \gamma + 2g(1 - \mu^2\theta^2) \sin \psi \sin \gamma = 0.$$

Решая это уравнение относительно  $\mu\theta$ , получаем выражение обобщенной угловой ошибки пеленгования в зависимости от значения неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов:

$$\mu\theta = \frac{-(1 + g^2) \pm 2g \sqrt{1 + \tan^2 \gamma \sin^2 \psi}}{(1 - g^2) - 2g \tan \gamma \sin \psi}. \quad (7.23)$$

Практическое значение имеет решение при знаке «+», определяющее устойчивое состояние системы пеленгации при сравнительно небольших угловых ошибках. Решение при знаке «-» дает большие значения обобщенных ошибок и несправедливо при сделанных допущениях о работе в линейной области пеленгационной характеристики.

При идентичных характеристиках приемных каналов (7.22) преобразуется в известное выражение, соответствующее случаю пеленгования без инструментальных ошибок

$$S(\theta) = \mu\theta. \quad (7.24)$$

Дифференцируя (7.22) по  $\theta$ , найдем выражение для крутизны пеленгационной характеристики в рабочей точке

$$\left. \frac{dS(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} = \frac{\kappa_p \cdot 4\mu g [2g \cos \gamma + \cos(\psi + \gamma) + g^2 \cos(\psi - \gamma)]}{\kappa_c (1 + g^2 + 2g \cos \psi)}. \quad (7.25)$$

Сравнивая (7.22) и (7.24), видим, что неидентичность амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов сказывается на ошибках пеленгования.

Для пояснения характера зависимости ошибок пеленгования от неидентичностей приемных каналов рассмотрим несколько частных случаев.

**Случай 1.** Амплитудно-фазовые характеристики суммарного и разностного каналов идентичны, высокочастотные каналы идентичны по фазе, но неидентичны по коэффициенту передачи. В этом случае  $\kappa_c = \kappa_p = \kappa$ ;  $\gamma = 0$ ;  $\psi = 0$ ;  $g \neq 1$ .

Подставляя эти значения в выражение (7.23) и производя элементарные преобразования, получаем

$$\mu\theta = (g - 1)/(g + 1), \quad (7.26)$$

свидетельствующие о том, что неидентичность амплитудных характеристик высокочастотных каналов амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы приводит к сдвигу равносигнального направления и дополнительным ошибкам пеленгования.

Поскольку высокочастотные приемные тракты суммарно-разностной системы пеленгации обычно не содержат активных элементов, то их идентичность в основном будет зависеть от идентичности их согласований и электрических длин в полосе рабочих частот. Поэтому при проектировании и изготовлении волноводно-фидерных линий, составляющих высокочастотные каналы системы пеленгации, следует уделять особое внимание их качеству и точности.

**Случай 2.** Суммарный и разностный каналы идентичны по характеристикам, высокочастотные каналы идентичны по коэффициенту передачи, но неидентичны по фазе. В этом случае  $\kappa_c = \kappa_p = \kappa$ ;  $g = 0$ ;  $g = 1$ ;  $\psi \neq 0$  и выражение (7.23) принимает вид  $\mu\theta = 0$ .

Это означает, что независимо от значения фазовой неидентичности высокочастотных каналов сдвиг нуля пеленгационной характеристики отсутствует. Но это еще не означает, что работоспособность амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной пеленгационной системы в рассматриваемых условиях сохраняется нормальной, поскольку неизвестно, как при этом меняется крутизна пеленгационной характеристики.

Пользуясь выражением (7.25), в применении к рассматриваемому случаю получаем

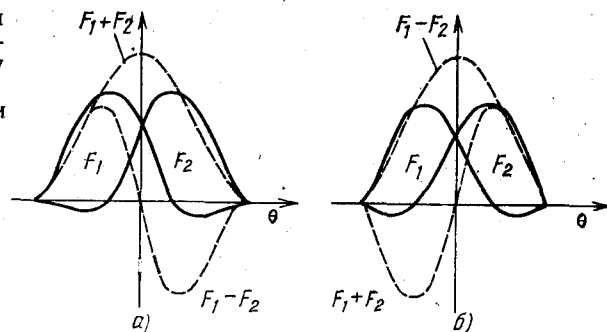
$$\left. \frac{dS(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} = \frac{2\mu}{(1 + \cos \psi)}. \quad (7.27)$$

В нормальных условиях пеленгации  $\psi = 0$  и  $\left. \frac{dS(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} = \mu$ .

При  $\psi = \pi$  функционально каналы меняются местами: суммарный становится разностным, а разностный — суммарным. Вследствие этого работоспособность пеленгационной системы полностью нарушается. Подставляя в (7.27)  $\psi = \pi$ , находим

$$\left. \frac{dS(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} = \infty,$$

Рис. 7.17. Диаграммы направленности по разностному и суммарному каналам:  
а — при  $\psi=0$ ; б — при  $\psi=\pi$



что является следствием нормировки по разностному сигналу, равному нулю при  $\theta=0$ . Рассматриваемый случай иллюстрируется рис. 7.17, где представлены схематично диаграммы направленности по суммарному и разностному каналам при заданных парциальных диаграммах  $F_1$  и  $F_2$  приемной антенны. Там же для сравнения приведены соответствующие ДН при  $\psi=0$ , соответствующие нормальным условиям работы пеленгационной системы.

При  $\psi < \pi$ , как можно видеть из выражения (7.27), крутизна пеленгационной характеристики увеличивается. Если  $\psi = \pi/2$ , сложение в волноводном балансном мосту происходит в квадратуре, вследствие чего на выходе суммарного и разностного плеч моста получаются равные сигналы независимо от соотношения амплитуд принимаемых сигналов, т. е. независимо от угла рассогласования (рис. 7.18). Работоспособность следящей системы в этом случае не нарушается, так как угловая информация, содержащаяся в соотношении амплитуд сигналов, принимаемых независимыми каналами, в рассматриваемом случае переходит в разность фаз суммарного и разностного сигналов. Поскольку эта разность фаз на равносигнальном направлении равна  $90^\circ$ , выходной сигнал фазового детектора при отсутствии рассогласования равен нулю, и следящая система сохраняет свою работоспособность, если угловые координаты оценивать по разности фаз суммарного и разностного сигналов.

Следует отметить, что сдвиг фаз сигналов на  $90^\circ$  в тракте, предшествующем устройству суммарно-разностной обработки, в ряде случаев специально используется для преобразования информации [35].

При  $\psi \neq \pi/2$  и  $\psi \neq 0$  суммарный и разностный сигналы расфазированы. Состояние пеленгационной системы, при котором наступает расфазировка каналов, можно рассматривать как нежела-

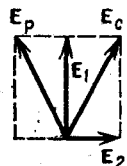


Рис. 7.18. Векторная диаграмма, поясняющая образование суммарного и разностного сигналов при  $\psi = \pi/2$

тельное, приводящее к возникновению перекрестной связи каналов и нарушению в той или иной мере устойчивости ее.

**Случай 3.** Высокочастотные тракты приемных каналов идентичны по амплитудно-фазовым характеристикам, суммарный и разностный каналы идентичны по коэффициенту передачи, но неидентичны по фазе. В этом случае  $g=1$ ;  $\kappa_c = \kappa_p = \kappa$ ;  $\psi=0$ ;  $\gamma \neq 0$  и условия пеленгования определяются в соответствии с (7.22) и (7.25) выражением

$$S(\theta) = \mu \theta \cos \gamma, \quad \left. \frac{dS(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} = \mu \cos \gamma.$$

Равенство  $S(\theta)=0$  выполняется при  $\theta=0$ . Это означает, что сдвиг нуля пеленгационной характеристики отсутствует. Наличие фазовой неидентичности сказывается на пеленгационной чувствительности и крутизне.

При  $\gamma = \pm 90^\circ$  сигнал ошибки в пеленгационной системе равен нулю независимо от угла рассогласования. Работа системы автосопровождения в этом случае невозможна. При  $90^\circ < \gamma < 270^\circ$  крутизна пеленгационной характеристики отрицательная, что эквивалентно расфазировке и потере устойчивости следящей системы пеленгатора.

Таким образом, фазовую неидентичность суммарного и разностного каналов нельзя не учитывать. Хотя она и не приводит к непосредственному смещению равносигнального направления, ее значение должно находиться в определенных допустимых пределах.

Допустимую неидентичность можно определить исходя из допустимого уменьшения пеленгационной чувствительности. Так, например, если допустимое уменьшение пеленгационной чувствительности принять равным 50%, то допустимая расфазировка суммарного и разностного каналов не должна превышать  $\gamma = \pm 60^\circ$ .

**Случай 4.** Высокочастотные тракты приемных каналов идентичны по амплитудно-фазовым характеристикам, суммарный и разностный каналы идентичны по фазе, но неидентичны по амплитуде.

В этом случае  $g=1$ ,  $\psi=0$ ,  $\gamma=0$ ,  $\kappa_c \neq \kappa_p$  и условия пеленгации определяются выражениями

$$S(\theta) = (\kappa_p/\kappa_c) \mu \theta, \quad \left. \frac{dS(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} = \mu \frac{\kappa_p}{\kappa_c}.$$

Равенство нуля сигнала ошибки выполняется при  $\theta=0$ , и сдвига равносигнального направления пеленгационной характеристики не происходит. Влияние неидентичности суммарного и разностного каналов сказывается лишь на пеленгационной чувствительности, которую можно охарактеризовать формулой

$$\kappa_p/\kappa_c = (\kappa_c \pm \Delta \kappa)/\kappa_c = 1 \pm \Delta \kappa/\kappa_c.$$

Изменение чувствительности прямо пропорционально разбалансу одного из каналов по коэффициенту передачи. Так, если допустимая потеря чувствительности выражается величиной 0,5, то ко-



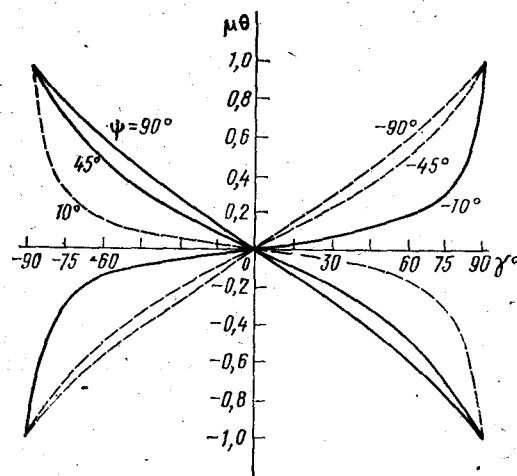


Рис. 7.19. Зависимость обобщенной ошибки пеленгирования от расфазировки суммарного и разностного приемных каналов, рассчитанная при различных расфазировках высокочастотных каналов

Эффект передачи разностного канала не должен отличаться от коэффициента передачи суммарного канала более чем в 2 раза.

**Случай 5.** Приемные каналы до и после суммарно-разностного преобразователя идентичны по

амплитудным характеристикам, но неидентичны по фазовым характеристикам. В этом случае  $g=1$ ;  $\kappa_c=\kappa_p=\kappa$ ;  $\psi \neq 0$ ;  $\gamma \neq 0$  и условия пеленгации системы, как следует из (7.23) и (7.25), определяются уравнениями

$$\mu\theta = \frac{1 + \sqrt{1 + \sin^2 \psi \operatorname{tg}^2 \gamma}}{\sin \psi \operatorname{tg} \gamma}, \quad (7.28)$$

$$\left. \frac{dS(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} = \frac{2\mu \cos \gamma}{1 + \cos \psi}. \quad (7.29)$$

При  $\psi=0$ ,  $\gamma \neq 0$ , что соответствует случаю 3,  $\mu\theta=0$ . Влияние разбаланса по фазе сказывается лишь на пеленгационной чувствительности. При  $\gamma=0$ ,  $\psi \neq 0$  (случай 2) аналогично  $\mu\theta=0$ . Таким образом, систематические ошибки пеленгования появляются только при фазовой неидентичности высокочастотных трактов и суммарного и разностного каналов одновременно.

На рис. 7.19 представлены значения обобщенных ошибок, рассчитанных по формуле (7.28). Пользуясь расчетными данными и задаваясь пеленгационной чувствительностью, можно определить угловую систематическую ошибку в зависимости от фазовой неидентичности каналов амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы. Так, например, при  $\mu=0,25$  град<sup>-1</sup>,  $\gamma=45^\circ$ ,  $\psi=10^\circ$  и  $45^\circ$  систематическая фазовая ошибка соответственно равна  $0,35^\circ$  и  $1,27^\circ$ . Если допустимую ошибку принять равной одной минуте, то неидентичность по фазе высокочастотных трактов при  $\gamma=45^\circ$  не должна превышать  $\psi=0,5^\circ$ .

Результаты анализа показывают, что амплитудная суммарно-разностная моноимпульсная система в отличие от амплитудно-амплитудной моноимпульсной системы требует достаточно качественной фазировки высокочастотных приемных каналов. Учитывая существенное влияние фазового разбаланса высокочастотных трактов на точность пеленгования цели, при проектировании РЛС стре-

мятся волноводный мост, предназначенный для суммарно-разностной обработки сигналов, разместить как можно ближе к антенне с тем, чтобы снизить возможные неидентичности высокочастотных трактов по фазе.

Методика анализа влияния на точность пеленгования неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов с учетом нелинейности пеленгационной характеристики рассмотрена в [21] применительно к аппроксимации амплитудной диаграммы направленности по напряжению гауссовской кривой.

### 3. Влияние неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов фазово-фазовой моноимпульсной системы на точность пеленгования

Упрощенная структурная схема фазово-фазовой моноимпульсной системы представлена на рис. 4.2. Предположим, что коэффициенты передачи приемных каналов соответственно равны  $\kappa_1$  и  $\kappa_2$ , а фазовый сдвиг в одном из каналов равен  $90^\circ + \psi$ . Тогда на выходе каналов УПЧ получим

$$\underline{u}_1(t, \theta) = u_{\text{орп}} \exp i(\omega_{\text{пр}} t + \Delta\phi/2),$$

$$\underline{u}_2(t, \theta) = u_{\text{орп}} \exp i(\omega_{\text{пр}} t - \Delta\phi/2 + 90^\circ + \psi)$$

и на выходе фазового детектора

$$S(\theta) = \operatorname{Re} \underline{u}_1(t, \theta) \underline{u}_2^*(t, \theta) = \kappa_{\text{фд}} u_{\text{орп}}^2 \sin(\Delta\phi + \psi). \quad (7.30)$$

Подставляя в (7.30) значение  $\Delta\phi$  и приравнявая сигнал ошибки нулю, получаем

$$\sin \theta = -\psi / 2\pi l.$$

При автоматическом сопровождении цели угловые ошибки сравнительно невелики, и  $\sin \theta \approx 0$ . Отсюда следует

$$\theta/\theta_{0,5} \approx -\psi/2\pi. \quad (7.31)$$

Равенство (7.31) показывает, что разбаланс приемных каналов по фазе приводит к возникновению угловых ошибок пеленгования, прямо пропорциональных величине фазового разбаланса.

Что касается разбаланса приемных каналов по амплитуде, то применение ограничения исключает влияние его на точность пеленгования фазово-фазовых моноимпульсных систем. Это согласуется с выводами работы [43].

### 4. Влияние неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы на точность пеленгования

Упрощенная структурная схема фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы представлена на рис. 4.5. Сохраняя обозначения неидентичностей по фазе и амплитуде, принятые при рассмотрении амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной си-



системы, можно показать, что сигнал ошибки в этом случае определяется выражением [21]

$$S(\theta) = \frac{\kappa_p [(1-g^2) \sin \gamma + 2g \sin(\Delta\varphi + \psi) \cos \gamma]}{\kappa_c [(1+g^2) + 2g \cos(\Delta\varphi + \psi)]} \quad (7.32)$$

Отсюда условие равновесия пеленгационной системы определяется уравнением

$$(1-g^2) \sin \gamma + 2g \sin(\Delta\varphi + \psi) \cos \gamma = 0.$$

Решая это уравнение относительно  $\Delta\varphi$ , найдем

$$\Delta\varphi = \arcsin \left[ \left( \frac{g^2-1}{2g} \right) \operatorname{tg} \gamma \right] - \psi. \quad (7.33)$$

Подставляя в (7.33) значение  $\Delta\varphi = 2\pi l \theta / \lambda$  и учитывая равенство  $\theta_{0,5} = \lambda / l$ , получаем следующую расчетную формулу для ошибки пеленгования:

$$\frac{\theta}{\theta_{0,5}} = \frac{1}{2\pi} \left[ \arcsin \left( \frac{g^2-1}{2g} \operatorname{tg} \gamma \right) - \psi \right]. \quad (7.34)$$

Рассмотрим ряд практических случаев.

**Случай 1.** Высокочастотные тракты идентичны по фазе, но неидентичны по коэффициенту передачи, суммарный и разностный каналы имеют идентичные амплитудно-фазовые характеристики. В этом случае  $\psi=0$ ;  $g \neq 1$ ;  $\kappa_c = \kappa_p = \kappa$ ;  $\gamma=0$ .

Подставляя эти значения в уравнения (7.32) и (7.34), находим

$$S(\theta) = \frac{2g \sin \Delta\varphi}{(1+g^2+2g \cos \Delta\varphi)}, \quad \theta/\theta_{0,5} = 0.$$

Следовательно, разбаланс по амплитуде высокочастотной части приемников фазовой суммарно-разностной системы не сказывается существенно на точности пеленгования: нуль пеленгационной характеристики не смещается, изменяется незначительно только пеленгационная чувствительность.

**Случай 2.** Суммарный и разностный каналы идентичны по характеристикам, высокочастотные каналы идентичны по коэффициенту передачи, но неидентичны по фазовому сдвигу. В этом случае  $\kappa_p = \kappa_c = \kappa$ ;  $\gamma=0$ ;  $g=1$ ;  $\psi \neq 0$  и для сравнительно небольших ошибок пеленгования

$$S(\theta) = \frac{\sin(\Delta\varphi + \psi)}{1 + \cos(\Delta\varphi + \psi)} = \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi + \psi}{2}, \quad (7.35)$$

$$\theta/\theta_{0,5} = -\psi/2\pi.$$

Как и в фазово-фазовой моноимпульсной системе, ошибка пеленгования прямо пропорциональна фазовой неидентичности высокочастотных каналов. Знак ошибки зависит от того, в каком канале больше фазовая задержка.

**Случай 3.** Высокочастотные тракты идентичны по характеристикам, суммарный и разностный каналы идентичны по фазе, но

неидентичны по коэффициентам передачи. В этом случае  $\kappa \neq 1$ ,  $\psi=0$ ;  $\gamma=0$ ;  $\kappa_c \neq \kappa_p$

$$S(\theta) = \frac{\kappa_p}{\kappa_c} \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2}, \quad \mu' = \frac{dS(\theta)}{d\theta} \Big|_{\theta=0} = \frac{\kappa_p}{\kappa_c} \frac{\pi l}{\lambda} = \frac{\kappa_p}{\kappa_c} \mu,$$

где  $\mu$  — крутизна пеленгационной характеристики системы с идентичными приемными каналами.

Очевидно, разбаланс суммарного и разностного каналов по коэффициентам передачи не дает сдвига нуля пеленгационной характеристики и лишь несколько сказывается на пеленгационной чувствительности системы.

**Случай 4.** Высокочастотные тракты идентичны по характеристикам, суммарный и разностный каналы идентичны по коэффициентам передачи, но неидентичны по фазе.

В этом случае  $g=1$ ;  $\psi=0$ ;  $\kappa_p = \kappa_c = \kappa$ ;  $\gamma \neq 0$  и согласно выражению (7.35)  $\theta/\theta_{0,5}=0$ , что соответствует отсутствию сдвига равносигнального направления.

Пеленгационная характеристика и ее крутизна для рассматриваемого случая в соответствии с выражением (7.32) могут быть представлены уравнениями

$$S(\theta) = \frac{\sin \Delta\varphi}{1 + \cos \Delta\varphi} \cos \gamma = \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2} \cos \gamma, \quad (7.36)$$

$$\frac{dS(\theta)}{d\theta} \Big|_{\theta=0} = \frac{\pi}{\theta_{0,5}} \cos \gamma. \quad (7.37)$$

Влияние фазовой неидентичности суммарного и разностного каналов проявляется, как можно видеть из выражений (7.36) и (7.37), в изменении пеленгационной чувствительности.

При  $\gamma = \pm \frac{\pi}{2}$   $S(\theta) = 0$  и  $\frac{dS(\theta)}{d\theta} \Big|_{\theta=0} = 0$ . Сигнал ошибки становится равным нулю независимо от угла рассогласования антенны с направлением на цель.

При  $90^\circ < \gamma < 270^\circ$  знак крутизны пеленгационной характеристики и сигнала ошибки меняется на обратный. Наступает расфазировка координатной системы, приводящая к неустойчивому ее состоянию. При фазовом сдвиге  $\gamma \leq 60^\circ$  пеленгационная чувствительность уменьшается не более чем в 2 раза по сравнению со случаем, когда амплитудно-фазовые характеристики каналов идентичны между собой.

Следует заметить, что характер влияния амплитудной и фазовой неидентичности суммарного и разностного каналов на точность пеленгования у амплитудных и фазовых систем одинаковы, поскольку в обоих типах систем используется один и тот же угловой дискриминатор.

**Случай 5.** Приемные каналы до и после суммарно-разностного преобразователя идентичны по амплитудным, но неидентичны по фазовым характеристикам. В этом случае  $g=1$ ;  $\kappa_c = \kappa_p = \kappa$ ;  $\psi \neq 0$ ;

$\gamma \neq 0$  и основные пеленгационные свойства системы определяются следующими выражениями:

$$S(\theta) = \frac{\sin(\Delta\varphi + \psi)}{1 + \cos(\Delta\varphi + \psi)} \cos \gamma = \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi + \psi}{2} \cos \gamma,$$

$$\left. \frac{d(S)}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_p} = \frac{\pi}{\theta_{0,5}} \cos \gamma,$$

где  $\theta_p = -\frac{\psi}{2\pi} \theta_{0,5}$  — рабочая точка пеленгационной характеристики, определяемая в соответствии с выражением, полученным из (7.34):

$$\theta/\theta_{0,5} = -\psi/2\pi.$$

Приведенные выражения показывают, что при неидентичности по фазе приемных каналов до и после суммарно-разностного преобразователя в фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системе возникает сдвиг нуля пеленгационной характеристики (систематическая ошибка) и уменьшается пеленгационная чувствительность (увеличиваются динамические ошибки).

Сопоставление результатов выполненного анализа позволяет сделать вывод о том, что в системах с суммарно-разностным угловым дискриминатором можно предъявить менее жесткие требования к стабильности по амплитуде и фазе усилителей промежуточной частоты, чем в системах с амплитудным и фазовым угловыми дискриминаторами.

## 7.5. ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

### К ИДЕНТИЧНОСТИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ, НЕПРЕРЫВНЫХ И КВАЗИНЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ

Использование в моноимпульсных системах широкополосных зондирующих сигналов (частотно-модулированных и фазоманипулированных импульсов, непрерывных сигналов с частотной модуляцией) накладывает на построение этих систем дополнительные требования. Это связано с тем, что на практике обработка сигналов отличается от оптимальной и при различных формах сигнала возникают дополнительные угловые ошибки [35].

Обычно антенная система достаточно широкополосна и не искажает форму принимаемого сигнала и, следовательно, дополнительные требования в основном относятся к преобразователям информации и угловым дискриминаторам. Рассмотрим кратко эти требования применительно к некоторым видам зондирующих сигналов.

#### 1. Пеленгование по сигналам с частотной модуляцией

При использовании частотной модуляции сигнала преобразователи информации должны выполнять свои функции на любой частоте, содержащейся в спектре принимаемого сигнала. Приме-

нение двойного волноводного тройника обеспечивает достаточную широкополосность преобразователя информации. Что касается фазовращателей, то они выполняют свои функции только при малых относительных девиациях частоты.

В соответствии с этим, как показывает анализ [21, 35], сигнал ошибки на выходе углового дискриминатора при пеленговании цели по сигналам с частотной модуляцией становится функцией времени, что понижает точность пеленгования и помехоустойчивость системы.

Если модуляция несущей частоты принимаемых сигналов производится по гармоническому закону:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \sin \Omega t,$$

где  $\Delta\omega$  — девиация частоты,  $\Omega$  — частота модуляции, то выражение сигнала ошибки для фазово-фазовой моноимпульсной системы при  $\theta = 0$  принимает вид

$$S(\theta) = \sin[\omega_0 \tau + \Delta\omega \tau \sin \Omega(t/2 + \tau)],$$

Соответственно для фазовой суммарно-разностной системы

$$S(\theta) = \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2} \operatorname{tg} \frac{1}{2} \left[ \omega_0 \tau + \Delta\omega \tau \sin \Omega \left( \frac{t}{2} + \tau \right) \right].$$

Отсюда следует, что при частотной модуляции принимаемых сигналов возникает паразитная амплитудная модуляция сигнала: ошибки даже при идентичных характеристиках приемных каналов.

Таким образом, при использовании частотно-модулированного сигнала в моноимпульсных системах с фазовой пеленгацией искажается характер пеленгационной функции и появляется паразитная амплитудная модуляция сигнала ошибки, ухудшающая точность пеленгации. Поэтому в системах с фазовой пеленгацией допустимо использование частотно-модулированного сигнала с малой относительной девиацией частоты.

В моноимпульсных системах с амплитудной пеленгацией с идентичными приемными каналами влияние частотно-модулированного сигнала сказывается через зависимость амплитудных диаграмм направленности от частоты и также проявляется в паразитной амплитудной модуляции сигнала ошибки и, как следствие, в ухудшении точности.

При неидентичных амплитудно-фазовых характеристиках приемных каналов влияние частотно-модулированного сигнала на точность пеленгации усиливается, и ошибки возрастают. Поэтому при работе с частотно-модулированными сигналами требования к идентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов возрастают по сравнению с ранее указанными. Оценка этих требований может быть произведена по описанной выше методике для каждого интересующего случая.

## 2. Пеленгование по непрерывным и квазинепрерывным сигналам с селекцией по скорости

Примеры построения моноимпульсных пеленгаторов с селекцией по скорости приведены в гл. 4. Характерной особенностью таких систем является измерение угловых координат цели после селекции сигналов по доплеровским частотам. С этой целью каждый приемный канал включает доплеровский фильтр, нагружаемый на фазовый детектор.

Поскольку доплеровский сдвиг частоты сигнала зависит от скорости, курсовых параметров и аэродинамических свойств цели и в реальных условиях меняется в достаточно широких пределах, в системах пеленгации с использованием селекции по скорости предъявляются особо высокие требования к идентичности характеристик доплеровских фильтров. Имея узкую полосу и большую крутизну фазово-частотных характеристик, такие фильтры при недостаточной идентичности характеристик и изменении доплеровского сдвига частоты в процессе слежения цели по скорости могут создать большие инструментальные ошибки системы пеленгации. Для ослабления этого приходится прибегать к стабилизации частоты сигналов, поступающих через доплеровские фильтры на фазовый детектор.

Требования к идентичности приемных каналов при работе по сигналам квазинепрерывного и непрерывного типа аналогичны.

## 3. Пеленгование при использовании сжатия импульсного сигнала

Как известно, в целях сохранения высокой разрешающей способности по дальности и улучшения энергетических соотношений при ограниченной пиковой мощности РЛС прибегают к расширению рабочего импульса и внутримпульсной частотной (фазовой) модуляции. Такой импульсный сигнал, будучи пропущенным через оптимальный фильтр приемника, претерпевает сжатие по длительности.

Сжатие длительности импульса обуславливается тем, что оптимальный фильтр создает задержку каждой спектральной составляющей сигнала в соответствии с ее частотой. Таким образом, что низкочастотные составляющие задерживаются больше, а высокочастотные — меньше. Это обеспечивает в определенный момент времени сложение в фазе всех частотных составляющих и формирование короткого импульса большой амплитуды.

Неидентичность средних частот настройки оптимальных фильтров приводит к изменению отношения амплитуд сигналов, появлению паразитного фазового сдвига и частотной модуляции, что вызывает соответствующее изменение сигнала ошибки и ухудшение точности пеленгации.

Если средняя частота сигнала и неидентичность настройки оптимальных фильтров стабильны во времени, то искажение сигнала ошибки пеленгационной системы может быть выбрано при

настройке аппаратуры. В противном случае неизбежно снижение как точности, так и помехоустойчивости пеленгации. Неидентичность фильтров может проявиться в несогласованности скоростей изменения частоты и огибающей импульсного отклика фильтра с соответствующими параметрами входного сигнала. В этом случае даже при идентичности настройки фильтров на средние частоты сигнала паразитные фазовые сдвиги и остаточная частотная модуляция могут быть значительными. Отсюда следует, насколько важно обеспечить определенную степень идентичности оптимальных фильтров в моноимпульсных системах, работающих по импульсным сигналам с частотной модуляцией.

Задаваясь значениями допустимых паразитных фазовых сдвигов и остаточной частотной модуляции, можно определить требования к идентичности оптимальных фильтров по формулам, приведенным в [21, 35].

## 7.6. КОНСТРУКТИВНЫЕ МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ ОШИБОК ПЕЛЕНГОВАНИЯ

Методы уменьшения инструментальных ошибок пеленгования разнообразны. К ним относятся технологические методы, связанные с совершенствованием технологии изготовления отдельных узлов и элементов аппаратуры, эксплуатационные методы, связанные с подготовкой аппаратуры к работе, ее настройкой, калибровкой и эксплуатацией, и конструктивные методы, связанные с разработкой схемных решений, позволяющих существенно снизить или полностью исключить влияние неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов.

Одним из наиболее распространенных эксплуатационных методов уменьшения инструментальных ошибок пеленгования является метод выравнивания электрических длин приемных каналов по контрольному сигналу [112]. С этой целью приемная антенна РЛС снабжается вспомогательным излучателем, к которому подводятся сигналы на рабочей частоте РЛС от специального генератора. Прием этих сигналов позволяет выравнивать амплитудно-фазовые характеристики приемных каналов с помощью предусмотренных для этого регулирующих элементов.

Наибольший интерес представляют конструктивные методы, охватывающие различные способы объединения приемных каналов моноимпульсных РЛС, стабилизацию промежуточной частоты, перекрестную коммутацию приемных каналов и ряд других мер.

Остановимся подробнее на вопросах объединения приемных каналов. Сущность объединения состоит в том, что вместо двух или трех приемных каналов, необходимых в соответствии с принципом моноимпульсной радиолокации, используется один канал, функционально заменяющий два или три-канала. Поскольку в этом случае протяженность отдельных каналов снижается до минимума, то тем самым снижаются и инструментальные ошибки,

обусловленные неидентичностью характеристик этих каналов. Одновременно снижается стоимость аппаратуры, уменьшаются ее габариты и масса. В настоящее время существует много способов, позволяющих объединить функционально приемные каналы в едином канале. Рассмотрим некоторые из них.

## 1. Объединение приемных каналов по высокой частоте

Структурная схема, изображенная на рис. 7.20, относится к одной из первых моноимпульсных РЛС с амплитудной пеленгацией, предназначенных для определения координат в одной плоскости [21].

Антенная система данной станции состоит из двух параболических рефлекторов, механически связанных друг с другом, один из которых является приемным, другой передающим. Такое построение антенной системы позволяет избежать проблем, связанных с переключением высокочастотных трактов на прием и передачу. Отличительной особенностью данной РЛС является объединение приемных каналов по высокой частоте в один канал. Для этого используется временной разнос сигналов, принятых по разным каналам, осуществляемый путем задержки одного из сигналов на время, превышающее длительность импульса.

После объединения высокочастотные сигналы преобразуются в сигналы промежуточной частоты, усиливаются в логарифмическом усилителе, детектируются и разделяются путем соответствующего стробирования. Разделенные сигналы сравниваются методом вычитания. С этой целью незадержанный сигнал задерживается на ту же величину, на которую произведена задержка другого сигнала при объединении каналов.

Недостатком рассмотренного способа объединения каналов является снижение разрешающей способности по дальности в 2 раза, поскольку рассматриваемая система не различает цели с радиальным расстоянием между ними менее двух длительностей зондирующего импульса. В этом случае сигналы, отраженные от

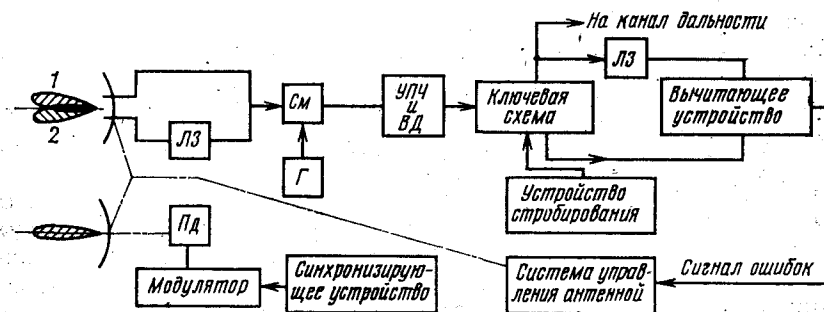


Рис. 7.20. Упрощенная структурная схема амплитудно-амплитудной моноимпульсной РЛС с объединением приемных каналов по высокой частоте

дальней цели, и задержанный сигнал от ближней цели будут проходить через приемник одновременно и разделению не поддаются. Другой недостаток рассматриваемой системы в том, что она подвержена действию помехи в виде парных импульсов, разнесенных по времени на величину задержки, вводимую в систему при объединении приемных каналов.

Конструктивным недостатком объединения приемных каналов по высокой частоте является громоздкость линии задержки (ЛЗ). Так, в разработанной Соммерсом РЛС [21] ЛЗ представляла собой волновод длиной 30,5 м, свернутый в бухту. Требовалась соответствующая компенсация затухания сигнала в ЛЗ. При такой конструкции возникают трудности обеспечения идентичности характеристик необъединенных частей приемных каналов.

## 2. Объединение приемных каналов по промежуточной частоте

Структурная схема приемной части моноимпульсной РЛС с объединением приемных каналов по промежуточной частоте представлена на рис. 7.21 [21]. Аналогичным образом может быть построена приемная часть и РЛС с фазовым пеленгованием.

Сигналы, принятые антеннами 1 и 2, поступают на смесители (См), где с помощью общего гетеродина (Г) преобразуются в сигналы промежуточной частоты и далее усиливаются в предварительных усилителях промежуточной частоты (ПУПЧ). После одного из ПУПЧ включается ЛЗ, обеспечивающая задержку по времени одного из принятых сигналов на величину, превышающую длительность рабочего импульса. Разнесение сигналов по времени позволяет осуществлять усиление обоих принятых сигналов в общем усилителе промежуточной частоты (УПЧ). После усиления в УПЧ сигналы детектируются амплитудным детектором (АД), разделяются на два канала с помощью стробируемой ключевой схемы и подаются на сравнивающее устройство. Работа приемной системы поясняется энорами на рис. 7.22.

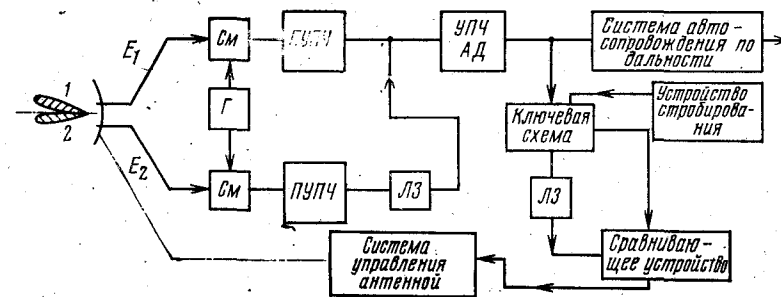


Рис. 7.21. Упрощенная структурная схема приемной части амплитудно-амплитудной моноимпульсной РЛС с объединением приемных каналов по промежуточной частоте

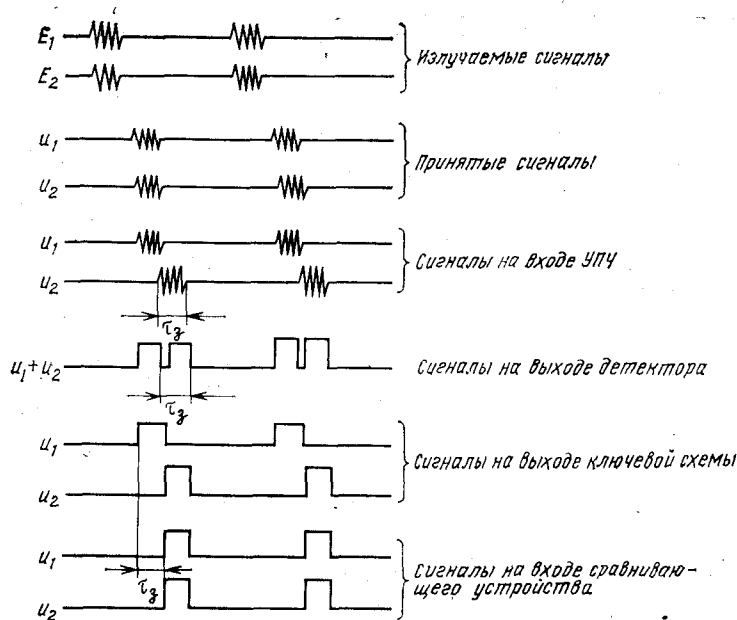


Рис. 7.22. Эпюры напряжений, поясняющие прохождение сигналов в приемнике амплитудной моноимпульсной РЛС с объединением приемных каналов по промежуточной частоте

Известно устройство, в котором линии задержки включаются непосредственно на выходе балансных смесителей и отдельные ПУПЧ не применяются.

Поскольку изготовить компактную линию задержки на промежуточной частоте значительно проще, чем на высокой частоте, данная схема обладает преимуществом перед схемой с объединением приемных каналов по высокой частоте, представленной на рис. 7.20. Другим преимуществом является то, что при объединении приемных каналов по промежуточной частоте пеленгационная система может быть защищена от воздействия помех в виде парных импульсов путем введения стробирования ПУПЧ, обеспечивающего прохождение только одного из помеховых импульсов.

Вместе с тем в схеме с объединением приемных каналов по промежуточной частоте увеличивается влияние неидентичностей приемных каналов до их объединения, поскольку их протяженность по сравнению со схемой рис. 7.20 увеличивается. Что касается недостатка схемы с объединением приемных каналов по высокой частоте, заключающегося в снижении разрешающей способности по дальности, то он сохраняется и в схеме с объединением по промежуточной частоте.

### 3. Объединение приемных каналов по промежуточной частоте с использованием фазовых сдвигов и временной задержки сигналов

Структурная схема приемной части моноимпульсной РЛС с объединением каналов рассматриваемым способом представлена на рис. 7.23 [21].

Объединение каналов осуществляется в два этапа. Вначале объединяются угломерные каналы. С этой целью разностный сигнал азимутального канала  $E_{pa}$  сдвигается по фазе на  $90^\circ$  и суммируется с сигналом угломерного канала  $E_{py}$ . После этого результирующий угломерный сигнал преобразуется в сигнал промежуточной частоты, усиливается в ПУПЧ, задерживается на время, равное примерно длительности принятого сигнала, и суммируется с суммарным сигналом  $E_c$  промежуточной частоты, являющимся одновременно сигналом дальности и опорным сигналом угломерных каналов.

Выходной сигнал общего УПЧ разветвляется на три направления: одна его часть поступает на фазочувствительный детектор (ФД) угломерного канала, другая часть со сдвигом по фазе на  $90^\circ$  — на ФД азимутального канала, третья часть сигнала после дополнительного усиления в каскаде УПЧ и задержки на время, равное задержке угломерных сигналов перед объединением каналов, подается через регулируемый фазовращатель в канал дальности и на ФД угломерных каналов в качестве опорного сигнала. Фазочувствительные детекторы позволяют получить сигналы ошибки по углу места  $S_{um}(\theta)$  и азимуту  $S_{az}(\theta)$ .

При получении сигнала по углу места на фазовый детектор один сигнал с общего УПЧ подается непосредственно, а дру-

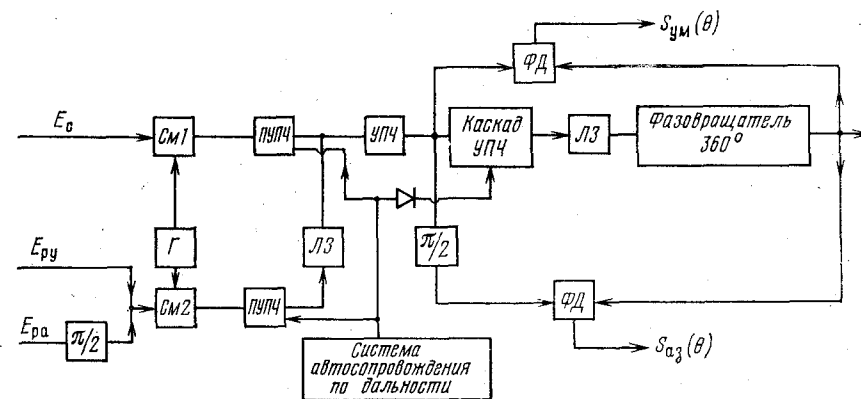


Рис. 7.23. Упрощенная структурная схема приемника амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной РЛС с объединением дальномерного и угломерного каналов по промежуточной частоте при использовании фазовых сдвигов и временной задержки сигналов:

$E_c$  — суммарный сигнал;  $E_{py}$  — разностный сигнал канала угла места;  $E_{pa}$  — разностный сигнал азимутального канала

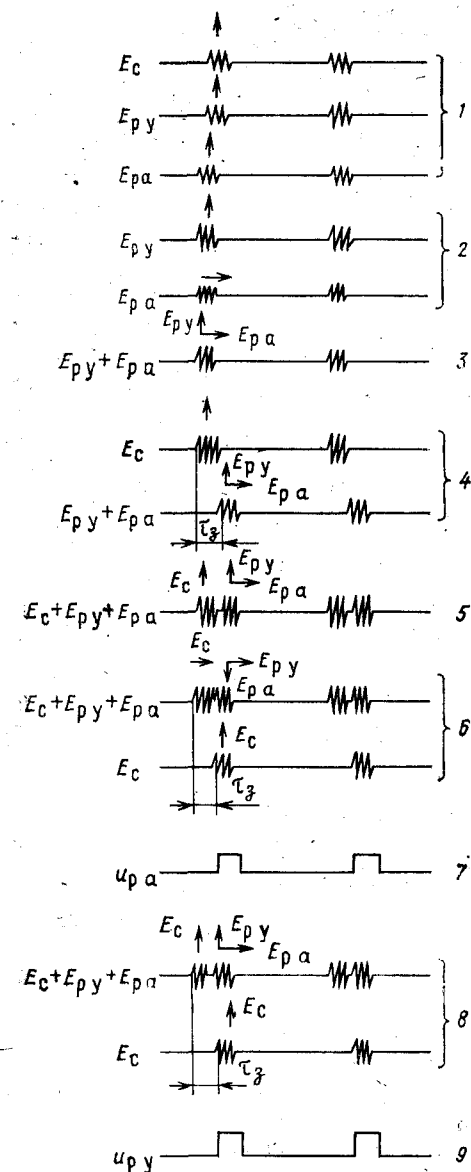


Рис. 7.24. Эпюры напряжений сигналов, поясняющие работу приемника амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной РЛС, изображенного на рис. 7.23 (стрелками условно обозначены фазовые соотношения сигналов):

1 — на выходе волноводных мостов; 2 — на входе СМ2; 3 — на выходе СМ2; 4 — на входе УПЧ; 5 — на выходе УПЧ; 6 — на входе ФД азимутального канала; 7 — на выходе ФД азимутального канала; 8 — на входе ФД угломерного канала; 9 — на выходе ФД угломерного канала

гой — через дополнительный стробируемый каскад УПЧ, линию задержки и фазовращатель. Благодаря этому опорная часть первого сигнала появляется на детекторе одновременно с угловой частью второго сигнала (см. эпюры напряжений на рис. 7.24) и взаимодействует с последним, обеспечивая на выходе детектора сигнал ошибки, пропорциональный углу рассогласования цели по углу места.

Часть угломерного сигнала, соответствующая углу рассогласования цели по азимуту, не будет вырабатывать сигнала ошибки, поскольку она оказывается в квадратуре с опорным сигналом. При получении сигнала ошибки по азимуту один сигнал с выхода УПЧ подается на ФД через фазовращатель, сдвигающий его по фазе на  $90^\circ$ , а другой (опорный) — через дополнительный стробируемый каскад УПЧ, ЛЗ и фазовращатель. В этом

случае угловая часть первого сигнала поступает на детектор одновременно с опорной частью второго сигнала и вырабатывает на выходе детектора сигнал ошибки по азимуту.

Часть угломерного сигнала, соответствующая углу рассогласования цели по углу места, не пропускается детектором в силу квадратурности ее с опорным сигналом. Поскольку в схеме используются две линии задержки, то это может вызвать существ-

венную расфазировку опорного и угломерного сигналов. С целью компенсации паразитных фазовых сдвигов в канале опорного сигнала предусматривается фазовращатель с широкими пределами регулировки фазы.

Для того чтобы отношение сигнал-шум при прохождении сигналов через приемный тракт не ухудшалось, применяется стробирование ПУПЧ, обеспечивающее работу усилителя только на время прохождения сигнала. Существенной является задержка сигнала после ПУПЧ, поскольку это улучшает отношение сигнал-шум. Задержка до ПУПЧ приводит к ослаблению сигнала на входе усилителя и, следовательно, к уменьшению отношения сигнал-шум, что вызывает ухудшение точности сопровождения цели по угловым координатам и дальности.

Недостатком рассмотренной системы объединения является ее высокая чувствительность к фазовой неидентичности приемных каналов. Это лишает ее основного преимущества моноимпульсных пеленгаторов суммарно-разностного типа, где паразитный сдвиг фаз в приемных каналах не приводит к сдвигу равносигнального направления. Чувствительность к фазовой неидентичности делает такую систему мало пригодной для использования в РЛС с перестройкой по частоте в широких пределах.

В ряде случаев по описанному выше принципу производится объединение только разностных каналов и для устранения ошибок, возникающих при перестройке системы по частоте, применяются автоматическую подстройку каналов по фазе.

Учитывая целесообразность использования одноканальных моноимпульсных систем и необходимость выполнения при этом определенных преобразований сигналов, был разработан ряд специальных устройств в виде отдельных функциональных блоков для включения в состав РЛС. Примером может служить устройство одной из американских фирм, включающее все компоненты системы между четырехканальной антенной, передатчиком и одноканальным приемником. Устройство предназначено для работы в 10%-ной полосе частот 3-см диапазона волн и обеспечивает развязку каналов более 25 дБ [95].

#### 4. Объединение приемных каналов по промежуточной частоте с использованием кодирования сигналов

На рис. 7.25 представлена упрощенная структурная схема приемника моноимпульсной РЛС, объединение каналов которого принципиально отличается от рассмотренных выше методов [88]. В этой схеме сигналы с выходов антенны кодируются, суммируются по высокой частоте, обрабатываются в одноканальном приемнике, разделяются по мощности и обрабатываются в угловом процессе в соответствии с известными принципами моноимпульсного метода пеленгации.

Кодирование выполняет роль специальной «окраски» принимаемого сигнала, позволяющей распознать его в смеси с другими



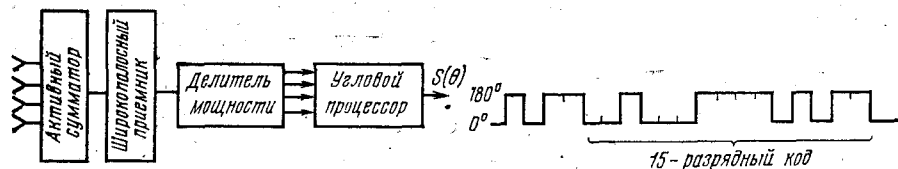


Рис. 7.25. Упрощенная структурная схема одноканального приемника моноимпульсной РЛС с использованием кодирования сигналов

Рис. 7.26. Пример 15-разрядного цифрового кода, используемого при объединении приемных каналов

кодированными сигналами и выделить его после обработки в одноканальном приемнике. Выполняется кодирование по фазе в цифровой форме с помощью двойного балансного смесителя, питаемого кодированным высокочастотным сигналом. На рис. 7.26 в качестве примера показан 15-разрядный код, формируемый четырехкаскадным сдвиговым регистром. Кодовые группы, подаваемые на балансные смесители (модуляторы), сдвинуты по времени относительно друг друга на величину, равную или превышающую длительность элемента кода. Это исключает взаимодействие кодированных сигналов при их объединении.

Поскольку длительность элемента кода значительно меньше длительности импульсного сигнала, принимаемого антенной, то спектр кодированного сигнала соответственно расширяется. Поэтому для его усиления и преобразования требуется более широкополосный приемник по сравнению с приемником моноимпульсной РЛС без объединения каналов.

Совокупность сигналов на промежуточной частоте с выхода одноканального приемника поступает на делитель мощности и далее на второй комплект из четырех двойных балансных смесителей, работающих как демодуляторы и восстанавливающих структуру первоначальных сигналов, необходимых для извлечения угловой информации. Условием качественного разделения сигналов является жесткая синхронизация по времени модулирующих и демодулирующих кодов.

Поскольку кодирование осуществляется в пределах длительности принимаемого импульса без дополнительных сдвигов по времени в объединяемых каналах, рассмотренный метод объединения приемных каналов не должен приводить к ухудшению разрешающей способности по дальности. В этом его преимущество перед рассмотренными ранее методами.

##### 5. Объединение приемных каналов с использованием низкочастотной модуляции в одном из каналов

Структурная схема приемной части моноимпульсной РЛС с объединением каналов рассматриваемым способом представлена на рис. 7.27 [21].

