

## **Г л а в а 9**

# **ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ И ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ. МОНОИМПУЛЬСНЫЕ СИСТЕМЫ**

## **9.1. ОСНОВНЫЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ**

### **1. Общие сведения**

Одной из важнейших задач радиолокационного наблюдения является определение угловых координат и выполнение поиска целей в пространстве с обеспечением разрешения целей по угловым координатам. Как было показано в гл. 1 все виды устройств измерения угловых координат решают задачу определения положения фазового фронта волны отраженного сигнала. Различные устройства определения угловых координат отличаются между собой способом решения этой задачи.

В общем случае, принимаемый радиолокационный сигнал является функцией времени и пространственного положения цели и места приема сигналов. По этой причине во всех устройствах измерения координат и обзора пространства важную роль играют антенные устройства как первичные преобразователи приходящих электромагнитных колебаний в электрические сигналы, содержащие параметры, которые являются функцией угловых координат целей. В зависимости от количества и степени разнесения точек приема сигналов в пространстве можно выделить пространственно-одноканальные и пространственно-многоканальные устройства.

*К пространственно-одноканальным* относятся устройства, у

которых фактически имеется один канал (один узел) преобразования электромагнитного поля, отраженного сигнала в электрические сигналы, параметры которых зависят от углового положения цели. К одноканальным РЛ системам относятся, например, устройства, формирующие одну диаграмму направленности и выполняющие измерение угловых координат по *максимальному значению выходного сигнала* приемного одноканального устройства. Такие простейшие одноканальные устройства применяются, например, при поиске целей в процессе обзора пространства, когда за относительно небольшой отрезок времени (период обзора) необходимо получить данные о большом количестве целей в зоне обзора РЛС.

Другим примером одноканальных РЛ устройств являются - *модуляционные измерители угловых координат* целей, в которых при наличии одного канала преобразования параметров электромагнитного поля изменяются во времени параметры антенного устройства, что приводит к возникновению модуляции принимаемого сигнала по амплитуде или фазе. Причем параметры модулирующей функции однозначно связаны с угловым положением цели. Известны, например, РЛС с периодическим изменением положения ДН антенны – непрерывно или дискретно относительно некоторого заданного (опорного) направления. Параметры появляющейся амплитудной модуляции сигналов однозначно связаны с положением цели относительно опорного направления.

Особым типом одноканальных устройств являются системы с перемещением антенны в процессе измерения угловых координат в пространстве (например, в процессе полета самолета по траектории). В этом случае появляется фазовая (или частотная) модуляция принимаемого сигнала, что используется для обеспечения более точного измерения углового положения целей и обеспечения более высокого разрешения целей. Это так называемые *РЛС с синтезированием апертуры (РСА)*.

Второй крупный класс РЛ устройств измерения угловых координат – это *пространственно-многоканальные* устройства. Для этих устройств характерно наличие *нескольких каналов* преобразования электромагнитного поля принимаемых сигналов в электрические напряжения и совместная одновременная обработка этих электрических напряжений с целью выделения данных об угловом положении цели.

В зависимости от алгоритмов обработки принимаемых сигналов на выходе нескольких каналов, разнесенных в пространстве, имеются следующие группы многоканальных радиолокационных устройств.

*Моноимпульсные РЛУстройства.* Имеется ограниченное количество отдельных, пространственно разнесенных каналов приема сигналов. Одновременная совместная обработка сигналов позволяет получить в каждый данный момент по одному отсчету ("по одному импульсу") оценку угловой координаты цели. Предполагается, что в разрешаемом элементе по дальности и доплеровским частотам находится одна цель. Применяются моноимпульсные устройства во всех тех случаях, когда требуется высокая точность измерения координат: при прицеливании, при целеуказании средствам поражения целей и т.п.

*Фазированные антенные решетки* в РЛС (ФАР). Пространственно разнесенными каналами в этих устройствах являются отдельные элементы антенной решетки совместно с цепями усиления и преобразования сигналов, управления фазой и амплитудой как в режиме приема, так и при излучении. Управление фазой сигналов в отдельных каналах, совместные преобразования позволяют решать ряд задач в пространстве. Например, можно одновременно сформировать несколько ДН ("лучей" ДН), которые могут иметь различную форму и устанавливаться (фокусироваться) в различных направлениях; можно подбором фаз и амплитуд добиться подавления помеховых сигналов, приходящих с какого-либо направления; можно осуществлять непрерывное или скачкообразное изменение направления максимума диаграммы направленности всей решетки элементов, то есть осуществлять электронное перемещение ДН без каких-либо механических движений.