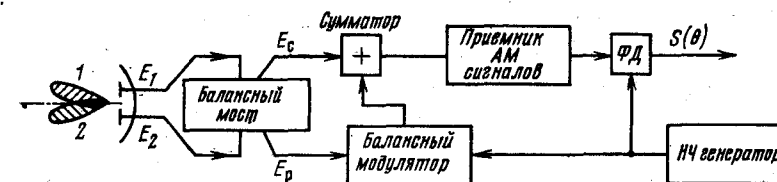


Рис. 7.27. Упрощенная структурная схема приемника амплитудно-разностной моноимпульсной РЛС с объединением приемных каналов при использовании низкочастотной модуляции разностного сигнала

В данной схеме используется обычный способ формирования суммарного и разностного сигналов с помощью двойного волноводного моста. Разностный сигнал, содержащий угловую информацию о положении цели в пространстве, модулируется по амплитуде сигналом звуковой частоты  $\Omega$  и суммируется с сигналом суммарного канала. В соответствии с этим результирующий сигнал при аппроксимации суммарной диаграммы функцией  $\cos \theta$ , а разностной диаграммы функцией  $\sin \theta$  может быть представлен выражением

$$E(t, \theta) = E_m (\cos \theta + \sin \theta \sin \Omega t) \exp i \omega t. \quad (7.38)$$

При малых значениях угловой ошибки выражение (7.38) преобразуется к виду

$$E(t, \theta) = E_m (1 + \theta \sin \Omega t) \exp i \omega t. \quad (7.39)$$

Из приведенного выражения (7.39) видно, что коэффициент модуляции результирующего сигнала пропорционален угловой ошибке. Поэтому амплитудное детектирование сигнала на выходе приемника дает сигнал низкой частоты  $\Omega$ , амплитуда которого пропорциональна значению угловой ошибки, а фаза указывает на направление рассогласования. При прохождении нулевой ошибки фаза низкочастотного сигнала меняется на  $180^\circ$ . Низкочастотный сигнал с выхода приемника амплитудно-модулированных сигналов поступает на фазовый детектор, где сравнивается по фазе с сигналом генератора низкой частоты и формирует сигнал ошибки постоянного напряжения, воздействующий на сервомеханизм управления положением антенны.

В приемной системе могут использоваться широкополосные устройства обработки сигнала без снижения ее чувствительности, вследствие чего можно существенно уменьшить паразитные фазовые сдвиги. При этом критичный к настройке и узкополосный УПЧ перестает быть источником ошибок, поскольку суммарный и разностный сигналы, проходя его, сдвигаются по фазе на одинаковую величину.

Система достаточно проста в настройке и стабильна в различных условиях эксплуатации. Однако введение низкочастотной модуляции при объединении приемных каналов делает систему пеленгации чувствительной к амплитудным флуктуациям принимаемых сигналов, а также уязвимой со стороны организованных ам-



литудно-модулированных помех. Очевидно, для создания таких помех достаточно знать частоту используемой в РЛС модуляции с точностью до полосы пропускания следящей системы. В этом заключается серьезный недостаток рассматриваемой структуры построения приемной системы моноимпульсной РЛС, ограничивающий ее применение.

## 6. Объединение приемных каналов с использованием разнесения сигналов по частоте

Структурная схема приемника моноимпульсной РЛС с объединением каналов рассматриваемым способом представлена на рис. 7.28 [21].

Принцип объединения приемных каналов состоит в том, что суммарный и разностный высокочастотные сигналы преобразуются в сигналы близких по значению промежуточных частот, суммируются и жестко ограничиваются в многокаскадном широкополосном усилителе-ограничителе. С выхода УПЧ сигналы поступают в полосовые фильтры, настроенные на соответствующие частоты объединенных сигналов, и разделяются ими на суммарный и разностный сигналы.

После разделения частота суммарного сигнала преобразуется в частоту разностного сигнала. Полученный в результате преобразования сигнал используется в качестве опорного сигнала в угломерном фазочувствительном детекторе при формировании сигнала ошибки.

Описанный принцип объединения каналов может быть применен и в системе, предназначенной для пеленгации в двух плоскостях. В этом случае объединяемые сигналы (суммарный и два разностных) преобразуются в сигналы трех близко расположенных промежуточных частот таким образом, что их спектры не пере-

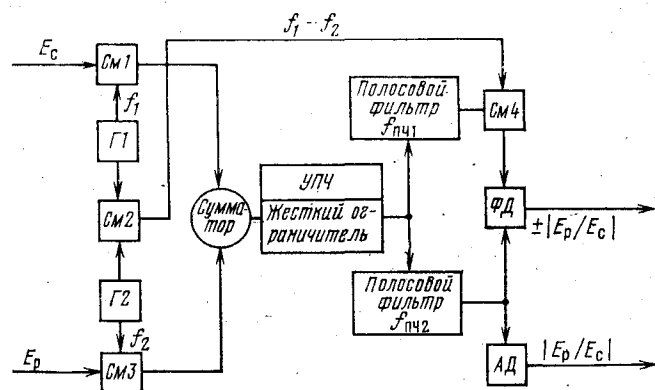


Рис. 7.28. Упрощенная структурная схема амплитудной суммарно-разностной импульсной РЛС с использованием одноканального устройства обработки сигналов со сдвигом сигналов по частоте

крываются и тем самым позволяют суммарному сигналу одновременно нормировать оба разностных сигнала без применения обычных систем АРУ по суммарному сигналу.

Использование данного метода объединения не ограничивается системами суммарно-разностного типа. Он может быть использован также в других системах, например в амплитудных с логарифмическими приемниками. Отличием устройства системы от изображенной на рис. 7.28 будет только детектор, поскольку для получения значения угла отклонения цели от равносигнального напряжения в этом случае требуется амплитудный детектор вместо фазового.

Результаты анализа рассмотренного метода обработки сигналов [21] для случая идеального широкополосного ограничителя показывают, что при поступлении на вход ограничителя суммы двух сигналов с амплитудами  $E_p$ ,  $E_c$  и частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$  на выходе фильтров формируются сигналы, определяемые выражениями

$$\bar{S}_1(t) \approx \frac{2u_{огр}}{\pi} \frac{E_p}{E_c} \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad \bar{S}_2(t) \approx \frac{4u_{огр}}{\pi} \cos(\omega_2 t + \varphi_2).$$

Расчетные зависимости амплитуд  $\bar{S}_1(t)$  и  $\bar{S}_2(t)$  от отношения мгновенных значений амплитуд разностного и суммарного сигналов  $E_p/E_c$  представлены на рис. 7.29. Как видно из рисунка, при малых отношениях амплитуд разностного и суммарного сигналов, что обычно выполняется в процессе автоматического слежения за целью, выходное напряжение  $\bar{S}_1(t)$  почти прямо пропорционально мгновенному значению отношения амплитуд  $E_p/E_c$  и, следовательно, прямо пропорционально отношению амплитуд сигналов, принятых антенной РЛС. Это обстоятельство позволяет производить измерение направления на цель рассмотренным методом обработки сигналов с достаточной точностью.

Рассмотренный принцип объединения приемных каналов моноимпульсных РЛС с разнесением сигналов по частоте не единственный: существуют и другие его разновидности. На рис. 7.30 представлена одна из таких приемных систем, использующая при объединении двойное преобразование частоты. В качестве углового датчика в системе применяется амплитудно-фазовая антенна, работающая в двумодовом режиме. На выходе антенны формируются два сигнала на частоте  $f$ : суммарный и разностный. Эти сигналы поступают на смесители СМ1 и СМ2, где преобразуются с помощью сигналов разночастотных гетеродинов в сигналы промежуточных частот  $(f-f_1)$  и  $(f-f_2)$  соответственно, после чего суммируются и усиливаются в УПЧ1 по промежуточной частоте. С выхода УПЧ1 сигналы поступают на амплитудный детектор и детектируются. Детектор выполняет роль второго преобразователя частоты, поскольку на его выходе формируется сигнал с частотой, равной  $\Delta f_0 = f_1 - f_2$ . Сигнал второй промежуточной частоты с выхода детектора поступает на входы логарифмического видеосигнала и УПЧ2.

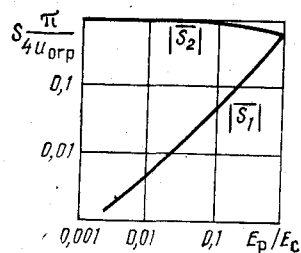
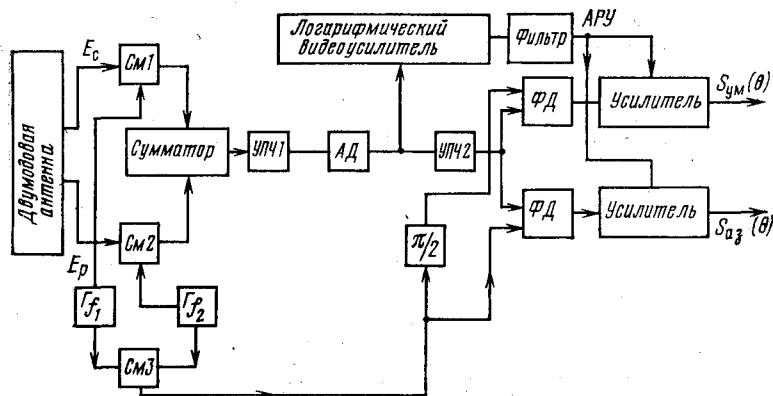


Рис. 7.29. Нормированная расчетная зависимость амплитуды сигналов на выходе полосовых фильтров от отношения амплитуд разностного и суммарного сигналов на входе идеального ограничителя

Рис. 7.30. Упрощенная структурная схема приемника с объединением каналов при использовании двойного преобразования частоты



Усиленный сигнал на частоте  $\Delta f_0$  с выхода УПЧ2 поступает на входы двух параллельно соединенных фазовых детекторов. На вторые входы данных детекторов поступают опорные сигналы на частоте  $\Delta f_0$ , сформированные непосредственно из сигналов гетеродинов путем их преобразования в смесителе См3. Причем один из сигналов подается непосредственно на вход одного, а другой — через фазовращатель на  $\pi/2$  — на вход другого фазового детектора. В результате на выходе одного из фазовых детекторов формируется сигнал ошибки азимутального канала, а на выходе другого — сигнал ошибки угломестного канала. Оба сигнала ошибки усиливаются и нормируются в отдельных усилителях. Нормировка осуществляется сигналом с выхода логарифмического усилителя, прошедшего через полосовой низкочастотный фильтр, и обеспечивается исключение зависимости сигналов угловой ошибки от интенсивности сигналов, поступающих на антенны.

## 7. Объединение приемных каналов с применением коммутации

Череспериодная коммутация каналов [38] представляет другой способ компенсации неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов. В этом случае приемные каналы коммутируются с половинной частотой следования импульсов, что обеспечивает поочередное подключение усилителей промежуточной частоты то к одной, то к другой антенне. При этом фазовый

сдвиг за счет неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов принимает то положительное, то отрицательное значение, и в усредненном сигнале ошибки дополнительная ошибка за счет неидентичности каналов будет значительно уменьшена. Коммутация приемных каналов может осуществляться также с произвольной частотой, не связанной с частотой посылок.

Анализ амплитудно-амплитудной моноимпульсной системы показал [21], что при коммутации приемных каналов сигнал ошибки определяется выражением

$$S(\theta) = \kappa_{02}(g_0 + 1)\mu\theta.$$

Очевидно, что условие пеленгования  $S(\theta) = 0$  выполняется независимо от неидентичности каналов по амплитуде, но при этом чувствительность системы пеленгации уменьшается в  $2/(g_0 + 1)$  раз, где  $g_0 = \kappa_{01}/\kappa_{02}$ . Таким образом, в случае применения коммутации различие в усилении приемных каналов не приводит к возникновению систематических ошибок пеленгования.

В том случае, когда место коммутации приемных каналов отделяется от выхода антенны, система пеленгации становится чувствительной к неидентичности амплитудных характеристик высокочастотных каналов и в условиях коммутации каналов. Так, при осуществлении коммутации непосредственно по входу УПЧ каналов угловая ошибка в рассматриваемой системе определяется выражением [21]:

$$\mu\theta = \text{th}(-\ln g/2) \approx -\ln g/2, \quad (7.40)$$

где  $g$  — отношение коэффициентов передачи высокочастотных каналов (до смесителя).

Выражение (7.40) аналогично (7.20), полученному при рассмотрении ошибок пеленгования за счет неидентичностей амплитудных характеристик высокочастотных трактов приемника без применения коммутации каналов.

Существуют и другие способы объединения приемных каналов с использованием коммутации. Один из таких способов основан на высокочастотном стробировании объединяемых каналов, обеспечивающем поочередное их открывание на время, в  $n$  раз меньшее длительности рабочего импульса ( $n$  — число объединяемых каналов). Одна из составляющих результирующего сигнала в приемном канале используется как опорный сигнал, а две других — как угломерные сигналы. Благодаря разнесению по времени образующихся при этом принимаемых импульсов преобразование и усиление сигналов могут осуществляться с помощью одноканального приемника. Возникающая расфазировка сигналов компенсируется специально подобранными линиями задержки, а соответствующее разделение сигналов на выходе приемника осуществляется стробированием, синхронным со стробированием входных каналов.

Известен способ объединения приемных каналов путем поочередного подключения выходов антенны без дробления импульса.

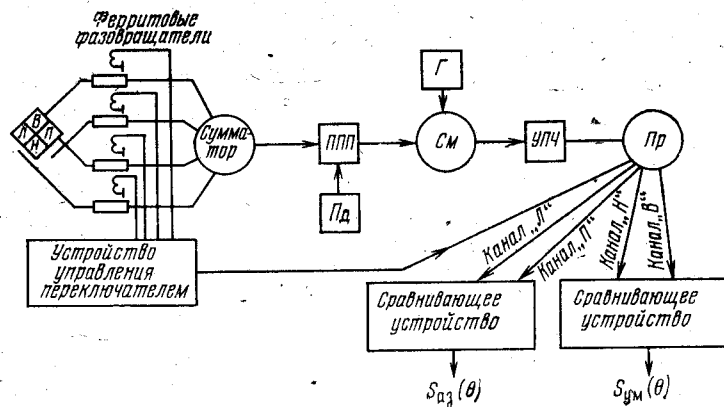


Рис. 7.31. Упрощенная структурная схема моноимпульсной РЛС с коммутацией приемеопередающих высокочастотных каналов

Оригинальная схема объединения каналов с использованием коммутации применена в моноимпульсной системе, структурная схема которой изображена на рис. 7.31 [21]. Коммутирующими элементами этой схемы являются ферритовые фазовращатели, включаемые в волноводные антенные каналы и управляемые от специального источника питания по определенной программе путем подачи импульсного напряжения. При отсутствии подмагничивающего импульса на ферритовых фазовращателях все каналы синфазны и результирующая ДН имеет максимум, совпадающий с направлением оси антенны.

При подаче калиброванного импульса напряжения на любой из ферритовых фазовращателей в соответствующем канале создается дополнительный фазовый сдвиг, приводящий к соответствующему отклонению оси результирующей диаграммы от оси антенны. В зависимости от канала, в котором включен данный ферритовый фазовращатель, ДН отклоняется от оси антенны вниз, вверх, вправо или влево.

Учитывая последовательность положений оси результирующей ДН, поступающие при этом на вход приемника сигналы будут разнесены во времени, что позволяет последующее их преобразование и усиление производить в одноканальном приемном устройстве. На выходе приемника сигналы разделяются с помощью переключателя (Пр), управляемого синхронно с ферритовыми фазовращателями, и направляются попарно на сравнивающие устройства, где формируют сигналы ошибки по азимуту и углу места.

Скорость управления лучом антенны может достигать нескольких килогерц. В сочетании с кодированием такая система коммутации достаточно помехозащищена в отношении синхронных организованных помех и низкочастотных амплитудных флуктуаций, присущих отраженным сигналам.

## 7.7. УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС НЕИДЕНТИЧНОСТИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ, ЗАВИСЯЩИХ ОТ ЧАСТОТЫ

Возможность перестройки рабочей частоты в широком диапазоне является характерной чертой современных РЛС. Обуславливается это главным образом стремлением повысить помехозащищенность РЛС, обеспечить ей нормальную работоспособность в сложной радиоэлектронной обстановке при наличии организованных помех. В этом случае разбаланс амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов и, как следствие, ухудшение точности пеленгования может наступать при смене рабочих частот.

С целью исключения данного источника угловых ошибок обычно производят тщательные экспериментальные исследования разработанной приемной аппаратуры во всем рабочем диапазоне частот. Значения возникающих при смене частот угловых ошибок фиксируются и запоминаются. Разрабатываются методы компенсации этих ошибок и составляется программа использования этих методов в условиях эксплуатации РЛС [48].

## Глава 8

### ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

#### 8.1. ЗНАЧЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ РЛС

Под помехозащищенностью радиолокационных систем обычно понимается их способность в условиях создаваемых им помех воспроизводить с достаточной точностью полезный сигнал и осуществлять необходимые при этом операции по обнаружению цели, измерению ее координат и сопровождению.

Значение помехозащищенности непосредственно вытекает из той ключевой роли, которую РЛС играют в современных системах вооружения. Обладая высокой надежностью, большими дальностями действия, способностью обеспечивать достоверную информацию о целях в любое время и при любых метеорологических условиях, способностью легко сочетаться с автоматизированными системами, радиолокационные системы во многом определяют высокую эффективность использующих их систем вооружения. Поэтому для снижения эффективности современных систем вооружения большое значение приобретает радиопротиводействие РЛС, осуществляемое с помощью искусственных помех. Основной целью при этом является искажение (маскировка) рабочей информации в приемных каналах подавляемых РЛС, создание избыточной (ложной) информации, затрудняющей обнаружение целей, оценку их намерений и организацию действий по защите от опасных целей.

Возможность радиопротиводействия РЛС вытекает из самого принципа действия РЛС. Как известно, РЛС работает с использованием связей, устанавливаемых с объектом (целью) радиотехническими методами. За счет этих связей цель оказывается элементом замкнутого контура, в котором формируется информация о положении цели и параметрах ее движения. Поэтому изменение соответствующих характеристик этого элемента (цели) методами РПД неизбежно приводит к ухудшению работоспособности РЛС. Сравнительная уязвимость большинства радиолокационных средств, в том числе и моноимпульсных, кроется именно в том, что они не могут работать без внешней связи, замыкающейся через цель, и тем самым обнаруживают себя по излучению и дают противной стороне исходную информацию для организации РПД.

Возможность РПД радиолокационным системам была известна с момента разработки первых образцов РЛС и использовалась по мере надобности в военных целях. В соответствии с этим радиолокация и радиопротиводействие радиолокации развивались параллельно как два направления новой техники. По мере совершенствования РЛС развивалось и совершенствовалось РПД, появлялись новые методы создания им помех, совершенствовалась тактика использования этих методов. В свою очередь развитие средств РПД стимулировало и стимулирует дальнейшее совершенствование РЛС, разработку средств помехозащиты. Средства РПД и помехозащиты РЛС в совокупности составляют основу средств ведения радиоэлектронной борьбы (РЭБ).

Военные действия во Вьетнаме и на Ближнем Востоке, как свидетельствует зарубежная печать, показали, что в современной войне средства радиоэлектронной борьбы являются необходимыми факторами обеспечения боевых действий всех видов вооруженных сил. Анализ опыта применения средств радиоэлектронной борьбы, проведенный в США [50, 92], показал, что использование этих средств значительно повысило «выживаемость» самолета при преодолении системы противосамолетной обороны и позволило во вьетнамской войне сохранить от поражения боевые самолеты, общая стоимость которых составляет 1 млрд. долларов. Без средств РЭБ потери самолетов во Вьетнаме были бы в 5 раз больше [50].

Учитывая роль РЛС в современных системах вооружения и возможности эффективного радиопротиводействия их работе, разработчики радиолокационных средств уделяют большое внимание помехозащищенности РЛС. Поэтому одной из основных причин разработки моноимпульсного метода в радиолокации и интенсивного внедрения его в радиолокационную технику явилось стремление повысить помехозащищенность РЛС.

Широко распространенные в радиолокации до внедрения моноимпульсного метода одноканальные угломерные системы автосопровождения, основанные на методе конического сканирования и последовательного переключения луча, оказываются уязвимыми со стороны организованных помех, и в условиях применения современных средств радиопротиводействия не обеспечивают выполне-

ния боевых задач. Так, например, указанные системы имеют низкую помехозащищенность от ответных помех с амплитудной модуляцией на частоте сканирования (переключения) луча [92, 109].

Оценивая помехозащищенность моноимпульсных РЛС по отношению к современным видам помех, необходимо учитывать, что моноимпульсный метод применяется лишь для измерения угловых координат. Что касается методов обнаружения, определения дальности и скорости, а также методов сопровождения по дальности и скорости, то они принципиально не отличаются от методов, реализуемых в обычных одноканальных РЛС сопровождения. Поэтому в этой части существует преемственность видов помех и способов защиты от них между одноканальными и двухканальными координаторами. Поскольку измерению угловых координат (сопровождению цели по направлению) предшествуют поиск, обнаружение и селекция целей, то помехозащищенность угломерного канала также зависит от помехозащищенности каналов обнаружения и селекции целей. В соответствии с этим представляется целесообразным рассмотреть возможности создания помех всем основным каналам моноимпульсных РЛС.

## 8.2. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПОМЕХ РАДИОЛОКАЦИОННЫМ СТАНЦИЯМ

Под помехой понимается любой радиосигнал, который при приеме ухудшает качество работы РЛС и нарушает достоверность и точность выдаваемой ею информации о цели. По своему характеру помеха может иметь как естественное, так и искусственное происхождение [5, 21, 30]. К первой категории можно отнести помехи, возникающие вследствие грозовой деятельности в атмосфере, выпадения различного рода метеороосадков (снег, град, дождь), работы плохо экранированного электрооборудования, тепловые шумы, шумы космического происхождения и др. К искусственным помехам относятся все помехи, создаваемые преднамеренно в целях нарушения нормальной работы радиолокационной аппаратуры. Искусственные помехи часто называют умышленными или организованными помехами. При оценке помехозащищенности РЛС будем рассматривать только искусственные помехи, называя их просто помехами.

По способу создания все помехи можно разделить на активные и пассивные. К активным относятся помехи, создаваемые с помощью специальных генераторов сигналов, представляющие собой различной структуры радиоизлучения, перекрывающие рабочую полосу частот РЛС. К таким помехам относятся непрерывные и импульсные высокочастотные сигналы с различными модуляциями (по амплитуде, фазе, частоте, длительности и частоте повторения импульсов, поляризации и т. д.). К пассивным относятся помехи, создаваемые за счет переизлучения собственных сигналов подавляемой РЛС без использования специальных генераторов сигналов. К средствам создания пассивных помех относятся дипольные отражатели, представляющие собой обычно металлизированные ленты длиной  $\lambda/2$  подавляемой РЛС, а также различные угольные и линейные отражатели.

По эффекту действия все помехи делятся на маскирующие и дезориентирующие (дезинформирующие). К маскирующим относятся помехи, создавае-

мые для того, чтобы воспрепятствовать или существенно затруднить обнаружение цели, ухудшить определение ее местоположения и параметров ее движения. Из наиболее распространенных активных средств создания таких помех можно назвать передатчики шумовых помех, из пассивных средств — дипольные отражатели.

К дезориентирующим относятся помехи, предназначенные для дезориентации оператора или автоматического устройства РЛС путем создания избыточной информации или ложных сигналов, имитирующих по параметрам реальные цели и затрудняющих селекцию истинных целей. В соответствии с этим такие помехи иногда называют имитационными. Средства создания дезориентирующих помех могут быть активными (специальные передатчики) и пассивными (ложные цели).

Существенным отличием дезориентирующих помех от маскирующих является их скрытность действия. Оператор РЛС обычно не в состоянии определить, что его дезориентируют, в то время как создание маскирующих помех легко распознается по изображению на экране индикаторных устройств. Также необходимо отметить, что активные дезориентирующие помехи энергетически более выгодны, чем активные маскирующие помехи, поскольку сосредоточивают в полосе приемника подавляемой РЛС практически максимальную мощность, обеспечиваемую передатчиком помех. Но с технической точки зрения такие помехи более сложны, поскольку требуют специальной достаточно сложной аппаратуры.

По целевому назначению помехи радиолокационными системам можно разделить на помехи каналу обнаружения целей, каналу селекции целей (по скорости или дальности), угломерному каналу и каналу телеуправления.

Несколько выпадают из приведенной схемы классификации помехи за счет высотных ядерных взрывов, охватывающих целый комплекс явлений, возникающих при ядерных взрывах, приводящих к нарушению условий распространения радиоволн и воздействующих на радиоэлектронную аппаратуру.

Помехи независимо от их характера и механизма действия, в конечном счете, рассчитаны на ухудшение тактико-технических характеристик РЛС: нарушение процесса обнаружения (увеличение вероятностей пропуска цели и ложной тревоги); дезориентацию оператора; задержку обнаружения или начала сопровождения цели; перегрузку системы обработки данных чрезмерным количеством сигналов, различающихся по параметрам; нарушение способности измерения дальности, скорости, направления на цель; срыв сопровождения цели; создание погрешностей в измерении дальности, скорости, угловых координат и др.

Для оценки помехозащищенности РЛС нужно хорошо знать особенности действия помех на работу различных ее функциональных звеньев. В соответствии с этим рассмотрим подробнее влияние различных помех на работу радиолокационных каналов и возможности защиты от их действия.

### 8.3. РАДИОПОМЕХИ КАНАЛУ ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛИ

В задачу радиолокационного канала обнаружения входит обнаружение целей и определение реальной обстановки в зоне наблюдения для принятия соответствующих решений. Поэтому работа данного канала всегда связана с поиском сигналов реальных целей в зоне наблюдения, и обнаружение целей пред-

ставляет собой вероятностный процесс, в ходе которого могут быть выданы как правильные, так и неправильные решения. При создании помех каналу обнаружения преследуется цель затруднить процесс обнаружения реальных целей, повысить вероятность неправильных решений или вообще исключить возможность обнаружения целей.

Поскольку режим поиска целей в процессе обнаружения характеризуется работой приемных устройств РЛС в режиме максимальной чувствительности без использования устройств селекции целей, ограничивающих возможности создания помех, помехоустойчивость РЛС в режиме обнаружения ниже помехоустойчивости РЛС в режимах сопровождения цели.

При работе РЛС в режиме поиска целей действие помех вынуждает оператора тратить дополнительное время на анализ помеховых сигналов, что уменьшает время поиска реальной цели, снижает вероятность своевременного обнаружения цели и уменьшает дальность действия РЛС. В соответствии с этим создание помех на этапе поиска целей и целеуказания является важным фактором защиты различных объектов, в частности кораблей ВМС [60]. Помехи в этом случае дезориентируют противника в отношении числа, типа и местоположения интересующих объектов, затрудняют целеуказание и захват реальной цели на сопровождение. При этом помехи могут привести к захвату ложных целей, что снижает время для борьбы с реальной целью. Важность создания помех на этапе поиска и целеуказания обуславливается еще и тем, что сорвать с помощью помех сопровождение цели значительно труднее, чем воспрепятствовать ее захвату на сопровождение.

В качестве помех каналу обнаружения, способных затруднить обнаружение цели на этапе ее поиска, используют маскирующие и дезориентирующие помехи.

#### 1. Активные маскирующие помехи каналу обнаружения цели

Наиболее универсальным видом среди известных в настоящее время маскирующих помех являются шумовые помехи [5, 109]. Действие их при достаточной мощности приводит к тому, что экраны индикаторов РЛС полностью или частично засвечиваются помехой, вследствие чего отметки реальных целей оказываются замаскированными (рис. 8.1). Природа шумов такова, что на их фоне выделить полезную информацию без искажений можно только тогда, когда на приемном пункте полностью известны все характеристики шума. Но такая ситуация в условиях радиопротиводействия нереальна. Кроме канала обнаружения, шумовые помехи подавляют в РЛС каналы селекции по дальности и скорости, а также затрудняют угловую селекцию при большой мощности помехи из-за воздействия по боковым лепесткам диаграммы направленности приемной антенны.

В зависимости от ширины спектра различают прицельную и заградительную шумовые помехи. Прицельная шумовая помеха характеризуется узким спектром, соизмеримым с полосой пропускания приемника подавляемой РЛС, и в этом отношении имеет энергетические преимущества перед заградительной помехой. Но прицельная шумовая помеха подавляет лишь одну выбранную РЛС, и при недостаточной ее мобильности от нее можно отстроиться путем смены рабочей частоты РЛС. Заградительная помеха характеризуется широким спектром шумов и в принципе может одновременно воздействовать на несколько

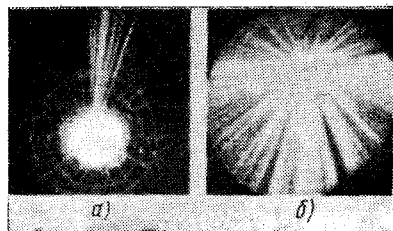


Рис. 8.1. Вид шумовой помехи на экране индикатора кругового обзора РЛС при средней мощности (а) и большой мощности помехи (б)

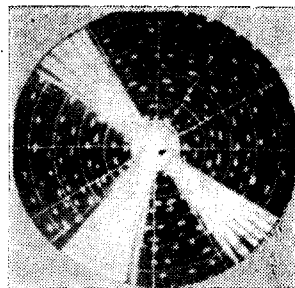


Рис. 8.2. Вид ответной многократной помехи в сочетании с шумовой помехой на экране индикатора кругового обзора РЛС

РЛС, в том числе и на РЛС с ограниченной перестройкой по частоте. Но это дается ценой энергетических потерь, поскольку для создания одинакового эффекта передатчик заградительной помехи должен иметь значительно большую мощность, чем передатчик прицельной шумовой помехи, и много энергии растрачивается бесполезно на прикрытие помехой участков диапазона частот, которые не используются РЛС. Преимуществом заградительной шумовой помехи является то, что при ее действии РЛС, как правило, не может отстроиться путем перестройки по частоте.

При создании прицельных шумовых помех может быть использован модуляционный метод, при котором несущая частота генератора модулируется по амплитуде, частоте или фазе шумовым сигналом. Структура формируемой при этом шумовой помехи будет определяться режимом модуляции и характеристиками используемого для модуляции шумового сигнала. Передатчики, реализующие этот метод формирования шумовой помехи, должны легко перестраиваться по частоте в широком диапазоне частот, что позволяет им оперативно реагировать на изменения электронной обстановки.

Заградительная шумовая помеха, которая формируется путем непосредственного усиления шума маломощного широкополосного источника с однородным спектром, получила название прямошумовой и в принципе является наиболее эффективной маскирующей помехой. Защита от нее весьма затруднительна. Кроме прицельных и заградительных шумовых помех применяются свипирующие по частоте шумовые помехи, представляющие собой узкополосный шум, перестраиваемый в широкой полосе частот [83]. Такие помехи позволяют в определенной мере сохранить преимущества прицельных и заградительных шумовых помех, поскольку обеспечивают в течение определенного времени высокую плотность мощности помехи во всех перекрываемых рабочих каналах РЛС. Эффект маскировки можно создать также при свипировании частоты передатчика помех по хаотическому закону без применения узкополосного шума. Влияние помехи с хаотическим изменением частоты несколько отличается от влияния помехи с амплитудной шумовой модуляцией. При девиации несущей частоты, значительно превышающей полосу пропускания приемника, и достаточно узком по

сравнению с несущей частотой спектре модулирующих шумов действие такой помехи будет вызывать на выходе приемника импульсы почти постоянной амплитуды, форма которых подобна частотной характеристике приемника. Такие импульсы будут получаться при каждом прохождении несущей частоты через полосу пропускания приемника, и интервал между ними будет меняться по хаотическому закону.)

К разряду маскирующих помех можно отнести также несинхронные импульсные помехи с низкой и высокой частотами посылок. Такие помехи создают крупно- или мелкозернистую структуру засветки индикаторов с яркостной отметкой или множество перемещающихся по определенному или хаотическому закону импульсных отметок на амплитудных индикаторах, создавая избыток информации и затрудняя обнаружение и автосопровождение реальной цели.

Рассмотренные активные маскирующие помехи относятся к категории «силовых» средств радиопротиводействия, поскольку предусматривают подавление РЛС ценой достаточно большой мощности помехи. Активные дезинформирующие помехи, как будет показано позднее, требуют меньших энергетических затрат. К помехам силового подавления следует также отнести помеху в виде немодулированной несущей, совпадающей с несущей частотой РЛС. Такая помеха способна при соответствующей мощности заглушить приемник РЛС настолько, что создается иллюзия неисправности станции в целом.)

К маскирующим помехам скрытного действия также относится двухчастотная помеха [59]. Принцип создания ее состоит в том, что в направлении подавляемой РЛС излучаются два высокочастотных сигнала, частоты которых находятся в пределах рабочего диапазона РЛС и разнесены относительно друг друга на величину, равную промежуточной частоте приемника РЛС.

При действии такой помехи на выходе смесителя приемника РЛС за счет детектирования будет формироваться сигнал промежуточной частоты, который будет вызывать перегрузку приемника и препятствовать приему полезной информации. При этом, если подавляемая РЛС импульсная, то силовое подавление ее происходит преимущественно за счет насыщения видеодетектора помеховым сигналом. Если РЛС доплеровского типа, то подавление ее двухчастотной помехой происходит в результате насыщения системы АРУ. В обоих случаях оператор РЛС даже не почувствует, что имеет место искусственная помеха. Он просто потеряет информацию о цели, не понимая причины ее исчезновения. Аналогичный эффект имеет создание помехи в виде высокочастотного сигнала, модулированного по амплитуде с промежуточной частотой приемника РЛС. Эта помеха особенно эффективно воздействует на приемники, не имеющие балансных смесителей и полосовых СВЧ фильтров, пропускающих лишь полосу частот, занимаемую зондирующим сигналом. Точность наведения такой помехи по частоте определяется, как и для двухчастотной помехи, частотно-избирательными свойствами преселектора радиолокационного приемника.

Кроме перечисленных помех, возможно создание активных маскирующих помех с применением выбрасываемых миниатюрных излучателей. Такие излучатели обычно разрабатываются на твердых схемах и обеспечивают генерирование помехи на определенной частоте в течение небольшого отрезка времени, достаточного, для выполнения боевой операции [96].



## 2. Пассивные маскирующие помехи каналу обнаружения цели

Одним из первых нашедших практическое применение средств создания пассивных маскирующих помех радиолокационным станциям являются дипольные отражатели, представляющие собой обычно металлизированные ленты длиной  $\lambda/2$ , где  $\lambda$  — длина рабочей волны РЛС. Сбрасываемые с самолетов пачки дипольных отражателей разносятся ветром и образуют протяженное отражающее облако. В результате на экране индикаторов незащищенных РЛС образуется интенсивная засветка, маскирующая цели в пределах облака диполей. Поскольку РЛС, как правило, работают на разнесенных частотах, дипольные отражатели изготавливаются различных размеров в соответствии с известными и вероятными рабочими частотами РЛС, для подавления которых они предусматриваются.

Эффективным методом борьбы с такого рода пассивными помехами является применение селекции по частоте, основанной на различии отраженных сигналов от реальной цели и от дипольных отражателей по частоте, которое обусловлено различием по скорости движения. Скорость движения дипольных отражателей определяется их массой, аэродинамическими характеристиками и скоростью ветра. По сравнению с самолетом дипольные отражатели представляют медленно движущуюся цель, что и позволяет отселектировать их по скорости.

В целях повышения эффективности дипольных помех с учетом возможных методов защиты от их действия иногда прибегают к подсвечиванию диполей с помощью высокочастотных сигналов, создаваемых специальными передатчиками, устанавливаемыми на защищаемом объекте [65, 109]. При этом подсвечивающий сигнал излучается либо со сдвигом по частоте относительно частоты подсвечиваемой РЛС в целях имитации ложной скорости диполей, либо со сдвигом по времени, имитируя перемещение диполей по дальности. Это обеспечивает приближение характеристик сигналов, принятых от облака диполей, к характеристикам реальных движущихся целей и существенно затрудняет их селекцию.

Поскольку длина диполей должна соответствовать длине волны РЛС и с увеличением последней увеличивается, перевод РЛС в область верхней части дециметрового и метрового диапазонов волн рассматривается за рубежом как один из возможных путей ослабления мешающего действия дипольных помех [109].

## 3. Активные и пассивные дезориентирующие помехи каналу обнаружения цели

В отличие от маскирующих помех дезориентирующие помехи каналу обнаружения цели предусматривают главным образом создание избыточной информации путем формирования помеховых сигналов с ложными параметрами, малочем отличающимися от параметров реальных отраженных сигналов. Поэтому результатом действия таких помех является не маскировка отраженных сигналов от цели, а введение в заблуждение оператора и избыточность информации на выходе автоматических устройств РЛС при оценке электронной обстановки.

Примером активной дезориентирующей помехи каналу обнаружения РЛС является ответная многократная помеха. Принцип создания многократной ответной помехи состоит в том, что передатчик помех в ответ на принятый им-

пульс РЛС излучает на той же частоте серию аналогичных по форме импульсов, разбросанных по дальности и углу и имитирующих множество целей [65, 109]. Наличие такой помехи затрудняет оператору выбор истинной цели и снижает эффективность работы системы обнаружения и целеуказания. Поэтому вместо реальной цели может быть предпринят перехват многих ложных целей. Это приведет к распылению сил и средств противовоздушной обороны, что благоприятно скажется на вероятности прорыва боевых самолетов к объекту.

Эффективность многократных ответных помех повышается, когда многократная ответная помеха комбинируется с шумовой помехой (рис. 8.2), и тем самым имитируются цели, прикрываемые постановщиком помех, а также когда ложные отметки целей создаются не по основному лепестку диаграммы направленности, а по боковым лепесткам, что обеспечивается соответствующей синхронизацией излучения ответных импульсов с периодом обзора РЛС [21]. В этом случае обеспечивается дезинформация и по направлению (угловым координатам).

Создание ложных целей возможно также с помощью выбрасываемых с защищаемого объекта миниатюрных излучателей — ретрансляторов. Такие миниатюрные ретрансляторы могут изготавливаться на твердых схемах с использованием, например, туннельных диодов, обеспечивать «захват» сигналов РЛС и переизлучать их с некоторой задержкой по времени. Такой способ дезинформирующих помех считается перспективным при преодолении баллистическими ракетами системы ПРО [96].

К пассивным дезориентирующим помехам каналу обнаружения цели относятся различные ложные цели, способные имитировать реальную цель. Если РЛС не отличает ложную цель от реальной, то оператор или автоматическое устройство станции может принять ее за опасную цель и дать целеуказание для ее перехвата и уничтожения, что приведет к снижению вероятности поражения реальной цели.

Простейшими ложными целями являются уголкового отражатели, способные при сравнительно малых геометрических размерах давать отраженные сигналы, соответствующие по уровню крупным целям, а также дипольные отражатели. Дипольные отражатели могут выбрасываться при помощи специальных автоматов в любом направлении от защищаемого объекта. Выбрасываемые вперед отражатели могут на некоторое время нарушить систему сопровождения по дальности и скорости и даже вызвать переадресацию РЛС на диполи [67, 80, 109].

## 8.4. ПОМЕХИ КАНАЛАМ СЕЛЕКЦИИ ЦЕЛЕЙ

Каналы селекции целей по дальности (скорости) имеются почти во всех зарубежных моноимпульсных радиолокационных системах и выполняют следующие задачи:

- повышают избирательность системы наведения и самонаведения, благодаря чему обеспечивается работа только по выбранной цели;
- повышают помехозащищенность систем за счет сокращения времени открытого состояния приемных устройств и сужения полосы пропускания;
- являются измерителями дальности до цели и ее скорости.

Целевое назначение помех каналам селекции состоит в том, чтобы сорвать селекцию целей или ввести погрешность в определение дальности и скорости.



Необходимо отметить, что действие помех на каналы селекции целей в определенной мере ухудшает помехозащищенность угломерного канала, поскольку срыв автосопровождения цели по дальности или скорости приводит к необходимости повторного перехода в режим поиска цели по соответствующим параметрам. Если в зоне визирования находится несколько целей, то при этом возможен захват новой цели, расположенной в другом направлении. Это повлечет за собой перенацеливание угломерной системы по направлению и увеличение угловых ошибок. Нарушение селекции целей облегчает энергетически создание помех системе автосопровождения по угловым координатам [109].

Дальность и скорость используются за рубежом также в расчетах упрежденного угла при пусках ракеты с командным управлением и стрельбе зенитной артиллерии. Если эти параметры будут вводиться в счетно-решающий прибор с заметными ошибками, упрежденная точка встречи также будет определена с ошибкой, что скажется на точности стрельбы. При пуске ракеты-перехватчика ошибки в расчете упрежденной точки могут привести к увеличению перегрузок ракеты при ее движении и снижению вероятности поражения цели [5].

В соответствии с изложенным обеспечение помехозащищенности каналов селекции целей является важным делом, хотя и не первостепенным, поскольку основным каналом в радиолокационных системах автосопровождения цели является угломерный канал. В свою очередь, разработчики средств РПД, по мнению зарубежных специалистов, должны уделять достаточное внимание разработке методов создания помех каналам селекции целей [109].

В настоящее время при радиопротиводействии каналам селекции обычно прибегают к ответным помехам, позволяющим сравнительно простыми техническими средствами нарушить нормальную работу данных каналов [109]. Ответные помехи широко используются в зарубежных средствах РПД для дезориентации и создания ложной обстановки на индикаторах радиолокаторов. Методы создания ответных помех базируются на синхронном излучении помеховых сигналов, имитирующих ложные цели с реальными параметрами движения или искажающих истинный сигнал [109].

Из помех каналам селекции цели наибольший интерес, по мнению зарубежных специалистов, представляют уведоющие помехи по дальности (скорости). При создании таких помех передатчик помех излучает импульсные сигналы, аналогичные по параметрам отраженным сигналам, но с плавно меняющейся задержкой по времени, имитирующей движение цели со скоростью, отличающейся от скорости реальной цели, создающей помеху. Если мощность помехи превосходит мощность отраженного сигнала, строб дальности системы автосопровождения будет вводиться помеховым импульсом и уходить от отметки реальной цели. Тем самым будут выдаваться ложная дальность до цели, существенно нарушающая определение местоположения цели. Задержку помехового сигнала можно уменьшать или увеличивать до тех пор, пока не будет обеспечена достаточная ошибка по дальности. Выключение помехи после увода строга дальности с отметки реальной цели приведет к потере цели системой автосопровождения и переходу РЛС в режим поиска [103].

Аналогично создается уведоющая помеха по скорости РЛС с непрерывным и квазинепрерывным режимом излучения с той лишь разницей, что в этом случае происходит плавное изменение частоты помехового сигнала относительно частоты сигнала РЛС [5, 76, 109]. Плавное изменение частоты помехи приводит к плавному изменению доплеровской частоты и имитации изменения скоро-

сти цели. При достаточно большой мощности помехи строб скорости системы автосопровождения РЛС смещается в соответствии со сдвигом помехи по частоте, и следящая система выдает ложную информацию о скорости цели. Выключение помехи после смещения частоты сигнала на величину, превышающую полосу пропускания узкополосного следящего фильтра (строга скорости), приводит к потере цели и переходу РЛС в режим поиска, как и при выключении уведоющей по дальности помехи. С помощью уведоющей помехи по скорости можно строб скорости следящей системы РЛС увести на мешающий объект, осуществив тем самым перенацеливание системы на ложную цель. В общем случае можно имитировать множество ложных целей. Хотя они и располагаются в том же направлении, что и истинная цель, и помеха по углу не создается, оператор РЛС может оказаться не в состоянии определить количество истинных целей и сделать ошибочный вывод о наличии многих целей, когда в действительности имеется только одна.

При формировании уведоющих помех по дальности и скорости в зарубежных системах РПД наиболее часто используются генераторы с запаздывающей обратной связью, обеспечивающие мгновенное запоминание частоты сигналов РЛС с последующим программируемым излучением помеховых сигналов в направлении подавляемой РЛС. При этом для запоминания частоты с сохранением структуры сигнала применяются СВЧ линии задержки с цифровым управлением величиной запаздывания, позволяющие воспроизводить тонкую структуру радиосигнала непосредственно в диапазоне СВЧ. В этом случае можно обеспечивать формирование помеховых сигналов с сохранением когерентности и создавать помехи РЛС со сложными сигналами [109].

В целом создание помехи каналам селекции целей РЛС со сложной структурой сигнала представляет сложную задачу, поскольку требует подробной информации о структуре сигнала, методах корреляционной обработки и сжатия спектра сигналов, используемых в приемниках РЛС. При этом сложность задачи возрастает, если в зоне действия высокая плотность длинноимпульсных РЛС с ЧМ и ФЧМ и процессы селекции, опознавания и обработки сигналов существенно затрудняются. В такой ситуации важную роль приобретает создание помех по угловым координатам.

Нарушение работы системы автосопровождения по дальности и скорости, включая перенацеливание РЛС на ложные объекты, можно вызвать с помощью дипольных отражателей, выбрасываемых при помощи специальных автоматов, например, в переднюю полусферу защищаемого самолета [109].

#### 8.5. МЕТОДЫ РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ УГЛОМЕРНЫМ КАНАЛАМ АВТОСОПРОВОЖДЕНИЯ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

По своему значению определяемые радиолокационными станциями параметры цели не равнозначны. Так, например, дальность, скорость и ускорение цели в ряде случаев имеют второстепенное значение. Эти параметры позволяют селектировать цели по дальности и скорости, что, разумеется, полезно, особенно в многоцелевой ситуации. Но если по какой-либо причине эти данные будут отсутствовать, система может продолжать с определенной вероятностью решение задачи перехвата и уничтожения цели. Например, известны системы [109], способные осуществлять наведение на ис-

точник радиолокационного или помехового излучения, когда требуется информация только о направлении на цель и не требуется информация об ее дальности и скорости. При применении самонаводящихся ракет дальность до цели необходимо знать только для определения момента пуска.

Совсем иначе обстоит дело, если радиолокационная система автономна по своему функциональному использованию и оказывается не в состоянии определить направление на цель. В этом случае теряется вообще возможность наведения средств перехвата и уничтожения цели. Поэтому работоспособность угломерных каналов РЛС и их помехозащищенность имеют первостепенное значение. Разработчики средств радиопротиводействия уделяют большое внимание противодействию угломерному каналу и в первую очередь угломерному каналу, работающему в режиме автосопровождения цели по направлению.

Повышенная помехозащищенность угломерного канала моноимпульсных систем связана с принципом его работы. Как известно, в моноимпульсных системах для точного определения направления на цель в принципе достаточно одного импульса. Поскольку за время существования импульса эффективная отражающая поверхность цели практически не меняется, то моноимпульсная система мало чувствительна к амплитудным флуктуациям отраженного сигнала и точность ее по сравнению с одноканальными угломерами выше. При этом за счет эффективного нормирования с помощью сигналов опорной ДН приемной антенны устраняется любая внешняя амплитудная модуляция. Отсюда следует, что угломерный канал мало чувствителен и к помехам с амплитудной модуляцией. Напротив, амплитудно-модулированная помеха, обладая определенным превышением по мощности над отраженным сигналом, облегчает работу моноимпульсного угломерного канала, так как увеличивает эквивалентную отражающую поверхность цели и диапазон дальностей, в котором возможно нормальное слежение за целью. Это справедливо не только для амплитудно-модулированных помех, но также и для помех с другими видами модуляции, излучаемыми из одной точки пространства, например частотно-модулированных и фазомодулированных помех, если только приемные каналы идентичны по амплитудно-фазовым характеристикам.

Однако на практике трудно создать совершенные моноимпульсные приемники, и поэтому могут иметь место те или иные недостатки конструктивного и схемного характера. Эти недостатки могут снижать помехоустойчивость радиолокационных устройств по отношению к активным помехам, в том числе к помехам, излучаемым из одной точки.

В соответствии с этим все возможные помехи угломерным каналам моноимпульсных РЛС можно разбить на две группы. К первой группе относятся помехи, создание которых обуславливается возможными конструктивно-схемными недостатками реализации моноимпульсного метода. Ко второй группе относятся помехи, со-

здание которых возможно и при идеальной реализации моноимпульсного метода. К таким помехам относятся помехи на кросс-поляризации, двухчастотная, когерентная, мерцающая, перенае-ливающая помехи [109].

### 1. Помехи, рассчитанные на конструктивно-схемные недостатки угломерных каналов

К недостаткам, снижающим помехозащищенность моноимпульсных РЛС, кроме неидентичности по амплитудно-фазовым характеристикам, следует отнести нелинейность амплитудных характеристик приемных каналов, инерционность системы АРУ, различие в коэффициентах передачи антенных каналов, наличие зеркального канала приема и др.

При нелинейности амплитудной характеристики сильная помеха может перегружать приемные каналы и тем самым нарушать нормальные условия работы, поскольку при насыщении в элементах контура системы автосопровождения нарушается передача амплитудных изменений сигнала, что ведет при амплитудном методе пеленгации к частичному или полному нарушению формирования сигнала ошибки. Последнее эквивалентно размыканию следящей системы и неизбежно приведет к увеличению ошибок пеленгования. Ошибки должны увеличиваться, если перегрузку создавать периодически путем манипуляции (включения и выключения) помехи, так как в этом случае для устранения ошибок в РЛС недостаточно идентичности статических характеристик; требуется еще идентичность и динамических характеристик приемных каналов. При ограниченности быстродействия и динамического диапазона системы АРУ требование идентичности динамических характеристик не всегда может быть выполнено.

В ряде случаев воздействие мощной манипулированной с определенной частотой помехи может вызвать раскачку антенны по углам за счет резонансных свойств и инерционности следящей системы. Однако возможности манипулированной помехи существенно снижаются при применении приемников с логарифмическими характеристиками и быстродействующими системами регулирования усиления.

При наличии инерционной системы АРУ выключение мощной помехи может приводить к размыканию контура следящей системы на время, необходимое для восстановления чувствительности приемного устройства до уровня, достаточного для приема отраженного сигнала. Не имея на своем входе управляющих сигналов, антенная система в этот период будет либо неподвижной, либо будет двигаться по инерции, что в обоих случаях увеличит угловые ошибки слежения. В случае логарифмического приемника или приемника с быстродействующей системой АРУ движение по инерции или безразличное состояние антенны сводится к минимуму, так как после выключения мощной помехи следящая система

практически мгновенно переходит на слежение по отраженному от цели сигналу.

Точность сопровождения у некоторых моноимпульсных систем может уменьшаться из-за неточной настройки приемника на принимаемый сигнал. Это обуславливается наличием неидентичностей частотных характеристик приемных каналов по промежуточной частоте. Этот недостаток может использоваться при РПД моноимпульсным РЛС путем излучения помехи с несущей частотой, отличающейся от рабочей частоты РЛС примерно на половину промежуточной частоты приемника РЛС. В результате приема такой помехи угловые ошибки возрастут.