*Голографические радиолокационные системы.* Отраженные от целей сигналы поступают на решетку антенных элементов, которые образуют поле регистрации электромагнитных колебаний. Преобразования в данной многоканальной системе во многом аналогичны преобразованиям в оптической голографии. На первом этапе осуществляется фиксация параметров электромагнитного поля на пространстве апертуры антенной решетки. На выходе каждого канала формируются отсчетные значения волнового поля отраженного сигнала. Для формирования отсчетов создается опорное когерентное

напряжение. На втором этапе – этапе "восстановления пространства целей" – осуществляется обработка массива отсчетных значений поля по алгоритмам интегральных преобразований Фурье или Френеля. В результате формируется в индикаторной системе "изображение" целей или групп целей.

В отличие от оптической голографии в диапазоне радиоволн нет материалов, способных непосредственно фиксировать интенсивность электромагнитных колебаний в каждой точке апертуры антенной решетки. По этой причине пространственно-многоканальная система приема отраженных сигналов в виде ФАР выполняет роль "материала" фиксации структуры волнового поля.

## **2. Оптимальные устройства пространственно-временной обработки сигналов**

В радиолокационных системах, выполняющих задачу измерения угловых координат и обзор пространства, сигналы, принимаемые в каждой точке апертуры антенны, являются функцией не только времени, но и положения этой точки в пространстве. Пространственно-временная обработка в многоканальных РЛ системах в конечном итоге сводится к формированию результирующей диаграммы направленности для решения задачи измерения угловых координат и к временной обработке для измерений расстояний и доплеровских частот обнаруженных целей.

Для иллюстрации общих подходов при выполнении пространственно-временной обработки сигналов рассмотрим простой случай приема сигналов многоканальной системой в виде линейной решетки элементов, занимающих в пространстве участок протяженностью  $L$ , а общее число антенных элементов равно  $M$  (рис. 9.1). В каждом канале имеются мешающие шумы со спектральной плотностью  $N_0$ . Считаем, что все шумовые сигналы являются независимыми друг от друга. Плотность распределения вероятностей шума в  $i$ -ом канале на интервале наблюдения  $T$  запишем в виде

$$p_i(n(t), x_i) = k \exp \left\{ -\frac{2}{N_0} \int_0^T |n(t, x_i)|^2 dt \right\}, \quad (9.1)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности;  $n(t, x_i)$  – шумовой сигнал;  $x_i$  – координата  $i$ -го элемента решетки.

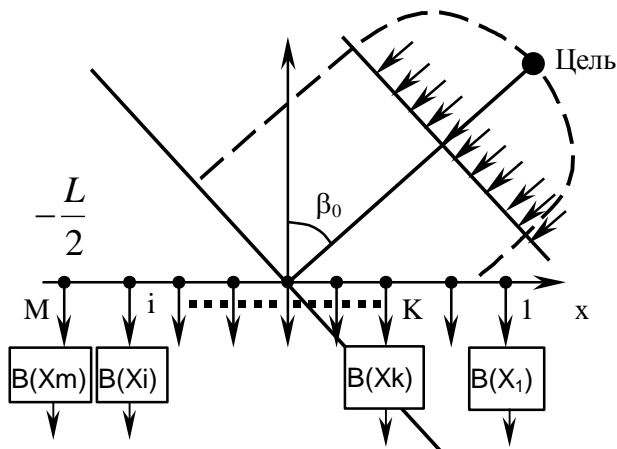


Рис. 9.1.

Совместную плотность распределения шумов (функционал распределения) для всех  $M$  выходов запишем как произведение всех плотностей (9.1) для отдельных каналов:

$$p(n(t)) = \prod_{i=1}^M p_i(n(t), x_i) = k \exp \left\{ -\frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^M \int_0^T |n(t, x_i)|^2 dt \right\}. \quad (9.2)$$

При большом количестве элементов можно записать (9.2) и в интегральной форме

$$p(n(t)) = k \exp \left\{ -\frac{2}{LN_0} \int_{-L/2}^{L/2} \int_0^T |n(t, x_i)|^2 dt \right\}, \quad (9.3)$$

где  $L$  – длина антенной решетки.