Помеха по зеркальному каналу представляет собой высокочастотный сигнал на зеркальной частоте, т. е. частоте, расположенной симметрично несущей полезного сигнала относительно частоты гетеродина [76]. Действие такой помехи приводит к формированию противофазного сигнала ошибки и, как следствие, к нарушению устойчивости следящей системы в равносигнальном направлении. Но для создания помехи по зеркальному каналу необходима информация о промежуточной частоте и расположении частоты гетеродина относительно несущей частоты сигнала. Если такой информации нет, помеха может создаваться одновременно на двух зеркальных частотах с соответствующим расширением спектра при отсутствии точных данных о промежуточной частоте.

Эффективным средством защиты от помехи по зеркальному каналу является применение преселекторов, подавляющих сигналы по зеркальному каналу до 60 дБ и более. В этом случае создание помехи по зеркальному каналу требует очень большой мощности, что становится практически не реализуемым [76].

Несколько обособленное положение по помехозащищенности занимают моноимпульсные системы, использующие в целях снижения требований к идентичности амплитудно-фазовых характеристик коммутацию приемных каналов. Введение коммутации делает такие системы при определенных условиях уязвимыми со стороны амплитудно-модулированных помех, излучаемых из одной точки.

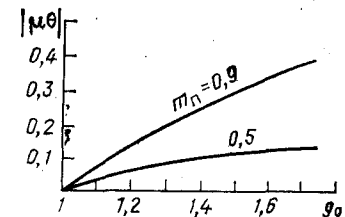
Анализ показывает [21], что при действии помехи, модулированной по амплитуде с частотой коммутации каналов, на амплитудно-амплигудную моноимпульсную систему с логарифмически приемными каналами возникают систематические ошибки пеленгации, значение которых рассчитывается по формуле

$$\mu \theta \approx 2 \frac{[(1 - m_n)/(1 + m_n)]^x - 1}{[(1 - m_n)/(1 + m_n)]^x + 1},$$

где  $m_n$  — глубина модуляции.

Как видно из рис. 8.3, при идентичных каналах ( $g_0 = 1$ ) ошибка пеленгования равна нулю, и помеха с амплитудной модуляцией на частоте коммутации приемных каналов не оказывает вредного действия.

Рис. 8.3. Зависимость обобщенной систематической ошибки пеленгования от неидентичности коэффициентов передачи приемных каналов при действии амплитудно-модулированной помехи на частоте коммутации



Пользуясь расчетными зависимостями, можно по известной пеленгационной чувствительности определить абсолютное значение ошибки пеленгования. Так, при  $m_n = 0,9$  и  $g_0 = 1,3$  систематическая угловая ошибка равна  $0,8^\circ$  при  $\mu = 0,25$  град $^{-1}$ ;  $0,33^\circ$  при  $\mu = 0,6$  град $^{-1}$  и  $0,27^\circ$  при  $\mu = 0,75$  град $^{-1}$ .

Возникающие ошибки пеленгования при действии помехи с синхронной амплитудной модуляцией на частоте коммутации близки по значению к ошибкам в аналогичной системе пеленгования без коммутации, возникающим за счет неидентичностей амплитудных характеристик приемных каналов. Следовательно, синхронная амплитудно-модулированная помеха на частоте коммутации способна существенно нарушить эффективность введения коммутации каналов.

Рассмотренный случай соответствует идеальным условиям, когда модуляция помехи по амплитуде осуществляется синфазно частотой коммутации приемных каналов. Если в реальных условиях такой случай неосуществим и можно рассчитывать только на приблизительное знание частоты коммутации приемных каналов, то эффективность помехи будет зависеть не только от глубины ее модуляции, но также от частоты модуляции и фазовых соотношений сигналов модуляции и коммутации. В предположении равномерного закона распределения фазового сдвига в процессе воздействия помехи (в пределах от  $-\pi$  до  $\pi$ ) значение ошибок в этом случае можно характеризовать среднеквадратической ошибкой

$$\sigma = \theta_{\max} / \sqrt{3}.$$

Учитывая скрытый характер частоты коммутации, возможность создания синхронной помехи на частоте коммутации маловероятна. Это тем более справедливо, если применять коммутацию по специальной кодированной программе. Но это справедливо только в том случае, когда коммутирующее устройство идеально согласовано с приемными каналами и не воздействует на передающий канал. Если это условие не выполняется, излучаемые в пространстве радиосигналы будут нести информацию о частоте и фазе коммутирующего процесса, которую можно при наличии на борту постановщика помех соответствующей аппаратуры выделить и использовать для создания эффективной прицельной помехи на частоте коммутаций приемных каналов РЛС [83, 102].

## 2. Помеха на кросс-поляризации

Принцип создания помехи на кросс-поляризации состоит в облучении приемных антенн РЛС высокочастотными сигналами на частоте РЛС с поляризацией, ортогональной рабочей поляризации РЛС или близкой к ней [21]. Как указывалось в гл. 6, наличие кросс-поляризационного излучения зеркальных антенн приводит к зависимости ДН приемных антенн и, как следствие, пеленгационных характеристик от поляризации принимаемых сигналов, что приводит не только к снижению точности пеленгации цели, но и может явиться причиной полного нарушения работоспособности системы пеленгации. В соответствии с этим представляет интерес рассмотрение влияния поляризационных характеристик принимаемых сигналов на моноимпульсные системы с пространственной пеленгацией. С этой целью проведен теоретический анализ апертурным методом комплексных ДН приемных антенн и пеленгационных характеристик систем в условиях приема сигналов с различной поляризацией. Для анализа выбраны два наиболее распространенных типа моноимпульсных систем — амплитудная и фазовая суммарно-разностные системы.

**Амплитудная суммарно-разностная моноимпульсная система пространственной пеленгации.** Рассмотрим двухплоскостную систему пеленгации с параболической приемной антенной квадратной формы, формирующей четыре парциальные ДН, максимумы которых лежат соответственно в квадрантах 1...4 и отклонены от оптической оси параболоида на угол  $\theta_0$  (рис. 8.4). Распределение поля по раскрытию антенны в данном случае можно представить функцией

$$\underline{\psi}(x, y) = \underline{\psi}_{px}(x, y) \mathbf{e}_x + \underline{\psi}_{py}(x, y) \mathbf{e}_y,$$

где  $\underline{\psi}_{px}(x, y)$ ,  $\underline{\psi}_{py}(x, y)$  — функции, определяющие поля возбуждения на основной (рабочей) поляризации и кросс-поляризации;  $p$  — номер лепестка ДН ( $p=1, 2, 3, 4$ );  $\mathbf{e}_x$ ,  $\mathbf{e}_y$  — единичные векторы.

Поля возбуждения на основной поляризации в этом случае могут быть определены следующими функциями:

$$\underline{\psi}_{1x, 3x}(x, y) = \exp[\pm i k_\lambda (x \cos \alpha_0 + y \cos \beta_0)] f_{1,3}(x, y),$$

$$\underline{\psi}_{2x, 4x}(x, y) = \exp[\pm i k_\lambda (-x \cos \alpha_0 + y \cos \beta_0)] f_{2,4}(x, y)$$

$$\text{при } -L_2 \leq y \leq L_2; \quad -L_1 \leq x \leq L_1.$$

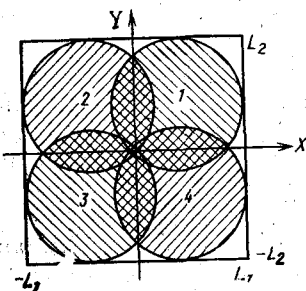


Рис. 8.4. Схема расположения ДН антенны амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы пеленгования в двух плоскостях на основной поляризации

Принимая во внимание противофазность кросс-поляризационных диаграмм в соседних квадрантах, поля возбуждения на кросс-поляризации могут быть представлены выражениями:

$$\underline{\psi}_{1y, 3y}(x, y) = a_k \exp \pm i [k_\lambda (x \cos \alpha_0 + y \cos \beta_0) + \Phi_{KB}] f_{1,3}(x, y)$$

$$\text{при } 0 \leq y \leq L_2; \quad 0 \leq x \leq L_1;$$

$$\underline{\psi}_{1y, 3y}(x, y) = -a_k \exp \pm i [k_\lambda (x \cos \alpha_0 + y \cos \beta_0) + \Phi_{KB}] f_{1,3}(x, y)$$

$$\text{при } 0 \leq y \leq L_2; \quad -L_1 \leq x \leq 0;$$

$$\underline{\psi}_{1y, 3y}(x, y) = a_k \exp \pm i [k_\lambda (x \cos \alpha_0 + y \cos \beta_0) + \Phi_{KB}] f_{1,3}(x, y)$$

$$\text{при } -L_2 \leq y \leq 0; \quad -L_1 \leq x \leq 0;$$

$$\underline{\psi}_{1y, 3y}(x, y) = -a_k \exp \pm i [k_\lambda (x \cos \alpha_0 + y \cos \beta_0) + \Phi_{KB}] f_{1,3}(x, y)$$

$$\text{при } -L_2 \leq y \leq 0; \quad 0 \leq x \leq L_1;$$

$$\underline{\psi}_{2y, 4y}(x, y) = a_k \exp \pm i [k_\lambda (-x \cos \alpha_0 + y \cos \beta_0) + \Phi_{KB}] f_{2,4}(x, y)$$

$$\text{при } 0 \leq y \leq L_2; \quad [0 \leq x \leq L_1;$$

$$\underline{\psi}_{2y, 4y}(x, y) = -a_k \exp \pm i [k_\lambda (-x \cos \alpha_0 + y \cos \beta_0) + \Phi_{KB}] f_{2,4}(x, y)$$

$$\text{при } 0 \leq y \leq L_2; \quad -L_1 \leq x \leq 0;$$

$$\underline{\psi}_{2y, 4y}(x, y) = a_k \exp \pm i [k_\lambda (-x \cos \alpha_0 + y \cos \beta_0) + \Phi_{KB}] f_{2,4}(x, y)$$

$$\text{при } -L_2 \leq y \leq 0; \quad -L_1 \leq x \leq 0;$$

$$\underline{\psi}_{2y, 4y}(x, y) = -a_k \exp \pm i [k_\lambda (-x \cos \alpha_0 + y \cos \beta_0) + \Phi_{KB}] f_{2,4}(x, y)$$

$$\text{при } -L_2 \leq y \leq 0; \quad 0 \leq x \leq L_1,$$

где  $\cos \alpha_0$ ,  $\cos \beta_0$  — направляющие косинусы сферической системы координат, определяющие положение лепестков ДН в пространстве:

$$\cos \alpha_0 = \sin \theta_0 \cos \vartheta_0, \quad \cos \beta_0 = \sin \theta_0 \sin \vartheta_0;$$

$\vartheta_0$  — угол, определяющий положение плоскости, в которой отклонен на угол  $\theta_0$  максимум ДН в выбранной системе координат;  $f_p(x, y)$  — функции, определяющие амплитудное распределение поля возбуждения в раскрытии антенны;  $\Phi_{KB}$  — фазовый сдвиг между составляющими поля возбуждения на основной поляризации и кросс-поляризации;  $a_k$  — коэффициент ослабления поля возбуждения на кросс-поляризации, равный отношению амплитуд ортогонально поляризованных составляющих поля возбуждения (+i соответствует функциям при индексах  $p=1, 2$ ). В целях упрощения будем считать

$$f_1(x, y) = f_2(x, y) = f_3(x, y) = f_4(x, y) = 1/2L.$$

Пусть принимаемый сигнал определяется выражением

$$\underline{E}_c = \underline{E}_{cx}(\theta, \vartheta) \mathbf{e}_x + \underline{E}_{cy}(\theta, \vartheta) \mathbf{e}_y,$$

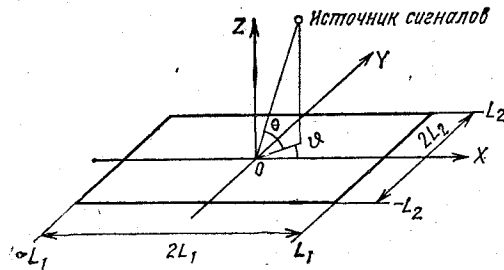


Рис. 8.5. Система координат при пеленговании источника сигналов

где  $E_{cx}(\theta, \varphi) = E_c \exp i k_\lambda (x \cos \alpha + y \cos \beta)$  — составляющая сигнала на рабочей поляризации РЛС;

$$E_{cy}(\theta, \varphi) = b E_c \exp i [k_\lambda (x \cos \alpha + y \cos \beta) + \varphi_{кс}]$$

— составляющая сигнала на кросс-поляризации РЛС;  $E_c$  — амплитуда сигнала,  $\varphi_{кс}$  — фазовый сдвиг между ортогонально поляризованными составляющими принимаемого сигнала;  $b$  — коэффициент, определяющий соотношение амплитуд ортогонально поляризованных составляющих;  $\cos \alpha$ ,  $\cos \beta$  — направляющие косинусы, определяющие положение источника сигнала в пространстве как

$$\cos \alpha = \sin \theta \cos \varphi; \quad \cos \beta = \sin \theta \sin \varphi.$$

Здесь  $\theta$ ,  $\varphi$  — элементы сферической системы координат, представленной на рис. 8.5 ( $\theta$  — угол рассогласования направления на источник сигнала относительно РСН антенны РЛС).

При заданных условиях сигналы на выходе приемных каналов антенны определяются выражением

$$E_p(\theta, \varphi) = \int \psi_p(x, y) E_c ds.$$

Пеленгационная характеристика моноимпульсной системы суммарно-разностного типа формируется в соответствии с выражением

$$S(\theta, \varphi) = \frac{\operatorname{Re} u_p(\theta, \varphi) u_c^*(\theta, \varphi)}{u_c(\theta, \varphi) u_c^*(\theta, \varphi)},$$

где  $u_c(\theta, \varphi)$ ,  $u_p(\theta, \varphi)$  — комплексные выражения огибающих сигналов суммарного и разностного приемных каналов на входе фазового детектора.

Произведя необходимые математические действия по определению сигналов и их преобразованию в соответствии с принципами работы амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы и методикой, изложенной в [21], получаем выражения для пеленгационных характеристик азимутального и угломестного каналов в виде

$$S_{аз}(\theta, \varphi) = \frac{A_1 - A_2 + A_3}{B_1 - B_2 + B_3}, \quad S_{ум}(\theta, \varphi) = \frac{A_4 - A_5 + A_6}{B_1 - B_2 + B_3}.$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= \left( \frac{\sin^2 m_1}{m_1^2} - \frac{\sin^2 m_2}{m_2^2} \right) \left( \frac{\sin^2 n_1}{n_1} + \frac{\sin^2 n_2}{n_2} \right); \\ A_2 &= 2 a_k b \left( \frac{\sin n_1}{n_1} + \frac{\sin n_2}{n_2} \right) \left( \frac{\cos n_1 - 1}{n_1} + \frac{\cos n_2 - 1}{n_2} \right) \times \\ &\quad \times \left[ \frac{\sin m_1}{m_1} \left( \frac{\cos m_1 - 1}{m_1} \right) - \frac{\sin m_2}{m_2} \left( \frac{\cos m_2 - 1}{m_2} \right) \right] \cos \Phi; \\ A_3 &= a_k^2 b^2 \left[ \left( \frac{\cos m_1 - 1}{m_1} \right)^2 - \left( \frac{\cos m_2 - 1}{m_2} \right)^2 \right] \left[ \frac{\cos n_1 - 1}{n_1} + \frac{\cos n_2 - 1}{n_2} \right]^2; \\ B_1 &= \left( \frac{\sin m_1}{m_1} + \frac{\sin m_2}{m_2} \right)^2 \left( \frac{\sin n_1}{n_1} + \frac{\sin n_2}{n_2} \right)^2; \\ B_2 &= 2 a_k b \left( \frac{\sin m_1}{m_1} + \frac{\sin m_2}{m_2} \right) \left( \frac{\sin n_1}{n_1} + \frac{\sin n_2}{n_2} \right) \times \\ &\quad \times \left( \frac{\cos m_1 - 1}{m_1} + \frac{\cos m_2 - 1}{m_2} \right) \left( \frac{\cos n_1 - 1}{n_1} + \frac{\cos n_2 - 1}{n_2} \right) \cos \Phi; \\ B_3 &= a_k^2 b^2 \left( \frac{\cos m_1 - 1}{m_1} + \frac{\cos m_2 - 1}{m_2} \right)^2 \left( \frac{\cos n_1 - 1}{n_1} + \frac{\cos n_2 - 1}{n_2} \right)^2; \\ A_4 &= \left( \frac{\sin^2 n_1}{n_1^2} - \frac{\sin^2 n_2}{n_2^2} \right) \left( \frac{\sin m_1}{m_1} + \frac{\sin m_2}{m_2} \right)^2; \\ A_5 &= 2 a_k b \left( \frac{\sin m_1}{m_1} + \frac{\sin m_2}{m_2} \right) \left( \frac{\cos m_1 - 1}{m_1} + \frac{\cos m_2 - 1}{m_2} \right) \times \\ &\quad \times \left[ \frac{\sin n_1}{n_1} \left( \frac{\cos n_1 - 1}{n_1} \right) - \frac{\sin n_2}{n_2} \left( \frac{\cos n_2 - 1}{n_2} \right) \right] \cos \Phi; \\ A_6 &= a_k^2 b^2 \left[ \left( \frac{\cos m_1 - 1}{m_1} \right)^2 + \left( \frac{\cos m_2 - 1}{m_2} \right)^2 \right] \times \\ &\quad \times \left[ \left( \frac{\cos n_1 - 1}{n_1} \right)^2 - \left( \frac{\cos n_2 - 1}{n_2} \right)^2 \right]; \\ m_1 &= k_\lambda L (\cos \alpha + \cos \alpha_0); \quad m_2 = k_\lambda L (\cos \alpha - \cos \alpha_0); \\ n_1 &= k_\lambda L (\cos \beta + \cos \beta_0); \quad n_2 = k_\lambda L (\cos \beta - \cos \beta_0); \\ \Phi &= \varphi_{кв} - \varphi_{кс}. \end{aligned}$$

При  $a_k b = 0$  (прием на рабочей поляризации)

$$S_{аз}^o(\theta, \varphi) = \frac{\sin m_1/m_1 - \sin m_2/m_2}{\sin m_1/m_1 + \sin m_2/m_2},$$

$$S_{ум}^o(\theta, \varphi) = \frac{\sin n_1/n_1 - \sin n_2/n_2}{\sin n_1/n_1 + \sin n_2/n_2}.$$

При принятой нами асимметрии лучей относительно оптической оси антенны  $\theta = \theta_{0,5}/2$ ,  $\varphi = 45^\circ$  и

$$m_{1,2} = \pi (\Delta \cos \varphi \pm 0,35); \quad n_{1,2} = \pi (\Delta \sin \varphi \pm 0,35); \quad \Delta = \theta/\theta_{0,5}.$$

Если пеленгуемая цель лежит в азимутальной плоскости ( $\vartheta = 0$ ), то

$$S_{a3}^o(\Delta_x) = \frac{\frac{\sin \pi(\Delta_x + 0,35)}{\pi(\Delta_x + 0,35)} - \frac{\sin \pi(\Delta_x - 0,35)}{\pi(\Delta_x - 0,35)}}{\frac{\sin \pi(\Delta_x + 0,35)}{\pi(\Delta_x + 0,35)} + \frac{\sin \pi(\Delta_x - 0,35)}{\pi(\Delta_x - 0,35)}},$$

$$S_{y3}^o(\Delta_x) = \frac{\sin 0,35 \pi / 0,35 \pi - \sin 0,35 \pi / 0,35 \pi}{\sin 0,35 \pi / 0,35 \pi + \sin 0,35 \pi / 0,35 \pi} = 0.$$

Полученные выражения показывают, что при пеленгации по сигналам с согласованной поляризацией связь пеленгационных каналов отсутствует.

Рассмотрим другой крайний случай, когда  $a_k b = \infty$  и прием сигналов производится только на кросс-поляризации. В этом случае

$$S_{a3}^k(\theta, \vartheta) = \left[ \frac{\sin^2(m_1/2)}{m_1/2} - \frac{\sin^2(m_2/2)}{m_2/2} \right] / \left[ \frac{\sin^2(m_1/2)}{m_1/2} + \frac{\sin^2(m_2/2)}{m_2/2} \right], \quad (8.1)$$

$$S_{y3}^k(\theta, \vartheta) = \left[ \frac{\sin^2(n_1/2)}{n_1/2} - \frac{\sin^2(n_2/2)}{n_2/2} \right] / \left[ \frac{\sin^2(n_1/2)}{n_1/2} + \frac{\sin^2(n_2/2)}{n_2/2} \right].$$

Подставим значения  $m_{1,2}$  и  $n_{1,2}$  при  $\vartheta = 0$ . После преобразования получаем

$$S_{a3}^k(\theta, \vartheta) = \infty; \quad S_{y3}^k(\theta, \vartheta) = \infty.$$

Несмотря на то что пеленгуемый источник сигналов находится в азимутальной плоскости ( $\vartheta = 0$ ), в угломестном канале пеленгования сигнал ошибки не равен нулю и достигает бесконечно большого значения. Это свидетельствует о возникновении сильнейшей связи каналов, независимой от угла рассогласования.

В азимутальном канале сигнал ошибки при отсутствии рассогласования также равен бесконечности. Отсюда следует, что при приеме сигналов на кросс-поляризации пеленгационная система теряет свою нормальную работоспособность.

Приравняв числитель выражения (8.1) к нулю, можем найти точки равновесия:

$$\frac{\sin^2 \frac{\pi}{2}(\Delta_x + 0,35)}{\frac{\pi}{2}(\Delta_x + 0,35)} - \frac{\sin^2 \frac{\pi}{2}(\Delta_x - 0,35)}{\frac{\pi}{2}(\Delta_x - 0,35)} = 0.$$

Решая трансцендентное уравнение, получаем  $\Delta_x = \pm 0,75$ . Можно показать, что при  $\Delta_x = \pm 0,75$  равновесие системы устойчивое. Искажение пеленгационных характеристик при работе по источникам сигналов, рассогласованных по поляризации, обусловлено искажениями диаграмм направленности приемной антенны. С целью пояснения этого на рис. 8.6 представлены в картинной плоскости типичные схемы расположения лепестков суммарной и разностной диаграмм направленности, где знаками «+» и «-» условно обозначено различие лепестков ДН по фазе на  $180^\circ$ . На рис. 8.7 и 8.8

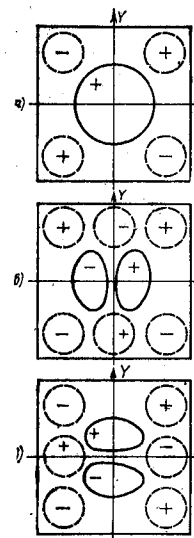


Рис. 8.6

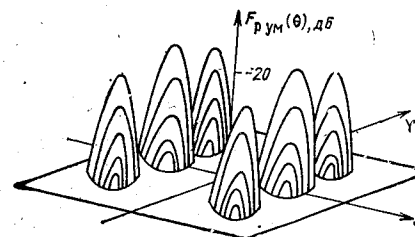


Рис. 8.7

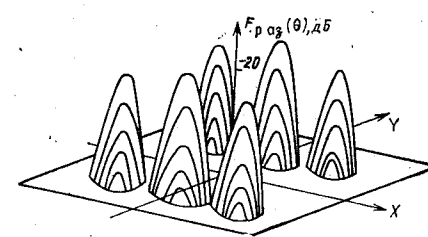


Рис. 8.8

приведены типичные схемы пространственного расположения лепестков разностных каналов рассматриваемой системы. Анализ показывает, что при приеме сигналов на кросс-поляризации суммарная и разностная ДН в равносигнальном направлении имеют глубокий минимум. В плоскостях, не совпадающих с главными

Рис. 8.6. Типичные схемы расположения лепестков ДН антенны амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы на согласованной поляризации (—) и кросс-поляризации (---): а — суммарной; б — разностной азимутальной; в — разностной угломестной

Рис. 8.7. Типичная пространственная схема расположения лепестков ДН антенны на кросс-поляризации азимутального канала амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы

Рис. 8.8. Типичная пространственная схема расположения лепестков ДН антенны на кросс-поляризации угломестного канала амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы

плоскостями пеленгации, суммарные диаграммы становятся по существу разностными (рис. 8.6,а). При этом в ортогональных плоскостях наблюдается формирование суммарных диаграмм вместо разностных. Так, азимутальная разностная ДН на кросс-поляризации характеризуется образованием суммарных лепестков в угломестной плоскости (по оси Y на рис. 8.6,б), а угломестная разностная ДН — образованием суммарных лепестков в азимутальной плоскости (по оси X, рис. 8.6,в). Причем фазы указанных суммарных лепестков, расположенных по разные стороны от плоскости пеленгации, противоположны. В результате в азимутальном канале пеленгования формируется разностная ДН, типичная для угломестной плоскости пеленгации. Иными словами, при приеме сигналов на кросс-поляризации наблюдается функциональный «переворот» каналов пеленгования: угломестный канал становится азимутальным, а азимутальный — угломестным.



Функциональный «переворот» каналов пеленгования и трансформация суммарного канала в разностный в рассматриваемом случае полностью нарушают работоспособность амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы, что и нашло свое выражение в пеленгационных характеристиках, полученных выше при  $a_K b = \infty$ . Влияние рассогласования по поляризации усиливается еще за счет нарушения нормировки разностных сигналов, осуществляемой в суммарно-разностных моноимпульсных системах по суммарному сигналу, поскольку суммарный сигнал становится

Рис. 8.9. Типичные ДН антенны и пеленгационные характеристики амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы при приеме сигналов на основной поляризации (индекс «о») и кросс-поляризации (индекс «к»):  
 а — парциальные ДН; б — суммарные ДН; в — разностные ДН; г — пеленгационные характеристики

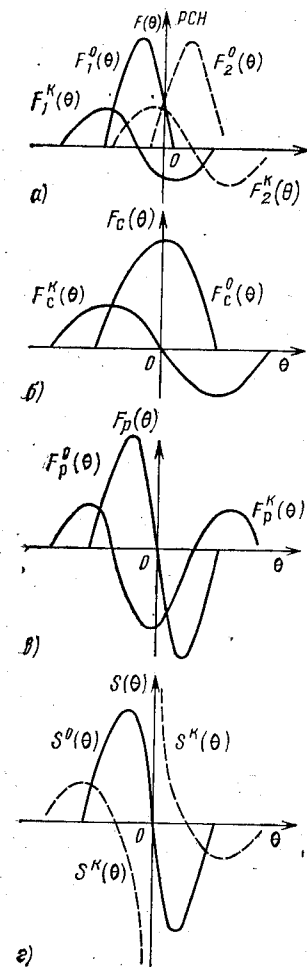


Рис. 8.9

Рис. 8.10. Схема расположения ДН антенны фазовой моноимпульсной системы пеленгования в двух плоскостях на основной поляризации

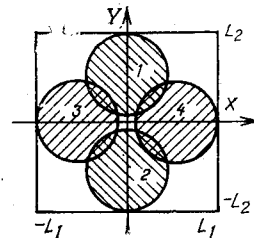


Рис. 8.10

Рис. 8.11. Схема возбуждения параболоида при формировании на основной поляризации верхней ДН (а) и нижней ДН (б) и на кросс-поляризации верхней ДН (в) и нижней ДН (г)

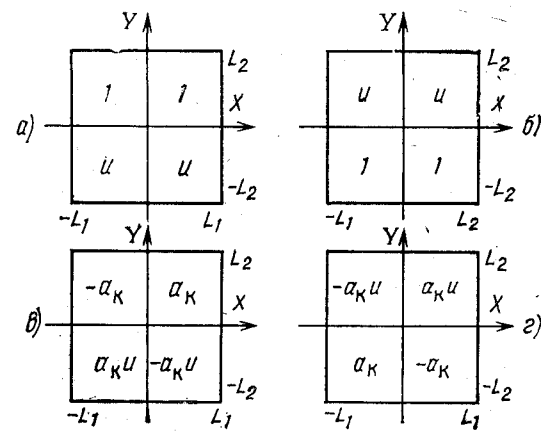


Рис. 8.11

разностным и перестает быть опорным. Анализ также показывает, что влияние фазового сдвига  $\Phi$  (при  $a_K b = \infty$ ) сказывается на положении минимумов и максимумов ДН. С увеличением начальных угловых ошибок смещение максимумов и минимумов в зависимости от  $\Phi$  увеличивается.

На рис. 8.9 графически поясняется искажение пеленгационной характеристики в плоскости квадрантов 3...4 при приеме сигналов на кросс-поляризации по сравнению с рабочей пеленгационной характеристикой (при приеме на согласованной поляризации).

**Фазовая суммарно-разностная моноимпульсная система пространственной пеленгации.** Характерным для фазовой системы пеленгации является формирование пар параллельных ДН приемной антенны в каждой координатной плоскости (рис. 1.1). При параболическом отражателе с квадратным раскрытием это может быть достигнуто синфазным возбуждением полей в раскрытии отражателя по следующим законам:

$$\psi_{1x}(x, y) = \begin{cases} u, & \text{если } -L_2 \leq y \leq 0 \\ 1, & \text{если } 0 \leq y \leq L_2 \end{cases} \quad \text{при } -L_1 \leq x \leq L_1;$$

$$\psi_{2x}(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{если } -L_2 \leq y \leq 0 \\ u, & \text{если } 0 \leq y \leq L_2 \end{cases} \quad \text{при } -L_1 \leq x \leq L_1;$$

$$\psi_{3x}(x, y) = \begin{cases} u, & \text{если } 0 \leq x \leq L_1 \\ 1, & \text{если } -L_1 \leq x \leq 0 \end{cases} \quad \text{при } -L_2 \leq y \leq L_2;$$

$$\psi_{4x}(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{если } 0 < x \leq L_1 \\ u, & \text{если } -L_1 \leq x \leq 0 \end{cases} \quad \text{при } -L_2 \leq y \leq L_2,$$

где 1 — нормированная амплитуда основного поля возбуждения на рабочей поляризации;  $u$  — нормированная амплитуда побочного поля возбуждения, обусловленного паразитным затеканием токов.

В результате формируются четыре параллельных лепестка ДН, как показано на рис. 8.10, где направление рабочей поляризации выбрано вдоль оси  $X$ .

Кросс-поляризационные составляющие поля возбуждения (вдоль оси  $Y$ ) с учетом их противофазности в соседних квадрантах могут быть выражены как

$$\psi_{1y, 4y}(x, y) = a_K \quad \text{при } 0 \leq y \leq L_2;$$

$$\psi_{2y, 3y}(x, y) = a_K u \quad 0 \leq x \leq L_1;$$

$$\psi_{1y, 3y}(x, y) = -a_K \quad \text{при } 0 \leq y \leq L_2,$$

$$\psi_{2y, 4y}(x, y) = -a_K u \quad -L_1 \leq x \leq 0;$$

$$\psi_{1y, 4y}(x, y) = a_K u \quad \text{при } -L_2 \leq y \leq 0,$$

$$\psi_{2y, 3y}(x, y) = a_K \quad -L_1 \leq x \leq 0;$$

$$\psi_{1y, 3y}(x, y) = -a_K u \quad \text{при } -L_2 \leq y \leq 0,$$

$$\psi_{2y, 4y}(x, y) = -a_K \quad 0 \leq x \leq L_1,$$

где  $a_k$  — коэффициент ослабления поля возбуждения на кросс-поляризации, равный отношению амплитуд ортогональных поляризованных составляющих поля.

Схема возбуждения параболоида на основной поляризации и на кросс-поляризации приведена на рис. 8.11.

Упрощенная структурная схема фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы пеленгации в одной плоскости представлена на рис. 4.5. Произведя все необходимые действия по формированию сигналов и их обработке в соответствии с изложенной выше методикой, пеленгационные характеристики рассматриваемой системы можно получить в виде следующих выражений:

$$S_{as}(\theta, \vartheta) = \frac{1-u}{1+u} \frac{A_1 A_3 (A_2^2 - 4a_k^2 b^2 A_5^2) + a_k b A_3 A_5 (A_1^2 - 4A_4^2) \cos \Phi}{A_1^2 A_3^2 - 8a_k b A_1 A_3 A_4 A_5 \cos \Phi + 16a_k^2 b^2 A_4^2 A_5^2}, \quad (8.2)$$

$$S_{ym}(\theta, \vartheta) = \frac{1-u}{1+u} \frac{A_3 A_5 (A_1^2 - 4a_k^2 b^2 A_4^2) + a_k b A_1 A_4 (A_3^2 - 4A_5^2) \cos \Phi}{A_1^2 A_3^2 - 8a_k b A_1 A_3 A_4 A_5 \cos \Phi + 16a_k^2 b^2 A_4^2 A_5^2}, \quad (8.3)$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= \sin m/m; \quad A_2 = (2 \sin n/2)/n; \\ A_3 &= \sin n/n; \quad A_4 = (\sin^2 m/2)/m; \\ A_5 &= (\sin^2 n/2)/n; \quad m = k_\lambda L \cos \alpha; \\ n &= k_\lambda L \cos \beta, \end{aligned}$$

$\Phi$  — фазовый сдвиг ортогонально поляризованных составляющих сигнала с учетом их фазового сдвига на входе антенны и пространственной ортогональности.

Рассмотрим крайние случаи.

1.  $a_k b = 0$ , тогда

$$S_{as}^0(\theta, \vartheta) = \frac{1}{2} \frac{1-u}{1+u} \operatorname{tg} \frac{m}{2}, \quad S_{ym}^0(\theta, \vartheta) = \frac{1}{2} \frac{1-u}{1+u} \operatorname{tg} \frac{n}{2}.$$

Крутизна пеленгационных характеристик в рабочей точке ( $\theta = 0$ ) при  $a_k b = 0$  соответственно равна

$$\begin{aligned} \mu_{as}^0 &= \left. \frac{d S_{as}(\theta, \vartheta)}{d \theta} \right|_{\theta=0} = \frac{1-u}{4(1+u)} k_\lambda L \cos \vartheta, \\ \mu_{ym}^0 &= \left. \frac{d S_{ym}(\theta, \vartheta)}{d \theta} \right|_{\theta=0} = \frac{1-u}{4(1+u)} k_\lambda L \sin \vartheta. \end{aligned}$$

2. При  $a_k b = \infty$  получим

$$S_{as}^k(\theta, \vartheta) = -\frac{1}{2} \frac{1-u}{1+u} \operatorname{ctg} \frac{m}{2}, \quad S_{ym}^k(\theta, \vartheta) = -\frac{1}{2} \frac{1-u}{1+u} \operatorname{ctg} \frac{n}{2},$$

$$\mu_{as}^k = \left. \frac{d S_{as}^k(\theta, \vartheta)}{d \theta} \right|_{\theta=0} = \frac{1-u}{2(1+u)} \frac{k_\lambda L \cos \vartheta}{2} \frac{1}{\sin^2 \frac{m}{2}} \bigg|_{\theta=0} = \infty.$$

$$\mu_{ym}^k = \left. \frac{d S_{ym}^k(\theta, \vartheta)}{d \theta} \right|_{\theta=0} = \frac{1-u}{2(1+u)} \frac{k_\lambda L \sin \vartheta}{2} \frac{1}{\sin^2 \frac{n}{2}} \bigg|_{\theta=0} = \infty.$$

Полученные выражения показывают существенную трансформацию пеленгационных характеристик фазовой суммарно-разностной системы при изменении поляризации принимаемого сигнала. Примерный вид пеленгационных характеристик в рассмотренных случаях, например в азимутальной плоскости, представлен на рис. 8.12.

В области  $\theta = 0$  при  $a_k b = \infty$  образуется разрыв пеленгационной характеристики ( $\mu \rightarrow \infty$ ), пеленгование источника сигналов в РСН становится неустойчивым. Одновременно с этим формируются две точки с положительной крутизной, в которых выполняется условие  $S(\theta) = 0$ :

$$m = n = \pm \pi.$$

Подставляя значения  $m = k_\lambda L \theta \cos \vartheta$  и  $n = k_\lambda L \theta \sin \vartheta$  и полагая  $\theta_{0,5} = \lambda/L$ , получаем точки устойчивого равновесия:  $\theta_{as} = \pm \theta_{0,5}/2$  — при пеленговании в азимутальной плоскости и  $\theta_{ym} = \pm \theta_{0,5}/2$  — при пеленговании в угломестной плоскости.

Наличие коэффициента  $(1-u)/(1+u)$  в полученных выше выражениях свидетельствует о снижении крутизны пеленгационной характеристики за счет связи каналов по полю возбуждения. При  $u=1$ , когда поля возбуждения раскрыва антенны по каналам пеленгования полностью перекрываются, пеленгование становится невозможным. При  $u=0$  связь каналов полностью отсутствует, и крутизна пеленгационной характеристики в этом случае максимальна.

Расчеты по формулам (8.2) и (8.3) показывают, что при отклонении источника сигналов с линейной поляризацией ( $\Phi=0$ ) относительно РСН только в азимутальной плоскости ( $\Delta_y=0$ ) пеленгационная характеристика по азимуту не зависит от величины  $a_k b$  (при  $a_k b \neq \infty$ ). При этом (рис. 8.13) возникает связь каналов пеленгования и тем большая, чем больше величины  $a_k b$ . Это проявляется в возникновении сигнала ошибки по углу места при отсутствии рассогласований РСН с направлением на источник сигналов в угломестной плоскости. При наличии рассогласования по углу места ( $\Delta_y \neq 0$ ) наряду с паразитной связью каналов возникает

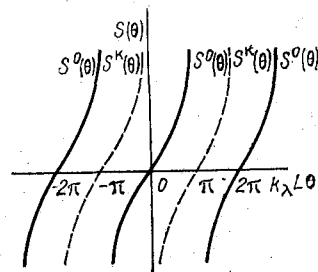


Рис. 8.12. Типичные пеленгационные характеристики фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы при пеленговании источника сигналов с согласованной поляризацией ( $S^0$ ) и с кросс-поляризацией ( $S^k$ )

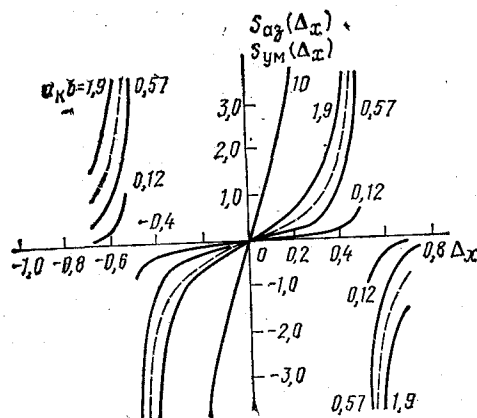


Рис. 8.13

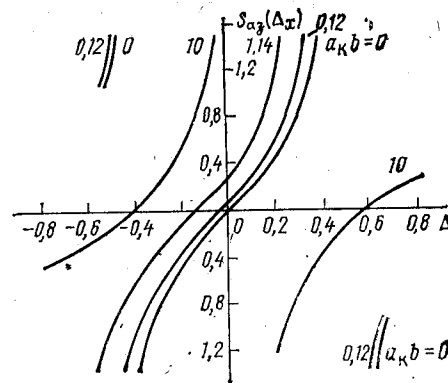


Рис. 8.14

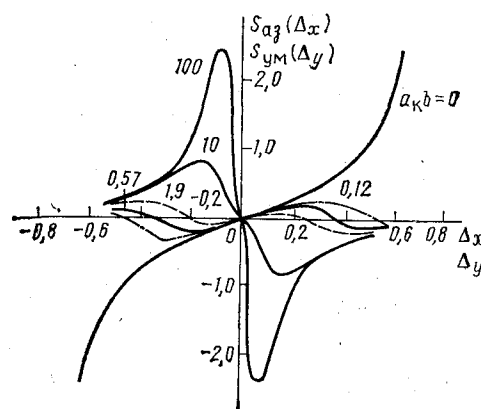


Рис. 8.15

ет деформация азимутальной пеленгационной характеристики, проявляющаяся в смещении РСН, увеличивающемся по мере увеличения  $a_k b$  (рис. 8.14).

На рис. 8.15 изображены пеленгационные характеристики при приеме сигнала с эллиптической поляризацией ( $\Phi = 90^\circ$ ) и отклонении источника сигналов относительно РСН в диагональной плоскости. На этом рисунке каждое значение  $a_k b$  соответствует конкретному коэффициенту эллиптичности поляризации, который может быть найден при известной величине  $a_k$ .

Анализ диаграмм направленности антенных каналов подтверждает их зависимость от поляризации принимаемых сигналов. Как и в амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системе при приеме сигналов на кросс-поляризации в фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системе происходит инверсия ДН: суммарная становится разностной с четырехлепестковой структу-

Рис. 8.13. Расчетные пеленгационные характеристики фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы в зависимости от  $a_k b$  при  $\Phi = 0$  и  $\theta = 0$ :  
— — —  $S_{\alpha_3}(\Delta x)$ ; —  $S_{\Sigma}(\Delta x)$

Рис. 8.14. Расчетные пеленгационные характеристики фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы в зависимости от  $a_k b$  при  $\Delta y = 0,3$  и  $\Phi = 0$

Рис. 8.15. Расчетные пеленгационные характеристики фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы в зависимости от  $a_k b$  при  $\Phi = 90^\circ$  и  $\theta = 45^\circ$  [ $S_{\alpha_3}(\Delta x) = S_{\Sigma}(\Delta y)$ ]

рой, разностная становится суммарной. В результате меняются функции разностных каналов: азимутальный становится угломестным, а угломестный — азимутальным. Одновременно с этим нарушается нормировка сигналов, осуществляемая в нормальных условиях по суммарному сигналу. Все это подтверждает сделанный ранее вывод о том, что в положении РСН ( $\theta = 0$ ) пеленгационная система становится неработоспособной и антенная система при попытке запеленговать источник сигналов на кросс-поляризации будет отклоняться в сторону ложных РСН.

Из результатов анализа пеленгационных характеристик разных типов моноимпульсных систем при приеме сигналов с различными поляризациями следует:

1. Помеха на кросс-поляризации действует на все рассмотренные моноимпульсные системы пеленгования. Эффект действия помехи при этом в общих чертах одинаков, но имеются количественные различия, обусловленные особенностями обработки сигналов и структурой ДН приемных антенн.

2. Основной причиной действия помехи на кросс-поляризации является искажение амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля возбуждения в раскрыте антенны, что приводит к искажению амплитудно-фазовых ДН антенны и, как следствие, к искажению пеленгационных характеристик системы.

3. Вследствие трансформации парциальных ДН при воздействии помехи на кросс-поляризации в суммарно-разностной моноимпульсной системе суммарная ДН становится разностной, а разностная — суммарной во всех плоскостях пеленгования. Это приводит к инверсии каналов пеленгования и полному нарушению работоспособности пеленгационной системы вследствие расфазировки координатной системы и нарушения нормировки сигналов.

4. В главных плоскостях пеленгования, совпадающих с плоскостями, в которых производится управление наведением антенны по направлению, ДН в условиях действия помехи на кросс-поляризации не меняют положения минимумов и максимумов. В этом случае эффект действия помехи сводится к «затеканию» минимумов и появлению провала в максимуме, увеличивающихся по мере увеличения точности наведения помехи на ортогональную поляризацию и в пределе приводящих к трансформации суммарной ДН в разностную, а разностной — в суммарную.

5. Искажение пеленгационных характеристик при действии помехи на кросс-поляризации проявляется в изменении крутизны и смещении точек устойчивого равновесия. При ортогональной поляризации помехи во всех случаях в направлении РСН наклон пеленгационной характеристики меняется на обратный и следящая система теряет устойчивость по обеим плоскостям пеленгации.

Необходимо отметить, что, поскольку помеха на кросс-поляризации приводит к искажению рабочей ДН приемной антенны РЛС, она действует и на одноканальные угломерные координаторы и в этом смысле является универсальной.

При реализации помехи на кросс-поляризации необходимо обе-

спечить превышение мощности помехи над сигналом и наведение помехи на ортогональную поляризацию с требуемой точностью. Если подавляемая РЛС использует совмещенную приемопередающую антенну, наведение помехи на ортогональную поляризацию может осуществляться автоматически по поляризации сигналов РЛС, облучающих постановщика помех. С этой целью достаточно принять зондирующие сигналы РЛС, проанализировать их поляризацию и автоматически установить поляризацию излучаемых помеховых сигналов ортогонально рабочей поляризации РЛС [21]. Точность наведения на кросс-поляризацию определяется относительным уровнем кросс-поляризационного излучения и должна быть достаточно высокой (единицы градусов). Это обуславливается тем, что при угловом рассогласовании поляризации помехи относительно направления кросс-поляризации на выходе антенны РЛС формируется полезная (для РЛС) составляющая на согласованной поляризации, ограничивающая уровень достижимого отношения помеха-сигнал в приемнике РЛС и, как следствие, эффект действия помехи на кросс-поляризацию. Установлено, что при относительном уровне кросс-поляризационного излучения — 15 дБ и отклонении плоскости поляризации помехи от ортогонального положения на 10° и выше помеха мало влияет на устойчивость автоматического сопровождения по направлению и угловые ошибки, вызываемые ее действием, незначительны.

Требуемое превышение мощности помехи над мощностью сигнала также определяется относительным уровнем кросс-поляризационных ДН и достигает 20—40 дБ. Однако при комбинировании угловой помехи с уводящими помехами по дальности (скорости) требуемое превышение помехи на кросс-поляризации снижается примерно до 6 дБ [86]. Применение ФАР в станциях помех позволяет существенно повысить эффективную мощность помехи. Указывается, что в диапазоне 4,8—9,6 ГГц удалось получить эффективную мощность излучения 112 кВт и обеспечить отношение помехи к сигналу при ортогональной поляризации в пределах от 2 до 40 дБ. В перспективе предполагается возможность реализации широкополосных передатчиков помех с ФАР и управлением по поляризации [57].

По зарубежным источникам информации помеха на кросс-поляризации рассматривается как одна из перспективных помех моноимпульсным РЛС и привлекает пристальное внимание разработчиков и заказчиков [109].

### 3. Двухчастотная помеха

Двухчастотная помеха может создаваться не только с целью нарушения работы канала обнаружения цели, но также и для подавления угломерного канала моноимпульсных РЛС [59]. Покажем это на примере моноимпульсных систем суммарно-разностного типа. Пеленгационные характеристики таких систем в нормальном режиме работы описываются знакопеременными и симметрич-

ными относительно РСН функциями, что обеспечивает устойчивую работу следящих систем пеленгования цели.

Сигнал двухчастотной помехи можно представить функцией

$$\underline{E}(t) = 2 E_m \cos \frac{\omega_{np} t}{2} \exp i \left( \omega_1 + \frac{\omega_{np}}{2} \right) t,$$

где  $\omega_{np}$  — величина разности несущих частот высокочастотных сигналов помехи;  $\omega_1$  — несущая частота одного из высокочастотных сигналов помехи.

В соответствии с этим сигналы на выходах каналов приемной антенны амплитудной моноимпульсной системы будут определяться выражениями

$$\underline{E}_1(t, \theta) = 2 E_m \cos \frac{\omega_{np} t}{2} F(\theta_0 - \theta) \exp i \left( \omega_1 + \frac{\omega_{np}}{2} \right) t,$$

$$\underline{E}_2(t, \theta) = 2 E_m \cos \frac{\omega_{np} t}{2} F(\theta_0 + \theta) \exp i \left( \omega_1 + \frac{\omega_{np}}{2} \right) t;$$

сигналы на выходах устройства суммарно-разностной обработки:

$$\underline{E}_c(t, \theta) = \sqrt{2} E_m \cos \frac{\omega_{np} t}{2} [F(\theta_0 - \theta) + F(\theta_0 + \theta)] \exp i \left( \omega_1 + \frac{\omega_{np}}{2} \right) t,$$

$$\begin{aligned} \underline{E}_p(t, \theta) &= \sqrt{2} E_m \cos \frac{\omega_{np} t}{2} [F(\theta_0 - \theta) - F(\theta_0 + \theta)] \times \\ &\times \exp i \left( \omega_1 + \frac{\omega_{np}}{2} \right) t. \end{aligned}$$

Если характеристику смесителя приемных каналов принять в виде

$$u = k(\alpha + \beta u_{bx}^2),$$

то в результате прямого детектирования на выходах смесителей будут формироваться сигналы промежуточной частоты с амплитудой, пропорциональной квадрату суммарной и разностной ДН антенны, т. е.

$$\underline{u}_c(t, \theta) = [F(\theta_0 - \theta) + F(\theta_0 + \theta)]^2 \exp i \omega_{np} t,$$

$$\underline{u}_p(t, \theta) = [F(\theta_0 - \theta) - F(\theta_0 + \theta)]^2 \exp i \omega_{np} t.$$

Отсюда, сигнал на выходе фазового детектора может быть представлен в виде

$$S(\theta) = \frac{\operatorname{Re} \underline{u}_p(t, \theta) \underline{u}_c^*(t, \theta)}{\underline{u}_c(t, \theta) \underline{u}_c^*(t, \theta)} = \frac{[F(\theta_0 - \theta) - F(\theta_0 + \theta)]^2}{[F(\theta_0 - \theta) + F(\theta_0 + \theta)]^2}.$$

Очевидно, в рассматриваемом случае пеленгационная характеристика описывается четной функцией.

Аналогично можно получить выражение для пеленгационной характеристики фазовой суммарно-разностной моноимпульсной

системы. В этом случае при приеме двухчастотной помехи на выходах каналов антенны формируются сигналы

$$\begin{aligned} E_1(t, \theta) &= 2 E_m \cos \frac{\omega_{\text{пр}} t}{2} F(\theta) \exp i \left[ \left( \omega_1 + \frac{\omega_{\text{пр}}}{2} \right) t + \frac{\Delta \varphi_1}{2} \right], \\ E_2(t, \theta) &= 2 E_m \cos \frac{\omega_{\text{пр}} t}{2} F(\theta) \exp i \left[ \left( \omega_1 + \frac{\omega_{\text{пр}}}{2} \right) t - \frac{\Delta \varphi_1}{2} \right]. \end{aligned}$$

На выходах суммарно-разностного устройства суммарный и разностный сигналы определяются выражениями

$$\begin{aligned} E_c(t, \theta) &= \sqrt{2} E_m \cos \frac{\omega_{\text{пр}} t}{2} F(\theta) \left[ \exp i \frac{\Delta \varphi_1}{2} + \right. \\ &\quad \left. + \exp \left( -i \frac{\Delta \varphi_1}{2} \right) \right] \exp i \left( \omega_1 + \frac{\omega_{\text{пр}}}{2} \right) t, \\ E_p(t, \theta) &= \sqrt{2} E_m \cos \frac{\omega_{\text{пр}} t}{2} F(\theta) \left[ \exp i \frac{\Delta \varphi_1}{2} - \right. \\ &\quad \left. - \exp \left( -i \frac{\Delta \varphi_1}{2} \right) \right] \exp i \left( \omega_1 + \frac{\omega_{\text{пр}}}{2} \right) t. \end{aligned}$$

На выходах смесителей с точностью до постоянного коэффициента получим

$$\begin{aligned} u_c(t, \theta) &= F^2(\theta) \cos^2 \frac{\Delta \varphi_1}{2} \exp i \omega_{\text{пр}} t, \\ u_p(t, \theta) &= -F^2(\theta) \sin^2 \frac{\Delta \varphi_1}{2} \exp i \omega_{\text{пр}} t. \end{aligned}$$

Отсюда, сигнал на выходе фазового детектора примет вид

$$S(\theta) = \frac{\operatorname{Re} u_p(t, \theta) u_c^*(t, \theta)}{u_c(t, \theta) u_c^*(t, \theta)} = -\operatorname{tg}^2 \frac{\Delta \varphi_1}{2} = -\operatorname{tg}^2 \frac{k_A t \theta}{2}.$$

Пеленгационная характеристика фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы также описывается четной функцией угла рассогласования. Это означает, что в обоих рассмотренных случаях действие двухчастотной помехи приводит к формированию пеленгационных характеристик без устойчивых нулей, благодаря чему возможность автосопровождения источника такой помехи полностью исключается. Равносигнальное направление антенной системы РЛС в этом случае будет отклоняться от направления на постановщик помехи и наступит срыв режима автосопровождения цели.

Необходимо отметить, что действие двухчастотной помехи проявляется не одинаково для различных типов моноимпульсных систем.

Рассмотрим амплитудно-амплитудную моноимпульсную систему. В этом случае на выходах первого и второго каналов приня-

тые сигналы двухчастотной помехи будут определяться выражениями

$$\begin{aligned} E_1(t, \theta) &= 2 E_m F(\theta_0 - \theta) \cos \frac{\omega_{\text{пр}} t}{2} \exp i \left( \omega_1 + \frac{\omega_{\text{пр}}}{2} \right) t, \\ E_2(t, \theta) &= 2 E_m F(\theta_0 + \theta) \cos \frac{\omega_{\text{пр}} t}{2} \exp i \left( \omega_1 + \frac{\omega_{\text{пр}}}{2} \right) t. \end{aligned}$$

После прямого квадратичного детектирования в смесителях эти сигналы с точностью до постоянного коэффициента преобразуются к виду

$$\begin{aligned} u_1(t, \theta) &= F^2(\theta_0 - \theta) \exp i \omega_{\text{пр}} t, \\ u_2(t, \theta) &= F^2(\theta_0 + \theta) \exp i \omega_{\text{пр}} t. \end{aligned}$$

При идентичных амплитудно-фазовых характеристиках приемных каналов на входах вычитающего устройства получим

$$u_1(t, \theta) = 2 \ln F(\theta_0 - \theta), u_2(t, \theta) = 2 \ln F(\theta_0 + \theta)$$

и на выходе схемы вычитания

$$S(\theta) = 2 \ln \frac{F(\theta_0 - \theta)}{F(\theta_0 + \theta)} \approx 4 \mu \theta.$$

Сравнение с выражением (4.4) показывает, что при воздействии двухчастотной помехи на амплитудно-амплитудную моноимпульсную систему меняется лишь крутизна пеленгационной характеристики в 2 раза. Система пеленгования будет отслеживать постановщика двухчастотной помехи в автоматическом режиме почти так же, как и без помехи.

Рассмотрим фазово-фазовую моноимпульсную систему. При приеме двухчастотной помехи эту систему можно охарактеризовать с точностью до постоянного коэффициента следующей совокупностью выражений:

сигналы на выходах антенны

$$\begin{aligned} E_1(t, \theta) &= 2 E_m F(\theta) \cos \frac{\omega_{\text{пр}} t}{2} \exp i \left[ \left( \omega_1 + \frac{\omega_{\text{пр}}}{2} \right) t + \frac{\Delta \varphi_1}{2} \right], \\ E_2(t, \theta) &= 2 E_m F(\theta) \cos \frac{\omega_{\text{пр}} t}{2} \exp i \left[ \left( \omega_1 + \frac{\omega_{\text{пр}}}{2} \right) t + \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta \varphi_1}{2} \right]; \end{aligned}$$

сигналы после квадратичного детектирования в смесителях

$$\begin{aligned} u_1(t, \theta) &= \left[ 2 E_m F(\theta) \cos \frac{\omega_{\text{пр}} t}{2} \right]^2 \exp i (\omega_{\text{пр}} t + \Delta \varphi_1), \\ u_2(t, \theta) &= \left[ 2 E_m F(\theta) \cos \frac{\omega_{\text{пр}} t}{2} \right]^2 \exp i (\omega_{\text{пр}} t + \pi - \Delta \varphi_1); \end{aligned}$$

сигналы на входах фазового детектора при применении в системе глубокого амплитудного ограничения

$$\begin{aligned} u'_1(t, \theta) &= u_{\text{огр}} \exp i (\omega_{\text{пр}} t + \Delta \varphi_1), \\ u'_2(t, \theta) &= u_{\text{огр}} \exp i (\omega_{\text{пр}} t + \pi - \Delta \varphi_1); \end{aligned}$$

сигнал на выходе фазового детектора

$$S(\theta) = k_{\text{фд}} \operatorname{Re} \underline{u}'(t, \theta) \underline{u}_2^{*}(t, \theta) = k_{\text{фд}} u_{\text{отр}}^2 \cos 2 \Delta \varphi_1.$$

Пеленгационная характеристика описывается четной функцией угла рассогласования. Отсюда следует, что фазово-фазовая моноимпульсная система в рассматриваемых условиях не работоспособна.

Таким образом, из рассмотренных типов моноимпульсных систем только амплитудно-амплитудная моноимпульсная система практически сохраняет способность точного пеленгования цели в условиях излучения ею двухчастотной помехи. Остальные системы в этих условиях теряют возможность автосопровождения цели.

#### 4. Когерентные помехи, создаваемые из двух точек пространства

Принцип создания когерентных помех заключается в создании фазовой неоднородности в раскрыве приемной антенны путем облучения ее когерентными сигналами из двух разнесенных точек пространства [5, 21, 60, 92, 109].

Физические основы данного метода создания помех достаточно подробно изложены в гл. 6 при рассмотрении фазового фронта волны сигнала двухточечной цели. Было установлено, что если цель имеет два источника сигналов, то при определенных амплитудных и фазовых соотношениях этих сигналов формируется искаженный по сравнению со случаем одноточечной цели фазовый фронт волны, вследствие чего создаются условия ухудшения точности пеленгования РЛС различных типов, в том числе работающих моноимпульсным методом.

Для выяснения явлений, связанных с приемом сигналов от двухточечной цели, и открывающихся при этом возможностей радиопротиводействия РЛС были рассмотрены прием и обработка сигналов от двух точечных источников в амплитудных и фазовых суммарно-разностных системах [21]. В результате было получено математическое выражение ошибки пеленгования двухточечного источника сигналов в зависимости от амплитудных и фазовых соотношений:

$$\frac{\theta}{\psi_{\pi}} = \frac{1 - a^2}{2(1 + a^2 + 2a \cos \alpha)} \quad (8.4)$$

где  $\theta$  — угловая ошибка, отсчитываемая от середины базы (середины расстояния между источниками).

Выражение (8.4) аналогично выражению (6.4), определяющему изменение наклона фазового фронта волны от двухточечного источника по сравнению с фазовым фронтом, формируемым точечным источником сигналов.

Полученное соответствие подтверждает тот факт, что при пеленгации точечных источников с малыми угловыми ошибками радиолокационная система в конечном счете ищет направление нор-

мали к фазовому фронту отраженных от цели волн, и искажения фазового фронта за счет интерференционных явлений многоточечного источника сигналов цели или за счет управления параметрами излучаемых помеховых сигналов неизбежно должны привести к увеличению ошибок пеленгования. Значение ошибки пеленгования, как можно видеть из выражения (8.4), зависит от расстояния между излучающими источниками, сдвига фаз излучаемых ими сигналов и отношения их амплитуд на входе пеленгационной системы.

На рис. 8.16 приведены расчетные зависимости угловой ошибки пеленгования в относительных величинах размера базы (расстояния между источниками) от амплитудных и фазовых соотношений помеховых сигналов. Расчетные кривые показывают, что ошибка пеленгования не зависит от направления отклонения РСН относительно источников.

Рассматривая зависимость при  $a = 1,25$ , можно видеть, что при синфазности сигналов угловая ошибка относительно источника 1 составляет примерно 0,6 углового расстояния между источниками. Поэтому даже при точном наведении РЛС на один из источников сигналов равносигнальное направление РЛС сместится на точку, находящуюся примерно посередине между целями. При увеличении разности фаз сигналов помехи угловая ошибка увеличивается и достигает максимальной величины при фазовом сдвиге сигналов  $180^\circ$ . Теоретически ошибки пеленгования в этот момент могут достигать очень больших значений. Практически же эти ошибки ограничиваются диаграммой направленности и не могут превосходить по величине ширины диаграммы направленности приемной антенны подавляемой РЛС.

Следует, однако, отметить, что при  $\alpha = 180^\circ$  и  $a \approx 1$  нормальная однолепестковая диаграмма направленности приемной антенны трансформируется в двухлепестковую, и пеленгационные характеристики РЛС существенно искажаются. Так, например, в суммарно-разностных моноимпульсных системах в этом случае суммарный канал функционально становится разностным, а разностный — суммарным. Нарушается нормировка сигналов, осуществляемая по сигналу суммарного канала, в результате чего следящая система

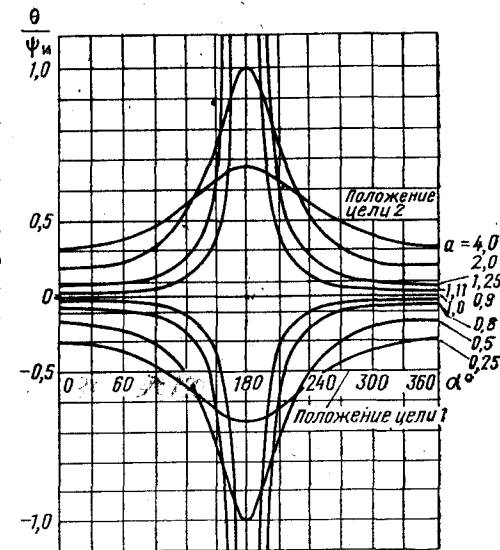


Рис. 8.16. Расчетные зависимости угловых ошибок пеленгования двухточечной цели от амплитудных и фазовых соотношений когерентных сигналов, излучаемых целью



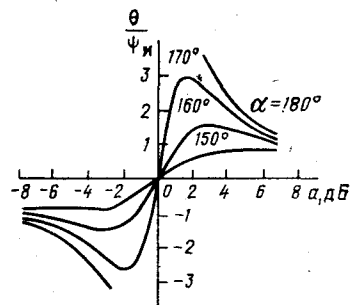


Рис. 8.17. Зависимость относительной угловой ошибки пеленгирования двухточечной цели от отношения амплитуд для выбранных значений сдвига фаз

становится неустойчивой, теряет свою работоспособность и может выбиваться из режима автосопровождения цели. В этом случае ошибки пеленгирования могут превышать ширину ДН приемной антенны РЛС.

При синфазности принимаемых сигналов ( $\alpha=0$ ) ошибка пеленгирования уменьшается до значения  $(1-a)/(1+a)$ , что соответствует энергетическому «центру тяжести» двух источников. Если при этом амплитуды сигналов равны, энергетический «центр» совпадает с геометрическим, проходящим через середину базы источников когерентных сигналов.

Направление отклонения антенны РЛС при приеме сигналов двух когерентных источников определяется отношением амплитуд  $a$  и при прохождении точки, соответствующей равенству сигналов, меняется на обратное (рис. 8.17). Следует иметь в виду, что графики, представленные на рис. 8.16 и 8.17, справедливы лишь до значений ошибок, лежащих в пределах линейного участка ДН антенны РЛС.

Описанные выше явления, наблюдаемые при пеленгации двухточечных источников когерентных сигналов, положены в основу создания когерентных помех моноимпульсным РЛС. В соответствии с этим при создании когерентной помехи излучение производится из двух разнесенных точек, а параметры помеховых сигналов (амплитудные и фазовые соотношения) подстраиваются таким образом, чтобы обеспечить условия получения максимальных ошибок пеленгирования подавляемой РЛС. Действие когерентной помехи проявляется в отклонении равносигнального направления подавляемой РЛС в сторону от направления на цель — постановщика помех.

Ограничением данного метода создания помех является то, что он пригоден только для использования на близких расстояниях [21, 109]. Последнее является следствием специфики действия когерентных помех, заключающейся в том, что ошибки пеленгирования пропорциональны расстоянию между источниками помехи. На больших дальностях, когда угол видения источников, размещенных в пределах геометрических размеров постановщика помех, мал, ошибки пеленгирования незначительны, поэтому ожидаемая эффективность когерентных помех на больших дальностях до постановщика помех мала. Размещать же источники в целях увеличения базы на разных самолетах, по-видимому, нецелесообразно, поскольку возникнут трудности с обеспечением когерентности помеховых сигналов.

Когерентная помеха имеет также энергетические ограничения, поскольку при создании требует больших уровней мощности. Это

обусловлено тем, что максимальный эффект ее действия отмечается при противофазности сигналов, когда по существу помеховые сигналы, излучаемые через разнесенные антенны, значительно компенсируют друг друга. Поэтому для создания необходимого превышения результирующего остатка помехи над отраженным сигналом требуются сравнительно большие уровни мощности помеховых сигналов. Эти уровни практически должны превышать уровни известных помех, излучаемых из одной точки пространства. Так, например, для того чтобы ошибка пеленгирования в рассматриваемом случае превосходила величину базы между передающими антеннами, необходимо превышение помехи над сигналом около 20 дБ [83]. Однако при комбинировании когерентной помехи с уводящими помехами по дальности (скорости) требуемое превышение помехи над сигналом снижается до 6 дБ [86].

Несмотря на существующие ограничения когерентная помеха рассматривается зарубежными специалистами как перспективный вид активных помех в системе радиопротиводействия [109], и следует учитывать характер ее действия. При этом необходимо иметь в виду, что когерентная помеха действует как на одноканальные, так и двухканальные угломерные координаторы в равной мере, поэтому моноимпульсные пеленгационные системы по защищенности от когерентных помех не имеют особых преимуществ перед обычными одноканальными системами пеленгации.

## 5. Мерцающие помехи, создаваемые из двух точек пространства

Все известные одноцелевые РЛС оказываются в почти безнадёжном положении, когда сталкиваются с двумя и более неразрешаемыми в пространстве целями [92]. Причиной этого являются случайные изменения отражающей способности различных целей, находящихся в антенном луче радиолокатора. При этом равносигнальное направление РЛС блуждает от одной цели к другой, в результате чего возникают большие угловые ошибки. Ухудшение работоспособности системы пеленгирования можно еще более усилить, если цели снабдить передатчиками помех с программным излучением, заключающимся в простейшем варианте в поочередном их включении и выключении. В этих условиях радиолокатор наблюдает различные цели в той последовательности, в какой производится включение и выключение передатчиков помех, или по мере того, как частоты перестраивающихся передатчиков помех последовательно попадают в полосу пропускания приемника РЛС. При этом передатчики помех могут включаться, выключаться по случайному закону для того, чтобы не дать РЛС возможности сопровождать отдельную цель в течение времени, достаточного для точного определения ее местоположения. В результате реализуется известная мерцающая помеха, применяемая при групповом методе защиты самолетов.

Действие такой помехи основывается на ограниченной разрешающей способности угломерных координаторов. Как показано в

[21], при наличии двух постановщиков помех, не разрешаемых по направлению, радиолокатор отслеживает положение энергетического центра, определяемого выражением

$$\frac{\Delta\theta}{\psi_n} = \frac{P_{n1}(t) - P_{n2}(t)}{2[P_{n1}(t) + P_{n2}(t) + 2P_c(t)]} \quad (8.5)$$

где  $P_{n1}(t)$ ,  $P_{n2}(t)$  — мощность помехи, излучаемой первым и вторым постановщиком помех соответственно;  $P_c(t)$  — мощность сигнала, отраженного от каждого из постановщиков помех.

Из выражения (8.5) следует, что положение энергетического центра излучения определяется в основном соотношением мощностей источников помех и характером изменения мощности помехи во времени. При поочередном включении и выключении передатчиков помех РЛС, следящая за постановщиком помех, будет стремиться отслеживать преимущественно то одну, то другую цель, вследствие чего антенна РЛС будет раскачиваться по углам в такт с коммутацией помехи. Это существенно затруднит определение угловых координат целей и их разрешение по направлению. Угол между целями, при котором наступает их разрешение в условиях действия мерцающей помехи, увеличится, что неизбежно приведет к увеличению промаха ракеты, поскольку промах ракеты и критический угол разрешения целей связаны зависимостью [5]

$$\Delta l = \frac{l_6}{2} - \frac{1}{2} \frac{ng l_6^2}{V_{отн}^2 \theta_{кр}^2}$$

где  $\Delta l$  — промах (в линейных единицах);  $l_6$  — проекция линейной базы (расстояния между целями) на плоскость, перпендикулярную линии визирования;  $ng$  — предельно допустимая перегрузка ракеты;  $V_{отн}$  — скорость сближения ракеты с целью;  $\theta_{кр}$  — критический угол разрешения целей.

В соответствии с этим мерцающую помеху рассматривают как эффективный вид помехи системам наведения управляемых ракет [21, 109].

Очевидно, для того чтобы система пеленгации в условиях действия мерцающих помех могла отслеживать перемещающийся в пространстве энергетический центр излучения, частота коммутации передатчиков должна быть согласованной с полосой пропускания следящей системы угломерного координатора  $\Delta F_{cc}$  в соответствии с условием

$$F_k \leq \Delta F_{cc}/2.$$

При более высоких частотах коммутации следящее устройство будет усреднять угловые ошибки и отслеживать направление на энергетический центр источников помех. Очевидно, выбор слишком низкой частоты коммутации также недопустим, поскольку в этом случае атакующая ракета будет успевать наводиться на один из постановщиков помех при излучении им помехи. Оптимальная частота мерцания обычно выбирается в пределах от 0,5 до 10 Гц [76].

Поскольку действие мерцающей помехи сводится к поочередному перенацеливанию антенны подавляемого угломерного координатора с одной цели на другую путем облучения ее более мощным сигналом с другого направления, то не менее важным, чем частота коммутации, параметром мерцающей помехи является ее мощность или, вернее, то превышение помехи над сигналом, которое обеспечивается при ее создании. При принятой линеаризации пеленгационной характеристики требуемое превышение мощности помехи над сигналом, необходимое для осуществления перенацеливания РЛС, может быть определено из уравнения (8.5). Расчеты показывают [21], что для обеспечения раскачки антенны в секторе  $0,8\psi_n$  требуется превышение помехи над сигналом 9 дБ.

Если размер угловой базы целей превышает пределы линейного участка пеленгационной характеристики, расчеты следует производить с учетом реальных диаграмм направленности.

Как и когерентная помеха, излучаемая из двух точек, мерцающая помеха универсальна в том смысле, что при определенных условиях может действовать на системы пеленгации различных типов. Объясняется это тем, что действие ее в конечном счете также связано с изменением наклона фазового фронта радиоволны, принимаемой антенной РЛС.

Мерцающая помеха, создаваемая с нескольких самолетов, рассматривается как эффективное средство групповой защиты с использованием индивидуальных передатчиков помех. Следует отметить, что при создании мерцающих помех эффект нарушения разрешающей способности по направлению достигается только, когда отсутствует разрешение постановщиков помех по дальности и скорости. С учетом этого наиболее простым и эффективным путем создания мерцающих помех, по мнению зарубежных специалистов [92, 109], является использование передатчиков прицельно-заградительных шумовых помех, несинхронно коммутируемых с низкой частотой.

Учитывая тенденции рассредоточения самолетов в пространстве при групповых полетах, наиболее реальным будет являться вариант воздействия помех через область боковых лепестков ДН антенны подавляемой РЛС в условиях разрешения целей по дальности, скорости и направлению. Поэтому дальнейшее совершенствование метода создания мерцающих помех предусматривает управление индивидуальными бортовыми средствами помех с помощью каналов связи.

В целях групповой защиты объектов могут использоваться передатчики, непрерывно излучающие шумовую помеху. При мощности шумовой помехи, достаточной для маскировки отраженных от целей сигналов, РЛС будет отслеживать направление на энергетический центр источников, как и в случае мерцающей помехи с высокими частотами мерцания. При расстояниях между целями, превышающими ширину ДН антенны, РЛС будет сопровождать одну из целей и групповая защита окажется неэффективной.

## 6. Помехи с качанием по частоте, создаваемые из двух и более точек

Ранее указывалось, что передатчики с непрерывной быстрой перестройкой (качанием) частоты могут применяться в качестве источника маскирующих помех. Как и при мерцающей помехе, РЛС в этом случае как бы видит различные цели, появляющиеся по мере того, как частота передатчиков помех последовательно попадает в полосу пропускания приемника РЛС. Мешающий эффект угломерному каналу в этом случае будет несколько напоминать эффект обычной групповой цели с той лишь разницей, что разрешение по дальности целей будет невозможно, поскольку передатчики помех работают в непрерывном режиме [21, 109].

Если скорость качания частоты передатчика уменьшить в соответствии с требованиями воздействия на угломерный канал, а самолеты, летящие рассредоточенной группой, снабдить такими передатчиками, то частотно-перестраиваемые помехи в принципе могут создавать эффект мерцающей помехи и рассматриваться как средство подавления угломерного канала, в том числе работающего моноимпульсным методом. Эффект мерцающего воздействия помех с качанием частоты в этом случае объясняется тем, что РЛС в момент совпадения частоты помехи с частотой настройки ее приемника будет переходить на автосопровождение соответствующего постановщика помехи. При выходе частоты помехи за пределы полосы пропускания приемника РЛС будет продолжать сопровождение той же цели, но уже по отраженному сигналу.

В момент совпадения частоты помехи, излучаемой с другого самолета, с частотой настройки приемника дальномерный канал РЛС окажется забитым помехой, вследствие чего селекция цели по дальности нарушится и РЛС перейдет на автосопровождение новой цели по помехе. Поскольку самолет, излучающий в последнем случае помеху, будет находиться в другом направлении, то антенная система повернется в это новое направление. Аналогичное перенацеливание произойдет при повторном вхождении помехи от первой цели или другой новой цели. В результате поочередного воздействия помех, излучаемых с разнесенных в пространстве постановщиков частотно-перестраиваемых помех, антенная система будет переходить с сопровождения одной цели на сопровождение другой цели и, следовательно, будет испытывать раскачку в соответствии с программой работы передатчиков помех. Допустимые при этом скорости перестройки частоты помехи довольно низкие, что является ее ограничением, так как при перестройке в широком частотном диапазоне интервалы между воздействиями помехи будут велики, что существенно снизит ожидаемый эффект «мерцания» сопровождаемой цели.

При высоких скоростях перестройки, когда время между воздействиями становится соизмеримым с постоянной времени приемника, ожидаемый эффект в угломерном канале приближается к эффекту групповой цели независимо от разности дальностей от РЛС

до отдельных целей группы, поскольку разрешение по дальности в этом случае нарушается действием помехи.

Преимуществом помехи с качанием частоты является действие ее на многие РЛС, рабочие частоты которых перекрываются диапазоном перестройки частоты передатчиков, и сравнительная простота аппаратуры помех.

## 7. Перенацеливающие помехи

Перенацеливающие помехи зарубежные специалисты относят к числу эффективных видов помех, способных существенно нарушить автосопровождение цели и наведение на нее управляемых средств поражения. Принцип организации таких помех заключается в создании условий, при которых подавляемая РЛС перенацеливается с защищаемого объекта на ложные цели. В настоящее время известно много способов перенацеливания. К ним относится перенацеливание на облако дипольных отражателей, на буксируемые активные и пассивные ловушки, на передатчики помех разового действия, на земную (водную) поверхность [109].

**Перенацеливание на облака дипольных отражателей.** При защите самолета дипольные отражатели выбрасываются специальными устройствами-автоматами и подсвечиваются специальными сигналами [109]. Выброс автоматами устраняет возможность сгорания диполей в атмосфере, а подсвет сигналами устраняет возможность их селекции по скорости. В результате облака дипольных отражателей имитируют реальные движущиеся цели и создают эффективную дезориентирующую помеху. Создаются условия для перенацеливания радиолокаторов с защищаемой цели на облако пассивных отражателей. Эффективность перенацеливания во многом определяется выбором момента применения данного вида помех, что при наличии комплексной системы защиты может быть обеспечено бортовыми вычислительными устройствами, современными средствами радиотехнической разведки и быстродействующими автоматизированными устройствами выброса диполей. Необходимо отметить, что облака диполей, имеющие большие угловые размеры, при расположении их вблизи радиолокаторов представляют серьезную проблему для РЛС углового сопровождения. В этом случае при работе в режиме автосопровождения цели направление оси антенны РЛС будет блуждать по облаку диполей и терять цель.

При защите объектов, движущихся со сравнительно небольшими скоростями (например, кораблей, вертолетов), можно осуществлять попеременное облучение модулированными когерентными сигналами различных облаков дипольных отражателей (или различных участков одного облака диполей). При этом эффект воздействия на систему сопровождения ракеты будет эквивалентным эффекту действия разнесенных в пространстве мерцающих когерентных источников помех и приведет к отклонению траектории движения ракеты от защищаемого объекта.

**Перенацеливание на буксируемые ловушки.** В отличие от выбрасываемых ловушек, буксируемые ловушки относятся к средствам многократного использования, поскольку после устранения угрозы поражения ракетой могут втягиваться в самолет и содержаться в специальных контейнерах до повторного применения. Метод перенацеливания в данном случае заключается в создании сигнала, отраженного от буксируемой ловушки, намного превышающего по уровню сигнал, отраженный от защищаемого самолета [109]. В результате радиолокатор или головка самонаведения ракеты начинает сопровождать ловушку, вероятность поражения самолета уменьшается. В качестве ловушек могут использоваться устройства различной конструкции, например надувные баллоны, покрытые отражающим радиоволны материалом, линзы Лüneберга, уголкового отражатели, диэлектрические стержневые антенны, решетки Ван-Атта и др. Эффективность буксируемых ловушек при выполнении энергетических условий высокая, поскольку практически их почти невозможно отличить от реальных целей, а скорость их равна скорости защищаемого объекта. В отличие от отделяемых ловушек их нельзя отличить от цели по разности скоростей. Помимо пассивных ловушек могут применяться активные буксируемые ловушки. Ловушка снабжается генератором помеховых сигналов или к ловушке-антенне подводится высокочастотный сигнал на соответствующей частоте по кабелю (волноводу) непосредственно с защищаемого объекта. При этом возникает возможность модуляции сигналов ловушки для повышения ее эффективности. В целях повышения надежности защиты от ракет с головками самонаведения можно буксировать несколько пассивных и активных ловушек, расположенных на различных расстояниях.

Зарубежные системы защиты путем перенацеливания на буксируемую ловушку приводятся в действие автоматически, когда аппаратура предупреждения обнаружит, что для самолета создавалась опасная ситуация [109].

**Перенацеливание на выстреливаемые ловушки.** Недостатком буксируемых ловушек является то, что они снижают скорость самолета и ухудшают его маневренность. Поэтому в ряде случаев более предпочтительны выстреливаемые и подсвечиваемые высокочастотными сигналами ловушки [109]. Облучение ловушек высокочастотными сигналами позволяет перенацеливать ракеты, использующие системы пассивного самонаведения, на источники радиоизлучения и системы, сочетающие активное и пассивное самонаведение. Зарубежные специалисты считают, что способ запуска ловушки не принципиален, но желательно, чтобы скорость ловушки несколько превышала скорость самолета, но не превышала реальных скоростей при совершении противоракетного маневра (иначе может создаться впечатление разрыва траектории, и ракета не пойдет в направлении ловушки) [109].

При удалении выстреливаемой ловушки от самолета мощность сигнала, отраженного от нее, будет уменьшаться и стремиться к нулю. В ряде случаев на некотором этапе перенацеливания сигнал,

облучающий ловушку, может быть вообще исключен. В результате наступит потеря сигнала головкой самонаведения ракеты. Если система наведения ракеты-перехватчика активно-пассивная, то потеря сигнала приведет к переходу ее в активный режим наведения и перенацеливанию на реальную цель. Чтобы этого не произошло, одновременно с выстреливанием ловушки целесообразно сбрасывать пассивные отражатели, которые предотвратят возможность повторного захвата цели ракетой в режиме активного самонаведения [109].

В качестве ловушек часто используют уголкового отражатели. Выбрасывая их в момент атаки противника, в ряде случаев можно отвлечь боевые средства перехвата от защищаемого объекта и переклестить их на сопровождение ложной цели. Более совершенные ловушки могут иметь собственные двигатели, с тем чтобы имитировать цель не только по отражающим свойствам, но и по скорости ее движения. Типичным примером такой радиолокационной ловушки являются небольшие самолеты-снаряды, подвешиваемые под крыльями самолета-бомбардировщика и выпускаемые в свободный полет в соответствующий момент [21, 30]. Чтобы увеличить интенсивность сигналов, отраженных от небольших объектов, иногда на них располагают активные ответчики [109].

Ложным целям уделяется за рубежом большое внимание при защите боеголовок при преодолении системы ПРО [34]. Учитывая специфику движения боеголовок, на средних участках траектории полета обычно предусматривается применение легких ложных целей (надувные шары, баллоны), а на конечном участке траектории при вхождении боеголовки в плотные слои атмосферы — применение более тяжелых ложных целей, способных двигаться в атмосфере не сгорая.

**Перенацеливание на подстилающую поверхность.** Среди известных методов перенацеливания метод перенацеливания на земную (водную) поверхность, по свидетельству зарубежной печати, занимает наиболее важное место. Это отчасти обуславливается тем, что в последние годы при рассмотрении тактики боевого применения авиации значительное место отводится отработке методов прорыва системы ПВО на малых и предельно малых высотах. Такая тактика использования авиации при прорыве системы ПВО противника позволяет добиться скрытности подхода к атакуемым целям и тем самым снизить потери самолетов [92, 109].

Полет самолета на малой высоте сам по себе снижает точность радиолокационного сопровождения из-за мешающих отражений и влияния многолучевого распространения сигналов. Если же при этом применять подсвечивание подстилающей поверхности помеховыми сигналами через узконаправленную антенну, то можно еще больше затруднить работу радиолокатора [92, 109]. В этом случае подсвечиваемая поверхность становится источником отраженных помеховых сигналов, воздействующих на РЛС через боковые лепестки ДН ее антенны. Направление на данный источник относительно радиолокатора отличается от направления

на носитель передатчика помех, что эквивалентно вынесенному передатчику помех, зеркально расположенному относительно подсвечиваемой поверхности (см. рис. 6.1). В ряде случаев мощность помехи от фиктивного источника может превышать мощность отраженного от цели сигнала. Тогда радиолокатор будет отслеживать преимущественно направление на фиктивный источник. По мнению зарубежных специалистов, это приведет к перенацеливанию ракет с полуактивными и активными головками самонаведения, а также к перенацеливанию самолетов-перехватчиков.

При создании ложной цели в направлении, не совпадающем с направлением на цель, следует обеспечивать условия, при которых сигнал помехи, переотраженный поверхностью, превосходил бы по мощности сигнал, принимаемый непосредственно от самолетного передатчика помех. При этом переотраженный сигнал помехи должен примерно совпадать по задержке и частоте с непосредственно принимаемым сигналом. При полете самолета на значительных высотах может оказаться, что цель сопровождается главным лучом ДН, а переотраженный сигнал помехи действует через область боковых лепестков ДН антенны РЛС. В этом случае требуется дополнительное увеличение мощности переотраженного сигнала помехи за счет увеличения мощности передатчика помех и коэффициента направленного действия передающей антенны, через которую излучаются сигналы помехи в сторону подстилающей поверхности, а также за счет принятия соответствующих мер уменьшения прямого сигнала помехи на входе антенны подавляемого радиолокатора путем, например, использования когерентного излучения сигналов из двух точек или излучения сигналов на ортогональной поляризации. Как известно, оба указанных способа обеспечивают формирование нулевого (или близкого к нулю) сигнала на равнонаправленном направлении ДН антенны [83].

**Помехи по боковым лепесткам диаграмм направленности антенн.** Наличие боковых лепестков ДН антенны создает благоприятные возможности РПД радиолокационным устройствам из вынесенной точки и прежде всего для создания им помех по угловому каналу. Сигналы источников помех, принимаемые боковыми лепестками ДН антенны, поступают с направлений, не совпадающих с направлениями пеленгуемых целей, и своими действиями неизбежно ухудшают точность пеленгации и при определенных условиях могут вызвать срыв автосопровождения по направлению.

До недавнего времени создание помех по боковым лепесткам сдерживалось требованием высоких уровней мощности помехи и энергетическими ограничениями передатчиков помех. Как свидетельствует зарубежная печать, в настоящее время в связи с интенсивным развитием фазированных антенных решеток и их использованием в системах РЭБ появилась возможность существенно увеличить потенциалы станций помех, в результате чего помехи по боковым лепесткам рассматриваются как одна из реальных помех высокой эффективности [5, 109]. При этом отмечается, что

при реализации помех по боковым лепесткам ДН антенны помехи более высоких уровней мощности помехи необходимо располагать чувствительной приемной системой на борту защищаемого объекта, способной принять сигнал подавляемой РЛС по боковым лепесткам. Следует ожидать широкого применения беспилотных самолетов для подавления РЛС по боковым лепесткам с помощью бортовых станций помех достаточной мощности [47].

**Применение передатчиков помех одноразового использования.** Передатчикам помех разового использования за рубежом отводится важная роль в РПД радиолокаторам [109]. Такие передатчики могут запускаться с помощью ракет, орудий или минометов, автоматов для выбрасывания дипольных отражателей, переноситься беспилотными летательными аппаратами и спускаться с самолета и других средств. По мнению зарубежных специалистов, такие передатчики помех, удаленные от защищаемого самолета, будут существенно мешать обороне противника и защищать самолет от ракет, наводимых на источник помехи. Они могут создавать ложные цели и вызывать преждевременное срабатывание радиовзрывателя зенитной ракеты. Они могут выбрасываться с ракет перед нанесением удара. Эффективность их применения будет обуславливаться близостью размещения их к радиолокаторам и возможностями настройки по частоте и направлению. Спектральная плотность таких передатчиков исчисляется единицами ватт на мегагерц в полосе частот до 10 МГц, что считается достаточным для воздействия на радиолокаторы с дальности 1—2 км. Наряду с передатчиками помех, излучающими непрерывные колебания (шумовую помеху), применяются импульсные передатчики помех для срыва автосопровождения целей.

Интерес к передатчикам помех одноразового использования возрос за рубежом после появления ряда беспилотных систем доставки в различных видах вооруженных сил, представляющих мало уязвимые цели для системы ПВО. Применяя беспилотные самолеты с программным управлением для сбрасывания небольших передатчиков помех с автономным питанием через небольшие промежутки времени (например, каждые 5 мин), можно обеспечить постоянное наличие в воздухе четырех-пяти таких передатчиков, что неизбежно приведет к снижению эффективности системы ПВО. Для замедления снижения передатчиков помех применяются специальные парашютные устройства [109].

#### 8.6. МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС ОТ НЕКОТОРЫХ ВИДОВ РАДИОПОМЕХ

Применение радиопомех ставит перед разработчиками РЛС серьезные проблемы. Одной из таких проблем является защита РЛС от помех различных типов без ухудшения их тактико-технических характеристик и условий работы оператора. Исследования показывают, что не существует универсальных методов помехозащиты, как не существует и универсальных методов радиопротиво-



действия. Разработчику РЛС приходится иметь дело с набором различных видов радиопомех, требующим соответствующего набора методов защиты от их действия. При этом обеспечение комплексной помехозащиты не сводится к механическому сложению стандартных методов защиты РЛС от каждого ожидаемого вида помехи, а обычно связано с доработкой основных узлов и блоков РЛС, обеспечением совместимости различных методов помехозащиты.

Наряду со схемотехническими методами защиты от помех, связанными непосредственно с конструкцией аппаратуры, существуют организационно-тактические методы, связанные с эксплуатацией аппаратуры. В настоящее время существует большой набор схемотехнических методов защиты от помех, многие из которых описаны в литературе. Так, в [87] приводится библиография, содержащая описание приблизительно 150 методов защиты от помех. Много методов помехозащиты описано в книге [13]. Целью этих методов являются: предотвращение перегрузки (насыщения) приемника помехой, обеспечение постоянного уровня ложных тревог, предотвращение снижения отношения сигнал-помеха, дискриминация помех по их параметрам и направлению, устранение ложных целей, устойчивое сопровождение цели в условиях действия различных помех. Рассмотрим методы помехозащиты, представляющие наибольший интерес с точки зрения повышения помехозащитности моноимпульсных РЛС.

### 1. Методы помехозащиты каналов обнаружения моноимпульсной РЛС

К основным методам защиты канала обнаружения от организованных помех относятся [13, 84, 85, 87]:

адаптивное программированное изменение рабочей частоты РЛС;

компенсация и бланкирование помех, принимаемых боковыми лепестками ДН антенны;

применение индикатора движущихся целей;

двойное преобразование частоты в приемнике РЛС;

поддержание постоянного уровня ложных тревог с использованием нормализации по дальности;

применение череспериодного коррелятора;

применение схем ШОУ;

вобуляция и скачкообразная перестройка частоты повторения импульсов;

изменение рабочей поляризации.

Адаптивная программированная перестройка частоты позволяет обеспечивать работу РЛС на наименее подверженном воздействию помех участке частотного диапазона (в случае заградительной шумовой помехи) или на участке, свободном от помех при узкополосных шумовых помехах. Применение программируемой перестройки частоты заставляет станцию помех распределять

излучаемую энергию помехи по всему диапазону перестройки частоты РЛС, что приводит к снижению спектральной плотности помехи и, как следствие, уменьшению эффективности ее действия. Перестройка частоты РЛС может производиться в тот момент, когда уровень помех по основному каналу достигает определенного порога и работа РЛС заметно ухудшается. Особо эффективную защиту от помех каналу обнаружения обеспечивает перестройка частоты РЛС от импульса к импульсу. В этом случае при стабильной частоте следования импульсов эффект помехи может быть создан только на дальностях, превышающих дальность до постановщика помех, и сам постановщик помех не может себя защитить от обнаружения.

Компенсация боковых лепестков снижает чувствительность РЛС к помехам, приходящим с направлений, не совпадающих с направлением главного лепестка ДН антенны, и в идеальном случае может полностью устранить возможность создания эффективной помехи через область боковых лепестков ДН антенны РЛС.

При когерентном подавлении помех по боковым лепесткам выделенный сигнал помехи, принятый вспомогательным приемным каналом, корректируется по фазе и амплитуде с целью согласования с сигналом, поступающим от основной антенны, и вычитается из последнего [13].

Устройство когерентного подавления может сочетаться с устройством бланкирования помех по боковым лепесткам, предназначенным для борьбы с дезориентирующими помехами и помехами от импульсных ответчиков малой скважности [84]. Бланкирующее устройство подключается к тем же вспомогательным антеннам и к тем же каналам приемного устройства, что и система когерентного подавления помех по боковым лепесткам. Оно выделяет сигнал, определяет с помощью обработки в своих логических схемах наличие приема тех же сигналов по боковым лепесткам ДН основной антенны и стробирует ненужные сигналы. При необходимости компенсации помех от нескольких источников, разнесенных в пространстве по направлению, требуется соответствующее количество контуров компенсации. Применение фазированных антенных решеток в этом случае существенно увеличивает возможности компенсации множества источников помех.

Для снижения уровня боковых лепестков также прибегают к оптимизации амплитудно-фазового распределения по раскрыву антенны, установке поглощающих радиоконструкций в месте размещения облучателей.

Применение индикатора движущихся целей обеспечивает хорошие результаты при работе в условиях наличия пассивных помех различных типов: дипольных, от местных объектов и гидрометеоров. Система индикации движущихся целей состоит обычно из фильтра с фиксированными параметрами на «нулевой» доплеровской частоте для подавления стационарной помехи и адаптивного режекторного фильтра для подавления нестационарной помехи [84].



Необходимо отметить, что эффективное подавление дипольных помех с помощью индикатора движущихся целей будет обеспечиваться только в том случае, если используемые при этом облака дипольных отражателей не подсвечиваются специальными сигналами, наделяющими их свойствами объектов, перемещающихся в пространстве со скоростями, соизмеримыми со скоростями реальных целей. Подавление помех от близлежащих местных объектов можно также осуществлять, применяя временную регулировку чувствительности приемника.

Двойное преобразование частоты сигнала в приемнике позволяет защищаться от двухчастотной помехи, поскольку в этом случае становится невозможным формирование сигнала помех на промежуточной частоте [84]. Мерами защиты от двухчастотной помехи также являются [12, 28, 59]:

установка преселекторов в высокочастотных приемных трактах, предшествующих смесителям, сужающих полосу пропускания и устраняющих возможность приема одновременно двух сигналов, сдвинутых по частоте на промежуточную частоту;

применение балансных смесителей, снижающих уровень комбинационных токов и уменьшающих передачу сигнала разностной частоты;

отказ от использования стандартных промежуточных частот в приемнике, облегчающих противнику формирование двухчастотной помехи.

Поддержание постоянного уровня ложных тревог в сочетании с череспериодным керрелятором позволяет эффективно бороться с шумовыми и несинхронными импульсными помехами. В нормальных условиях уровень ложных тревог устанавливается пропорциональным среднему уровню внутренних шумов приемника в элементе разрешения по дальности. При действии мощной шумовой помехи, если порог фиксирован, сильно возрастает уровень ложных тревог, возможность обнаружения реальной цели соответственно падает.

Адаптивная установка порога, применяемая в автоматических системах обнаружения, обеспечивает поддержание постоянного уровня ложных тревог и тем самым позволяет уменьшить уровень ложных тревог, обусловленный действием шумовой помехи. Однако это не улучшает видимость сигнала на фоне помех, а только позволяет в максимальной степени очистить сигнал от помехи перед его сравнением с пороговым значением в пороговом устройстве обнаружения цели и повысить результативность последующей обработки сигнала. Применение цифровой обработки данных при этом также способствует защите каналов обнаружения РЛС от помех.

Широко распространенным за рубежом методом защиты радиолокационных каналов обнаружения является метод ШОУ, отличающийся применением в приемнике совокупности трех последовательно соединенных элементов: широкополосного фильтра, ограничителя, узкополосного фильтра. Этот метод хорошо заре-

комендовал себя при защите от шумовых заградительных и прицельных помех, от быстро перестраиваемых по частоте помех, от импульсных помех [85, 87].

Расстройка и изменение поляризации дает положительный эффект при действии многих видов помех. Эти методы защиты направлены на снижение отношения помеха-сигнал путем расстройки приемной антенны по поляризации с помехой. Теоретически можно представить технические решения, при которых помеха может быть полностью скомпенсирована (устранена) по поляризации.

Вобуляция и скачкообразная перестройка частоты повторения импульсов обеспечивают хорошую защиту от действия многократных импульсных помех. В этом случае на экранах индикаторов обнаружения создаются ложные импульсы, разбросанные по дальности и углам. Если частота повторения импульсов стабильная, то помеховые метки на экране индикатора не отличаются от меток реальной цели. В результате создается ложная обстановка, прикрывающая цели, в том числе и сам поставщик помехи. При введении вобуляции частоты повторения импульсы помехи, создаваемые на дальностях, меньших дальности до поставщика помех, становятся расплывчатыми (расфокусированными) на экране индикатора РЛС, и поставщик помех обнаруживается на границе между четкими и расплывчатыми метками на экране. Скачкообразная перестройка частоты повторения импульсов приводит к еще большему эффекту защиты. В этом случае яркость помеховых импульсов на ближних дальностях существенно снижается и граница, определяющая положение поставщика помех, становится более четкой [85, 87].

## 2. Методы помехозащиты каналов селекции целей моноимпульсных РЛС

Селекция целей по дальности и скорости является важным средством защиты от помех угломерных каналов моноимпульсных РЛС, поэтому помехозащита каналов селекции уделяется большое внимание. Учитывая то, что основным режимом является режим автоматического сопровождения цели, защита каналов селекции должна обеспечиваться, прежде всего, от уводящих помех.

Для защиты от уводящих помех по дальности и скорости можно применять [85, 87]:

- вобуляцию частоты повторения импульсов;
- сопровождение по фронту импульсов;
- ограничение по ускорению;
- сопоставление скорости цели, измеренной по доплеровскому сдвигу частоты, со скоростью, измеренной по данным дальномерного канала;
- сторжевые стробы дальности или инерциальное стробирование.

Вобуляция частоты повторения импульсов приводит к ухудшению плавности смещения помехового импульса по дальности и

скорости и снижению вероятности увода помехой строга дальности (скорости) с отметки цели.

Сопровождение по фронту импульса позволяет отсементировать уводящую помеху по дальности на основании ее задержки по времени относительно сигнала, отраженного от цели.

Ограничение по ускорению позволяет стробировать уводящую помеху, если имитируемые ею ускорения движения цели превосходят реальные или пороговые.

Сопоставление скорости цели, измеренной по доплеровскому сдвигу частоты, со скоростью, измеренной по данным дальномерного канала, позволяет распознать действие помехи, если она создается только по каналу скорости, и принять соответствующие меры.

Применение сторожевого строга дальности (скорости) и сравнение характеристик сигналов в нем и в строге сопровождения цели позволяет защититься от уводящих помех, например, в случае применения дипольных отражателей, выбрасываемых вперед [85].

Методом защиты каналов селекции целей от уводящих помех может являться также ручное сопровождение. В этом случае оператор, наблюдая на экране цели, может различить ложные цели, создаваемые уводящей помехой по дальности и скорости, и устранить рассогласование стробов дальности и скорости с сигналом истинной цели [86]. Однако эффект защиты в данном случае падает, если создается ответная импульсная помеха с задержкой на период следования импульсов [61]. В этом случае при стабильной частоте повторения импульсов РЛС помеха будет полностью накрывать отраженный от цели сигнал и существующая задержка по времени импульса помехи относительно полезного сигнала не будет наблюдаться оператором РЛС.

### 3. Методы помехозащиты угломерных каналов моноимпульсных РЛС

Моноимпульсный метод измерения направления на цель сам по себе представляет метод защиты угломерных каналов РЛС от помех, поскольку от делает их нечувствительными к большинству помех, излучаемых из одной точки пространства и являющихся эффективным средством подавления одноканальных угломерных координаторов. Вместе с тем, как показано выше, имеются помехи, от которых моноимпульсный метод не обеспечивает защиты угломерного канала. В этом случае требуются дополнительные меры по помехозащите. Рассмотрим некоторые из них.

**Метод пространственной селекции постановщиков помех.** Пространственная селекция за последние годы стала одним из важнейших направлений повышения помехозащищенности радиолокационных станций. Сущность ее заключается в управлении формой диаграммы направленности приемной антенны и формировании провалов в направлении источников активных помех. Это приво-

дит к соответствующему снижению чувствительности приемника к помеховым сигналам, приходящим с этих направлений пространства, и, как следствие, к снижению эффективности создаваемых РЛС активных помех.

Пространственная селекция постановщиков активных помех получила широкое распространение благодаря внедрению в радиолокационную технику фазированных антенных решеток, позволяющих управлять процессом формирования ДН антенны и менять их структуру. Практически все вновь разрабатываемые зарубежные радиолокационные системы, использующие ФАР, обладают возможностями для осуществления такой селекции. Моноимпульсные системы, характеризующиеся наличием нескольких независимых приемных каналов, также имеют возможность пространственной селекции источников помеховых сигналов.

Применение моноимпульсной системы в этом случае может рассматриваться как особый случай антенной решетки, формирующей луч, в котором число нулей на единицу меньше числа элементов. При подавлении помехи, направление на источник которой не совпадает с направлением на цель, параметры сигналов, принимаемых отдельными лучами антенны, автоматически регулируются таким образом, что в статических условиях выходной сигнал разностного канала становится равным нулю. При этом можно регулировать как фазовые, так и амплитудные отношения принимаемых сигналов.

На рис. 8.18 в качестве примера приведена система с подавлением помехи путем регулирования фазовых соотношений сигналов [58]. Принимаемые системой сигналы от цели и источника помехи подвергаются суммарно-разностной обработке в двух параллельно подключенных к выходам приемной антенны балансных мостах. Суммарный и разностный сигналы с выхода первого балансного моста поступают на вычислительное устройство, где формируется сигнал ошибки пеленгации. Этот сигнал ошибки используется далее для управления фазовращателем, включенным в

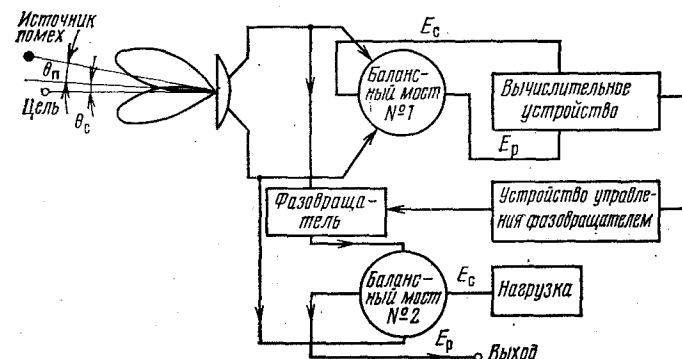


Рис. 8.18. Структурная схема амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы с пространственной селекцией источников помех

один из входных каналов второго балансного моста и предназначенным для обеспечения условий формирования нулевого напряжения разностной диаграммы в направлении источника помехи. Возможность осуществления этого проиллюстрируем математически. Пусть источники сигналов цели и помехи расположены в направлениях  $\theta_c$  и  $\theta_n$  относительно электрической оси антенны, амплитуды этих сигналов на входе антенны равны  $E_c$  и  $E_n$ , относительный фазовый сдвиг сигналов  $\alpha$ , частота  $\omega$ .