Принимаемый сигнал совместно с шумами в каждом канале запишем, как обычно, в виде

$$y(t, x_i) = s(t, x_i) + n(t, x_i). \quad (9.4)$$

Сигнал  $s(t, x_i)$  в каждом канале запишем в развернутом виде как

$$s(t, x_i) = aS(t - t_{д0}, f_0 + f_{дп})e^{-j2\pi f_0 \Delta t(x_i)}, \quad (9.5)$$

где  $t_{д0}$  – задержка сигнала, отраженного от цели относительно центрального элемента решетки ( $x=0$ ),  $\Delta t(x_i)$  – задержка сигнала в  $i$ -ом элементе по оси  $X$  относительно центрального. Эта величина равна

$$\Delta t(x_i) = \frac{x_i \sin \beta_0}{c}. \quad (9.6)$$

Если ввести обобщенные угловые координаты, соответствующие пространственным частотам, рассмотренным ранее, как

$$u_0 = \frac{\sin \beta_0}{\lambda}, \quad (9.7)$$

то фаза сигнала в  $i$ -ом канале по отношению к центральному можно записать как

$$\Delta \varphi(x_i) = -2\pi f_0 \Delta t(x_i) = -2\pi u_0 x_i. \quad (9.8)$$

Следовательно, сигнал (9.5) можно записать как функцию и углового положения цели  $\beta_0$ :

$$s(t, x_i) = aS(t - t_{д0}, f_0 + f_{дп})e^{-j2\pi u_0 x_i} = s(t, x_i, u_0). \quad (9.9)$$

В соответствии с методикой нахождения функционала правдоподобия (см. гл. 3) запишем, используя выражения (9.2) и (9.3):

$$L_y(t_c, f_c, \beta_c) = k \exp \left\{ -\frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^M \int_0^T |y(t, x_i) - s_{оп}(t, x_i, \beta_c)|^2 dt \right\}, \quad (9.10)$$

где  $\beta_c$  – угловое положение опорного направления, а опорный сигнал  $s_{оп}(t, x_i, \beta_c)$  запишется в виде

$$s_{оп}(t, x_i, \beta_c) = B(x_i) S(t - t_{д0}, f_0 + f_{дп})e^{-j2\pi u_c x_i} = s_{оп}(t, x_i, u_c), \quad (9.11)$$

где  $u_c$  – обобщенный угол опорного направления (пространственная частота), равная:

$$u_c = \frac{\sin \beta_c}{\lambda}, \quad (9.12)$$

а  $B(x_i)$  – весовые коэффициенты на апертуре.

После простых преобразований, аналогичных выполненным в главе 3, получим функцию правдоподобия  $L_y(t_c, f_c, \beta_c)$

$$L_y(t_c, f_c, \beta_c) = k \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \operatorname{Re} \sum_{i=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} y(t, x_i, u_0) s_{\text{оп}}^*(t, x_i, u_0) dt \right\}. \quad (9.13)$$

Видно, что достаточная статистика при обнаружении цели на заданном направлении соответствует пространственно-временному корреляционному интегралу

$$\Psi(t_c, f_c, u_c) = \sum_{i=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} y(t, x_i, u_0) S^*(t - t_c, f + f_c) e^{-j2\pi u_c x_i} dt. \quad (9.14)$$

Выражение (9.14) позволяет рассмотреть процедуру пространственно-временной обработки принимаемых сигналов. Возможны два подхода, в зависимости от порядка и последовательности выполнения временной и пространственной обработки сигналов. В *первом случае (первый подход)* в каждом  $i$ -ом канале в первую очередь выполняется временная обработка, формируется корреляционный интеграл вида

$$\Psi_i(t_c, f_c) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t, x_i, u_0) S^*(t - t_c, f + f_c) dt. \quad (9.15)$$

На втором этапе выполняется суммирование всех корреляционных интегралов  $\Psi_i$  в соответствии с формулой

$$\Psi(t_c, f_c, u_c) = \sum_{i=1}^M \Psi_i(t_c, f_c) e^{-j2\pi u_c x_i}. \quad (9.16)$$

Операцию, определяемую формулами (9.15) и (9.16), можно

рассматривать как обработку сигналов в пространственно-временном корреляционном устройстве или в пространственно-временном согласованном фильтре в зависимости от способа формирования опорного сигнала.