Предполагая, что угловой разнос цели и постановщика помех не превосходит линейной части ДН в области их пересечения, и используя выражение (5.2), после элементарных преобразований можно получить сигнал ошибки в виде

$$S(\theta) = \mu \frac{E_c^2 \theta_c + E_n^2 \theta_n + E_n E_c (\theta_c + \theta_n) \cos \alpha}{E_c^2 + E_n^2 + 2 E_n E_c \cos \alpha}. \quad (8.6)$$

Очевидно, если источник помехи отсутствует, условие пеленгирования определяется выражением

$$S(\theta) = \mu \theta_c.$$

В этом случае нулевое направление разностной ДН будет соответствовать направлению на цель, поскольку  $S(\theta) = 0$  при  $\theta_c = 0$ .

В случае пеленгации двух разнесенных по направлению источников сигналов нулевое направление разностной ДН будет определяться выражением

$$\theta_{cn} = \frac{E_c^2 \theta_c + E_n^2 \theta_n + E_n E_c (\theta_c + \theta_n) \cos \alpha}{E_c^2 + E_n^2 + 2 E_n E_c \cos \alpha}. \quad (8.7)$$

В момент, когда нулевое направление займет положение  $\theta_{cn}$ , сигнал ошибки на выходе вычислительного устройства примет вид

$$S(\theta_{cn}) = \mu (\theta_c - \theta_{cn})$$

и отношение помеха-сигнал на выходе системы по мощности будет

$$\frac{P_n}{P_c} = \left[ \frac{E_n \mu (\theta_n - \theta_{cn})}{E_c \mu (\theta_c - \theta_{cn})} \right]^2.$$

Подставляя значение  $\theta_{cn}$  из выражения (8.7), после элементарных преобразований получаем

$$\frac{P_n}{P_c} = \left[ \frac{E_c + E_n \cos \alpha}{E_n + E_c \cos \alpha} \right]^2 = \left[ \frac{1 + a \cos \alpha}{a + \cos \alpha} \right]^2, \text{ где } a = E_n/E_c. \quad (8.8)$$

Отсюда следует, что для формирования провала в ДН в направлении источника помех с целью получения  $P_n/P_c = 0$  необходимо обеспечить условие  $1 + a \cos \alpha = 0$  или

$$\alpha = \arccos(-1/a).$$

Эту операцию выполняет фазовращатель, управляемый в соответствии с сигналом ошибки, формируемым вычислительным ус-

тройством. Если разность фаз входных сигналов флуктуирует, то формирование нулевого значения разностной ДН антенны системы следует производить по усредненной величине  $\theta_{cn}$ . При равномерном распределении фазы  $\alpha$  в интервале от  $-\pi$  до  $+\pi$  среднее значение  $\theta_{cn}$  определяется как

$$\bar{\theta}_{cn} = \frac{1}{2} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{E_c^2 \theta_c + E_n^2 \theta_n + E_n E_c (\theta_c + \theta_n) \cos \alpha}{E_c^2 + E_n^2 + 2 E_n E_c \cos \alpha} d\alpha =$$

$$= \begin{cases} \theta_c & \text{при } E_c > E_n, \\ \frac{\theta_c + \theta_n}{2} & \text{при } E_c = E_n, \\ \theta_n & \text{при } E_c < E_n. \end{cases}$$

Обычно  $E_n \gg E_c$  и нулевое значение разностной ДН антенны будет формироваться точно в направлении на источник помехи, в результате чего помеховый сигнал будет полностью подавлен.

При быстрых изменениях направлений на источник сигналов требуется, как и при быстрых изменениях разности фаз, быстродействующая система управления положением нуля. Если управление в этом случае близко к мгновенному, отношение мощности помехи к мощности сигнала в каждый момент будет определяться выражением (8.8). При случайных флуктуациях разности фаз  $\alpha$  и равномерном распределении их значений в интервале от  $-\pi$  до  $+\pi$  среднее значение отношения помеха-сигнал по мощности на выходе системы будет определяться выражением

$$\left( \frac{P_n}{P_c} \right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left( \frac{1 + a \cos \alpha}{a + \cos \alpha} \right)^2 d\alpha = a[a - \sqrt{a^2 - 1}] \text{ при } a > 1.$$

Можно показать, что среднее отношение мощностей помехи и сигнала на выходе системы при отношении помеха-сигнал на ее входе, превышающих 6 дБ, близко к  $-3$  дБ. Следовательно, рассматриваемая система будет всегда ослаблять действие сильной помехи и являться эффективным средством повышения помехозащищенности моноимпульсной РЛС.

В системах с амплитудным методом подавления помехи нулевую коррекцию разностной ДН антенны в направлении на источник помехи осуществляет система АРУ [66]. С помощью АРУ сигнал помехи, принимаемый по одному из лучей ДН антенны, регулируется до уровня сигнала помехи, принимаемого по другому лучу ДН антенны. В результате при вычитании сигналов помехи на выходе системы пеленгации формируется нулевой или близкий к нулевому сигнал. Система работает в режиме слежения, где выходной сигнал, сформированный по отфильтрованному сигналу помехи, используется в качестве сигнала ошибки для управления высокочастотным аттенуатором в целях балансировки шумовой помехи в приемных каналах.

Для обнаружения цели в этом случае может использоваться разностный сигнал, снимаемый с выхода балансного моста, если

система пеленгации суммарно-разностного типа. При этом будет отмечаться некоторая потеря чувствительности системы к полезному сигналу, поскольку обнаружение цели, смещенной на некоторый угол относительно источника помех, будет производиться деформированной ДН антенны.

При использовании РЛС с ФАР может осуществляться одновременное подавление помех от нескольких источников, разнесенных по угловым координатам. В этом случае реализуется адаптивное обнуление ДН по всем направлениям приема помеховых сигналов. При этом обычно применяются сканирующие ФАР с электронным управлением, использующие в качестве изменяемых параметров только фазу [94].

**Метод защиты от мерцающих помех, создаваемых из двух и более точек пространства.** Поскольку мерцающие помехи, как указывалось, преследуют цель ухудшить разрешение целей, то одним из возможных методов защиты РЛС от таких помех является увеличение разрешающей способности РЛС в условиях работы по групповой цели. Поэтому моноимпульсная система с повышенной разрешающей способностью, рассмотренная в гл. 5 (см. рис. 5.13), обладает также и повышенной помехозащищенностью от мерцающих помех.

При создании мерцающих помех передатчики, установленные на целях, летящих в группе, включаются по периодическому или случайному закону и существенно затрудняют сопровождение отдельной цели в течение времени, необходимого для точного определения ее местоположения и соответствующей реакции оборонительных средств. В этих условиях описанная выше моноимпульсная система позволяет вести сопровождение либо левой, либо правой цели в соответствии с выбором, сделанным оператором.

Если осуществляется сопровождение, например, левой цели и сигнал с этой цели внезапно исчезает, а вместо него появляется другой сигнал, излучаемый целью, расположенной справа, то результирующий отрицательный сигнал ошибки канала селекции цели блокирует стробирующее устройство на некоторое время, и следящая система не переходит на сопровождение нового мощного источника сигналов. Тем самым основная цель, которую преследуют мерцающие помехи, заключающаяся в срыве или ухудшении разрешения целей, не будет достигнута.

Действие помех с качающейся частотой, создаваемых с нескольких целей группы, сходно с действием мерцающих помех. Поэтому описанный способ защиты от мерцающих помех является защитой также и от помех с качанием по частоте.

Средством увеличения помехозащищенности моноимпульсных РЛС от мерцающих помех и помех с качанием частоты являются также сужение диаграммы направленности и уменьшение ее боковых лепестков, поскольку это приводит к увеличению требуемой мощности помехи и к увеличению разрешающей способности РЛС по угловым координатам.

**Защита от помех на кросс-поляризации.** Поскольку помеха на кросс-поляризации существенно отличается по поляризации от рабочей поляризации РЛС, то очевидным методом защиты от ее действия является поляризационная селекция сигналов. Известным средством такой селекции являются поляризационные решетки (фильтры), устанавливаемые в раскрывах антенн РЛС. Как описано в гл. 6, такие решетки обеспечивают передачу рабочих сигналов с малым затуханием и сильно ослабляют сигналы с поляризацией, ортогональной рабочей поляризации. Тем самым помеха на кросс-поляризации при прохождении через поляризационную решетку сильно ослабляется и эффективность ее действия существенно уменьшается. Иногда в качестве поляризационного фильтра используется сам отражатель антенны, для чего он изготавливается в виде системы параллельных металлических пластин (проводок) [21]. В этом случае кросс-поляризационные компоненты поля возбуждения проходят через отражатель и не отражаются от него, что также существенно ослабляет кросс-поляризационные составляющие излучаемого и принимаемого сигналов.

Меры, направленные на снижение кросс-поляризации антенн, частично описанные в гл. 6, также можно рассматривать как защиту от помех на кросс-поляризации. Большое значение с точки зрения защиты РЛС от таких помех имеет разработка РЛС с разносом по поляризации. Такие системы строятся по многоканальному принципу и имеют возможность работать на таком приемном канале, поляризация которого наиболее совпадает с поляризацией принимаемых сигналов. Это позволяет существенно скомпенсировать эффекты деполяризации сигналов, отраженных от цели, а также повышает помехозащищенность РЛС от помех на кросс-поляризации.

**Метод ослабления помех, перенацеливающих на подстилающую поверхность.** Подсвечивание подстилающей поверхности помеховыми сигналами приводит к формированию фиктивного источника сигналов, расположенного в направлении, не совпадающем с направлением на цель. В результате одиночная цель для угломерного радиолокационного канала становится парной со всеми вытекающими отсюда последствиями (ухудшается точность пеленгования цели, возможно перенацеливание радиолокатора на фиктивный источник сигналов и срыв режима автосопровождения). Для уменьшения влияния зеркальной составляющей принимаемого сигнала за рубежом применяются в основном два метода: размыкание следящей системы пеленгации с добавлением сигнала рассогласования и использование квадратурных компонентов [62].

Метод размыкания состоит в том, что луч ДН антенны закрепляется в вертикальной плоскости под углом  $\varepsilon$  порядка  $0,7\theta_{0,5}$  к горизонтальной плоскости, а сигнал рассогласования, пересчитанный в угол, добавляется к углу  $\varepsilon$ . При этом сигнал от мнимого изображения источника сигнала (помехи) оказывается ослабленным по сравнению с сигналом от цели и срыва автосопровождения.

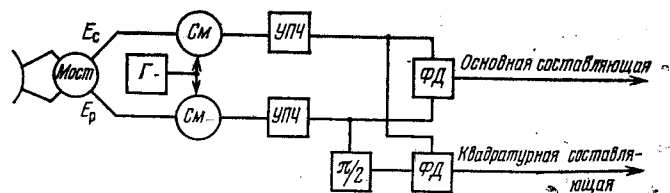


Рис. 8.19. Структурная схема суммарно-разностной моноимпульсной системы с квадратурным каналом

ния не происходит. Типовые значения ошибки в этом случае, как показали эксперименты, уменьшаются не менее чем в 3—4 раза.

Проведенные за рубежом исследования показали [62], что присутствие отражений от земли может быть установлено по квадратурной составляющей принимаемого сигнала. При отсутствии отражений от земли суммарный и разностный сигналы в приемнике моноимпульсной РЛС находятся в фазе (или противофазе) и квадратурные составляющие в принимаемых сигналах отсутствуют. В том случае, когда на вход приемника поступают наряду с прямым сигналом от цели сигналы, отраженные от земли, появляются квадратурные составляющие суммарного и разностного сигналов. Эти составляющие можно выделить, если предусмотреть в стандартной моноимпульсной РЛС дополнительно фазовый детектор и фазовращатель (на  $\pi/2$ ) на каждую координатную плоскость, как указано на рис. 8.19. Модернизированная указанным образом система позволяет получить на своем выходе четыре независимых уравнения. Решение системы этих уравнений позволяет определить направление как на цель, так и на источник помех.

Исключить влияние помехи от земли можно также «обнулением» квадратурных составляющих путем поворота антенны. Положение антенны, при котором квадратурные компоненты обращаются в нуль, определяет направление на цель и исключает влияние помех от земли.

В том случае, когда система пеленгации обладает способностью формировать два симметричных нуля пеленгационной характеристики, один из которых может смещаться по направлению, то влияние перенацеливающей на подстилающую поверхность помехи можно снизить, сместив второй нуль в направление мнимого изображения источника сигналов. При этом сопровождение будет осуществляться по основной цели.

**Применение широкополосных сигналов.** К широкополосным сигналам относят длиннопulseвые сигналы с фазокодовой и частотной внутриимпульсными модуляциями (манипуляциями). Помехоустойчивость радиолокационной системы в этом случае основывается на соответствующей обработке широкополосных сигналов, которая сводится в большинстве случаев к сжатию импульса. Сжатие импульса приводит к снижению интенсивности шумовых помех на выходе приемной системы в число раз, равное коэффициенту сжатия.

Оптимальная обработка широкополосных сигналов в приемных каналах производится при точной фазировке входного сигнала по отношению к опорному сигналу. Поэтому такую систему трудно подавить помехой, даже в ситуации «один на один», поскольку чрезвычайно трудно сформировать широкополосную помеху с сохранением структуры рабочего сигнала РЛС до закона изменения фазы. При наличии нескольких одновременно действующих РЛС такого типа трудности создания им помех возрастают во много раз [108, 109]. Метод скачкообразного изменения рабочей частоты РЛС по случайному или псевдослучайному закону представляет собой один из вариантов реализации широкополосного сигнала, повышающего помехозащищенность РЛС. Поскольку в точке приема закон изменения частоты известен, для выделения полезного сигнала и подавления помехи применяют узкополосный фильтр, включаемый после смесителя. Напряжение гетеродина формируется в синтезаторе частоты, синхронизованном с законом изменения частоты полезного сигнала. Если закон изменения частоты помехи не совпадает полностью с законом изменения частоты гетеродина, то помеховый сигнал подавляется узкополосным фильтром. Помехозащищенность приемного канала в данном случае обуславливается наличием на приемопередающей стороне всей необходимой информации, недоступной для противника [108].

Выигрыш в отношении сигнал-помеха за счет обработки широкополосных сигналов исчезает, если помеха полностью повторяет по структуре полезный сигнал. Но создание прицельной широкополосной помехи требует не только подробной информации о типах принимаемых сигналов, но также знания методов корреляции и сжатия спектра сигналов, используемых в приемниках РЛС.

**Обеспечение скрытности работы РЛС.** Для создания помех используется информация, содержащаяся преимущественно в самих зондирующих сигналах РЛС. Принимая эти сигналы, противник измеряет наиболее важные их параметры и формирует параметры сигналов помехи в соответствии с этой информацией. Очевидно, если лишить противника возможности извлекать из зондирующих сигналов всю необходимую для него информацию, то создание помех крайне затруднится или вообще исключается.

Представляют интерес работы одной из американских фирм над созданием РЛС опознавания и сопровождения целей в сложной боевой обстановке, в том числе в условиях радиоэлектронного противодействия со стороны противника, включающего использование противорадиолокационных ракет [64, 97].

Характерной особенностью разрабатываемой РЛС является повышенная скрытность ее работы и обеспечение сопровождения целей «на проходе». В отличие от традиционных РЛС, диаграмма направленности которых представляет собой один или несколько сканирующих пространство лучей, антенна данной РЛС формирует множество (несколько тысяч) узких лучей, работающих на излучение в псевдослучайной последовательности в короткие про-

межутки времени. Каждый луч формируется на своей частоте, которая постоянно изменяется. В станции используется относительно маломощный непрерывный зондирующий сигнал с бифазной модуляцией по псевдослучайному закону. РЛС одновременно обеспечивает поиск, обнаружение и сопровождение целей. Испытания подтвердили снижение возможностей обнаружения излучения РЛС противорадиолокационными ракетами и определения параметров излучения РЛС средствами радиотехнической разведки [64, 97].

Очевидно, указанные принципы обеспечения скрытности радиозлучений могут быть применены и к моноимпульсным РЛС различных типов.

Другим методом повышения помехозащищенности путем обеспечения скрытности рабочих параметров РЛС является метод активной маскировки, предусматривающий дополнительные излучения сигналов на ложных частотах, близких к частоте рабочего сигнала РЛС [90]. При радиопротиводействии таким радиолокаторам следует ожидать создания помехи на всех частотах, в том числе и ложных. Это приведет к снижению эффективной мощности помехи на частоте РЛС и соответствующему снижению эффективности ее действия. В ряде случаев помеха может оказаться вообще неэффективной, поскольку будет создаваться только на ложной частоте. Такая ситуация реальна, если применяется одновременное излучение ложных сигналов как на более высоких, так и на более низких частотах относительно рабочей частоты РЛС, и при формировании помехи используется запоминание частоты.

Использование более высокочастотного диапазона волн. Во второй половине 70-х годов повысился интерес зарубежных специалистов к разработкам систем миллиметрового диапазона волн. Одной из основных причин этого является увеличение помехозащищенности радиолокационных систем, что обусловливается сужением ДН антенн и уменьшением уровня их боковых лепестков при переходе в миллиметровый диапазон, высокими разрешающими способностями по дальности, скорости и угловым координатам [113].

## Глава 9

### ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

#### 9.1. ОБЩИЕ ЗАДАЧИ И НАПРАВЛЕНИЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В процессе разработки и испытаний моноимпульсных РЛС часто аналитическое решение задачи по оценке характеристик РЛС ввиду больших математических трудностей оказывается невоз-

можным. Кроме того, при вводе в строй современных РЛС возникают трудности из-за невозможности оценки характеристик станций с помощью натурных испытаний. Как правило, в современных сложных РЛС для автоматизации процесса работы используется ЭВМ. Поэтому во время подготовки к испытаниям и в процессе испытаний возникают задачи по отработке алгоритмов и программ. Отработка алгоритмов и программ без применения математических моделей нецелесообразна и часто практически невозможна. Все это ориентирует исследователей на использование цифрового моделирования при разработке РЛС и на этапе ввода их в строй.

Моделирование на ЭВМ, или цифровое моделирование, имеет ряд преимуществ:

- возможность исследования процессов любой сложности с учетом большого числа факторов;

- простота организации эксперимента, относительно небольшое время и стоимость экспериментов;

- возможность контроля всех факторов и результатов экспериментов;

- повторяемость результатов, возможность использования зависимых испытаний.

Модель, описывающая формализованный процесс функционирования РЛС, в состоянии охватить только основные его закономерности. Несмотря на то что при моделировании исследователь стремится не допустить существенных искажений количественных характеристик процесса, модель тем не менее в общем случае не идентична реальной станции. Поэтому при моделировании возникает необходимость введения специального этапа отработки (калибровки) моделей.

Обычно любую сложную систему можно оценить с помощью некоторого количества характеристик. На практике могут возникнуть два направления: разработка общей модели, позволяющей получить оценки всех характеристик; разработка частных моделей, каждая из которых позволяет получить оценку одной или небольшого числа характеристик. Разработка и реализация общей модели является очень трудоемкой задачей и такая модель не всегда может быть реализована на ЭВМ. Следовательно, целесообразно создавать модели, следуя второму направлению.

Математическое описание (формализацию) процессов, протекающих в РЛС, целесообразно проводить поэтапно. Существенно упростить модель можно, исключая или создавая эквивалентные элементы описания РЛС и составляя блочную структуру, т. е. необходимо находить группы (блоки) тесно связанных элементов описания станции. Блочное построение модели облегчает управление ею и организацию работ по ее программированию, а при проведении исследований позволяет принимать решение о необходимости использования определенных блоков для данной задачи.



При составлении модели необходимо помнить, что чрезмерная детализация и повышение ожидаемой точности неизбежно ведет к усложнению модели. Сложность модели должна определяться целями исследования с учетом типа ЭВМ и соответствия между точностями описания элементов станции, задания исходных данных и получения статистических характеристик при моделировании, т. е. необходимо стремиться к достижению разумного компромисса между точностью результатов моделирования и сложностью модели.

На практике могут создаваться автономные и комплексные цифровые модели. В первом случае модель РЛС создается на универсальной ЭВМ, работа модели происходит не в реальном масштабе времени, при этом моделируются траектории полета и радиолокационные характеристики целей, основные устройства и алгоритмы работы РЛС. Во втором случае моделируются траектории полета и радиолокационные характеристики целей, основные устройства РЛС, а алгоритмы (программы) работы РЛС, реализованные на штатных ЭВМ системы, берутся реальными. При этом модель РЛС создается, как правило, на ЭВМ, входящей в состав вычислительных средств системы, и моделирование происходит в реальном масштабе времени.

С помощью цифрового моделирования осуществляются оценка технических решений и характеристик РЛС на этапе проектирования, детальное исследование влияния отдельных факторов на работу РЛС, оптимизация параметров РЛС. Дается оценка работы РЛС в сложной обстановке при работе по реальным целям, отработка методов натурных испытаний (выбор наиболее характерных ситуаций, оценка эффективности различных методов испытаний и ожидаемых результатов испытаний). На цифровой модели, откалиброванной по результатам ограниченных натурных испытаний, производятся проверка алгоритмов и программ станции, оценка ряда статистических характеристик РЛС на соответствие заданным требованиям и выработка рекомендаций по модернизации РЛС.

Выбор объема и условий проведения экспериментов на модели и на реальной станции определяется получением окончательных оценок с требуемой точностью и достоверностью. При этом целями натурных экспериментов являются:

получение необходимого объема и вида исходных данных, пригодных для ввода в модель и моделирования;

получение результатов натурных экспериментов (на станции и ее устройствах), которые можно сравнить и увязать с результатами моделирования для уточнения и корректировки моделей;

получение необходимого объема контрольных статистических результатов для исключения методических ошибок.

Указанные цели должны быть решены при минимальном объеме натурных испытаний с учетом реальных возможностей проведения этих экспериментов. Выбирая объем испытаний на модели, следует исходить из необходимой точности получения статисти-

стических характеристик моделирования, учитывая при этом точность используемых исходных данных. Ниже будут рассмотрены методы моделирования основных устройств РЛС и модели некоторых типов моноимпульсных РЛС.

## 9.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННО-ФИДЕРНОГО УСТРОЙСТВА

Моделирование антенно-фидерного устройства (АФУ) начинается с рассмотрения вопросов постановки задачи [25]:

с какой целью осуществляется моделирование;

какие параметры сигнала используются для измерения характеристик цели в моделируемой РЛС;

какие особенности и ошибки имеет модель сигнала;

каковы требования к виду и ошибкам выходных данных модели АФУ.

На практике при моделировании работы РЛС интерес представляют такие характеристики АФУ, как диаграмма направленности и коэффициент направленного действия.

Применительно к задачам моделирования различные типы АФУ РЛС удобно классифицировать по двум признакам:

параметры ДН остаются неизменными в процессе измерения координат цели;

параметры ДН изменяются при изменении ожидаемого направления на цель.

Аппроксимация диаграмм направленности АФУ в процессе моделирования производится на основании соотношения между ДН и функцией распределения поля в апертуре. Оно выражается преобразованием Фурье. Таблицы соответствия для некоторых характеристик функций распределения и диаграмм направленности приведены в [14]. В случае плоской апертуры ДН представляется произведением двух функций. Каждая из них может быть задана таблицей или с помощью стандартных функций вида

$$(\sin \theta / \theta)^n, \cos^n \theta, \exp(-|\theta|^n), 1 - |\theta|^n, n = 1, 2, 3, \dots$$

Если для аппроксимации ДН используется таблица, то она задается в пределах половины сектора, в котором РЛС обслуживает цели. Аргументом таблицы является абсолютное значение угловой координаты ( $|\theta|$ ). Дискретность аргумента  $\Delta\theta$  выбирается так, чтобы квантование значений диаграммы направленности не вносило существенных искажений в модель флуктуаций сигнала.

Для описания ДН с помощью стандартных функций может использоваться, например, следующая достаточно универсальная их комбинация:

$$F(\theta) = k_1 \frac{\sin \theta_1}{\theta_1} + k_2 \exp(-|\theta_2|^n), \quad (9.1)$$

где  $\theta_i = \xi_i \theta$ ,  $i = 1, 2$ ;  $k_i$ ,  $\xi_i$ ,  $n$  — константы, значения которых выбираются из условий согласования ширины главного лепестка и

уровня первого бокового лепестка диаграммы направленности модели АФУ с результатами натурных измерений или точных расчетов.

Антенно-фидерные устройства, относящиеся ко второму классу, имеют специфическую для них управляющую систему, предназначенную для изменения распределения поля в элементах апертуры. Так, в фазированных антенных решетках для формирования заданной ДН и управления ее положением в пространстве используются фазовращатели с дискретным управлением фазой излучателей. В целях облегчения создания, отработки и эксплуатации антенны, для реализации более гибкого управления положением диаграммы направленности в пространстве, современные ФАР моноимпульсных РЛС создаются из отдельных секций, включающих аппаратуру усиления и приема сигналов, аппаратуру фазирования и управления и антенные модули. Каждый антенный модуль ФАР, как правило, также представляет собой фазированную решетку излучателей.

Форма апертуры антенных модулей может быть различной и определяется многими причинами: удобством конструкции, обеспечением заданных характеристик и др. На практике считается предпочтительным построение антенных модулей с расположением излучателей в узлах треугольной сетки, позволяющим уменьшить число излучателей до 1,8 раза при сохранении заданных характеристик направленности при сканировании на  $\pm 40^\circ$  [2].

Апертура ФАР в целом может быть также любой формы, например прямоугольной, круглой. Для уменьшения искажений диаграммы направленности ФАР (при сканировании в заданном секторе) и тем самым для более полного использования возможностей моноимпульсного метода пеленгации целесообразно создание приемных ФАР с апертурой круглой формы или близкой к кругу.

При формировании апертуры круглой формы антенные модули в полотне ФАР размещаются, как правило, по кольцам, образуя в совокупности умеренно разреженную неэквидистантную решетку. При необходимости можно отключать часть колец антенных модулей. Модульное построение ФАР позволяет формировать одновременно несколько одиночных или групп лучей, что существенно расширяет возможности моноимпульсных РЛС.

При модульном построении ФАР для формирования и управления диаграммой направленности используются две ступени фазирования. На первой ступени производится фазирование излучателей в модулях, а на второй — фазирование системы модулей.

Диаграмма направленности (по мощности) ФАР модульного построения может быть представлена как

$$F_{\Phi}^2(\theta) = F_{\Sigma}^2(\theta) F_a^2(\theta), \quad (9.2)$$

где  $F_{\Sigma}(\theta)$  — диаграмма направленности антенного модуля;  $F_a(\theta)$  — диаграмма по мощности множителя системы антенных модулей.

Для антенного модуля с апертурой наиболее распространенной на практике шестиугольной формы и с излучателями, расположенными в узлах тре-

угольной сетки координат, в качестве алгоритма расчета ДН по мощности может быть использовано следующее выражение:

$$F_{\Sigma}^2(\theta) = \left[ \sum_{p=1}^{L_c} \sum_{g=1}^{M^p} \cos(\xi_g^p \psi_g^p + \kappa_g^p \Delta \psi_{\Phi g}^p + \Delta \psi_g^p) \right] + \left[ \sum_{p=1}^{L_c} \sum_{g=1}^{M^p} \sin(\xi_g^p \psi_g^p + \kappa_g^p \Delta \psi_{\Phi g}^p + \Delta \psi_g^p) \right]^2, \quad (9.3)$$

где  $L_c$  — число столбцов излучателей;  $M^p$  — число излучателей в  $p$ -столбце;  $\psi_{pg}$  — обобщенный угол,  $\psi_{pg} = \psi_{pg} - \psi_{\Phi g}$ ;

$$\psi_{pg}^p = k \left[ l_c \left( p-1 - \frac{L_c-1}{2} \right) \sin \beta' + l_{\Sigma} \left( g-1 - \frac{M-1}{2} \right) \sin \varepsilon' \right];$$

$$\psi_{\Phi g}^p = \psi_g^p \Delta \psi_{\Phi g}; \quad \psi_g^p = \left[ \frac{\psi_{0g}^p - \psi_{нач g}^p}{\Delta \psi_{\Phi g}} + \frac{1}{2} \right]; \quad [\dots] — \text{целая часть};$$

$$\psi_{0g}^p = k \left[ l_c \left( p-1 - \frac{L_c-1}{2} \right) \sin \beta'_0 + l_{\Sigma} \left( g-1 - \frac{M^p-1}{2} \sin \varepsilon'_0 \right) \right];$$

$gp$  — порядковые номера излучателей в столбцах и порядковые номера столбцов в модуле;  $l_{\Sigma}$ ,  $l_c$  — расстояние между излучателями в столбцах и между столбцами соответственно;  $k = 2\pi/\lambda$  — волновое число;  $\varepsilon'$ ,  $\varepsilon'_0$ ,  $\beta'$ ,  $\beta'_0$  — углы относительно нормали к антенному полотну для точки наблюдения и для направления главного максимума в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно;  $\psi_{нач g}^p = \eta_{\psi} \Delta \psi_{\Phi g}$  — начальная фаза  $pg$ -го излучателя;  $\eta_{\psi}$  — случайные числа, равномерно распределенные в интервале  $(-1 \div +1)$ ;  $\Delta \psi_{\Phi g}$  — шаг дискретного фазирования фазовращателями I ступени;  $\Delta \psi_{\Phi g} = \eta_{\psi} \rho_{\Phi g}$  — ошибка по фазе, обусловленная случайным фазовым распределением и неточностью установки фазы фазовращателем  $pg$ -го излучателя;  $\rho_{\Phi g}$  — разброс фазы, определяемый начальным распределением и ошибками установки фазы фазовращателями I ступени:

$$\rho_{\Phi g} = \sqrt{\Delta_{\Phi g}^2 + \Delta_{\Sigma g}^2};$$

$\Delta_{\Sigma g}$  — разброс ошибок установки фазы фазовращателями I ступени;  $\Delta \psi_{pg}$  — фазовые ошибки, обусловленные нестабильностями трактов возбуждения излучателей, взаимным влиянием излучателей и т. д.;  $\xi_{pg}$  — признак работоспособности фазовращателя  $pg$ -го излучателя;

$$\xi_g^p = \begin{cases} 1 & \text{при } \eta_g^p \geq P_{\Phi}, \\ \mu_g^p & \text{при } \eta_g^p < P_{\Phi}; \end{cases}$$

$\eta_{pg}$  — случайные числа, равномерно распределенные в интервале  $(0 \div 1)$ ;  $\mu_{pg} = 2\pi\eta_{\psi}$  — случайная фаза, равномерно распределенная в интервале  $(-1 \div +1)2\pi$ ;

$$\kappa_g^p = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi_g^p = 1, \\ 0 & \text{при } \xi_g^p = \mu_g^p; \end{cases}$$

$P_{\Phi}$  — вероятность выхода из работоспособного состояния фазовращателей-излучателей.

Формирование случайных чисел производится с помощью датчиков случайных чисел перед каждым расчетом диаграммы направленности модуля. Расчет множителя решетчатой с апертурой круглой формы может быть произведен по следующей формуле:

$$F_{\alpha}^2(\theta) = \left[ \sum_{n=1}^{N^k} \sum_{m=1}^{M^n} t_m^n A^n \delta_m^n \cos(\xi_m^n \psi_m^n + \kappa_m^n \Delta \psi_{\phi m}^n + \Delta \psi_m^n) \right]^2 + \left[ \sum_{n=1}^{N^k} \sum_{m=1}^{M^n} t_m^n A^n \delta_m^n \sin(\xi_m^n \psi_m^n + \kappa_m^n \Delta \psi_{\phi m}^n + \Delta \psi_m^n) \right]^2, \quad (9.4)$$

где  $N^k$  — число колец в апертуре ФАР;  $M^n$  — число модулей в  $n$ -м кольце;

$$\psi_m^n = \psi_{nm}^n - \psi_{\phi m}^n; \quad \psi_{nm}^n = \kappa r_k^n (\cos \varphi_m^n \sin \varepsilon' + \sin \varphi_m^n \sin \beta'); \quad (9.5)$$

$r_k^n$  — радиус  $n$ -го кольца;  $\varphi_m^n$  — угол, определяющий положение первого модуля  $n$ -го кольца относительно вертикали, проходящей через центр ФАР;

$$\psi_{\phi m}^n = \nu_m^n \Delta \phi_c; \quad \nu_m^n = \left[ \frac{\psi_{0m}^n - \psi_{нач m}^n}{\Delta \phi_c} + \frac{1}{2} \right];$$

[...] — целая часть;

$$\psi_{0m}^n = \kappa r_k^n (\cos \varphi_m^n \sin \varepsilon'_0 + \sin \varphi_m^n \sin \beta'_0);$$

$\Delta \phi_c$  — шаг дискретного фазирования для модулей фазовращателя II ступени;  $A^n$  — амплитуда сигналов на выходе модулей в  $n$ -м кольце;  $\delta_m^n$  — случайное отклонение амплитуды сигнала  $m$ -го модуля в  $n$ -м кольце от заданной величины

$$A^n; \quad \delta_m^n = e^{-\Delta_m^n};$$

$$\Delta_m^n = \eta_{am}^n \Delta a;$$

$\Delta a$  — разброс амплитуд сигналов модулей;  $\eta_{am}^n$  — случайные числа, распределенные по нормальному закону на интервале  $(-1 \div +1)$ , со средним значением, равным нулю;  $\psi_{нач m}^n = \eta_{\psi m}^n \Delta \phi_c$  — начальный сдвиг по фазе  $m$ -го модуля;  $\eta_{\psi m}^n$  — случайные числа, равномерно распределенные в интервале  $(-1 \div +1)$ ;  $\Delta \psi_{\phi m}^n = \eta_{\psi m}^n \rho_{\phi c}$  — ошибка по фазе, обусловленная случайным фазовым распределением и неточностью установки фазовращателем заданной фазы в  $m$ -м модуле;  $\rho_{\phi c}$  — разброс фазы, обусловленный начальным фазовым распределением и ошибками установки фазы фазовращателями II ступени:

$$\rho_{\phi c} = \sqrt{\Delta^2 \phi_c + \Delta^2 \gamma_m};$$

$\Delta \psi_m^n$  — фазовые ошибки, обусловленные нестабильностями трактов возбуждения модулей, неточностью установки модулей в полотне ФАР;  $\Delta \gamma_m$  — разброс ошибок установки фазы фазовращателями II ступени;  $t_m^n$  — признак работоспособности  $m$ -го модуля в  $n$ -м кольце:

$$t_m^n = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi_m^n = 1, \\ 0 & \text{при } \xi_m^n = \mu_m^n; \end{cases}$$

$\mu_m^n = \eta_m^n \cdot 2\pi$  — случайная фаза, равномерно распределенная в интервале  $(-1 \div +1) \cdot 2\pi$ ;

$$\xi_m^n = \begin{cases} 1 & \text{при } \leq P_m, \\ \mu_m^n & \text{при } > P_m; \end{cases}$$

$\eta_m^n$  — случайные числа, равномерно распределенные в интервале  $(0-1)$ ;

$$\kappa = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi_m^n = 1, \\ 0 & \text{при } \xi_m^n = \mu_m^n; \end{cases}$$

$P_m$  — вероятность безотказной работы антенного модуля.

Для уменьшения боковых лепестков, обусловленных дискретностью фазирования как при практической реализации ФАР, так и при моделировании [в формулах (9.3) и (9.4)], начальное фазовое распределение  $\psi_{нач g}$  и  $\psi_{нач m}$  излучателей в модулях и модулей в системе берется случайным, равномерно распределенным в пределах дискретов фазирования  $\Delta \phi_m$  и  $\Delta \phi_c$ . При равномерном случайном распределении начальной фазы излучателей и модулей достигается равномерное «размывание» в пространстве паразитных боковых лепестков, обусловленных дискретностью фазирования [1, 2].

Рассмотренные алгоритмы модели расчета диаграммы направленности обеспечивают возможность расчета диаграмм направленности по одной реализации в любом направлении сектора обзора РЛС. При необходимости по выбранному количеству реализаций (исходя из заданной точности оценки) могут оцениваться статистические характеристики диаграммы направленности.

### 9.3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РАДИОПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ

Основные функции обработки сигналов в радиоприемных устройствах РЛС заключаются в линейной фильтрации сигналов в усилителях высокой и промежуточной частот, преобразовании несущих частот, а также амплитудном, фазовом или амплитудно-фазовом детектировании. В большинстве случаев при математическом описании процессов такой обработки их можно свести, как известно, к процессам линейной фильтрации аддитивной смеси сигнала и приведенных ко входу приемного устройства внешних и внутренних шумов, а также дальнейшему выделению огибающей (или ее квадрата, логарифма и др.) и фазы отфильтрованной смеси.

Рассмотрим линейную фильтрацию сигналов. Опишем одиночный радиолокационный сигнал  $s_0(t)$  на входе радиоприемного устройства [25]:

$$E^{1/2} s_0(t) = \operatorname{Re} s(t) \exp(-i \omega_0 t) = \operatorname{Re} S(t) \exp\{-i[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0]\}, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (9.5)$$

где  $T$  — время наблюдения одиночного сигнала;  $S(t)$  — значение сигнала в момент времени  $t$ , причем вне интервала наблюдения  $S(t) = 0$ ;  $\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0$  — мгновенная фаза;  $\omega_0$  — несущая частота;  $\varphi(t)$  — фазовая модуляция;  $\varphi_0$  — начальная фаза;  $s(t)$  — комплексная огибающая сигнала.

Сигнал  $s_0(t)$  обладает энергией

$$\int_0^T s_0^2(t) dt = E. \quad (9.6)$$

Запишем далее выражение для импульсной характеристики линейного фильтра

$$h_0(t) = \operatorname{Re} h(t) \exp(-i\omega_0 t) = \operatorname{Re} H(t) \exp\{-i[\omega_0 t + \psi(t) + \psi_0]\}, \quad (9.7)$$

где  $H(t)$  — огибающая импульсной характеристики;  $\omega_0 t + \psi(t) + \psi_0$  — мгновенная фаза;  $\omega_0$  — собственная частота фильтра, принятая равной несущей частоте сигнала;  $\psi(t)$  — фазовая модуляция импульсной характеристики;  $\psi_0$  — постоянная фаза импульсной характеристики;  $h(t)$  — комплексная огибающая импульсной характеристики фильтра.

Сигнал на выходе фильтра  $s_r(t)$  представляет собой свертку

$$s_r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_0(\tau) h_0(t-\tau) d\tau. \quad (9.8)$$

Известно [4], что свертка (9.8) может быть записана через комплексные огибающие входного сигнала и импульсной характеристики фильтра

$$s_r(t) = \frac{\sqrt{E}}{2} \operatorname{Re} e^{-i\omega_0 t} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) h(t-\tau) d\tau = s_c(t) \cos \omega_0 t + s_s(t) \sin \omega_0 t, \quad (9.9)$$

$$\text{где } s_c(t) = \frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) H(t-\tau) \cos[\varphi(\tau) + \psi(t-\tau) + \varphi_0 + \psi_0] d\tau; \\ -s_s(t) = \frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) H(t-\tau) \sin[\varphi(\tau) + \psi(t-\tau) + \varphi_0 + \psi_0] d\tau,$$

$$\text{или } s_c(t) = \frac{\sqrt{E}}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h(t-\tau) d\tau; \quad s_s(t) = \frac{\sqrt{E}}{2} \operatorname{Im} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) h(t-\tau) d\tau.$$

Формула (9.9), описывающая связь сигнала на выходе линейного фильтра со сверткой комплексных огибающих входного сигнала и импульсной характеристики фильтра, имеет важное значение для моделирования фильтрации РЛ сигналов, так как позволяет обойти трудности непосредственного моделирования ВЧ колебаний.

Аналогичные полезные соотношения можно получить и для линейной фильтрации шумов. Рассмотрим белый нормальный шум  $n(t)$  с нулевым средним и корреляционной функцией

$$\overline{n(t_1) n(t_2)} = n_0 \delta(t_1 - t_2),$$

где  $n_0$  — спектральная плотность шума.

В результате прохождения белого шума через линейный фильтр с импульсной характеристикой (9.7) образуется нормальный случайный процесс

$$M(t) = \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau) h_0(t-\tau) d\tau \quad (9.10)$$

с нулевым средним и корреляционной функцией

$$K_M(t_1, t_2) = \overline{M(t_1) M(t_2)} = n_0 \int_{-\infty}^{\infty} h_0(\tau) h_0(\tau + t_2 - t_1) d\tau. \quad (9.11)$$

Аналогично с формулой (9.9) можно записать

$$K_M(\tau) = \frac{1}{2} n_0 \operatorname{Re} e^{-i\omega_0 \tau} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h^*(t-\tau) dt, \quad (9.12)$$

где  $\tau = t_1 - t_2$ , а \* обозначает комплексное сопряжение.

Представим выходной шум в виде

$$M(t) = M_c(t) \cos \omega_0 t + M_s(t) \sin \omega_0 t. \quad (9.13)$$

Шум (9.13) имеет корреляционную функцию (9.12), если корреляционные функции составляющих низкочастотных шумов  $M_c(t)$ ,  $M_s(t)$  определяются по формулам

$$\overline{M_c(t) M_c(t-\tau)} = \overline{M_s(t) M_s(t-\tau)} = \frac{1}{2} n_0 \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h^*(t-\tau) dt; \quad (9.14)$$

$$M_c(t) M_s(t-\tau) = \frac{1}{2} n_0 \operatorname{Im} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h^*(t-\tau) dt.$$

Таким образом, составляющие  $M_c(t)$ ,  $M_s(t)$  можно представить как результаты фильтрации независимых белых шумов  $n_1(t)$  и  $n_2(t)$  со спектральными плотностями, равными  $n_0$ :

$$M_c(t) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} n_1(\tau) h(t-\tau) d\tau + \frac{1}{2} \operatorname{Im} \int_{-\infty}^{\infty} n_2(\tau) h(t-\tau) d\tau, \quad (9.15)$$

$$M_s(t) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} n_2(\tau) h(t-\tau) d\tau + \frac{1}{2} \operatorname{Im} \int_{-\infty}^{\infty} n_1(\tau) h(t-\tau) d\tau.$$

Отсюда вместо формулы (9.10) получается более удобное для моделирования математическое описание процесса линейной фильтрации шума

$$M(t) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} e^{-i\omega_0 t} \int_{-\infty}^{\infty} n_1(\tau) h(t-\tau) d\tau + \\ + \frac{1}{2} \operatorname{Im} e^{-i\omega_0 t} \int_{-\infty}^{\infty} n_2(\tau) h(t-\tau) d\tau. \quad (9.16)$$

Перейдем к рассмотрению вопросов детектирования. На выходе линейного фильтра в результате прохождения сигнала и шума образуется процесс

$$y(t) = s(t) + M(t) = Y_c(t) \cos \omega_0 t + Y_s(t) \sin \omega_0 t = \\ = Y(t) \cos[\omega_0 t - \varphi(t)], \quad (9.17)$$

где  $Y_c(t) = s_c(t) + M_c(t)$ ;  $Y_s(t) = s_s(t) + M_s(t)$ ;  $Y(t)$  — огибающая процесса  $y(t)$ ;  $\varphi(t)$  — фазовая модуляция процесса  $y(t)$ .

Искомые при моделировании огибающая и фазовая модуляции рассчитываются по формулам

$$Y(t) = \sqrt{Y_c^2(t) + Y_s^2(t)}, \quad \varphi(t) = \arctg[Y_s(t)/Y_c(t)]. \quad (9.18)$$

Формулы для определения низкочастотных составляющих сигнала и шума на выходе фильтра находим, раскрывая выражения (9.9), (9.15):

$$\begin{aligned}
s_c(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} S_c(\tau) H_c(t-\tau) d\tau - \int_{-\infty}^{\infty} S_s(\tau) H_s(t-\tau) d\tau, \\
s_s(t) &= - \int_{-\infty}^{\infty} S_s(\tau) H_c(t-\tau) d\tau - \int_{-\infty}^{\infty} S_c(\tau) H_s(t-\tau) d\tau, \\
M_c(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} n_1(\tau) H_c(t-\tau) d\tau - \int_{-\infty}^{\infty} n_2(\tau) H_s(t-\tau) d\tau, \\
M_s(t) &= - \int_{-\infty}^{\infty} n_1(\tau) H_s(t-\tau) d\tau - \int_{-\infty}^{\infty} n_2(\tau) H_c(t-\tau) d\tau,
\end{aligned} \quad (9.19)$$

где  $S_c(t) = \sqrt{E/2} S(t) \cos[\varphi(t) + \varphi_0]$ ;  $S_s(t) = \sqrt{E/2} S(t) \sin[\varphi(t) + \varphi_0]$ ;

$$H_c(t) = (1/\sqrt{2}) H(t) \cos[\psi(t) + \psi_0];$$

$$H_s(t) = (1/\sqrt{2}) H(t) \sin[\psi(t) + \psi_0].$$

Расчеты по формулам (9.18), (9.19) наглядно изображены в виде схемы (рис. 9.1). Математическое описание обработки сигналов и шумов в радиоприемном устройстве позволяет провести ее моделирование на ЭВМ.

Рассмотрим вопросы дискретного представления непрерывных функций. Представим функцию  $\lambda(t)$  в виде разложения

$$\lambda_\Phi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \lambda_k \Phi_k(t) \quad (9.20)$$

по известным функциям  $\Phi_k(t)$  с коэффициентами разложения  $\lambda_k$ . Если требуется выполнение условия

$$\delta = \int_{-\infty}^{\infty} [\lambda(t) - \lambda_\Phi(t)]^2 dt = \min, \quad (9.21)$$

а функции  $\Phi_k(t)$  ортогональны, то коэффициенты  $\lambda_k$  определяются по формуле

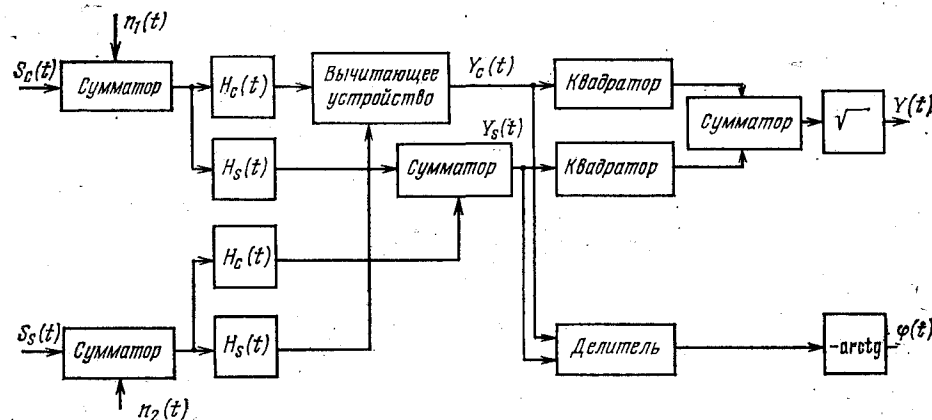


Рис. 9.1. Схема линейной фильтрации и детектирования

$$\lambda_k = \int_{-\infty}^{\infty} \lambda(t) \Phi_k(t) dt \left[ \int_{-\infty}^{\infty} |\Phi_k(t)|^2 dt \right]^{-1}. \quad (9.22)$$

Система функции  $\Phi_k(t)$  является полной относительно  $\lambda(t)$ , когда  $\delta=0$ . Разложение по ортогональным функциям рассмотрены, например, в [24, 39], где содержится и дополнительная библиография.

Вычисляя преобразование Фурье от обеих частей равенства (9.20), получаем разложение спектра функции  $\lambda(t)$ :

$$\tilde{\lambda}_\Phi(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \lambda_k \tilde{\Phi}_k(\omega), \quad (9.23)$$

причем нетрудно показать, что справедлива и другая формула определения коэффициентов разложения

$$\lambda_k = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{\lambda}(\omega) \tilde{\Phi}_k^*(\omega) d\omega \left[ \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{\Phi}_k(\omega)|^2 d\omega \right]^{-1}. \quad (9.24)$$

Пусть далее на вход линейного фильтра с импульсной характеристикой  $h(t)$ , представленной разложением  $h_\Phi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k \Phi_k(t)$ , поступает сигнал  $x(t)$ , представленный разложением  $x_\Phi(t)$ . Предположим, что результат фильтрации  $y(t)$  имеет вид

$$y_\Phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x_\Phi(\tau) h_\Phi(t-\tau) d\tau = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k \Phi_k(t). \quad (9.25)$$

Необходимо, чтобы коэффициенты разложения  $y_k$  являлись результатом дискретной свертки

$$y_n = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k h_{n-k} \quad (9.26)$$

коэффициентов  $x_k$  и  $h_k$ .

Покажем [29], какие условия налагаются на функции  $\Phi_k(t)$ . Из формулы (9.25) получаем

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} y_n \Phi_n(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_k h_m \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_k(\tau) \Phi_m(t-\tau) d\tau. \quad (9.27)$$

Вычислим преобразования Фурье от обеих частей равенства (9.27) и учтем требование (9.26):

$$\begin{aligned}
\sum_{n=-\infty}^{\infty} y_n \tilde{\Phi}_n(\omega) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_k h_m \tilde{\Phi}_k(\omega) \tilde{\Phi}_m(\omega) = \\
&= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_k h_{n-k} \tilde{\Phi}_k(\omega) \tilde{\Phi}_{n-k}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_k h_{n-k} \tilde{\Phi}_n(\omega).
\end{aligned}$$

Отсюда получаем  $\tilde{\Phi}_n(\omega) = \tilde{\Phi}_k(\omega) \tilde{\Phi}_{n-k}(\omega)$ . В частности,

$$\tilde{\Phi}_{k+1}(\omega) = \tilde{\Phi}_1(\omega) \tilde{\Phi}_k(\omega).$$

Нетривиальным решением при этом является

$$\tilde{\Phi}_h(\omega) = [\tilde{\Phi}_1(\omega)]^h. \quad (9.28)$$

Ограничимся лишь одним, наиболее часто употребляемым при моделировании примером системы функций  $\Phi_h(t)$ , удовлетворяющих (9.28):

$$\tilde{\Phi}_h(\omega) = \begin{cases} \exp(-i\omega k \Delta_M) & \text{при } |\Delta_M \omega| \leq \pi, \\ 0 & \text{при } |\Delta_M \omega| > \pi; \end{cases} \quad (9.29)$$

$$\Phi_h(t) = \frac{1}{\Delta_M} \frac{\sin[(\pi/\Delta_M)(t - k \Delta_M)]}{(\pi/\Delta_M)(t - k \Delta_M)}.$$

Подставляя (9.29) в (9.24), находим коэффициенты разложения функции  $\lambda(t)$

$$\lambda_k = \lambda(k \Delta_M) \Delta_M. \quad (9.30)$$

Получающееся разложение

$$\lambda(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \lambda(k \Delta_M) \frac{\sin \pi(t/\Delta_M - k)}{\pi(t/\Delta_M - k)} \quad (9.31)$$

называется рядом Котельникова. Непосредственно из (9.29) следует, что при временном шаге выборки  $\Delta_M$  с помощью ряда Котельникова можно точно представить функции, спектр которых ограничен пределами изменения круговой частоты

$$|\omega| \leq \pi/\Delta_M.$$

В моделях всегда приходится иметь дело с процессами, ограниченными во времени и, следовательно, с бесконечными пределами существования спектра. Такие процессы представляются рядом (9.31) с ошибками, допустимое значение которых обсуждается в дальнейшем.

Для функции  $\lambda(t)$ ,  $0 \leq t \leq \tau_\lambda$ , ряд (9.31) содержит конечное число членов:

$$\lambda(t) = \sum_{k=0}^{N_\lambda} \lambda(k \Delta_M) \frac{\sin \pi(t/\Delta_M - k)}{\pi(t/\Delta_M - k)},$$

где  $N_\lambda = \tau_\lambda / \Delta_M$ .

Дискретная свертка (9.26) в случае представления функций рядом Котельникова для  $x(t)$ , ограниченной пределами  $0 \leq t \leq \tau_x$ , и  $h(t)$ ,  $0 \leq t \leq \tau_h$ , выражается формулой

$$y(\Delta_M n) = \Delta_M \sum_{k=\max(0, n-N_h)}^{\min(N_x, n)} x(k \Delta_M) h(n \Delta_M - k \Delta_M), \quad (9.32)$$

где  $N_x = \tau_x / \Delta_M$ ,  $N_h = \tau_h / \Delta_M$ .

В дальнейшем для удобства будем также пользоваться записью в виде

$$y(\Delta_M n) = \Delta_M \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k \Delta_M) h(n \Delta_M - k \Delta_M),$$

полагая, что  $x(t)$  и  $h(t)$  равны нулю вне заданных интервалов.

Теперь, используя вышеизложенное и формулы (9.18), (9.19), можно составить алгоритм блока линейной фильтрации и детектирования для цифровой модели:

$$\frac{1}{\Delta_M} Y_c(\Delta_M n) = \sum_{k=n-N_h}^n X_c(\Delta_M k) H_c(\Delta_M n - \Delta_M k) -$$

$$- \sum_{k=n-N_h}^n X_s(\Delta_M k) H_s(\Delta_M n - \Delta_M k),$$

$$\frac{1}{\Delta_M} Y_s(\Delta_M n) = - \sum_{k=n-N_h}^n X_s(\Delta_M k) H_c(\Delta_M n - \Delta_M k) -$$

$$- \sum_{k=n-N_h}^n X_c(\Delta_M k) H_s(\Delta_M n - \Delta_M k),$$

$$Y(\Delta_M n) = \sqrt{Y_c^2(\Delta_M n) + Y_s^2(\Delta_M n)},$$

$$\varphi(\Delta_M n) = \arctg \frac{Y_s(\Delta_M n)}{Y_c(\Delta_M n)}, \quad n = \pm N_{\text{нач}}, N_{\text{нач}} + 1, \dots, N_{\text{кон}}, \quad (9.33)$$

где для  $k=0, 1, \dots, N_c$  получим:

$$X_c(\Delta_M k) = S_c(\Delta_M k) + N_1(\Delta_M k); \quad X_s(\Delta_M k) = S_s(\Delta_M k) + N_2(\Delta_M k),$$

а для  $N_{\text{нач}} - N_h \leq k < 0$  и  $N_c < k \leq N_{\text{кон}}$ ,  $N_c = \tau_c / \Delta_M$ ,  $N_h = \tau_h / \Delta_M$ ,  $N_{\text{нач}} = t_{\text{нач}} / \Delta_M$ ,  $N_{\text{кон}} = t_{\text{кон}} / \Delta_M$  имеем  $X_c(\Delta_M k) = N_1(\Delta_M k)$ ,  $X_s(\Delta_M k) = N_2(\Delta_M k)$ , где  $t_{\text{кон}} - t_{\text{нач}}$  — интервал, требуемый для получения выходных данных;  $\tau_c$ ,  $\tau_h$  — длительности сигнала и импульсной характеристики фильтра.

При  $0 \leq n \leq N_x + N_h$  на выходе алгоритма присутствуют сигнал и шум, а при  $n < 0$  и  $N_x + N_h < n$  — только шум. Предшествующая интервалу реализации входного шума на участке  $t_{\text{нач}} - \tau_h \leq t < t_{\text{нач}}$  необходима для установления шумового процесса на выходе фильтра.

Шаг выборки  $\Delta_M$  устанавливается исходя из требуемой точности расчетов. Рассмотрим вначале сигнал без шума. Сопоставим результаты непрерывной (9.19) и дискретной (9.33) фильтрации. В непрерывном случае для одной из составляющих, опуская индексы, имеем

$$Z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) H(t - \tau) d\tau. \quad (9.34)$$

Соответственно в дискретном случае, вводя для отличия индекс  $\Delta_M$ , получаем

$$Z_{\Delta_M}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{\Delta_M}(\Delta_M n) \frac{\sin \pi(t/\Delta_M - n)}{\pi(t/\Delta_M - n)}, \quad (9.35)$$

где



$$Z_{\Delta_M}(\Delta_M n) = \Delta_M \sum_{k=\min(0, n-N_h)}^{\max(N_c, n)} S(\Delta_M k) H(\Delta_M n - \Delta_M k). \quad (9.36)$$

Полагая в (9.34)  $t = \Delta_M n$ , находим

$$\begin{aligned} Z(\Delta_M n) &= \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) H(\Delta_M n - \tau) d\tau = \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{k\Delta_M}^{(k+1)\Delta_M} S(\tau) H(n\Delta_M - \tau) d\tau. \end{aligned} \quad (9.37)$$

Таким образом, ошибка в точках отсчета составляет

$$\delta(\Delta_M n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta_{nk},$$

где

$$\delta_{nk} = \Delta S(\Delta_M n - \Delta_M k) - \int_{k\Delta_M}^{(k+1)\Delta_M} S(\tau) H(n\Delta_M - \tau) d\tau, \quad (9.38)$$

при этом

$$Z_{\Delta_M}(\Delta_M n) = Z(\Delta_M n) + \delta(\Delta_M n). \quad (9.39)$$

Рассмотрим квадрат среднеквадратической ошибки при представлении (9.34) функцией (9.35)

$$\begin{aligned} \rho_z^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} |Z(t) - Z_{\Delta_M}(t)|^2 dt = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{Z}(\omega) - \\ &- \tilde{Z}_{\Delta_M}(\omega)|^2 d\omega = 2\pi \int_{-\infty}^{-\pi/\Delta_M} |\tilde{Z}(\omega)|^2 d\omega + \\ &+ 2\pi \int_{\pi/\Delta_M}^{\infty} |\tilde{Z}(\omega)|^2 d\omega + 2\pi \int_{-\pi/\Delta_M}^{\pi/\Delta_M} |\tilde{Z}(\omega) - \tilde{Z}_{\Delta_M}(\omega)|^2 d\omega. \end{aligned} \quad (9.40)$$

Из формулы (9.40) следует, что ошибка ограничена снизу величиной  $\rho_{\Delta_M z}^2 \leq \rho_z^2$ , где

$$\rho_{\Delta_M z}^2 = 2\pi \left\{ \int_{-\infty}^{-\pi/\Delta_M} |\tilde{Z}(\omega)|^2 d\omega + \int_{\pi/\Delta_M}^{\infty} |\tilde{Z}(\omega)|^2 d\omega \right\}. \quad (9.41)$$

В [64] указано, что оценка ошибки сверху определяется характером убывания спектра  $\tilde{Z}(\omega)$  и для  $\delta(\Delta_M n) = 0$  во многих практически интересных случаях

$$\rho_{\Delta_M z}^2 \leq \rho_z^2 \leq 4 \rho_{\Delta_M z}^2. \quad (9.42)$$

Можно предположить (и практика моделирования это подтверждает), что при  $\delta(\Delta_M n)$  формула (9.42) также пригодна для выбора  $\Delta_M$ , если учесть значение энергии представляемой функции,

приходящееся на частоты вне интервала  $|\omega\Delta_M| \leq \pi$ . Естественно, что  $\Delta_M$  выбирается по наиболее широкополосному из представляемых процессов.

Рассмотрим теперь ошибки при моделировании фильтрации шума. В непрерывном случае (9.19) для одной из составляющих, опуская индексы, получаем

$$P(t) = \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau) H(t - \tau) d\tau. \quad (9.43)$$

Соответственно в дискретном случае

$$P_{\Delta_M}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_{\Delta_M}(n\Delta_M) \frac{\sin \pi(t/\Delta_M - n)}{\pi(t/\Delta_M - n)}, \quad (9.44)$$

где

$$P_{\Delta_M}(n\Delta_M) = \Delta_M \sum_{k=-\infty}^{\infty} n(\Delta_M k) H(\Delta_M n - \Delta_M k),$$

а  $n(\Delta_M k)$  — нормальные взаимонезависимые случайные величины с нулевым средним и дисперсией, равной  $\sigma^2$ .

Вычислим корреляционные функции шумов  $P(t)$  и  $P_{\Delta_M}(t)$ :

$$\begin{aligned} R(t_2 - t_1) &= \overline{P(t_1)P(t_2)} = n_0 \int_{-\infty}^{\infty} H(\tau) H(\tau + t_2 - t_1) d\tau, \\ R_{\Delta_M}(\Delta_M m - \Delta_M n) &= \overline{P_{\Delta_M}(\Delta_M n)P_{\Delta_M}(\Delta_M m)} = \Delta_M^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \times \\ &\times \overline{n(\Delta_M k)n(\Delta_M l)} H(\Delta_M n - \Delta_M k) H(\Delta_M m - \\ &- \Delta_M l) = D \Delta_M^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} H(\Delta_M n - \Delta_M k) H(\Delta_M m - \Delta_M k) = \\ &= D \Delta_M^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} H(\Delta_M k) H(\Delta_M k + \Delta_M m + \Delta_M n), \quad (9.45) \\ R_{\Delta_M}(t_2, t_1) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} P_{\Delta_M}(n\Delta_M) P_{\Delta_M}(m\Delta_M) \times \\ &\times \frac{\sin \pi(t_1/\Delta_M - n)}{\pi(t_1/\Delta_M - n)} \frac{\sin \pi(t_2/\Delta_M - m)}{\pi(t_2/\Delta_M - m)} = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{\Delta_M}(\Delta_M n) \frac{\sin(\pi/\Delta_M)(t_1 - m\Delta_M)}{(\pi/\Delta_M)(t_1 - m\Delta_M)} \times \\ &\times \frac{\sin(\pi/\Delta_M)[t_2 - (m+n)\Delta_M]}{(\pi/\Delta_M)[t_2 - (m+n)\Delta_M]} = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{\Delta_M}(\Delta_M n) \frac{\sin(\pi/\Delta_M)(t_2 - t_1 - n\Delta_M)}{(\pi/\Delta_M)(t_2 - t_1 - n\Delta_M)}. \end{aligned}$$

Отсюда по аналогии с (9.37) — (9.38) можно записать

$$D_n = n_0/\Delta_M,$$

$$R_{\Delta_M}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{\Delta_M}(\Delta_M n) \frac{\sin(\pi/\Delta_M)(t - n\Delta_M)}{(\pi/\Delta_M)(t - n\Delta_M)}, \quad (9.46)$$

где

$$R_{\Delta_M}(\Delta_M n) = R(\Delta_M n) + \delta(\Delta_M n); \quad \delta(\Delta_M n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta_{nk};$$

$$\delta_{nk} = \Delta_M \int_{k\Delta_M}^{(k+1)\Delta_M} H(\tau) H(n\Delta_M - \tau) d\tau.$$

При этом квадрат среднеквадратической ошибки представления корреляционной функции в виде (9.46) оценивается по формуле (9.42).

В частном случае согласованной фильтрации

$$h_0(t) = s_0(-t); \quad h(t) = s^*(-t).$$

Определим отношение сигнал-шум по формуле

$$q^2 = s^2(0)/2k_M(0). \quad (9.48)$$

Подставляя значение (9.47) в формулы (9.8), (9.11), получаем

$$S(0) = \frac{1}{\sqrt{E}} \int_{-\infty}^{\infty} s_0^2(t) dt = \frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt = \sqrt{E}, \quad k_M(0) = n_0. \quad (9.49)$$

При этом

$$s_c(0) = \sqrt{E}, \quad s_s(0) = 0, \quad \overline{M_c^2(t)} = \overline{M_s^2(t)} = n_0,$$

$$\overline{M_c(0)M_s(0)} = 0.$$

Для дискретной фильтрации по формулам (9.33) в этом случае имеем

$$s_{\Delta_{MC}}(0) = \frac{\Delta_M \sqrt{E}}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(\Delta_M k); \quad s_{\Delta_{MS}}(0) = 0; \quad (9.50)$$

$$R_{\Delta_M}(0) = n_0 \frac{\Delta \sqrt{E}}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S^2(\Delta_M k). \quad (9.51)$$

Требуемое отношение сигнал-шум определяется (9.48). Для непрерывных сигналов с использованием выражений (9.49) получим

$$q^2 = E/(2n_0). \quad (9.52)$$

В модели при дискретном представлении сигналов и шумов отношение сигнал-шум с учетом (9.50) и (9.51) будет определяться формулой

$$\frac{s_{\Delta_{MC}}^2(0)}{2R_{\Delta_M}(0)} = \frac{\Delta_M \sqrt{E}}{4n_0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S^2(\Delta_M k). \quad (9.53)$$

#### 9.4. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ

Рассмотрим примеры моделирования обработки в радиоприемном устройстве импульсов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ импульсов). Входной ЛЧМ импульс опишем выражением [25]:

$$s_0(t) = \sqrt{2E/\tau_c} \operatorname{Re} \exp \{-i[\omega_0 t + (\Omega/2\tau_c)t^2 + \varphi_0]\} =$$

$$= \sqrt{E} \operatorname{Res}(t) \exp \{-i\omega_0 t\}, \quad |t| \leq \tau_c/2, \quad (9.54)$$

где  $\tau_c$  — длительность входного импульса;  $\Omega/2\pi = f_c$  — девиация частоты,  $\Omega \ll \omega_0$ ;  $s(t) = \sqrt{2/\tau_c} \exp \{-i[(\Omega/2\tau_c)t^2 + \varphi_0]\}$  — комплексная огибающая входного импульса.

Пусть обработка входного сигнала заключается в согласованной фильтрации, подавлении боковых лепестков свернутого импульса и детектировании. Импульсная характеристика согласованного фильтра

$$h_0(t) = \sqrt{2/\tau_c} \operatorname{Re} \{-i[\omega_0 t - (\Omega/2\tau_c)t^2 - \varphi_0]\} = \operatorname{Re} h(t) \exp \{-i\omega_0 t\}, \quad |t| \leq \tau_c/2. \quad (9.55)$$

При таком задании характеристики фильтр является физически нереализуемым, однако это не имеет значения для рассматриваемых вопросов. Удобство записи (9.55) заключается в достижении максимума шума огибающей выходного сигнала при  $t=0$ .

Сигнал на выходе согласованного фильтра в соответствии с формулой (9.8) равен

$$s_\Phi(t) = \frac{\sqrt{E}}{\tau_c} \operatorname{Re} \int_{\max(-\tau_c/2, t-\tau_c/2)}^{\min(\tau_c/2, t+\tau_c/2)} \exp \left\{ -i \left[ \omega_0 \tau - \frac{\Omega}{2\tau_c} \tau^2 - \varphi_0 - \omega_0(t-\tau) + \frac{\Omega}{2\tau_c}(t-\tau^2) + \varphi_0 \right] \right\} d\tau =$$

$$= \sqrt{E} \frac{\sin[(\Omega t/2)(1 - |t|/\tau_c)]}{\Omega t/2} \cos \omega_0 t, \quad |t| \leq \tau_c. \quad (9.56)$$

Корреляционная функция шума на выходе согласованного фильтра в соответствии с формулой (9.12) равна

$$K_M(t) = \frac{n_0}{\sqrt{E}} s_\Phi(t) = n_0 \frac{\sin[(\Omega t/2)(1 - |t|/\tau_c)]}{\Omega t/2} \cos \omega_0 t.$$

Вычисляя преобразование Фурье от (9.57), получаем энергетический спектр выходного шума

$$\tilde{K}_M(\omega) = (n_0/\sqrt{E}) S_\Phi(\omega), \quad (9.58)$$

где  $S_\Phi(\omega)$  — спектр сигнала на выходе согласованного фильтра.

Для подавления боковых лепестков часто используется фильтр Хемминга, имеющий импульсную характеристику

$$h_1(t) = \frac{1}{\sqrt{1,36}} \left\{ \delta(t) + 0,425 \left[ \delta\left(t - \frac{2\pi}{\Omega}\right) + \delta\left(t + \frac{2\pi}{\Omega}\right) \right] \right\} \quad (9.59)$$

и частотную характеристику

$$\tilde{h}_1(\omega) = (1/\sqrt{1,36}) (1 + 0,85 \cos 2\pi\omega_0/\Omega), \quad (9.60)$$

где  $\omega_0/\Omega$  — целое число.

Сигнал на выходе фильтра Хемминга

$$s_1(t) = \frac{1}{\sqrt{1,36}} \left\{ s_\Phi(t) + 0,425 \left[ s\left(t - \frac{2\pi}{\Omega}\right) + s\left(t + \frac{2\pi}{\Omega}\right) \right] \right\}, \quad (9.61)$$

а его спектр  $S_1(\omega) = S_\Phi(\omega) \tilde{h}_1(\omega)$ .

Аналогично формулам (9.57), (9.58) можно получить энергетический спектр шума на выходе фильтра Хемминга

$$\tilde{K}_{M1}(\omega) = (n_0/\sqrt{E}) S_\Phi(\omega) |\tilde{h}_1(\omega)|^2 = (n_0/\sqrt{E}) S_1(\omega) \tilde{h}^*(\omega) \quad (9.62)$$

и корреляционную функцию

$$K_{M1}(t) = (n_0/\sqrt{E}) \{ s_\Phi(t) + 0,625 [s_\Phi(t + 1/f_c) + s_\Phi(t - 2/f_c) + s_\Phi(t + 2/f_c)] \}. \quad (9.63)$$

Полученные выражения для спектров позволяют выбрать шаг выборки  $\Delta_m$  по формуле (9.42), необходимый для моделирования процесса обработки ЛЧМ импульса в соответствии с алгоритмом (9.33).

При больших коэффициентах сжатия  $K_{сж} = f_{сж} \gg 1$  сигнал на выходе согласованного фильтра (9.56) хорошо описывается приближенной формулой

$$s_\Phi(t) \approx \sqrt{E} \frac{\sin \Omega t/2}{\Omega t/2} \cos \omega_0 t, \quad (9.64)$$

из которой нетрудно получить выражение для его спектра

$$S_\Phi(\omega) \approx \sqrt{E} \frac{\pi}{\Omega} \left( \text{rect} \frac{\omega - \omega_0}{\Omega} + \text{rect} \frac{\omega + \omega_0}{\Omega} \right). \quad (9.65)$$

Таким образом, спектр сигнала на выходе согласованного фильтра представляет собой четную функцию, которая в области положительных частот по мере увеличения коэффициента сжатия сигнала приближается к прямоугольному с полосой частот, равной  $\Omega$ .

То же относится к энергетическому спектру шума на выходе согласованного фильтра. При этом отношение сигнал-шум, определяемое в соответствии с (9.56), (9.57), составляет

$$q^2 = s_\Phi^2(0)/2K_M(0) = E/2n_0. \quad (9.66)$$

Анализ выражений (9.61) — (9.63) показывает, что фильтр Хемминга подавления боковых лепестков осуществляет снижение амплитуды и расширение главного лепестка сигнала. При этом спектр сигнала сужается. В еще большей степени сужается энергетический спектр шума. Отношение сигнал-шум уменьшается:

$$q_1^2 = s_1(0)/2K_{M1}(0) \approx E/2,72n_0 = q^2/1,36. \quad (9.67)$$

Аналогичные эффекты возникают и при использовании других типов фильтров для подавления боковых лепестков.

Сказанное позволяет сделать вывод, что при определении  $\Delta_m$  для моделирования обработки ЛЧМ импульса в радиоприемном устройстве следует использовать спектр огибающей сигнала на выходе согласованного фильтра  $S_{ог}(\omega)$ . Квадрат среднеквадратической ошибки (9.62), отнесенный к энергии выходного сигнала, оценивается при этом неравенствами

$$\begin{aligned} \frac{1}{\beta_\Phi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_{ог}(\omega)|^2 d\omega + \frac{1}{\beta_\Phi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_{ог}(\omega)|^2 d\omega &\leq \\ &\leq \rho^2 \leq \frac{4}{\beta_\Phi} \left\{ \int_{\pi/\Delta_m}^{\infty} |S_{ог}(\omega)|^2 d\omega + \int_{-\infty}^{\pi/\Delta_m} |S_{ог}(\omega)|^2 d\omega \right\}. \end{aligned} \quad (9.68)$$

где  $\beta_\Phi = \int_{-\infty}^{\infty} |S_{ог}(\omega)|^2 d\omega$ .

При таком выборе шага можно получить на модели, с ошибкой не хуже заданной, огибающую выходного сигнала как на выходе согласованного фильтра, так и на выходе различных фильтров подавления боковых лепестков.

Если моделируются другие виды детектирования, то следует учитывать возможное расширение спектра и соответственно уменьшать шаг выборки. Так, например, нормированная огибающая сигнала (9.64) имеет прямоугольный спектр с полосой частот  $\Omega$ :

$$s_{ог}(t) = \frac{\sin \Omega t/2}{\Omega t/2}, \quad S_{ог}(\omega) = \frac{2\pi}{\Omega} \text{rect} \frac{\omega}{\Omega}. \quad (9.69)$$

Квадрат огибающей имеет спектр

$$\begin{aligned} S_{ог}^2(\omega) &= \frac{4\pi^2}{\Omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect} \frac{v}{\Omega} \text{rect} \frac{\omega - v}{\Omega} dv = \\ &= \left( 1 - \frac{|\omega|}{\Omega} \right) 4\pi^2, \quad |\omega| \leq \Omega, \end{aligned} \quad (9.70)$$

занимающий полосу частот  $2\Omega$ .

Следует заметить, что получение выходных импульсов известной заранее формы не может являться причиной для включения в какую-либо модель РЛС блока моделирования сигналов в радиоприемном устройстве. Такие сигналы или шумы с известной заранее функцией корреляции можно получить в модели более экономичными способами. Поэтому приведенные примеры следует рассматривать лишь как иллюстрацию применения рассматриваемых методов моделирования.

## 9.5. МОДЕЛЬ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС АВТОСОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

Упрощенная структурная схема амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной РЛС, предназначенной для автоматического

го сопровождения целей, приведена на рис. 4.10. С помощью рассматриваемой ниже модели можно производить оценку основных характеристик станции: вероятности обнаружения и устойчивого автосопровождения целей, ошибки определения угловых координат. Кроме этого можно исследовать влияние различных факторов (флуктуаций ЭПР, параметров различных устройств РЛС и т. д.) на характеристики обнаружения и автосопровождения целей.

При моделировании наибольшую сложность представляет математическое описание углового дискриминатора. Его описание можно провести несколькими методами. Рассмотрим метод, связанный с расчетом сигналов и шумов в элементах углового дискриминатора. Данный метод наиболее полно описывает процессы, протекающие в реальном дискриминаторе, и, кроме того, позволяет учесть влияние фазовой неидентичности в каналах.

В рассматриваемой моноимпульсной РЛС для формирования диаграммы направленности используется параболическая антенна диаметром  $d_n$ . При равномерном распределении поля в раскрытии антенны каждая из четырех парциальных ДН описывается выражением

$$F_i(\theta) = \frac{\sin(1/2 \kappa_\lambda d_n \theta_{от} \pm \pi/2)}{1/2 \kappa_\lambda d_n \theta_{от} \pm \pi/2}, \quad (9.71)$$

где  $\theta_{от} = \theta_\alpha / \theta_{0.5}$  — угловая координата в относительных единицах;  $\theta_{0.5}$  — ширина парциального луча, мин;  $\theta_\alpha$  — угловая координата, отсчитанная от центра ДН, мин;  $\kappa_\lambda = 2\pi/\lambda$  — волновое число;  $d_n$  — диаметр антенны, м;  $i=1, 2, 3, 4$ .

Суммарная ДН в одной из плоскостей, проходящей через равносигнальное направление, описывается выражением

$$F_c(\theta) = \frac{(\pi/2)^2 \cos 1/2 \kappa_\lambda d_n \theta_{от}}{(\pi/2)^2 + (1/2 \kappa_\lambda d_n \theta_{от})^2}. \quad (9.72)$$

Разностная ДН в одной из плоскостей имеет вид

$$F_p(\theta) = \sqrt{F_1^2(\theta) + F_2^2(\theta) - 2F_1(\theta)F_2(\theta)\cos(\varphi_1 - \varphi_2)};$$

$$F_p(\theta) = \begin{cases} \arctg \left[ -\frac{F_2(\theta) \sin \varphi_1}{F_1(\theta) - F_2(\theta) \cos \varphi_1} \right] & \text{при } F_1(\theta) > F_2(\theta) \cos \varphi_1; \\ \arctg \left[ -\frac{F_2(\theta) \sin \varphi_1}{F_1(\theta) - F_2(\theta) \cos \varphi_1} \right] + \pi & \text{при } \begin{cases} \varphi_1 < 0, \\ F_1(\theta) < F_2(\theta) \cos \varphi_1; \end{cases} \\ \arctg \left[ -\frac{F_2(\theta) \sin \varphi_1}{F_1(\theta) - F_2(\theta) \cos \varphi_1} \right] - \pi & \text{при } \begin{cases} \varphi_1 > 0, \\ F_1(\theta) < F_2(\theta) \cos \varphi_1. \end{cases} \end{cases} \quad (9.73)$$

Отраженный сигнал на входе антенны можно записать в виде

$$u_{вх} = f(u_R, u_\Phi),$$

где  $u_R$  — составляющая отраженного сигнала, зависящая от потенциала станции и дальности до цели;  $u_\Phi$  — составляющая отраженного сигнала, зависящая от флуктуаций ЭПР цели.

Для дальнейших исследований отраженный сигнал удобно представить в

относительной величине, приведенной к мощности шума приемника суммарного канала.

Отношение сигнал-шум по мощности, пересчитанное на вход антенны,

$$q_{вх}^2(0) = P_c \sigma_{\Phi} / R^4, \quad (9.74)$$

где  $P_c$  — потенциал станций, определяемый мощностью передатчика, чувствительностью приемника, длительностью импульса, потерями в трактах и т. д.;  $\sigma_{\Phi}$  — ЭПР цели;  $R$  — дальность до цели.

В амплитудных суммарно-разностных моноимпульсных РЛС величина фазовой неидентичности высокочастотного тракта может составлять 10—40° [21]. Такая фазовая неидентичность окажет влияние на точность определения угловых координат и практически мало сказывается на уменьшении амплитуды суммарного сигнала. Поэтому в дальнейшем влиянием фазовой неидентичности при расчете амплитуды сигнала и отношения сигнал-шум в суммарном канале пренебрежем. При этих условиях выражения для суммарного сигнала и отношения сигнал/шум по мощности на выходе волноводного моста имеют вид [25]

$$u_c = u_{вх} F_c^2(\theta), \quad (9.75)$$

$$q_c^2 = \frac{P_c \sigma_{\Phi}}{R^4} F_c^4(\theta). \quad (9.76)$$

Принятый суммарный сигнал проходит через линейную часть приемника (где складывается с шумами) и детектор огибающей.

Суммарный сигнал на выходе линейной части приемника можно представить как

$$u_{с\text{ вых}} = u_c + u_{шс}, \quad (9.77)$$

где  $u_{шс}$  — напряжение шума на выходе линейной части приемника.

Выражения для модуля и фазы суммарного сигнала на выходе линейной части приемника можем записать в виде

$$|u_{с\text{ вых}}| = |\sqrt{u_c^2 + u_{шс}^2 + 2u_c u_{шс} \cos(\varphi_{с\text{ вых}} - \varphi_{шс})}|, \quad (9.78)$$

где  $u_c$ ,  $u_{шс}$  — амплитуды сигнала и шума в линейной части суммарного приемника;  $\varphi_{шс}$ ,  $\varphi_{с\text{ вых}}$  — фазы шумового и суммарного сигналов на выходе линейной части приемника;

$$\varphi_{с\text{ вых}} = \arctg \frac{|u_c| \sin \varphi_c + |u_{шс}| \sin \varphi_{шс}}{|u_c| \cos \varphi_c + |u_{шс}| \cos \varphi_{шс}}, \quad (9.79)$$

где  $\varphi_c$  — фаза суммарного сигнала на выходе волноводного моста, равная

$$\varphi_c = \arctg \frac{u(\theta_1) \sin \varphi_{I1} + u(\theta_2) \sin \varphi_{II1}}{u(\theta_1) \cos \varphi_{I1} + u(\theta_2) \cos \varphi_{II1}}, \quad (9.80)$$

$u(\theta_1)$  и  $u(\theta_2)$  — значения модулей суммарных сигналов в первой и второй плоскостях соответственно:

$$u(\theta_1) = u_{вх} \sqrt{F_1^2(\theta_1) + F_2^2(\theta_1) + 2F_1(\theta_1)F_2(\theta_1)\cos\varphi_{I1}},$$

$$u(\theta_2) = u_{вх} \sqrt{F_3^2(\theta_2) + F_4^2(\theta_2) + 2F_3(\theta_2)F_4(\theta_2)\cos\varphi_{II1}};$$

$\varphi_{I1}$  и  $\varphi_{II1}$  — фазы суммарных сигналов в первой и второй плоскостях соответственно:

$$\varphi_I = \arctg \frac{F_1(\theta_1) \sin \varphi_1 + F_2(\theta_1) \sin \varphi_2}{F_1(\theta_1) \cos \varphi_1 + F_2(\theta_1) \cos \varphi_2},$$

$$\varphi_{II} = \arctg \frac{F_3(\theta_2) \sin \varphi_3 + F_4(\theta_2) \sin \varphi_4}{F_3(\theta_2) \cos \varphi_3 + F_4(\theta_2) \cos \varphi_4},$$

$\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$  — начальные фазы сигналов, принятых по каждой парциальной диаграмме направленности с учетом фазовой неидентичности.

Закон распределения фазы шумового колебания считаем равномерным в интервале  $0-2\pi$ .

Для дальнейших исследований модуль суммарного сигнала на входе детектора удобно представить относительной величиной, приведенной к мощности шума приемника суммарного канала. Тогда

$$\left| \frac{u_{с\text{ вых}}}{\sqrt{2}\sigma_{шс}} \right| = \left| \sqrt{\frac{u_c^2}{2\sigma_{шс}} + \frac{u_{шс}^2}{2\sigma_{шс}^2} + \frac{u_c u_{шс}}{\sigma_{шс}^2} \cos(\varphi_{с\text{ вых}} - \varphi_{шс})} \right|. \quad (9.81)$$

Отношение сигнал-шум на выходе линейной части приемника суммарного канала можем записать в виде

$$q_{с\text{ вых}}^2 = \frac{P_c \sigma_{\Delta\Phi}(\theta) F_c^4(\theta)}{2\sigma_{шс}^2 R^4} + u_{шс\text{ отн}}^2 +$$

$$+ 2 \left| \sqrt{\frac{P_c \sigma_{\Delta\Phi}(\theta) F_c^4(\theta)}{2\sigma_{шс}^4 R^4}} \right| u_{шс\text{ отн}} \cos(\varphi_{с\text{ вых}} - \varphi_{шс}), \quad (9.82)$$

где  $u_{шс\text{ отн}} = u_{шс} / (\sqrt{2}\sigma_{шс})$  — относительное значение амплитуды шума приемника суммарного канала.

Если реальный амплитудный детектор аппроксимировать безынерционным линейным детектором, то напряжение и отношение сигнал-шум на его выходе определяются соответственно уравнениями (9.78) и (9.79), умноженными на коэффициент передачи детектора. Разностный сигнал на входе приемника запишем как

$$u = u_p \sin(\omega t + \varphi_p), \quad (9.83)$$

$$u_p = u_c \sqrt{F_1^2(\theta_1) + F_2^2(\theta_1) - 2F_1(\theta_1)F_2(\theta_1)\cos\varphi_p} = u_c F_p(\theta), \quad (9.84)$$

где  $\varphi_p = \varphi_1 - \varphi_2$ .

Фаза разностного сигнала на выходе волноводного моста определяется из следующих соотношений:

$$\varphi_{pn} = \arctg \begin{cases} \frac{F_2(\theta_1) \sin \varphi_p}{F_1(\theta_1) - F_2(\theta_1) \cos \varphi_p} & \text{при } F_1(\theta_1) > F_2(\theta_1) \cos \varphi_p, \\ \frac{F_2(\theta_1) \sin \varphi_p}{F_1(\theta_1) - F_2(\theta_1) \cos \varphi_p} + \pi & \text{при } \begin{cases} \varphi_p = 0, \\ F_1(\theta_1) < F_2(\theta_1) \cos \varphi_p, \end{cases} \\ \frac{F_2(\theta_1) \sin \varphi_p}{F_1(\theta_1) - F_2(\theta_1) \cos \varphi_p} - \pi & \text{при } \begin{cases} \varphi_p = 0, \\ F_1(\theta_1) < F_2(\theta_1) \cos \varphi_p. \end{cases} \end{cases} \quad (9.85)$$

Принятый разностный сигнал в линейной части приемного устройства складывается с шумовым сигналом. Следовательно, на входе фазового детектора разностный сигнал

$$u_{p\text{ вых}} = u_p + u_{шp}. \quad (9.86)$$

Модуль разностного сигнала

$$|u_{p\text{ вых}}| = \sqrt{u_p^2 + u_{шp}^2 + 2u_p u_{шp} \cos(\varphi_{шp} - \varphi_{p\text{ вых}})}, \quad (9.87)$$

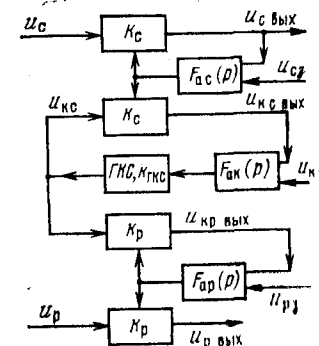
где  $\varphi_{шp}$  — начальная фаза шумового сигнала на выходе линейной части приемника разностного канала.

Фаза разностного сигнала на выходе линейной части приемника разностного канала определяется из следующих соотношений:

$$\varphi_{p\text{ вых}} = \varphi_{pn} + \begin{cases} \arcsin \frac{|u_{шp}|}{|u_p|} \sin(\varphi_{шp} - \varphi_{pn}) & \text{при } |u_p| > |u_{шp}|; \\ \arcsin \frac{|u_{шp}|}{|u_p|} \sin(\varphi_{шp} - \varphi_{pn}), & \\ \text{при } \begin{cases} \varphi_{шp} - \varphi_{pn} = 0 \div \pi/2, & |u_p| < |u_{шp}|, \\ \varphi_{шp} - \varphi_{pn} = \frac{3}{2}\pi \div 2\pi; \end{cases} & \\ \arcsin \frac{|u_{шp}|}{|u_p|} \sin(\varphi_{шp} - \varphi_{pn}) + \frac{\pi}{2} & \\ \text{при } \begin{cases} |u_p| < |u_{шp}|, \\ \varphi_{шp} - \varphi_{pn} = \frac{\pi}{2} \div \pi; \end{cases} & \\ \arcsin \frac{|u_{шp}|}{|u_p|} \sin(\varphi_{шp} - \varphi_{pn}) - \frac{\pi}{2} & \\ \text{при } \begin{cases} |u_p| < |u_{шp}| \\ \varphi_{шp} - \varphi_{pn} = \pi \div \frac{3}{2}\pi. \end{cases} & \end{cases} \quad (9.88)$$

Будем считать, что в рассматриваемой РЛС нормировка амплитуд суммарного и разностного сигналов относительно амплитуды суммарного сигнала производится с помощью системы АРУ (см. рис. 3.26), использующей генератор контрольных сигналов (ГКС). Структурная схема системы АРУ углового канала приведена на рис. 9.2. Тогда, с учетом работы системы АРУ, модуль разностного сигнала на выходе детектора имеет следующий вид:

Рис. 9.2. Структурная схема системы АРУ



$$|u_{pn}| = \left| \frac{u_{p\text{ вых}}}{u_{к\text{ вых}}} \right| =$$

$$= \left| \sqrt{\frac{u_p^2}{u_{к\text{ вых}}^2} + \frac{u_{шp}^2}{u_{к\text{ вых}}^2} + 2 \frac{|u_p| |u_{шp}|}{u_{к\text{ вых}}^2} \cos(\varphi_{шp} - \varphi_{p\text{ вых}})} \right|. \quad (9.89)$$

где  $u_{к\text{ вых}}$  — напряжение контрольного сигнала на выходе линейной части приемника, в соответствии с которым производится нормировка коэффициента усиления в приемнике разностного канала.

В относительных величинах, приведенных к мощности шума приемника разностного канала, пронормированный модуль разностного сигнала равен

$$|u_{рн}| = \sqrt{\frac{u_p^2 q_c^2}{q_{р\text{ вых}}^2} + \frac{u_{ш\text{р отн}}^2}{q_{р\text{ вых}}^2} + \frac{2 u_p u_{ш\text{р отн}} q_c^2}{q_{р\text{ вых}}^2} \cos(\varphi_{ш\text{р}} - \varphi_{р\text{ вых}})}, \quad (9.90)$$

где  $q_{р\text{ вых}}$  — отношение сигнал-шум контрольного сигнала по мощности на выходе линейной части приемника разностного канала;  $u_{ш\text{р отн}}$  — относительное значение шума приемника разностного канала. Знак сигнала ошибки зависит от разности фаз разностного и суммарного сигналов. Фазы суммарного и разностного сигналов на входе фазового детектора определяются выражениями (9.79) и (9.88).

Напряжение на выходе линейного фазового детектора

$$u_p(\theta) \approx 2 K_{фд} u_{рн} \cos(\varphi_{р\text{ вых}} - \varphi_{с\text{ вых}}). \quad (9.91)$$

Тогда сигнал ошибки в угловом канале для совместного и раздельного формирования модуля и знака сигнала ошибки соответственно равен

$$\Delta \theta_p = 2 K_{фд} \left| \sqrt{\frac{u_p^2 q_c^2}{q_{р\text{ вых}}^2} + \frac{u_{ш\text{р отн}}^2}{q_{р\text{ вых}}^2} + \frac{2 u_p u_{ш\text{р отн}} q_c^2}{q_{р\text{ вых}}^2} \cos(\varphi_{ш\text{р}} - \varphi_{р\text{ вых}})} \right| \times \cos(\varphi_{р\text{ вых}} - \varphi_{с\text{ вых}}), \quad (9.92)$$

$$\Delta \theta'_p = K_{д} \left| \sqrt{\frac{u_p^2 q_c^2}{q_{р\text{ вых}}^2} + \frac{u_{ш\text{р отн}}^2}{q_{р\text{ вых}}^2} + \frac{2 u_p u_{ш\text{р отн}} q_c^2}{q_{р\text{ вых}}^2} \cos(\varphi_{ш\text{р}} - \varphi_{р\text{ вых}})} \right| \times \text{sign}[-\cos(\varphi_{р\text{ вых}} - \varphi_{с\text{ вых}})]. \quad (9.93)$$

Теперь определим отношение сигнал-шум контрольного сигнала  $q_{р\text{ вых}}$  в приемнике с учетом работы системы АРУ. Хорошие результаты дает экспоненциальная аппроксимация регулировочной характеристики АРУ при моделировании в случае малых изменений амплитуды сигнала  $\Delta u_{\text{вых}}$  на выходе приемника за счет инерционности АРУ. Требование малых изменений амплитуды сигнала  $\Delta u_{\text{вых}}$  на выходе приемника соответствует реальным требованиям к работе приемных устройств моноимпульсных РЛС, осуществляющих автоматическое слежение за целью. При такой аппроксимации регулировочной характеристики имеем

$$K_{\text{рег}} = K_{\text{max}} \exp(-b_{ар} u_{\text{рег}}). \quad (9.94)$$

Амплитуда контрольного сигнала на выходе приемника при работающей системе АРУ равна

$$u_{к\text{ вых}} = K_{\text{max}} u_{р\text{ вых}} \exp[-b_{ар}(u_{р\text{ вых}} - u_{рз}) F_{ар}(p)] \text{ при } K_{\text{max}} u_{р\text{ вх}} > u_{рз}, \\ u_{к\text{ вых}} = K_{\text{max}} u_{р\text{ вх}} \text{ при } K_{\text{max}} u_{р\text{ вх}} \leq u_{рз}. \quad (9.95)$$

где  $u_{р\text{ вх}}$  — напряжение контрольного сигнала на входе приемника разностного канала;  $K_{\text{max}}$  — максимальный коэффициент усиления приемника разностного канала;  $u_{рз}$  — напряжение задержки АРУ приемника разностного канала;  $b_{ар}$  —

коэффициент регулировочной характеристики;  $F_{ар}(p)$  — разомкнутая передаточная функция фильтра АРУ.

Прологарифмировав выражение (9.95) и учтя следующие допущения и обозначения

$$u_{к\text{ вых}} = u_{рз} + \Delta u_z, \quad \ln(1 + \Delta u_z/u_{рз}) \approx \Delta u_z/u_{рз}, \\ \ln[u_{р\text{ вх}}/(\sqrt{2} \sigma_{шк})] = \ln q_{р\text{ вх}}, \quad (9.96)$$

получаем

$$\ln q_{р\text{ вых}}(a) = \frac{b_{ар} F_{ар}(p) u_{рз}}{1 + b_{ар} F_{ар}(p) u_{рз}} \ln q_{р\text{ вх}}. \quad (9.97)$$

Математические выражения, аналогичные (9.97), можно получить также для первой (приемника суммарного канала) и второй (генератора контрольного сигнала) петель АРУ:

$$\ln q_{р\text{ вх}} = \frac{b_{ак} F_{ак}(p) u_{кз}}{1 + b_{ак} F_{ак}(p) u_{кз}} \ln q_k, \quad (9.98)$$

$$\ln q_k = \frac{b_{ас} F_{ас}(p) u_{сз}}{1 + b_{ас} F_{ас}(p) u_{сз}} \ln q_c, \quad (9.99)$$

где  $q_{р\text{ вх}}$ ,  $q_k$  — отношение сигнал-шум по контрольному сигналу на входе приемника разностного и суммарного каналов.

Решая уравнения (9.97), (9.99) совместно, как систему уравнений, определим соотношение, устанавливающее связь между отношением сигнал-шум на входе приемника суммарного канала по эхо-сигналу и на выходе приемника разностного канала по контрольному сигналу

$$\ln q_{р\text{ вых}}(a) = \frac{b_{ас} u_{сз} F_{ас}(p)}{1 + b_{ар} u_{рз} F_{ар}(p)} \frac{b_{ак} u_{кз} F_{ак}(p)}{1 + b_{ак} u_{кз} F_{ак}(p)} \frac{b_{ар} u_{рз} F_{ар}(p)}{1 + b_{ар} u_{рз} F_{ар}(p)} \ln q_c. \quad (9.100)$$

Математическое выражение ошибки нормировки определяется также из уравнений (9.97), (9.99) и имеет вид

$$\frac{\Delta u_{рз}}{u_{рз}} = \ln q_c - \ln q_{р\text{ вых}}(a) = \\ = \ln q_c \left[ 1 - \frac{b_{ас} u_{сз} F_{ас}(p)}{1 + b_{ас} u_{сз} F_{ас}(p)} \frac{b_{ак} u_{кз} F_{ак}(p)}{1 + b_{ак} u_{кз} F_{ак}(p)} \frac{b_{ар} u_{рз} F_{ар}(p)}{1 + b_{ар} u_{рз} F_{ар}(p)} \right]. \quad (9.101)$$

Сигнал ошибки  $\Delta \theta_p$  (9.92) или (9.93) с выхода приемника разностного сигнала поступает на приводы контррефлектора. Структурные схемы привода контррефлектора (КР) и его модели приведены на рис. 9.3 и 9.4 [25]. Работа привода КР описывается системой следующих дифференциальных уравнений

$$\Delta \theta_1 = \Delta \theta_p \kappa_y; \quad \Delta \theta_2 = \Delta \theta_1 - \Delta \theta_3; \\ \Delta \theta_3 + \tau_k \frac{d \Delta \theta_3}{dt} = \tau_k \nu_k \frac{d^2 \Delta \theta_k}{dt^2} + \tau_k \tau_k \frac{d^3 \Delta \theta_k}{dt^3}; \\ \frac{d \Delta \theta_k}{dt} + (\tau_p + \tau_b + \tau_z) + (\tau_p \tau_b + \tau_{pk} \tau_{zk} + \tau_{bk} \tau_{zk}) \frac{d^3 \Delta \theta_k}{dt^3} + \\ + \tau_p \tau_b \tau_z \frac{d^4 \Delta \theta_k}{dt^4} = \Delta \theta_2. \quad (9.102)$$



Передаточная функция разомкнутой цепи генератор — двигатель

$$\kappa'_2(p) = 1/[p(1 + \tau_p p)(1 + \tau_a p)(1 + \tau_b p)] \quad (9.103)$$

Передаточная функция параллельного корректирующего звена

$$\kappa''_2(p) = \tau_k p / (1 + \tau_k p) \quad (9.104)$$

Нелинейная функция  $\gamma_2(\theta)$  аппроксимируется следующим выражением:

$$\begin{aligned} \gamma_2(\theta) &= \kappa_y \Delta \theta_0 - \Delta \theta_3 \quad \text{при } |\kappa_y \Delta \theta_0 - \Delta \theta_3| < \alpha_n, \\ \gamma_2(\theta) &= \alpha_n \quad \text{при } |\kappa_y \Delta \theta_0 - \Delta \theta_3| > \alpha_n. \end{aligned} \quad (9.105)$$

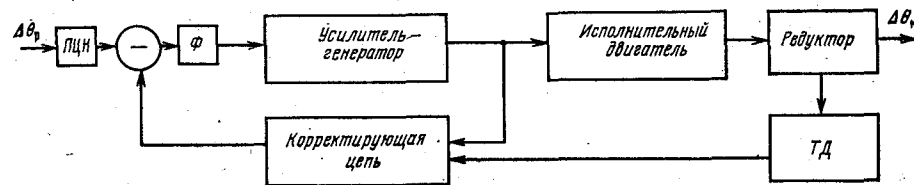


Рис. 9.3. Структурная схема привода контррефлектора

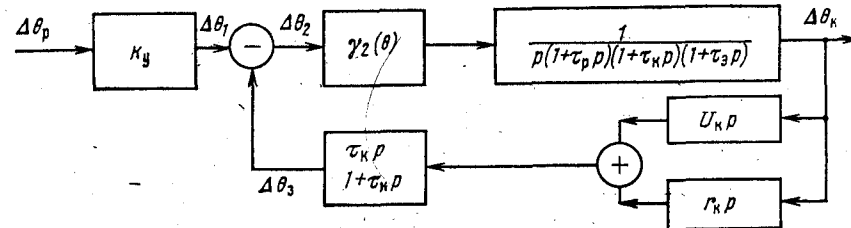


Рис. 9.4. Структурная схема модели привода контррефлектора

На рис. 9.4 и в уравнениях (9.102), (9.105) приняты следующие обозначения:  $\kappa_y$  — коэффициент усиления по управляющему воздействию;  $\kappa_k$  — коэффициент усиления сигнала обратной связи по скорости выходного вала;  $\kappa_k$  — коэффициент усиления сигнала обратной связи по ускорению выходного вала;  $\tau_p$  — электрохимическая постоянная времени разгона двигателя;  $\tau_a$  — электрическая постоянная времени якорной цепи генератор — двигатель;  $\tau_b$  — постоянная времени параллельного корректирующего контура;  $\tau_k$  — постоянная времени обмотки возбуждения генератора;  $\Delta \theta_k$  — измеренное значение относительной угловой координаты;  $\alpha_n$  — линейная зона усилителя.

Для удобства моделирования привод контррефлектора целесообразно разделить нелинейной функцией  $\gamma_2(\theta)$  на две части: фильтр некорректированного привода и фильтр корректирующей цепи, тогда можно записать:

$$\Delta \theta_k = \Delta \theta_2 \frac{1}{p(1 + \tau_p p)(1 + \tau_a p)(1 + \tau_b p)} \quad (9.106)$$

$$\Delta \theta_3 = \Delta \theta_k \tau_k p / (1 + \tau_k p) \quad (9.107)$$

Фильтр системы АРУ моделируется как аperiодическое звено с передаточной функцией

$$\kappa(p) = \frac{1/p T_p}{1 + 1/p T_p} \quad (9.108)$$

Моделирование режима поиска и обнаружения рассматривается, когда луч антенны относительно данных целеуказания перемещается по спирали Архимеда в плоскости, перпендикулярной линии визирования:

$$\rho_a = a_n \varphi_n(t) = (h_a/2\pi) \varphi_n(t) \quad (9.109)$$

где  $h_a$  — шаг спирали, определяемый шириной диаграммы направленности.

Структурная схема модели РЛС автосопровождения приведена на рис. 9.5. Эффективная поверхность рассеяния  $\sigma_{\text{эф}}$  как функ-

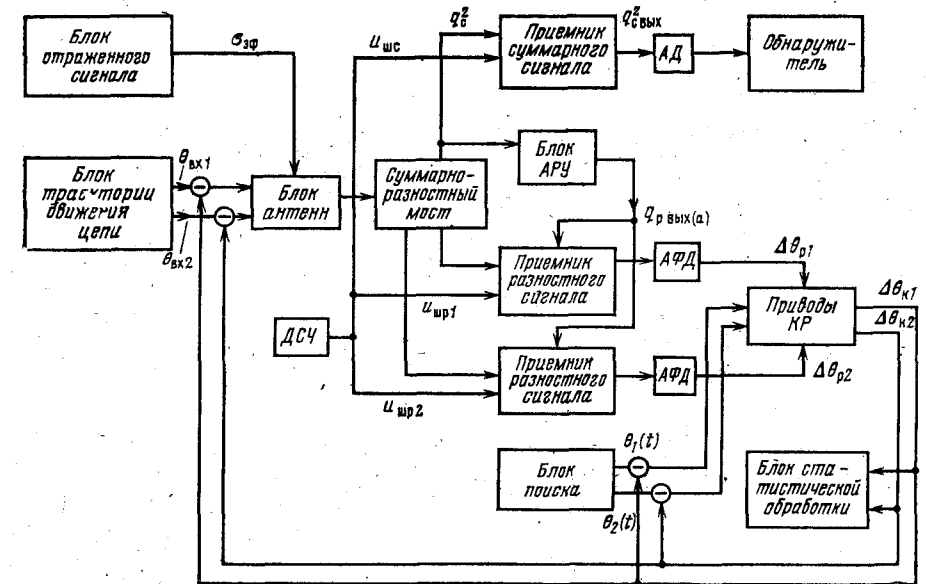


Рис. 9.5. Структурная схема модели моноимпульсной РЛС автосопровождения целей

ция угла  $\theta_c$  между осью цели и направлением наблюдения задается в виде таблицы, записанной в памяти ЭВМ с дискретностью  $\Delta \theta_c$ . Определив угол  $\theta_c$  для  $i$ -го зондирования, находят по таблице соответствующую поверхность, которую далее пересчитывают в отраженный сигнал.

Алгоритмы, моделирующие диаграммы направленности антенны и сигналы на выходах суммарно-разностного волноводного моста, составляются на основании выражений (9.71) — (9.73), (9.75), (9.77), (9.83), (9.85). Суммарный сигнал на выходе линейной частоты приемника описывается выражениями (9.78), (9.79), (9.82). При описании блока приемника разностного канала используются равенства (9.87), (9.90).

Сигнал ошибки в угловом канале для совместного и раздельного формирования модуля и знака сигнала ошибки соответственно описывается равенствами (9.92) и (9.93).

Схема нормировки коэффициентов усиления с помощью АРУ моделируется в соответствии с выражениями (9.95) и (9.97), фильтр системы АРУ — в соответствии с (9.108), а фильтр привода контррефлектора — в соответствии с (9.106) и (9.107). При составлении цифровых моделей фильтров системы АРУ и привода контррефлектора применяют метод цифровой свертки с использованием весовой функции разомкнутой системы [25].

Шумы приемных устройств моделируются с помощью датчика случайных чисел (ДСЧ). Датчик случайных чисел вырабатывает случайную последовательность чисел с нормальным законом распределения.

Исходными данными для определения динамических и флуктуационных ошибок измерения угловых координат являются реализации сигнала ошибки отработки приводами антенны входного воздействия при наличии шумов приемного устройства и флуктуаций отраженного сигнала.

Входное воздействие задается в виде эквивалентной синусоиды

$$\theta_{вх}(t) = A_0 \sin \omega_0 t, \quad (9.110)$$

где  $A_0 = \dot{x}/\omega_0$  — амплитуда;  $\omega_0 = \ddot{x}/\dot{x}$  — частота;  $\dot{x}$ ,  $\ddot{x}$  — первая и вторая производные от полинома, аппроксимирующего траекторию движения цели. Статистическая обработка ведется по ансамблю реализаций для выбранных средних значений отношения сигнал-шум. Задача статистической обработки заключается в том, чтобы из общей ошибки сопровождения

$$\Delta\theta(t) = \theta_{вх}(t) - \theta_k(t) = \delta_d \sin(\omega_0 t + \varphi_d) + \delta_\phi, \quad (9.111)$$

где  $\theta_k(t)$  — измеренное значение угловой координаты;  $\delta_d$  и  $\varphi_d$  — амплитуда и фаза динамической ошибки;  $\delta_\phi$  — значение флуктуационной ошибки, выделить динамическую и флуктуационную составляющие.

Амплитуду и фазу динамической ошибки при записи в дискретной форме можно определить из выражений

$$\begin{aligned} \delta_{di} &= \frac{2}{N} \left[ \sin \varphi_{di} \sum_{i=1}^N \Delta\theta_0(\Delta_t i) \cos(\omega_0 \Delta_t i) + \right. \\ &\quad \left. + \cos \varphi_{di} \sum_{i=1}^N \Delta\theta_0(\Delta_t i) \sin(\omega_0 \Delta_t i) \right], \\ \varphi_{di} &= \arctg = \left[ \sum_{i=1}^N \Delta\theta_0(\Delta_t i) \cos(\omega_0 \Delta_t i) \right] / \\ &\quad / \left[ \sum_{i=1}^N \Delta\theta_0(\Delta_t i) \sin(\omega_0 \Delta_t i) \right], \end{aligned} \quad (9.112)$$

где  $\Delta_t i = t$ ;  $i = 1, 2, 3, \dots, N$ ;  $N$  — количество точек, используемых при расчете ошибок;

$$\Delta\theta_0(\Delta_t i) = \Delta\theta(\Delta_t i) - \overline{\Delta\theta(\Delta_t i)};$$

$$\Delta\theta(\Delta_t i) = \left[ \sum_{i=1}^N \Delta\theta(\Delta_t i) \right] / N.$$

Среднее значение динамической ошибки

$$\bar{\delta} = \sum_{i=1}^{k_0} \delta_{di} / k_0, \quad (9.113)$$

где  $k_0$  — число реализаций сигнала ошибки;  $\delta_{di}$  — динамическая ошибка для фиксированных значений среднего отношения сигнал-шум в каждой из реализаций.

После вычитания в каждой реализации из  $\Delta\theta_0(\Delta_t i)$  детерминированной составляющей  $\delta_{di} \sin[\omega_0(\Delta_t i) + \varphi_{di}]$  получаем реализацию флуктуационной ошибки

$$\delta_\phi(\Delta_t i) = \Delta\theta_0(\Delta_t i) - \delta_{di} \sin[\omega_0(\Delta_t i) + \varphi_{di}].$$

Среднее значение корреляционной функции флуктуационной ошибки имеет вид

$$\overline{K(\Delta_t i)} = \sum_{i=1}^{k_0} K_i(\Delta_t i) / k_0, \quad (9.114)$$

где

$$K_i(\Delta_t i) = \frac{1}{N-m} \sum_{i=1}^{N-m} \delta_\phi(\Delta_t i) \delta_\phi[\Delta_t(i+1)];$$

$N$  — общее число точек при расчете корреляционной функции;  $m = 1, 2, 3, \dots, N/5$  — точки, в которых рассчитывается корреляционная функция;  $\Delta_t = T_p/N$  — временной интервал дискретности;  $T_p$  — общая длина реализации (интервал осреднения).

Среднее значение спектральной плотности флуктуационной ошибки определяется по формуле

$$G(\Delta_f i) = 4 \Delta_t \sum_{i=0}^{N-m} \overline{K(\Delta_t i)} \cos[\omega_0(\Delta_t i)], \quad (9.115)$$

где  $\Delta_f$  — частотный интервал дискретности.

Среднее значение дисперсии флуктуационной ошибки равно

$$\overline{\sigma_{\phi 0}^2} = \left\{ \sum_{i=1}^{k_0} \sum_{i=1}^N |\delta_\phi(\Delta_t i)|^2 \right\} / N k_0. \quad (9.116)$$

Параметры  $N$ ,  $m$ ,  $\Delta_t$ ,  $\Delta_f$  и  $k_0$  выбираем исходя из необходимой точности получения оценок динамической и флуктуационной ошибок.

В заключение параграфа приведем некоторые результаты исследования на модели ошибок определения угловых координат. Ошибки определения угловых координат рассмотрим для двух методов формирования модуля и знака сигнала ошибки: рач-

дельного и совместного. При этом произведем анализ дискриминаторных и флуктуационных характеристик и непосредственный расчет динамических и флуктуационных ошибок.

Вначале рассмотрим влияние фазовой неидентичности высокочастотного тракта на дискриминаторную и флуктуационную характеристики. Под флуктуационной характеристикой понимается зависимость дисперсии ошибки единичных измерений от углового рассогласования. Результаты исследования влияния фазовой неидентичности для обоих методов формирования модуля и знака сигнала ошибки приведены на рис. 9.6—9.9, причем дискриминаторные характеристики построены в относительных величинах, отнесенных к ширине ДН антенны РЛС; на графиках флуктуационных характеристик по оси абсцисс угловые рассогласования также отнесены к ширине ДН, а по оси ординат за единицу взято максимальное значение дисперсии, полученное при раздельном методе формирования модуля и знака сигнала ошибки и при  $q_c^2 = 10$  дБ. Из приведенных характеристик видно, что при раздельном формировании модуля и знака сигнала ошибки фазовая неидентичность существенно влияет на дискриминаторную и флуктуационную характеристики. Фазовая неидентичность приводит к увеличению крутизны дискриминаторной характери-

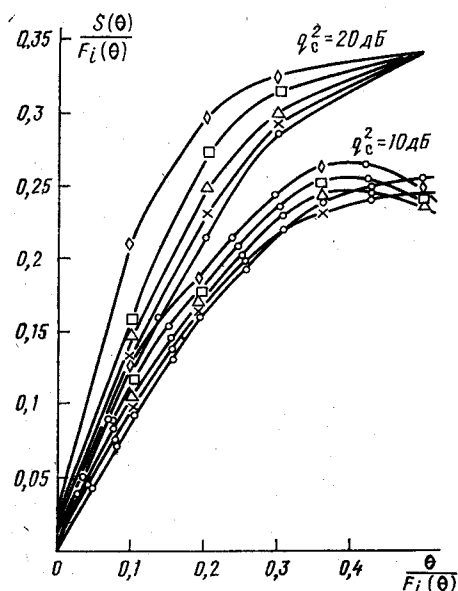


Рис. 9.6. Дискриминаторные характеристики при раздельном методе определения модуля и знака сигнала ошибки:  
○ —  $\varphi = 0^\circ$ ; × —  $\varphi = 10^\circ$ ; △ —  $\varphi = 20^\circ$ ;  
□ —  $\varphi = 30^\circ$ ; ◇ —  $\varphi = 40^\circ$

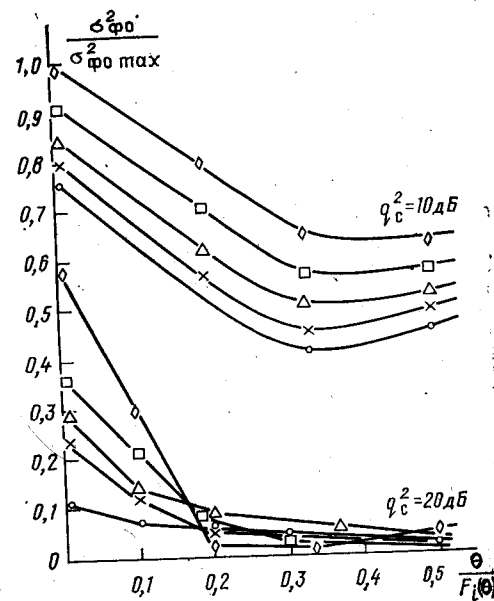


Рис. 9.7. Флуктуационные характеристики при раздельном методе формирования модуля и знака сигнала ошибки:  
○ —  $\varphi = 0^\circ$ ; × —  $\varphi = 10^\circ$ ; △ —  $\varphi = 20^\circ$ ;  
□ —  $\varphi = 30^\circ$ ; ◇ —  $\varphi = 40^\circ$

стики и увеличению дисперсии флуктуационной ошибки. Так, при  $q_c^2 = 20$  дБ дисперсия ошибки с увеличением фазовой неидентичности от 0 до  $40^\circ$  возрастает на равнотеневом направлении более чем в 5 раз. При больших отношениях сигнал-шум ( $q_c^2 = 20$  дБ) наблюдаются разрывы в нуле дискриминаторной характеристики (рис. 9.6).

При совместном формировании модуля и знака сигнала ошибки фазовая неидентичность в меньшей степени влияет на дискриминаторную и флуктуационную характеристики и, следовательно, на увеличение флуктуационных ошибок определения угловых координат. Так, при  $q_c^2 = 20$  дБ дисперсия флуктуационной ошибки с увеличением фазовой неидентичности от 0 до  $30^\circ$  возрастает на равнотеневом направлении только в 1,3 раза. Кроме того, сравнение флуктуационных характеристик, приведенных на рис. 9.7 и 9.9, показывает, что дисперсия флуктуационных ошибок на выходе углового дискриминатора с раздельным формированием модуля и знака сигнала ошибки примерно в 2 раза больше, чем в схеме с совместным формированием мо-

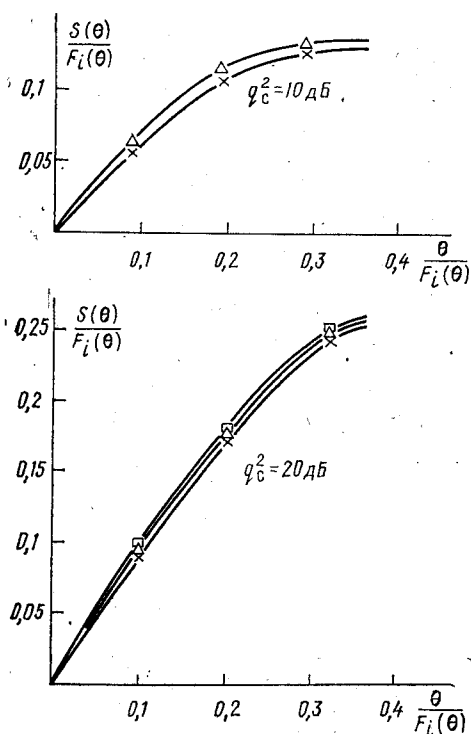


Рис. 9.8. Дискриминаторные характеристики при совместном методе формирования модуля и знака сигнала ошибки:  
× —  $\varphi = 10^\circ$ ; △ —  $\varphi = 20^\circ$ ; □ —  $\varphi = 30^\circ$

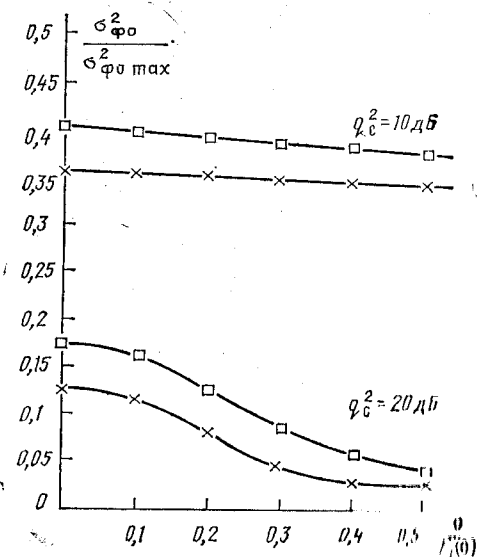


Рис. 9.9. Флуктуационные характеристики при совместном методе определения модуля и знака сигнала ошибки:  
× —  $\varphi = 10^\circ$ ; □ —  $\varphi = 30^\circ$

дуля и знака ошибки. Кроме того, необходимо заметить, что провал на флуктуационных характеристиках при  $\varphi=0$  может возникнуть только при совместном методе формирования модуля и знака сигнала ошибки.

При исследовании угловых ошибок флуктуации отраженного сигнала подчиняются логарифмически-нормальному закону с переменным от реализации к реализации временем корреляции. Амплитуда флуктуаций отраженного сигнала достигает 30 дБ, а время корреляции меняется в пределах 0,1–5 с.

Флуктуации отраженного сигнала вызывают увеличение динамической и флуктуационной ошибок  $\delta_d$  и  $\sigma_{\varphi 0}^2$  (табл. 9.1) (за единицу взяты максимальные значения  $\delta_d$  и  $\sigma_{\varphi 0}^2$ , полученные для флуктуирующего сигнала).

Динамическая ошибка возрастает примерно в 2 раза при отношении сигнал-шум  $q^2_c=10$  дБ и в 1,5 раза при  $q^2_c=20$  дБ.

Таблица 9.1

| Условия моделирования     | $q^2_c=10$ дБ |                        | $q^2_c=20$ дБ |                        | $q^2_c=30$ дБ |                        |
|---------------------------|---------------|------------------------|---------------|------------------------|---------------|------------------------|
|                           | $\delta_d$    | $\sigma_{\varphi 0}^2$ | $\delta_d$    | $\sigma_{\varphi 0}^2$ | $\delta_d$    | $\sigma_{\varphi 0}^2$ |
| При наличии флуктуаций    | 1             | 1                      | 0,5           | 0,18                   | 0,34          | 0,03                   |
| При отсутствии флуктуаций | 0,42          | 0,18                   | 0,33          | 0,1                    | 0,33          | 0,02                   |

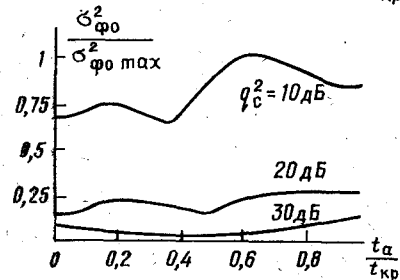
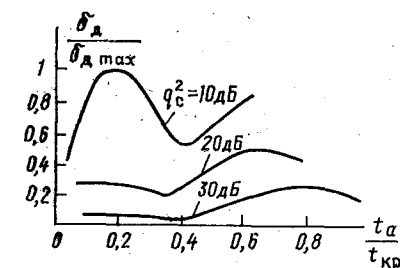


Рис. 9.10. Зависимость ошибок от постоянной времени АРУ при флуктуирующем сигнале

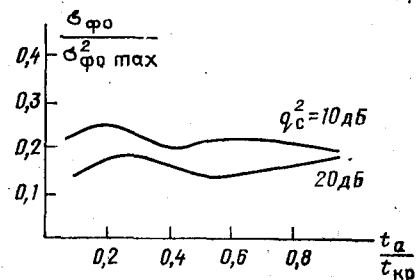
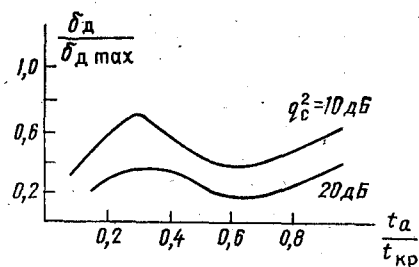


Рис. 9.11. Зависимость ошибок от постоянной времени АРУ при нефлуктуирующем сигнале

Флуктуационная ошибка возрастает еще больше: при отношении сигнал-шум  $q^2_c=10$  дБ — в 6 раз, а при  $q^2_c=20$  дБ — в 1,8 раза. При отношении сигнал-шум  $q^2_c=30$  дБ флуктуации отраженного сигнала не вызывают заметного увеличения ошибок.

Ошибки измерения координат в моноимпульсных РЛС автосопровождения зависят от свойств системы АРУ. Рассмотрим влияние инерционности АРУ на ошибки измерения угловых координат. Зависимость амплитуды динамической ошибки  $\delta_d$  и дисперсии флуктуационной ошибки  $\sigma_{\varphi 0}^2$  от постоянной времени АРУ приведены на рис. 9.10 и 9.11. Из рассмотрения указанных рисунков видно, что как для флуктуирующих, так и нефлуктуирующих отраженных сигналов наблюдается минимум динамической и флуктуационных ошибок, примерно при  $t_a=0,5t_{кр}$ . С увеличением постоянной времени АРУ возрастает как флуктуационная, так и динамическая ошибки.

## 9.6. МОДЕЛЬ ОБЗОРНОЙ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС С ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ СИГНАЛОМ

Описание основных особенностей работы и структурной схемы обзорных моноимпульсных РЛС с амплитудной пеленгацией были приведены в гл. 4. Рассмотрим теперь примеры построения моделей таких РЛС, методов расчетов на моделях, анализа и интерпретации получаемых результатов.

Сформулируем для определенности какую-либо конкретную задачу. Предположим, что требуется исследовать точности единичных замеров угловых координат цели и временной задержки отраженного сигнала (дальности от цели). Будем рассматривать модели амплитудно-амплитудной и амплитудной суммарно-разностной обзорных РЛС для случая определения координат в одной плоскости. В соответствии со способом формирования замеров угловых координат (гл. 1) модели должны содержать по два приемных канала (парциальные или суммарный и разностный). Моделирование обработки ЛЧМ импульса в приемном канале рассмотрено в § 9.4.

В модели РЛС на входе каждого канала формируется импульс, амплитуда которого зависит от угла отклонения цели от равносигнального направления в соответствии с диаграммами направленности антенны. Далее в импульс вносятся амплитудные и фазовые искажения требуемого для исследования вида (случайные или регулярные). Искаженный импульс аддитивно смешивается с нормальным белым шумом, спектральная плотность которого может изменяться для задания нужного отношения сигнал-шум. В последующем линейная фильтрация смеси сигнала и шума моделируется фильтром с импульсной характеристикой, согласованной с неискаженным сигналом, а также фильтром Хемминга, предназначенным для подавления боковых лепестков выходного сигнала. Детектирование в модели может быть представлено как определение огибающей на выходе ЛЧ

нейного фильтра. После детектирования оценки амплитуды и временной задержки импульса можно образовать способом, рассмотренным в гл. 4.

Искажения и шумы в каналы задаются независимо. Если емкость памяти ЭВМ достаточна, то можно моделировать оба канала параллельно, в противном случае вначале моделируется один из каналов и выходные результаты запоминаются, а затем моделируется второй канал и получается оценка угла отклонения цели от равносигнального направления. Сказанное дает общее представление об одном цикле работы модели.

Для определения статистических характеристик оценок измеряемых параметров циклы счета на модели повторяются. В каждом цикле используется новая реализация шума и случайных искажений. При необходимости можно от цикла к циклу изменять амплитуды входных сигналов и их временное положение для моделирования флуктуаций отраженного от цели сигнала и перемещения цели по угловой координате и дальности. В этом случае данные модели можно использовать в дальнейшем для исследования алгоритмов сглаживания выходных координат и характеристик точности определения траекторий целей.

Пусть нормированные диаграммы направленности парциальных каналов РЛС описываются функциями  $F_1(\theta)$ ,  $F_2(\theta)$ . Тогда в модели амплитудно-амплитудной моноимпульсной РЛС (рис. 9.12) в  $i$ -м цикле амплитуды входных сигналов 1 и 2 каналов рассчитываются по формулам

$$A_{1i} = a_{qi} F_1(\theta); \quad A_{2i} = a_{qi} F_2(\theta), \quad (9.117)$$

где  $a_{qi}$  — коэффициент, служащий для задания величины отношения сигнал-шум;  $\theta$  — угол отклонения цели от равносигнального направления. Сами выходные сигналы представляются в виде

$$\left. \begin{aligned} s_{\text{вх}1i}(t) &= A_{1i} [1 + \Delta s_{1i}(t)] \cos \Phi_{1i}(t), \\ s_{\text{вх}2i}(t) &= A_{2i} [1 + \Delta s_{2i}(t)] \cos \Phi_{2i}(t). \end{aligned} \right\} \quad (9.118)$$

Амплитудные и фазовые искажения могут вноситься независимо в оба канала либо только в один из каналов. В по-

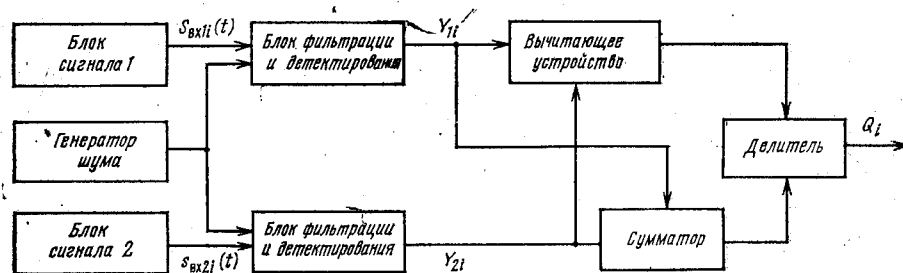


Рис. 9.12. Структурная схема модели амплитудно-амплитудной обзорной моноимпульсной РЛС

следнем случае они будут представлять относительные искажения характеристик одного канала по отношению к другому. В модели для каждого канала рассчитываются огибающие  $Y_{1i}$ ,  $Y_{2i}$  процессов, представляющих собой результаты фильтрации смеси сигналов и шумов согласованным фильтром и фильтром Хемминга. Они рассчитываются для момента времени, соответствующего максимуму огибающей при неискаженном сигнале без шумов. Методы и алгоритмы вычислений рассмотрены в § 9.4.

Для получения оценки угла отклонения цели от равносигнального направления  $Q_i$  используется отношение

$$Q_i = \frac{Y_{1i} - Y_{2i}}{Y_{1i} + Y_{2i}} = \frac{F_1(\theta_i) - F_2(\theta_i)}{F_1(\theta_i) + F_2(\theta_i)} \quad (9.119)$$

Во многих практических случаях вблизи равносигнального направления справедливо линейное приближение

$$Q_i = \mu \theta_i, \quad (9.120)$$

где  $\mu$  — крутизна пеленгационной характеристики.

Рассмотрим теперь модель суммарно-разностной моноимпульсной РЛС. В работе [43] показано, что ДН антенн суммарного и разностного каналов определяются по диаграммам парциальных каналов с помощью матричного уравнения

$$\begin{pmatrix} f_c(\theta) \\ f_p(\theta) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \eta_{11} & \eta_{12} \\ \eta_{21} & \eta_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1(\theta) \\ F_2(\theta) \end{pmatrix}, \quad (9.121)$$

где комплексные величины  $\eta_{ij}$  ( $i, j = 1, 2$ ) задают амплитудную и фазовую неидентичности суммарно-разностного волноводного моста. Если обозначить

$$\eta_{ij} = \eta_{ij} \exp i \Phi_{ij}, \quad (9.122)$$

то из (9.121) получаем

$$\left. \begin{aligned} f_c(\theta) &= F_c(\theta) \exp i \Phi_c(\theta), \\ f_p(\theta) &= F_p(\theta) \exp i \Phi_p(\theta), \end{aligned} \right\} \quad (9.123)$$

где

$$\begin{aligned} F_c^2(\theta) &= [\eta_{11} \cos \Phi_{11} F_1(\theta) + \eta_{12} \cos \Phi_{12} F_2(\theta)]^2 + \\ &+ [\eta_{11} \sin \Phi_{11} F_1(\theta) + \eta_{12} \sin \Phi_{12} F_2(\theta)]^2; \\ \Phi_c(\theta) &= \arctg \frac{\eta_{11} \sin \Phi_{11} F_1(\theta) + \eta_{12} \sin \Phi_{12} F_2(\theta)}{\eta_{11} \cos \Phi_{11} F_1(\theta) + \eta_{12} \cos \Phi_{12} F_2(\theta)}; \\ F_p^2(\theta) &= [\eta_{21} \cos \Phi_{21} F_1(\theta) - \eta_{22} \cos \Phi_{22} F_2(\theta)]^2 + \\ &+ [\eta_{21} \sin \Phi_{21} F_1(\theta) - \eta_{22} \sin \Phi_{22} F_2(\theta)]^2; \\ \Phi_p(\theta) &= \arctg \frac{\eta_{21} \sin \Phi_{21} F_1(\theta) - \eta_{22} \sin \Phi_{22} F_2(\theta)}{\eta_{21} \cos \Phi_{21} F_1(\theta) - \eta_{22} \cos \Phi_{22} F_2(\theta)}. \end{aligned} \quad (9.124)$$

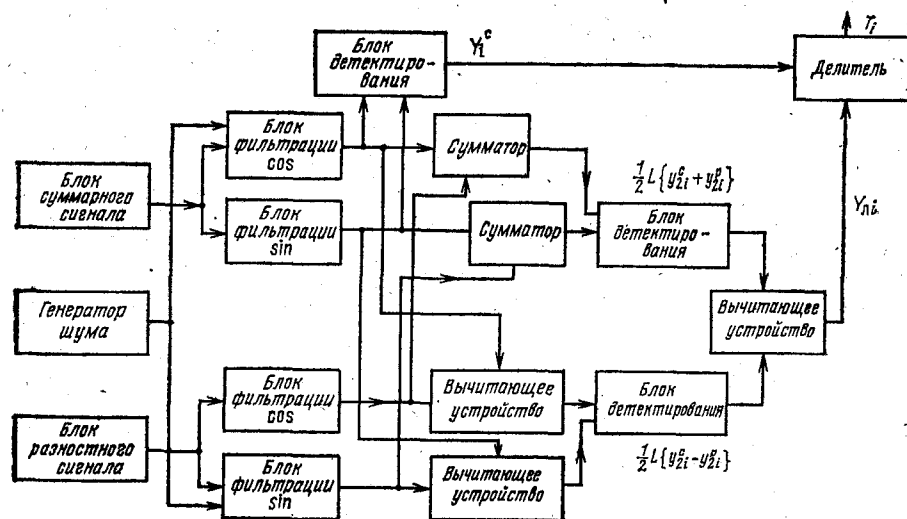


Рис. 9.13. Структурная схема модели амплитудной суммарно-разностной обзорной моноимпульсной РЛС

Волноводный мост является строго сбалансированным, если  $\eta_{ij} = 1/2$ ,  $\varphi_{ij} = 0$ . В соответствии с изложенным в модели амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной РЛС (рис. 9.13) в  $i$ -м цикле амплитуды входных сигналов суммарного и разностного каналов рассчитываются по формулам

$$A_{ci} = a_{qi} F_c(\theta); \quad A_{pi} \approx a_{qi}' F_p(\theta), \quad (9.125)$$

а сами входные сигналы представляются в виде, аналогичном (9.118), однако в аргумент косинуса дополнительно вводится фаза из (9.124).

Входные сигналы в связи с шумами дадут на выходе линейных фильтров  $y_{2i}^c$  и  $y_{2i}^p$  (представленные двумя ортогональными составляющими), каждый в соответствии с алгоритмами, приведенными в § 9.3.

Для оценки угла отклонения цели от равносигнального направления используются сигналы на выходе фазового детектора и на выходе суммарного канала. Для моделирования сигнала на выходе квадратичного фазового детектора требуется вычислить

$$Y_{ni} = \frac{1}{4} L^2 \{y_{2i}^c + y_{2i}^p\} - \frac{1}{4} L^2 \{y_{2i}^c - y_{2i}^p\} \quad (9.126)$$

и на выходе линейного детектора

$$Y_{ni} = \frac{1}{2} L \{y_{2i}^c + y_{2i}^p\} - \frac{1}{2} \{y_{2i}^c - y_{2i}^p\}, \quad (9.127)$$

где  $L$  — символ огибающей.

После этого для определения оценки угла отклонения цели от равносигнального направления вычисляется отношение

$$\tilde{T}_i = \frac{F_1(\tilde{\theta}) - F_2(\tilde{\theta})}{F_1(\tilde{\theta}) + F_2(\tilde{\theta})} = \frac{Y_{ni}}{Y_c} = \frac{Y_{ni}}{Y_c}, \quad (9.128)$$

где  $Y_c$  — огибающая процесса на выходе суммарного канала для момента времени, соответствующего ее максимуму при неискаженном входном сигнале.

Если требуется исследовать точность единичных замеров дальности (задержки отраженного сигнала во времени), то в модели достаточно сформировать только один канал, на выходе которого вычисляются значения огибающей  $Y_i$ .

Для определения задержки (см. гл. 4) в каждом цикле необходимо вычислить три значения огибающей в моменты времени:  $t_c$  и  $t_c \pm \Delta t_c$ , где  $t_c$  — смещение максимума огибающей неискаженного выходного сигнала относительно центрального строга;  $\Delta t_c$  — расстояние между строгами. Оценка задержки вычисляется по формуле

$$\tilde{t}_a = k_a \frac{Y_i(t_c - \Delta t_c) - Y_i(t_c + \Delta t_c)}{Y_i(t_c)}, \quad |t_c| \leq \frac{\Delta t_c}{2}, \quad (9.129)$$

где  $k_a$  — коэффициент размерности.

С помощью описанной модели можно исследовать влияние отношения сигнал-шум на точность измерения угловых координат цели амплитудно-амплитудной и амплитудной суммарно-разностной РЛС. С этой целью на модели вычисляются  $\tilde{Q}_i$  (9.119) и  $\tilde{T}_i$  (9.128) для  $i=1, 2, \dots, M_h$  при различных отношениях сигнал-шум и различных отклонениях цели от равносигнального направления, которые задаются с помощью  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$ .

Приведем для иллюстрации некоторые результаты, полученные на модели. Для расчетов задавалась линейная пеленгационная характеристика (9.120) с единичной крутизной. Определялись крутизны дискриминаторных характеристик для амплитудно-амплитудной РЛС

$$\mu_Q = \frac{1}{M_h} \sum_{i=1}^{M_h} \frac{Q_i}{v_i}, \quad v_i \neq 0$$

и суммарно-разностной РЛС

$$\mu_T = \frac{1}{M_h} \sum_{i=1}^{M_h} \frac{T_i}{\theta_i}, \quad \theta_i \neq 0,$$

а также дисперсия оценки угловой координаты  $\sigma^2_Q$  (9.119) при  $\theta_i = 0$  (на равносигнальном направлении). Для амплитудно-амплитудной РЛС исследовались линейные и квадратичные детекторы в каналах. Количество циклов вычислений  $M_h$  выбиралось таким, чтобы обеспечить 10%-ную точность определения статистических характеристик. Результаты расчетов представлены на

рис. 9.14 и 9.15. Штриховой линией (рис. 9.15) обозначена кривая обратно пропорциональной зависимости. Графики построены в зависимости от суммарного отношения сигнал-шум. На рис. 9.14 хорошо заметно падение крутизны дискриминаторной характери-

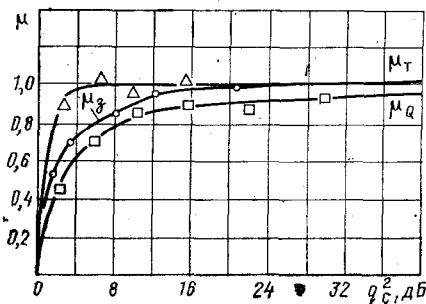


Рис. 9.14

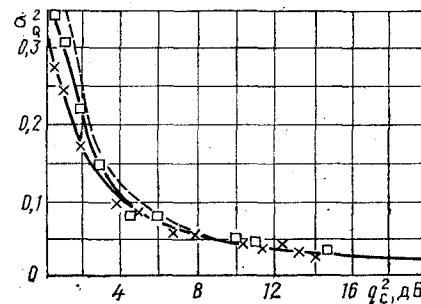


Рис. 9.15

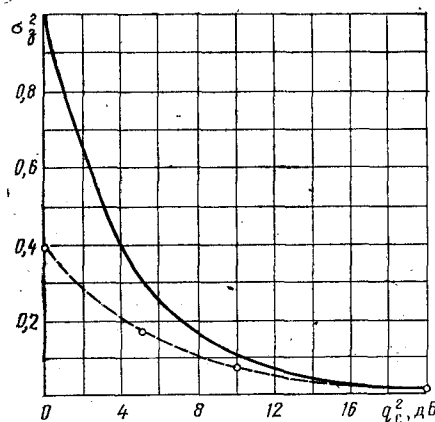


Рис. 9.16

Рис. 9.14. Изменение крутизны дискриминаторной характеристики

Рис. 9.15. Дисперсия оценки угловой координаты:

× — квадратичный детектор; □ — линейный детектор

Рис. 9.16. Дисперсия оценки задержки

стики при малых отношениях сигнал/шум, особенно в РЛС с амплитудно-амплитудным угловым измерителем. Из рис. 9.15 видно, что обычно используемая формула обратно пропорциональной зависимости дисперсии оценки угловой координаты  $\sigma_q^2$  от отношения сигнал-шум справедлива для  $q_c^2 \gg 8$  дБ.

Аналогичные исследования проведены на модели и для измерения временной задержки (9.129). Зависимость крутизны дискриминаторной характеристики  $\mu_z$  приведена на рис. 9.14, а изменение дисперсии оценки  $\sigma_z^2$  от отношения сигнал-шум — на рис. 9.16, где сплошная линия соответствует обратно пропорциональной зависимости.

## Глава 10

### ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И НЕКОТОРЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАРУБЕЖНЫХ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

#### 10.1. РЛС СЛЕЖЕНИЯ ЗА БАЛЛИСТИЧЕСКИМИ И КОСМИЧЕСКИМИ ЦЕЛЯМИ

Моноимпульсные РЛС находят широкое применение в зарубежных системах наведения и управления ракетным оружием, в системах перехвата баллистических и космических целей, в системах слежения за спутниками и другими космическими объектами, а также в ряде других систем [21, 31, 51, 69, 99, 107].

Первой моноимпульсной РЛС, применяемой в США для слежения за баллистическими ракетами и искусственными спутниками Земли, является станция AN/FPS-16 [21]. Антенная система станции состоит из параболического рефлектора и четырехручного облучателя (рис. 10.1). Слежение производится в двух плоскостях. Эта РЛС является амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной станцией автосопровождения целей.

Характеристики многих станций AN/FPS-16, находящихся в эксплуатации, были значительно улучшены в результате изменений, внесенных в их конструкцию. Так, в антенне между облучателем и рефлектором было поставлено поляризационное устройство для преобразования линейной поляризации сигнала в круговую, в приемном устройстве применен улучшенный кристаллический смеситель и параметрический усилитель, снижающий коэффициент шума до 5 дБ. Основные тактико-технические характеристики модернизированной станции приведены в табл. 10.1.

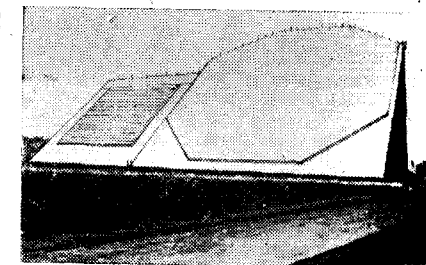
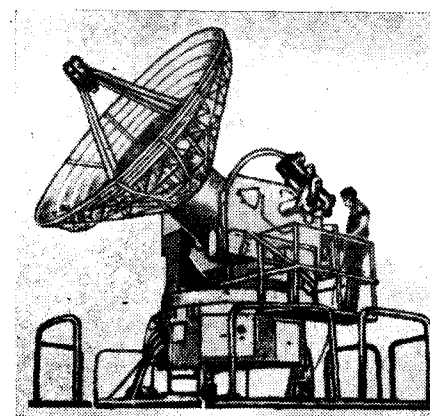


Рис. 10.2. Внешний вид РЛС AN/FPS-85

← Рис. 10.1. Антенна РЛС AN/FPS 16



Таблица 10.1

| Основные характеристики                                         | Значения тактико-технических характеристик для различных РЛС |           |                                   |            |            |
|-----------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------|-----------|-----------------------------------|------------|------------|
|                                                                 | AN/FPS-16                                                    | AN/FPS-92 | AN/FPS-85                         | AN/FPS-115 | AN/FPS-108 |
| Дальность действия до цели с $\sigma_{эф} = 1 \text{ м}^2$ , км | 500                                                          | 3700      | 4150                              | 4800       | 3700       |
| Рабочая частота, МГц                                            | 5400—5900                                                    | 404—446   | 416—500                           | 420—450    | 1000—1200  |
| Импульсная мощность, МВт                                        | 3                                                            | 5         | 50                                | 0,6        | 16         |
| Частота повторения импульсов, Гц                                | 142—1707                                                     | 27        | 27,40                             | 2—60       | 2—60       |
| Длительность импульса, мкс                                      | 0,25—1,0                                                     | 2000      | 5—250                             | 250—1600   | 150—2000   |
| Размер антенны, м                                               | 5                                                            | 25,6      | Приемная 58,5<br>Передающая 34×34 | 22         | 29         |
| Ширина диаграммы направленности, град                           | 0,7                                                          | 2         | 0,5÷1,5                           | 2          | 0,55       |
| Сектор обзора, град:                                            |                                                              |           |                                   |            |            |
| по азимуту                                                      | 360                                                          | 360       | 120                               | 240        | 120        |
| по углу места                                                   | 0—90                                                         | 0—90      | 0—90                              | 3—85       | 0—80       |
| Погрешность измерения дальности, м                              | 4,6                                                          | 300       | 700                               | —          | 4,6        |
| Погрешность измерения угловых координат, угл. мин.              | 0,7                                                          | 1,8       | 3                                 | —          | 3          |

Моноимпульсная станция AN/FPS-49, входящая в систему раннего обнаружения BMEWS, предназначена для обнаружения и сопровождения ракет и искусственных спутников Земли. Она представляет собой импульсно-доплеровскую станцию, работающую на двух частотах в длинноволновой части дециметрового диапазона и в коротковолновой части этого же диапазона волн. При поиске цели применяется спиральное сканирование пространства. Станция обнаруживает цели с  $\sigma_{эф} = 1 \text{ м}^2$  на дальности 4800 км и после их обнаружения переходит на сопровождение, во время которого вычисляет скорость, направление полета и точку падения, если целью является ракета [20].

Антенна станции имеет параболический отражатель диаметром 25 м, смонтированный в обтекателе диаметром 45 м. Вращение антенны осуществляется при помощи гидроэлектрического привода. Обзор пространства — по азимуту в пределах 360° и по углу места в пределах 90°.

В режиме обнаружения сигналы, отраженные от цели и принятые станцией AN/FPS-49, с выхода приемника поступают в систему съема и предварительной обработки информации. На основании информации о дальности, угловых координатах и доплеровской скорости ЭВМ предварительной обработки путем корреляции сигналов производит отсев сигналов, отраженных от небаллистических целей, и предварительно выделяет потенциально

опасные цели с баллистической траекторией полета. Данные об этих целях вводятся в специальную ЭВМ. Отделение межконтинентальных баллистических ракет от ИСЗ производится по скорости изменения азимута и дальности, а также по сравнению динамических характеристик целей, записанных в памяти машины.

На базе станции AN/FPS-49 для системы BMEWS в 1966 г. была разработана более надежная и помехоустойчивая станция AN/FPS-92. В ее конструкции широко используются схемы на полупроводниках. Станция снабжена устройством, обеспечивающим нормальную работу в периоды полярных сияний [21]. Тактико-технические характеристики станции приведены в табл. 10.1.

Более современной станцией в системе обнаружения и сопровождения космических объектов объединенного командования ПВО НОРАД США является РЛС AN/FPS-85 [99]. В ней применяются фазированные решетки, программное управление лучом. Частота станции 442 МГц. Дальность действия станции достигает нескольких тысяч километров. Она может обнаруживать, сопровождать, опознавать и каталогизировать движущиеся по околоземным орбитам объекты и баллистические ракеты (одновременно до нескольких сотен целей). Внешний вид станции приведен на рис. 10.2, а ее основные тактико-технические характеристики — в табл. 10.1. Длина здания около 107 м, высота 47,3 м со стороны приемной антенны и 29 м со стороны передающей антенны. Фасадная сторона наклонена назад под углом 45°.

В состав аппаратуры станции входит 9 подсистем: передающая антенна, приемная антенна, система управления лучом, ЭВМ, аппаратура сопряжения и управления РЛС, обработки сигнала, контроля и управления, опознавания космических объектов и комплекс программ ЭВМ.

Передающая антенна состоит из 5184 передающих модулей, образующих квадратную решетку размером 72×72. Ширина луча 1,4°. Импульсная мощность 50 мВт. Длительность импульсов от 5 до 250 мкс. Приемная антенна состоит из 19 500 диполей, образующих сетку правильных квадратов внутри круглой апертуры. Имеется 4660 одинаковых приемных модулей, пространственное размещение которых представляет собой постепенно разреживающуюся к периферии структуру. Недействующие элементы (диполи) замкнуты на нагрузки.

Схема формирования приемных диаграмм направленности создает 9 лучей, оси которых расходятся под углом в 0,4°. Управление положением передающего и приемных лучей осуществляется путем изменения фаз на одной частоте при низких уровнях мощности. Вычислительный комплекс состоит из двух процессоров типа ЭВМ IBM 360/651.

Устройство обработки сигналов включает аналоговые и цифровые схемы, необходимые для преобразования сигналов промежуточной частоты от каждого из 9 лучей в цифровую форму, пригодную для ввода в ЭВМ. В станции имеется три радиальных

устройства обработки сигналов для режимов поиска, сопровождения и когерентной обработки.

Для поиска и сопровождения целей на больших дальностях применяется импульс длительностью 250 мкс с линейной частотной модуляцией, на меньших дальностях — импульс длительностью 10 мкс с амплитудной модуляцией.

Для когерентной обработки сигналов используются пачки из 40 импульсов длительностью 5, 25 или 125 мкс. При такой обработке обеспечивается высокая разрешающая способность по дальности (сжатие импульсов) и частоте Доплера (применение пачки импульсов большой длительности).

Среди других особенностей станции AN/FPS-85 следует назвать последовательное обнаружение, прием двух поляризационных сигналов, специальные методы селекции помех, оптимальное распределение энергии РЛС в зависимости от дальности и  $\sigma_{\Sigma\Phi}$  целей.

В конце 1979 г. в США введена в строй моноимпульсная РЛС AN/FPS-115 («Пейв Поз»), предназначенная для дальнего обнаружения и сопровождения БР, в том числе и запускаемых с подводных лодок. Кроме этого, станция будет обнаруживать и сопровождать ИСЗ. Внешний вид станции приведен на рис. 10.3, а ее основные характеристики даны в табл. 10.1. Станция имеет две приемопередающие антенны, которые обеспечивают зону обзора по азимуту  $240^\circ$  и по углу места от  $3$  до  $85^\circ$  (что облегчает решение вспомогательной задачи — слежение за ИСЗ в интересах системы «Спейстрек») [107].

Станция AN/FPS-115 является первой в США, в которой применяются твердотельные приемопередающие модули размером  $30 \times 20$  см. Каждая ФАР состоит из 56 подрешеток, а одна подрешетка состоит из 32 модулей. РЛС, за исключением электростанции, размещена в трапециевидном здании высотой около 36 м

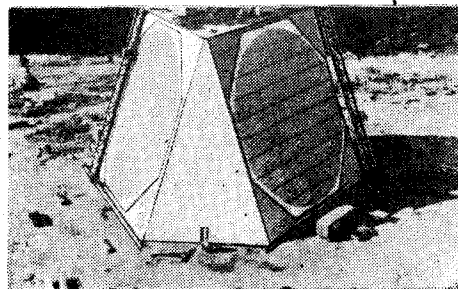


Рис. 10.3. Внешний вид РЛС AN/FPS-115

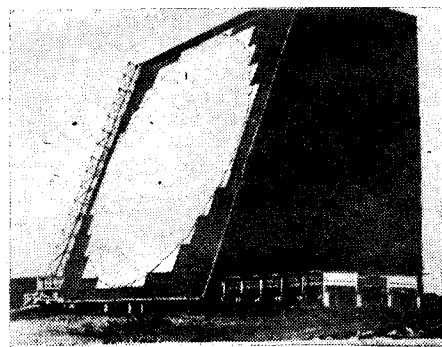


Рис. 10.4. Внешний вид РЛС AN/FPS-108

и примерно такой же длины всех трех сторон. Диаметр ФАР около 22 м, внутри которой размещены 1792 активных и 1792 пассивных элементов (всего по 2677 в каждой ФАР). Для обеспечения требуемого перекрытия по углу места каждая ФАР наклонена относительно вертикали примерно на  $20^\circ$ .

Вычислительный комплекс состоит из двух ЭВМ «Сайбер 174-12» и двух мини-ЭВМ. Основными являются ЭВМ «Сайбер», из которых одна находится в рабочем состоянии, а другая — в холодном резерве. Однако если РЛС переходит на режим предупреждения о запуске БР, вторая ЭВМ автоматически переходит в горячий резерв.

Моноимпульсная РЛС AN/FPS-108 «Кобра Дейн» расположена на острове Шемия (Алеутские острова) и предназначена для сбора разведывательной информации о советских МБР, запускаемых в район полуострова «Камчатка». Кроме этого, она служит для предупреждения о ракетном ударе по территории США и участвует в обнаружении и слежении за ИСЗ в интересах системы «Спейстрек».

В РЛС «Кобра Дейн» используется приемопередающая ФАР с 15 000 активных элементов размером 15,2 см. Сектор обзора по азимуту  $120^\circ$ , по углу места  $0-80^\circ$ . Внешний вид станции приведен на рис. 10.4, а ее основные характеристики — в табл. 10.1. В шестизэтажном здании высотой 30 м размещены вспомогательное и радиолокационное оборудование. В прилегающем одноэтажном здании размещены службы управления и лаборатория точных измерений. Учитывая суровые климатические условия Алеутских островов, РЛС спроектирована таким образом, чтобы выдерживать напор ветра скоростью 300 км/ч и землетрясения силой 4 балла. В станции используется ЭВМ «Сайбер 74-18» [69].

## 10.2. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ ДАЛЬНОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ И СВЯЗИ СО СПУТНИКАМИ И КОСМИЧЕСКИМИ КОРАБЛЯМИ

Система космической радиосвязи и сопровождения TRAC(E) [21], обеспечивающая сопровождение и позволяющая поддерживать радиосвязь со спутниками Земли, Луны и другими космическими объектами, имеет моноимпульсную амплитудную суммарно-разностную станцию слежения с параболической антенной диаметром 25,5 м

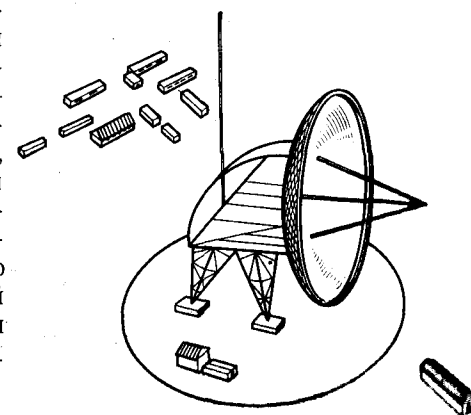


Рис. 10.5. Общий вид РЛС системы TRAC(E)

(рис. 10.5). Ширина суммарной диаграммы на уровне половинной мощности около  $1^\circ$ . Для обнаружения движущихся целей в станции предусмотрен спиральный обзор пространства в секторе  $3^\circ$  с регулируемой скоростью обзора.

Система TRAC(E) является односторонней, позволяющей измерять угловые координаты, доплеровскую частоту и принимать телеметрическую информацию. Наземная станция системы работает по сигналам бортового передатчика. Дальность сопровождения космического корабля «Пионер IV», на борту которой был установлен ответчик мощностью 0,2 Вт, работающий на частоте 960 МГц, составила 690 000 км.

Моноимпульсный метод определения угловых координат используется в наземных станциях системы обнаружения и автоматического слежения за спутником связи «Телстар» [21]. Система осуществляет многократную передачу различной закодированной информации по 118 каналам. Передача полного цикла информации занимает 1 мин. ИСЗ «Телстар» имеет следующие характеристики: апогей — 5600 км, перигей — 1100 км, наклон орбиты  $45^\circ$ . На борту спутника установлены два маяка, работающие на частотах 136 МГц и 4080 МГц, телеметрическая и связная аппаратура. Связные сигналы с Земли на спутник передаются на частоте 6390 МГц, а со спутника на Землю — на частоте 4170 МГц. Телеметрическая информация со спутника передается на частоте 136 МГц, при этом сигнал бортового маяка на этой частоте будет промодулирован телеметрической информацией.

Наземный пункт системы состоит из станций грубого наведения, точного наведения и автоматического сопровождения (рис. 10.6), которые работают по сигналам двух бортовых маяков [21].

Обнаружение и сопровождение ИСЗ осуществляется следующим образом. По данным, полученным после запуска ИСЗ, операторы с пульта управления наземного пункта направляют ан-

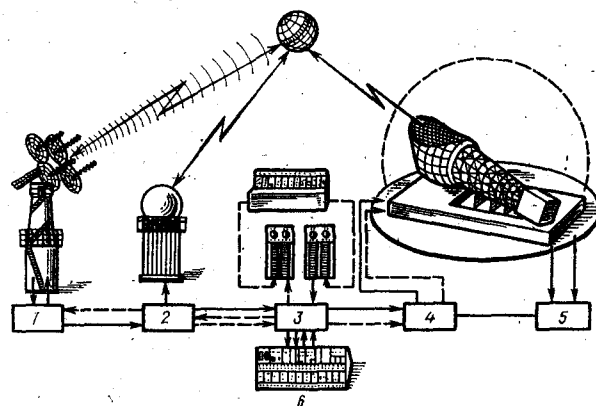


Рис. 10.6. Функциональная схема оборудования наземного пункта:

1 — станция грубого наведения; 2 — станция точного наведения; 3 — вычислительное устройство; 4 — антенна станции автоматического сопровождения; 5 — система автослежения; 6 — пульт управления

тенное устройство командной линии (рис. 10.7), используемой в станции грубого наведения, в точку, где ожидается появление спутника. После приема сигналов бортового маяка на частоте 136 МГц система грубого наведения переходит в режим автосопровождения. После этого операторы посылают последовательность команд, которые приводят в действие основные системы спутника. На спутнике начинает работать маяк на частоте 4080 МГц, сигналы которого принимает станция точного наведения, и происходит захват спутника. После захвата ИСЗ станцией точного наведения начинается его автоматическое сопровождение, причем антенны станций точного наведения и автоматического сопровождения работают синхронно.

Станция грубого наведения является фазовой суммарно-разностной станцией. Кроме грубого определения положения спутника, эта станция принимает сверхвысокочастотные телеметрические сигналы с него, а антенная система станции также используется для передачи кодированных сигналов на спутник. Передающее устройство мощностью 200 Вт работает в непрерывном режиме. Антенная система этой станции состоит из четырех спиральных антенн (рис. 10.7). Ширина диаграммы направленности антенны на уровне половинной мощности составляет  $20^\circ$ . Принятые спиральными антеннами высокочастотные сигналы подаются на четыре волноводных моста, с помощью которых образуются суммарный и разностные сигналы по углу места и по азимуту. Суммарный и разностный сигналы подаются через фильтры верхних частот на трехканальный фоточувствительный приемник.

Станция точного наведения является амплитудной суммарно-разностной станцией. Антенна станции состоит из параболического рефлектора диаметром 2,4 м гиперболического контррефлектора диаметром 0,9 м и четырех рупорных облучателей. Ширина диаграммы направленности  $2,1^\circ$ . Сигналы с выхода антенны подаются на четыре двойных волноводных тройника. С их выходов суммарный и разностные сигналы поступают на три параметрических усилителя и далее на приемник сопровождения, в котором происходит выделение сигналов ошибок по азимуту и углу места. Сигналы ошибок подаются затем соответственно на азимутальный и угломестный приводы антенны.

Станция автоматического сопровождения является также амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной станцией, работающей на частоте 4080 МГц по сигналу маяка, расположенного

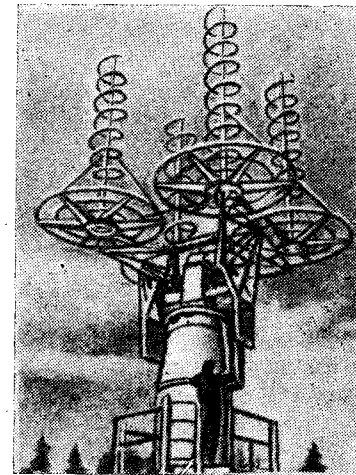


Рис. 10.7. Антенна станции грубого наведения

на борту спутника. В станции используется рупорно-параболическая антенна (см. 4 на рис. 10.6), которая состоит из параболического отражателя, облучаемого коническим рупором. Вершина рупора совпадает с фокусом параболоида, ось рупора перпендикулярна оси параболоида. Антенна имеет следующие основные характеристики: угол раскрытия конического рупора —  $31,5^\circ$ ; фокусное расстояние — 18,2 м; диаметр раскрытия — 20,6 м; площадь раскрытия — 334 м<sup>2</sup>; ширина луча (на частоте 4080 МГц) —  $0,24^\circ$ . Антенна закрыта надувным обтекателем диаметром 65 м.

Разработанный в США радиолокационный комплекс «Хейстак» представляет собой моноимпульсную радиолокационную станцию очень большой мощности, предназначенную как для слежения за космическими аппаратами, так и для проведения работ в области связи и радиоастрономии, в том числе для получения сведений о таких далеких планетах, как Марс, Меркурий, Юпитер [21].

Антенное устройство станции состоит из параболического рефлектора диаметром 37 м с контррефлектором диаметром 2,85 м и рупорных облучателей. Ширина диаграммы направленности около 3 угл. миң. Антенна закрыта сферическим обтекателем диаметром 45 м.

Передатчик работает в режиме непрерывного излучения или импульсами большой длительности и имеет среднюю выходную мощность 100 кВт, рабочая частота 7750 МГц. Сигналы в приемном устройстве усиливаются несколькими парамагнитными усилителями и охлаждаемыми до температуры жидкого гелия параметрическими усилителями.

### 10.3. РЛС СИСТЕМ ПРОТИВОРАКЕТНОЙ ОБОРОНЫ

Законсервированная в настоящее время система ПРО США «Сейфгард» (рис. 10.8) имеет в своем составе радиолокационные станции PAR и MSR, противоракеты дальнего и ближнего действия «Спартан» и «Спринт», вычислительный комплекс, средства связи и передачи информации [3, 22].

Амплитудная суммарно-разностная моноимпульсная РЛС PAR (рис. 10.9) служит для дальнего обнаружения целей, измерения их координат, выдачи целеуказания станции MSR и для наведения противоракет «Спартан» на начальном участке их полета. Станция работает в дециметровом диапазоне волн, частота излучения 442 МГц. Размещается она в здании, имеющем вид четырехгранной усеченной пирамиды. Антенна РЛС представляет собой приемопередающую крупномодульную фазированную решетку диаметром 35,4 м, состоящую из 6600 элементов, каждый из которых имеет среднюю мощность излучения 1,1 кВт. Антенные решетки расположены по двум граням для обеспечения обзора по азимуту в пределах  $180^\circ$ . Полотно антенны наклонено на  $30^\circ$  относительно вертикали. Ширина луча  $1,2^\circ$ . Длительность импульса с линейной частотной модуляцией 5—250 мкс. Длитель-

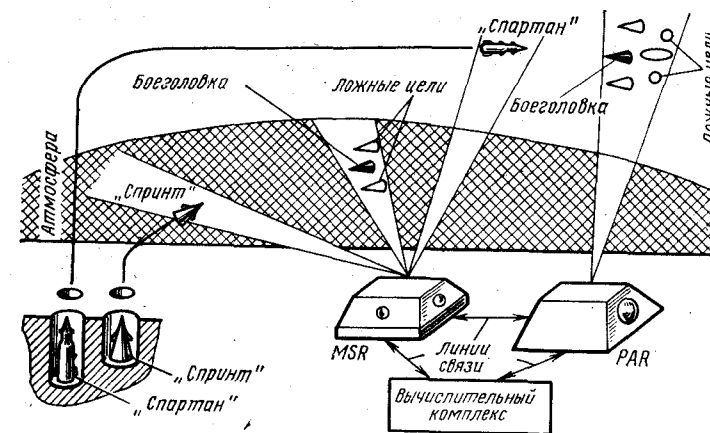


Рис. 10.8. Элементы комплекса ПРО «Сейфгард»

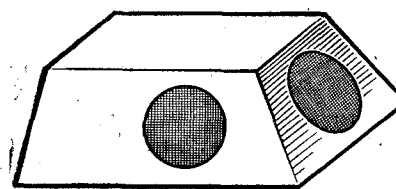


Рис. 10.9. Общий вид РЛС PAR

ность сжатого импульса 1 мкс. Частота повторения импульсов 10 Гц.

Моноимпульсная РЛС MSR (рис. 10.10) предназначена для обнаружения и сопровождения целей по целеуказаниям РЛС PAR и наведения на них противоракет «Спартан» и «Спринт». Станция

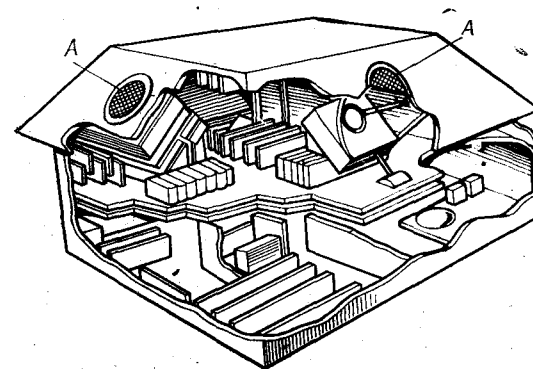


Рис. 10.10. Общий вид и расположение аппаратуры в здании РЛС MSR:

А — антенные решетки

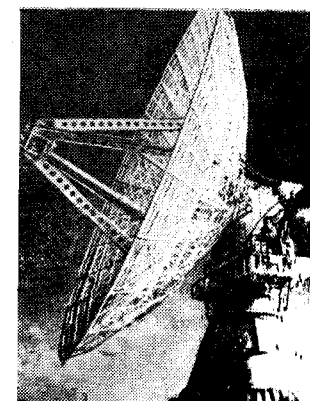


Рис. 10.11. Антенна РЛС «Градекс»

работает в 10-см диапазоне волн. Антенна — круглая приемопередающая фазированная решетка диаметром 4,1 м, наклонена назад на 30°. Ширина луча 1,7°. Длительность импульса 100 мкс. Для сжатия импульса используется фазокодовая манипуляция несущей частоты внутри импульса. Частота повторения импульсов 200 Гц.

Разработка и совершенствование системы ПРО непрерывно связаны с обширной программой экспериментальных работ, проводимых на испытательных полигонах. Все полигонные РЛС, созданные в интересах отработки различных задач системы ПРО, моноимпульсные.

РЛС «Традекс» предназначена для исследования сложных целей и отработки алгоритмов опознавания головной части на дальностях до 3200 км [20]. Общий вид антенны станции приведен на рис. 10.11. В станции применяется двухчастотный метод работы, при котором два передатчика работают одновременно. Первый передатчик с импульсной мощностью 4 МВт работает на частоте 425 МГц, второй — на частоте 1320 МГц и имеет импульсную мощность 1,25 МВт. Частота повторения импульсов 1500 Гц.

Поиск и обнаружение цели происходят на частоте 1320 МГц. Работа длинными импульсами с частотной модуляцией обеспечивает высокую среднюю мощность, а после приема и последующего сжатия импульсов — высокую разрешающую способность. Слежение за целями осуществляется на частоте 425 МГц. Полученные в процессе слежения за целью данные накапливаются и преобразуются в цифровую и аналоговую формы для использования ЭВМ и операторами.

РЛС «Халдар» имеет приемопередающую антенну в виде ФАР, состоящей из 4300 элементов, из которых 2165 активных. Эта станция может обнаруживать и сопровождать цели с ЭПР 1 м² на расстоянии до 370 км. Погрешность измерения дальности около 20 м [31].

РЛС «Алтаир» предназначена для исследований физических явлений, возникающих при входе головных частей (ГЧ) в атмосферу. Полученные данные необходимы для отработки методов распознавания ГЧ среди ложных целей. Антенна РЛС представляет собой параболический рефлектор диаметром 45 м с пятью рупорными облучателями. Станция работает в широком диапазоне частот (60, 425, 1320 МГц) и, по утверждению разработчиков, может определять конфигурацию целей и их скорость [31].

РЛС «Адар» предназначена для обнаружения, сопровождения и распознавания ГЧ на фоне ложных целей. Работает в сантиметровом диапазоне волн. В качестве антенны используются фазированные антенные решетки. Экспериментальная ФАР приемной антенны этой станции имеет диаметр 1,5 м, на ее наружной стороне располагается несколько тысяч ЛБВ. На прием формируется десять независимых лучей. РЛС «Адар» имеет большую дальность действия, широкую мгновенную полосу частот, возмож-

ность изменять форму сигнала, высокую пропускную способность. Разрешающая способность по дальности 1,5 м [31].

#### 10.4. РЛС НАВЕДЕНИЯ ЗЕНИТНЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ РАКЕТ

Моноимпульсные РЛС широко применяются в американских системах наведения управляемых ракет типа «земля — воздух» («Найк-Аякс», «Найк-Геркулес», «САМ-Д») и в корабельных системах управления стрельбой зенитными ракетами («Тартор», «Талос», «Террьер» и др.).

Система «Найк-Аякс» включает станции кругового обзора, сопровождения цели и наведения зенитной управляемой ракеты (ЗУР), из которых две последние являются моноимпульсными [21]. Станции работают на частоте 9100 МГц ( $\lambda = 3,3$  см) и имеют линзовые антенны диаметром 1,9 м и шириной луча 1,2°. Импульсная мощность передатчика станции 200 кВт. Длительность импульса 0,25 мкс, частота повторения 2000 Гц.

В состав системы «Найк-Геркулес» [21] входит РЛС обнаружения цели и моноимпульсная станция наведения ЗУР. В станции наведения применяется антенная система сферического типа с двойной линзой (рис. 10.12), заключенная в обтекатель из силиконовой резины.

В модернизированной станции наведения ЗУР увеличена мощность передатчика и увеличен размер антенны вдвое (т. е. раскрыв ее стал равен 8 м). Модернизированная система «Найк-Геркулес» способна действовать не только против самолетов, но и против ракет, причем ракеты обнаруживаются на дальности 300—1000 км.

В тактической системе ПВО «САМ-Д» [51] применяется моноимпульсная многофункциональная РЛС с ФАР, которая обнаруживает и сопровождает цели, а также сопровождает ракету

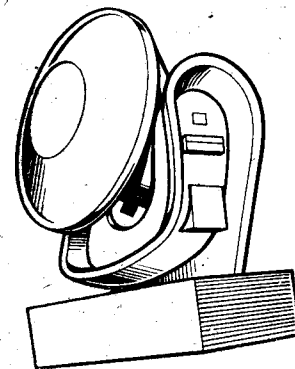


Рис. 10.12. Антенна РЛС наведения системы «Найк-Геркулес»

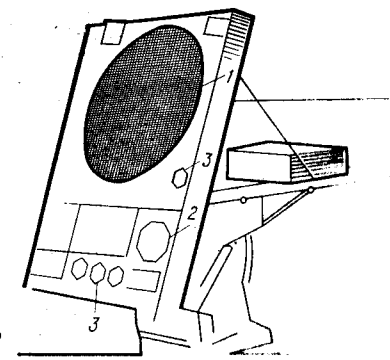


Рис. 10.13. Антенна РЛС системы «САМ-Д»

на заключительном этапе наведения ее на цель. В системе «САМ-Д» может одновременно обрабатываться информация о 100 целях и наводиться 8 ракет, в том числе одновременно три — на конечном участке траектории. Использование в системе «САМ-Д» многофункциональной РЛС позволяет заменить 9 различных РЛС, находящихся в зенитных системах оружия «Найк-Аякс» и «Найк-Геркулес».

Многофункциональная РЛС и ее ЭВМ размещаются в двух отдельных транспортируемых кабинах, которые для боевой работы соединяются друг с другом и с отдельной энергетической кабиной, в которую входят четыре турбинных генератора мощностью 60 кВт. Станция работает в 7-см диапазоне волн. Антенная система РЛС состоит из нескольких отдельных фазированных решеток (рис. 10.13). Наибольшая решетка 1 (диаметром 2,4 м), состоящая из 5161 элемента, предназначена для поиска и сопровождения целей и ракет. Решетка 2, состоящая из 251 элемента, представляет собой антенну, работающую только на прием в режиме сопровождения через ракету и используемую для приема информации с ракеты. Другие четыре или пять 51-элементные решетки 3 служат для подавления боковых лепестков диаграммы направленности и для повышения помехоустойчивости в условиях радиопротиводействия. В более простом варианте системы «САМ-Д» часть таких антенн не применяется.

В системе «САМ-Д» используется принцип сопровождения через ракету. РЛС с помощью антенны 1 сопровождает цель и ракету на последнем этапе перехвата, при этом 30-см антенна моноимпульсного пеленгатора головки самонаведения, установленного вместе с инерциальной платформой и автопилотом, управляется с Земли, чтобы увеличить вероятность обнаружения отраженного от подсвечиваемой цели сигнала. Сигналы с выхода пеленгатора передаются на Землю и принимаются антенной 2 станции. РЛС при сопровождении ракеты формирует команды наведения, которые передаются на бортовые системы с помощью фазово-кодовых сигналов. Фазово-кодовая информация принимается специальными антеннами — четырьмя в носовой части и двумя

в хвосте ракеты. Информация на борту ракеты не обрабатывается.

Моноимпульсные станции нашли широкое применение в корабельных системах управления стрельбой зенитными ракетами.

Моноимпульсная станция управления огнем AN/SPG-51 (рис. 10.14) системы «Тартор» обеспечивает автоматический

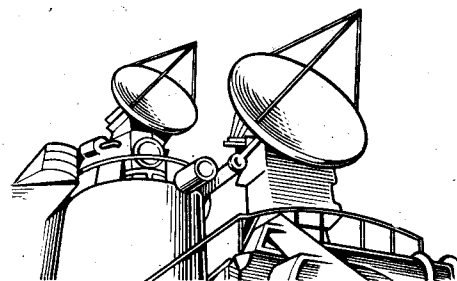


Рис. 10.14. Станция управления огнем AN/SPG-51

захват и сопровождение цели [21]. За несколько секунд до запуска ракеты включается подсвечивающий луч и ракета наводится по отраженным от цели сигналам. Для сопровождения и подсвета в станции используется одна зеркально-параболическая антенна диаметром 2,4 м.

В системе «Талос» [21] обнаружение целей и наведение ЗУР осуществляются станциями AN/SPG-49 и AN/SPG-56. В системе «Терьер» [21] для наведения зенитных управляемых ракет применяются станции AN/SPG-5 и AN/SPG-55. В моноимпульсных станциях этих систем применяются линзовые антенны, формирующие одновременно как лучи захвата и слежения за целью, так и лучи слежения за полетом ЗУР.

#### 10.5. РЛС ОБНАРУЖЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ МЕСТНОСТИ

В 1958 г. в США была разработана фазовая суммарно-разностная экспериментальная моноимпульсная РЛС для обнаружения и определения расстояния до наземных целей на фоне мешающих отражений от растительности [21].

##### Основные характеристики станции

|                                                    |             |
|----------------------------------------------------|-------------|
| Рабочая частота                                    | 35 000 МГц  |
| Импульсная мощность                                | 35 кВт      |
| Длительность импульса                              | 0,06 мкс    |
| Частота повторения                                 | 4 000 имп/с |
| Промежуточная частота                              | 60 МГц      |
| Ширина полосы                                      | 20 МГц      |
| Коэффициент шума приемника в каждом канале         | 18 дБ       |
| Диаметр каждого параболического отражателя антенны | 61 см       |
| Усиление антенны                                   | 44 дБ       |
| Ширина диаграммы направленности: по азимуту        | 3°          |
| по углу места                                      | 1°          |

Антенная система станции (рис. 10.15) представляет собой сдвоенный параболический отражатель с двумя рупорными облучателями, центры которых разнесены в горизонтальной плоскости на 61,4 см для сравнения фаз сигналов. Отраженные от цели сигналы с выхода антенной системы поступают в двойной полноводный тройник, в котором суммируются и вычитаются высокочастотные сигналы, затем преобразованные сигналы поступают в двухканальный приемник, на выходе которого получаются суммарный и разностный видеосигналы. Электронный переключатель на выходе приемника обеспечивает одновременную индикацию суммарного и разностного видеосигналов на индикаторе.

На рис. 10.16 приведены осциллограммы видеосигналов в суммарном (б) и разностном (в) каналах при отражении от автомашины на фоне густого кустарника и леса. Результаты наблюдений сравнивались с данными, получаемыми с помощью РЛС



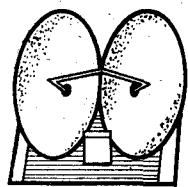


Рис. 10.15. Антенна РЛС обнаружения наземных целей

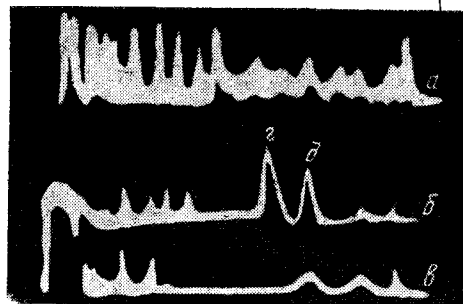


Рис. 10.16. Осциллограммы видеосигналов на выходе РЛС:  
а — с коническим сканированием; б — суммарного канала в моноимпульсной РЛС; в — разностного канала; г — сигнал от автомашины; д — сигнал от обочины дороги

с коническим сканированием, расположенной рядом с моноимпульсной РЛС. Осциллограммы видеосигналов на выходе приемника РЛС с коническим сканированием показаны на рис. 10.16, а.

Расстояние между автомашиной и радиолокационными станциями 750 м. Как видно из рис. 10.16, а, обнаружение автомашины на фоне кустарника с помощью РЛС с коническим сканированием луча практически невозможно вследствие очень высокого уровня мешающих отражений. Моноимпульсная станция безошибочно обнаруживает такую цель по максимальной амплитуде суммарного сигнала (б) и отсутствию разностного сигнала. Сигнал (д), следующий за сигналом от автомашины, обусловлен отражениями от обочины дороги позади машины.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Айзин Ф. Л., Долженков А. А., Зимин Д. Б., Седенков Е. Г. О подавлении паразитных лепестков в диаграмме направленности коммутационных антенных решеток. — Радиотехника и электроника, 1971, т. 11, № 7, с. 1268—1271.
2. Антенны: Современное состояние и проблемы/Под ред. Л. Д. Бахраха и Д. И. Воскресенского. — М.: Сов. радио, 1979, вып. 16. — 207 с.
3. Ануреев И. И. Оружие противоракетной и противокосмической обороны. — М.: Воениздат, 1971. — 304 с.
4. Быков В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. — М.: Сов. радио, 1971. — 326 с.
5. Вакин С. А., Шустов Л. Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. — М.: Сов. радио, 1968. — 444 с.
6. Волков В. М. Логарифмические усилители. — Киев: Гостехиздат, 1962. — 244 с.
7. Волков В. М. Логарифмические усилители на транзисторах. — Киев: Техника, 1965. — 266 с.
8. Вопросы статистической теории радиолокации. В 2-х т./Под ред. Г. П. Тартаковского. — М.: Сов. радио, 1964. Т. 1—424 с. Т. 2—1079 с.
9. Глаголевский В. Г., Шишов Ю. А. Антенны радиолокационных станций. — М.: Воениздат, 1977. — 111 с.
10. Гольд Б., Рейдер И. Цифровая обработка сигналов. — М.: Сов. радио, 1973. — 368 с.
11. Дружинин В. В., Конторов Д. С. Конфликтная радиолокация: Опыт системного исследования. — М.: Радио и связь, 1982. — 124 с.
12. Ефремов Ю. Г., Невгасимый А. Ф. Потери преобразования смесителя при фазовом методе подавления зеркального канала. — Радиотехника и электроника, 1976, № 2, с. 404—405.
13. Защита от радиопомех/Под ред. М. В. Максимова. — М.: Сов. радио, 1976. — 496 с.
14. Зелкин Е. Г. Построение излучающей системы по заданной диаграмме направленности. — М.: Госэнергоиздат, 1963. — 272 с.
15. Зуфрин А. М. Методы построения судовых автоматических угломерных систем. — Л.: Судостроение, 1970. — 404 с.
16. Канарейкин Д. Б., Павлов А. Ф., Потехин В. А. Поляризация радиолокационных сигналов. — М.: Сов. радио, 1966. — 470 с.
17. Кинбер Б. Е., Тищенко В. А. Поляризация излучения осесимметричных зеркальных антенн. — Радиотехника и электроника, 1972, т. 17, № 4, с. 680—687.
18. Красненко Н. П., Рыбаков Б. С. Анализ точности пеленгования случайных полей двухканальными моноимпульсными системами. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1976, т. 19, № 4, с. 10—12.
19. Кузин Е. В. Моноимпульсная радиолокация. — М.: Воениздат, 1969. — 100 с.
20. Леонов А. И. Радиолокация в противоракетной обороне. — М.: Воениздат, 1967. — 136 с.
21. Леонов А. И., Фомичев К. И. Моноимпульсная радиолокация. — М.: Сов. радио, 1970. — 392 с.
22. Ловенар. РЛС противоракетной обороны: миф или реальность. — Зарубежная радиоэлектроника, 1970, № 10, с. 3—16.
23. Лукошкин А. П. Радиолокационные усилители с большим диапазоном входных сигналов. — М.: Сов. радио, 1964. — 255 с.
24. Мищенко Ю. А. Радиолокационные цели. — М.: Воениздат, 1966. — 140 с.
25. Моделирование в радиолокации/Под ред. А. И. Леонова. — М.: Сов. радио, 1979. — 264 с.



26. Мультипроцессорные вычислительные системы/Под ред. Я. А. Хетагурова. — М.: Энергия, 1971. — 320 с.
27. Нарбут В. П., Хмельницкая Н. С. Расчет кросс-поляризационных диаграмм осесимметричных параболических антенн с синфазным распределением поля. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ, 1967, вып. 21, с. 43—55.
28. Немилюхер Ю. А. и др. Построение схем диодных СВЧ преобразователей частоты с фазовым подавлением зеркального канала. — В кн.: Полупроводниковые приборы и техника электросвязи/Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1974. — 146 с.
29. Оппенгейм, Джонсон. Дискретное представление сигналов. — ТИИЭР, 1972, № 6, с. 102—107.
30. Палий А. И. Радиоэлектронная борьба. — М.: Воениздат, 1981. — 320 с.
31. Радиотехнические системы в ракетной технике/Под общ. ред. В. И. Галкина, И. И. Захарченко, Л. В. Михайлова. — М.: Воениздат, 1974. — 340 с.
32. Родс Д. Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию: Пер. с англ. — М.: Сов. радио, 1960. — 159 с.
33. Сергиевский Б. Д. Определение угловых координат совокупности излучателей. — Радиотехника, 1967, № 4, с. 83—89.
34. Сергиевский Б. Д. Методы и средства противодействия противоракетной обороне. — Зарубежная радиоэлектроника, 1966, № 1, с. 3—31.
35. Свиридов Э. Ф. Сравнительная эффективность моноимпульсных радиолокационных систем пеленгации. — Л.: Судостроение, 1964. — 116 с.
36. Справочник по радиолокации: Пер. с англ./Под ред. М. Скольника. — В 3-х т. — М.: Сов. радио, 1979. — Т. 1 — 456 с., Т. 2 — 406 с., Т. 3 — 528 с.
37. Гартаковский Г. П. Динамика систем автоматической регулировки. — М.: Госэнергоиздат, 1957. — 191 с.
38. Теоретические основы радиолокации/Под ред. В. Е. Дулевича. — М.: Сов. радио, 1964. — 732 с.
39. Уфимцев П. Я. Метод краевых задач в физической теории дифракции. — М.: Сов. радио, 1962. — 243 с.
40. Фалькович С. Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флуктуационных помех. — М.: Сов. радио, 1961. — 311 с.
41. Фрадин А. З. Антенно-фидерные устройства. — М.: Связь, 1977. — 440 с.
42. Ханнан П. Двухзеркальные антенны, построенные на принципе телескопа Кассегрена. — Зарубежная радиоэлектроника, 1961, № 12, с. 71—91.
43. Хеллгрэн Г. Вопросы теории моноимпульсной радиолокации. — Зарубежная радиоэлектроника, 1962, № 12, с. 3—42, 1963, № 1, с. 3—75.
44. Хургин Я. Н., Яковлев В. Методы теории целых функций в радиофизике, теории связи и оптике. — М.: Физматгиз, 1962. — 220 с.
45. Царьков Н. М. Многоканальные радиолокационные измерители. — М.: Сов. радио, 1980. — 190 с.
46. Adata N. A., Keen K. M. Radiation characteristics of a double offset antenna, — theory and experiment — Antennas and Propag. Int. Symp. Dia Quebec, 1980, Symposium digest., v. 2, p. 545—548.
47. Aerospace Daily, 1975, v. 73, № 39, p. 309—311.
48. Andrews R. S. Antenna and other systematic effects on amplitude comparison monopulse systems. — Electronic Circuits and Systems, 1979, v. 3, № 3, p. 103—108.
49. Asseo S. J. Detection of targets multiplicity using monopulse quadrature angle. IEEE Trans., 1981, v. AES-17, № 2, p. 271—280.
50. Aviation Week, 1968, v. 89, № 1, p. 24—28.
51. Aviation Week, 1975, v. 102, № 20, p. 34—39.
52. Бартон. Радиолокационное сопровождение цели при малых углах места. — ТИИЭР, 1974, т. 62, № 6, с. 37—61.
53. Bielli P. Axially symmetrical reflectors depolarisation. — IEEE Int. Symp., Session 14, 19 May 1978, p. 337—380.
54. Birkemeier W. P., Wallace N. D. Radar tracking accuracy improvement by means of pulse-to-pulse frequency modulation. — IEEE Trans., 1962, Commun. Electron., v. 81, p. 571—575.
55. Bodnar D. G. Cross-polarisation characteristics of monopulse difference pat-

- terns. — Antennas and Propag. Int. Symp., Dia Quebec, 1980. Symposium digest, v. 1, p. 477—480.
56. Пат. 3927406 (США).
57. Budinasky J. H. Solid state phased arrays for ECM applications. — Proc. Nat. Aerospace Electron. Conf. Dayton, 1972, 15—17 May, p. 162—166.
58. Cooper D. C. Zero-steering antenna system for receiving a signal close to the direction of strong interference. — Electronics Letters, 1973, 22 March, p. 140—141.
59. Пат. 3806925 (США).
60. Devis R. Design-to-price takes on the cruise missile. — Electron. Warfare, 1977, v. 9, № 4, p. 52—54, 56, 60.
61. Davis W. A. Principles of electronic warfare. Radar and EW. — Microwave J., 1980, v. 23, № 2, p. 52—59.
62. Dax P. R. Keep track of that low flying attack. — Microwaves, 1976, v. 15, N 4, p. 32—36, 40—42, 47—53.
63. Dax P. R. Accurate tracking of low elevation targets over the sea with a monopulse radar. Radar present and future. — IEEE Conf., 1973, London, Oct. 23—25 1973, p. 160—165.
64. Defense Electronics, 1981, v. 13, N 1, p. 75.
65. Пат. 2943318 (США).
66. Dicken L. W. Report on the use of null steering in suppressing main beam interference. — Radar-77, Int. Conf., 25—28 Oct., 1977, London, p. 226—231.
67. Dilpare A. L. Chaff primer. — Microwave, 1970, v. 9, № 12, p. 46, 47.
68. Dijk J. et al. The polarization losses of offset paraboloid antennas. — IEEE Trans., 1974, v. AP-22, № 4, p. 513—520.
69. Электроника, 1975, т. 48, № 16.
70. Guili D., Tiberio R. A modified monopulse technique for radar tracking with low-angle multipath. — IEEE Trans., 1975, v. AES-11, № 5, p. 741—747.
71. Ghoibrial S. J., Fututh M. M. Cross-polarisation measurements using a composite feed with parasitic elements. — Electronics Letters, 1975, v. 11, № 20, p. 481, 482.
72. Ghoibrial S. J. The effect on the polarisation characteristics of the receiving feed on cross-polarisation of receiving reflector antennas. — Radio and Electronic Eng., 1975, v. 45, № 7, p. 346—350.
73. Ghoibrial S. J. Gain and cross-polarisation of reflector antennas with surface errors. Antennas and Propag. Int. Symp. Washington D. C. May 1978, Symposium digest, p. 253—256.
74. Ghoibrial S. J., Jervas J. A. Effects of off-set antennas profile errors on their cross-polarisation performance. — Antennas and Propag. Int. Symp., Dia Quebec, 1980, Symposium digest v. 1, p. 248—251.
75. Gonzalez D. G., Pollon G. E. Report on cross-polarisation limitation on accuracy of reflector monopulse antennas. — Colloquium Int. Radar, Paris, 1977, p. 333—336.
76. Hoisington D. B. Monopulse, Doppler and fuse jamming primers. — Int. Countermeasures Handbook, fifth edition, 1979—1980, p. 349—354.
77. Hockhman G. A., Olver A. D. Cross-polarized performance of small corrugated feeds. — IEEE Int. Symp. on Antennas and Propag., 1978, p. 431—434.
78. Howard D. D., Sherman S. M., Thomson D. N., Campbell J. J. Experimental results of the complex indicated angle technique for multipath correction. — IEEE Trans., 1974, v. AES-10, № 6, p. 779—787.
79. Howard J. E. A low angle tracking system for fire control radars. Rec. IEEE 1975 Int. Radar Conf., Arlington, N. J., 1975, p. 412—417.
80. International Countermeasures Handbook, 7th edition, 1981—1982, p. 344—347.
81. Interavia Air Letter, 1960, 20/II, p. 14—16.
82. Jones E. M. T. Paraboloid reflector and hyperboloid lens antenna. IRE Trans., July 1954, v. AP-2, p. 119—127.
83. Johnson G. R. Jamming passive lobing radars. — Electronic Warfare, 1977, v. 9, № 2, p. 75—85.
84. Johnson M. A., Stoner D. ECCM from the radar designer's view point. Microwave J., 1978, v. 21, № 3, p. 59—63.

85. Johnston S. L. Guided missile ECM/ECCM. — Microwave J., 1978, v. 21, № 9, p. 20—26.
86. Johnson G. R. Jamming CW Radar. — Electronic Warfare, 1977, v. 9, № 3, p. 95—105.
87. Johnston S. L. Radar Electronic ECCM. — Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 1978, № 1, p. 109—117.
88. Klaus D. E., Hollins R. P. Monochannel direction finding improves monopulse technique. — Defense Electronics, 1982, v. 14, p. 35—43.
89. Kitsuregava T. Report on a tri-reflector antennas with no cross-polarized components. — IEEE Int. Symp. on Antennas and Propag., 1979, Symposium digest, p. 92—95.
90. Пат. 4143375 (США).
91. Kumar A. Waveguide feed reduces cross-polarisation levels. — Microwave J., 1978, v. 21, № 3, p. 86—88.
92. Loomis R. Threat and ECM techniques. — Int. Defense Rev., 1976, № 1, p. 55—58.
93. Martin A. G., Symmetrical low cross-polarisation from a dielectric sphereloaded horn. — IEEE Trans., 1979, v. AP-27, № 6, p. 862—863.
94. Mendelovicz E., Oestreich E. T. Report on the phase-only adaptive nulling with discrete values. — IEEE Int. Symp. on Antennas and Propag., 1979, p. 193—198.
95. Microwave J., 1981, v. 24, № 9, p. 45.
96. Miller B. US penetration capability erodes. — Aviation Week, 1967, v. 88, № 17, p. 90—109.
97. Microwave System News, 1979, v. 9, № 2, p. 28.
98. Olver et. al. Design of corrugated feed for low cross-polarization. — Int. Conf. Antennas and Propag. London, 1978, part 1, p. 355—359.
99. Рид. Радиолокационная систем AN/FPS-85. — ТИИЭР, 1969, т. 57, № 3, с. 78—92.
100. Sakamoto H., Peebles P. Conopulse radar. — IEEE Trans., 1978, v. AES-14, № 1, p. 199—208.
101. Сколник. К вопросу об угловом разрешении радиолокатора. — ТИИЭР, 1975, т. 63, № 9.
102. Sherman S. M. Complex indicated angle applied to unresolved radar targets and multipath. — IEEE Trans., 1971, v. AES-7, p. 160—170.
103. Simens R. F. Hystory and principles of electronic warfare. Pt. 3. — Frequency Technology, 1970, Jan., p. 29—33.
104. Sims R. J., Craf E. R. The reduction of radar glint by diversity techniques. — IEEE Trans., 1971, v. AP-19, № 4, p. 462—468.
105. Smith P. G., Mrstic A. V. Multipath tracking errors in elevation scanning and monopulse radars. — IEEE Trans., 1979, v. AES-15, № 6, p. 765—776.
106. Steinber B. D. A proposed approach for increasing the azimuthal resolution in H. F. radar. — IEEE Trans., 1972, v. AP-20, № 5, p. 613—618.
107. Stein K. J. Pave Paws phased array radar nears acceptance. — Aviation Week, 1979, v. 110, № 15, p. 60—65.
108. Spellman M. Spread spectrum radios thwart hostile jammers. — Microwaves, 1981, № 9, p. 85—90.
109. Van Brunt L. B. Applied ECM, 1978, v. 1, E. W. Engineering, USA, 973 p.
110. Watson P. A., Ghoibrial S. J. Off-axis polarisation characteristics of Cassegrainian and frond-fed paraboloid antennas. — IEEE Trans., 1972, v. AP-20, Nov., p. 691—698.
111. White G. E. ITT vendor's partner. — Microwave J., 1975, v. 18, № 7, p. 16—19, 61.
112. Пат. 3221328 (США).
113. Dver F. B. Millimeter waves — the EW challenge. — Microwave J., 1980, v. 23, № 9.

## ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) 60  
 Амплитудная характеристика логарифмического усилителя 45  
 регулируемого усилителя системы АРУ 62  
 цепи АРУ 61  
 Антенны моноимпульсных систем  
 линзовые 18  
 параболические 14  
 параболические с контррефлектором 15  
 спиральные 21  
 расстояние между фазовыми центрами 34  
 угол смещения диаграмм направленности 33  
 фазированные решетки 22  
 База при фазовой пеленгации 7  
 Волноводные мосты 43  
 Деполяризация радиоволн 147  
 Диаграммы направленности антенн на кросс-поляризации 161  
 парциальные 6, 70  
 разностные 70  
 суммарные 70  
 Коэффициент сжатия логарифмического усилителя 45  
 широкополосных сигналов 270  
 Кросс-поляризация антенн 157, 160  
 Линза диэлектрическая 19  
 Люнеберга 20  
 металлопластичная 19  
 Логарифмический усилитель 45  
 с суммированием выходных напряжений каскадов 53  
 с шунтированием анодных нагрузок 51  
 Методы  
 защиты от мерцающей и частотно перестраиваемой помехи 248  
 — — помех на кросс-поляризации 249  
 — — радиопомех 239  
 ослабления влияния деполяризации сигналов и кросс-поляризации антенн на точность пеленгования 164  
 — — многолучевого распространения радиоволн 119  
 — помех, перенацеливающих на подстилающую поверхность 249  
 помехозащиты каналов обнаружения 240  
 — — селекции целей 243  
 — угломерных каналов 244

увеличения разрешающей способности по угловым координатам 106  
 уменьшения инструментальных ошибок пеленгации 183  
 Моделирование характеристик моноимпульсных РЛС 252  
 — обработки сигналов 259, 269  
 Модель моноимпульсной РЛС автосопровождения целей 271  
 обзорной РЛС с частотно-модулированным сигналом 285  
 привода контррефлектора 277  
 Моноимпульсные РЛС  
 дальнего сопровождения и связи со спутниками и космическими кораблями 295  
 импульсно-доплеровские 81  
 наведения зенитных управляемых ракет 301  
 обнаружения наземных целей на фоне местности 303  
 пеленгационная чувствительность 105  
 помехозащищенность 197  
 систем противоракетной обороны 298  
 слежения за баллистическими и космическими целями 291  
 с цифровой обработкой сигналов 82  
 Моноимпульсные системы  
 амплитудные суммарно-разностные 69  
 амплитудно-амплитудные 66  
 для пеленгации в двух плоскостях 76  
 обзорные 72, 75  
 основные классы 10  
 работающие в непрерывном и квазинепрерывном режиме излучения 88  
 с амплитудной пеленгацией 6  
 с комплексной пеленгацией 84  
 с коническим сканированием 89  
 с селекцией по скорости 88  
 структурная схема 8  
 с фазовой пеленгацией 6  
 фазовые суммарно-разностные 71  
 фазово-фазовые 67  
 Облучатели антенн 28  
 однорупорный 31  
 четырехрупорный 30  
 Пеленгация  
 амплитудная 6  
 моноимпульсная 5

фазовая 6  
 Пеленгование  
 по непрерывным и квазинепрерывным сигналам 182  
 по сигналам с частотной модуляцией 180  
 при использовании сжатия импульсного сигнала 182  
 при рассогласовании принимаемых сигналов по поляризации 160  
 Пеленгования ошибки  
 вызываемые амплитудными и угловыми флуктуациями 127, 128  
 двухточечной цели  
 за счет влияния внешних шумов 125  
 — — — внутренних шумов приемника 135  
 — — — кросс-поляризации приемных антенн 160  
 — — — неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов 169  
 — — — ошибок в распространении поля возбуждения по раскрыву антенной решетки 151  
 — — — условий распространения радиоволн 115  
 — — — флуктуаций фазового фронта сигнала двухточечной цели 128  
 инструментальные 149  
 основные источники 115  
 при неидентичности диаграмм направленности цели сложной формы 131  
 Пеленгования точность  
 влияние амплитудных и угловых флуктуаций отраженного сигнала 126

— АРУ 141  
 парной цели амплитудной суммарно-разностной системой 95  
 — — фазовой суммарно-разностной системой 98  
 Помехи радиолокационным станциям  
 активные маскирующие 201  
 дезинформирующие 204  
 двухчастотные 224  
 когерентные, создаваемые из двух точек пространства 228  
 мерцающие, создаваемые из двух точек пространства 231  
 на кросс-поляризации 212  
 на частоте коммутации 210  
 общая характеристика 199  
 пассивные маскирующие 204  
 перенацеливающие 235  
 с качанием по частоте, излучаемые из двух и более точек пространства 234  
 Разрешающая способность по угловым координатам 93  
 графический метод определения 99  
 Спектр  
 сигнала и шума при приеме моноимпульсной РЛС 137  
 — — — РЛС с коническим сканированием 137  
 Суммарно-разностный преобразователь 43  
 Угловой датчик 11  
 — дискриминатор амплитудный 12  
 суммарно-разностный 13  
 фазовый 13  
 — шум 128  
 Фазовый фронт сигнала от двухточечной цели 171

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие

### Глава 1

#### ПРИНЦИП И МЕТОДЫ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

- 1.1. Принцип моноимпульсной пеленгации
- 1.2. Структурная схема моноимпульсной системы
- 1.3. Угловые дискриминаторы моноимпульсных систем

### Глава 2

#### АНТЕННЫ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

- 2.1. Параболические антенны
- 2.2. Линзовые антенны
- 2.3. Спиральные антенны
- 2.4. Фазированные антенные решетки
- 2.5. Облучатели антенн моноимпульсных РЛС
- 2.6. Выбор угла смещения максимума диаграммы направленности и расстояния между фазовыми центрами

### Глава 3

#### ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

- 3.1. Использование ЭВМ для автоматизации работы РЛС
- 3.2. Цифровая обработка сигналов
- 3.3. Преобразователи информации
- 3.4. Логарифмический усилитель
- 3.5. Фазовый детектор
- 3.6. Система автоматической регулировки усиления

### Глава 4

#### ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ

- 4.1. Моноимпульсные радиолокационные системы автосопровождения целей
- 4.2. Обзорные моноимпульсные радиолокационные системы
- 4.3. Принципы построения моноимпульсных систем для пеленгации в двух измерениях
- 4.4. Комплексные моноимпульсные системы
- 4.5. Принципы построения моноимпульсных систем, работающих в непрерывном и квазинепрерывном режимах излучения
- 4.6. Моноимпульсная система с коническим сканированием

### Глава 5

#### РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ И ПЕЛЕНГАЦИОННАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС ПО УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ

- 5.1. Понятие разрешающей способности по угловым координатам
- 5.2. Разрешающая способность моноимпульсных РЛС по угловым координатам
- 5.3. Пеленгационная чувствительность моноимпульсных систем
- 5.4. Методы увеличения разрешающей способности моноимпульсных РЛС по угловым координатам

### Глава 6

#### ВОПРОСЫ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ МОНОИМПУЛЬСНЫМ МЕТОДОМ

- 6.1. Источники погрешностей пеленгования
- 6.2. Влияние среды распространения радиоволн на точность пеленгования
- 6.3. Влияние внешних шумов на точность пеленгования моноимпульсных РЛС
- 6.4. Влияние амплитудных и угловых флуктуаций отраженного сигнала на точность пеленгования
- 6.5. Влияние на точность пеленгования внутренних шумов приемника моноимпульсных РЛС

|   |                                                                                           |      |
|---|-------------------------------------------------------------------------------------------|------|
|   | ных РЛС                                                                                   | Стр. |
| П | 6.6. Суммарная ошибка пеленгования, обусловленная влиянием угловых шумов цели и приемника | 135  |
|   | 6.7. Влияние автоматической регулировки усиления на точность пеленгования                 | 139  |
|   | 6.8. Влияние деполяризации отраженных сигналов на точность пеленгования                   | 141  |
|   |                                                                                           | 147  |

## Глава 7

### ВЛИЯНИЕ НЕИДЕНТИЧНОСТИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ МОНОИМПУЛЬСНЫМ МЕТОДОМ

|   |                                                                                                                                                                         |     |
|---|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
|   | 7.1. Основные источники инструментальных ошибок                                                                                                                         | 149 |
| П | 7.2. Влияние несовершенства формирования диаграмм направленности антенн моноимпульсных систем на точность пеленгования                                                  | 150 |
|   | 7.3. Влияние кросс-поляризации приемных антенн на точность пеленгования моноимпульсным методом                                                                          | 157 |
|   | 7.4. Влияние на точность пеленгования неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов моноимпульсных систем                                            | 169 |
|   | 7.5. Дополнительные требования к идентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов при использовании широкополосных, непрерывных и квазипрерывных сигналов | 180 |
|   | 7.6. Конструктивные методы уменьшения инструментальных ошибок пеленгования                                                                                              | 183 |
|   | Уменьшение влияния на точность пеленгования моноимпульсных РЛС неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов, зависящих от частоты                   | 197 |

## Глава 8

### ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

|  |                                                                                          |     |
|--|------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
|  | 8.1. Значение помехозащищенности РЛС                                                     | 197 |
|  | 8.2. Общая характеристика помех радиолокационным станциям                                | 199 |
|  | 8.3. Радиопомехи каналу обнаружения цели                                                 | 200 |
|  | 8.4. Помехи каналам селекции целей                                                       | 205 |
|  | 8.5. Методы радиопротиводействия угломерным каналам автосопровождения моноимпульсных РЛС | 207 |
|  | 8.6. Методы защиты моноимпульсных РЛС от некоторых видов радиопомех                      | 239 |

## Глава 9

### ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

|   |                                                                                 |     |
|---|---------------------------------------------------------------------------------|-----|
|   | 9.1. Общие задачи и направления моделирования                                   | 252 |
|   | 9.2. Моделирование антенно-фидерного устройства                                 | 255 |
|   | 9.3. Моделирование обработки сигналов в радиоприемном устройстве                | 259 |
|   | 9.4. Моделирование обработки широкополосных сигналов в радиоприемном устройстве | 269 |
| П | 9.5. Модель моноимпульсной РЛС автосопровождения целей                          | 271 |
|   | 9.6. Модель обзорной моноимпульсной РЛС с частотно-модулированным сигналом      | 285 |

## Глава 10

### ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И НЕКОТОРЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАРУБЕЖНЫХ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РЛС

|  |                                                                                                      |     |
|--|------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
|  | 10.1. РЛС слежения за баллистическими и космическими целями                                          | 291 |
|  | 10.2. Радиолокационные системы дальнего сопровождения и связи со спутниками и космическими кораблями | 295 |
|  | 10.3. РЛС систем противоракетной обороны                                                             | 298 |
|  | 10.4. РЛС наведения зенитных управляемых ракет                                                       | 301 |
|  | 10.5. РЛС обнаружения наземных целей на фоне местности                                               | 303 |
|  | Список литературы                                                                                    | 305 |
|  | Предметный указатель                                                                                 | 309 |