*Второй подход* характеризуется изменением порядка выполнения операций преобразования сигналов. На первом этапе выполняется *пространственная* обработка (см. (9.14)) по алгоритму

$$G_i(t, u_c) = \sum_{i=1}^M y(t, x_i, u_0) e^{-j2\pi u_c x_i}. \quad (9.17)$$

На втором этапе выполняется *временная* обработка

$$\Psi(t_c, f_c, u_c) = \int_{-\infty}^{\infty} G_i(t, u_0) S^*(t - t_c, f + f_c) dt. \quad (9.18)$$

Раздельное выполнение обработки пространственно-временных сигналов в виде двух этапов практически возможна во всех реальных случаях работы радиолокационных систем.

Вариант с выполнением на первом этапе пространственной обработки, а на втором – временной, характерен для РЛ систем с фазированными антенными устройствами (ФАР). Выполнение временной обработки на первом этапе в каждом пространственном канале, обеспечивающей измерение доплеровских частот и времени запаздывания сигнала или соответствующей относительной фазы, характерно для большой группы РЛ систем, например радиоголографических. К этой группе РЛ систем можно отнести и некоторые ФАР с активными элементами (активные ФАР), а также РЛ системы с синтезированием апертуры (РСА) (см. гл. 17). Хотя в РСА обычно используется один канал приема сигналов с выполнением временной обработки, но при изменении положения этого канала в пространстве формируется как бы набор многих каналов, выходные сигналы которых обрабатываются по алгоритмам пространственной обработки (выполняется весовое когерентное суммирование многих отсчетных значений).



## 9.2. ПРОСТРАНСТВЕННО-ОДНОКАНАЛЬНЫЕ РЛ СИСТЕМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

### 1. Амплитудно-модуляционный метод пеленгации целей

*Принцип пеленгации целей.* Широкое применение в радиолокации нашел одноканальный метод с амплитудной модуляцией принимаемых сигналов. Амплитудная модуляция происходит в результате конического сканирования ДН антенны относительно некоторого направления, которое называется равносигнальным (как это поясняется ниже). Диаграмма направленности отклонена от равносигнального направления (РСН) на некоторый угол  $\psi_0$ , который обычно меньше ширины ДН  $\theta_d$ . Если цель расположена не на РСН, то при вращении ДН принимаемые сигналы изменяются по амплитуде. Как показано ниже, при постоянной скорости вращения ДН амплитудная модуляция имеет вид синусоидальной, а частота модуляции равна угловой скорости вращения  $\Omega_{ск}$ . Глубина модуляции зависит от величины угла отклонения направления на цель  $\gamma$  от РСН (см. рис. 9.2). На рис. 9.3 показаны сигналы  $U_v$  на выходе приемника (после детектирования) для различных положений цели относительно РСН (цифра временной диаграммы на рис. 9.3 соответствует возможному положению цели на рис. 9.2). Фаза модуляции зависит от положения цели в картинной плоскости, которая соответствует плоскости, проходящей через цель и перпендикулярной РСН.

Эта фаза зависит от полярного угла  $\phi_0$  радиуса-вектора положения цели относительно выбранного опорного направления (на рис. 9.2 это направление – ось  $Y$ ). Из рис. 9.3 видно, что при положении цели на РСН модуляция принимаемых сигналов отсутствует, а во всех других положениях максимум интенсивности принимаемого сигнала соответствует моменту времени, когда максимум ДН проходит на наиболее близком расстоянии от цели в картинной плоскости. Огибающая импульсов  $U_v$  выделяется путем амплитудного детектирования видеопульсов. Полученный сигнал  $u_{co}$  называется сигналом ошибки (СО), так как этот сигнал характеризует рассогласование положения цели относительно РСН.

*Сигнал ошибки.* Найдем зависимость сигнала ошибки от параметров антенной системы, величины угла рассогласования и параметров вращения ДН. На сферической поверхности, проходящей че-

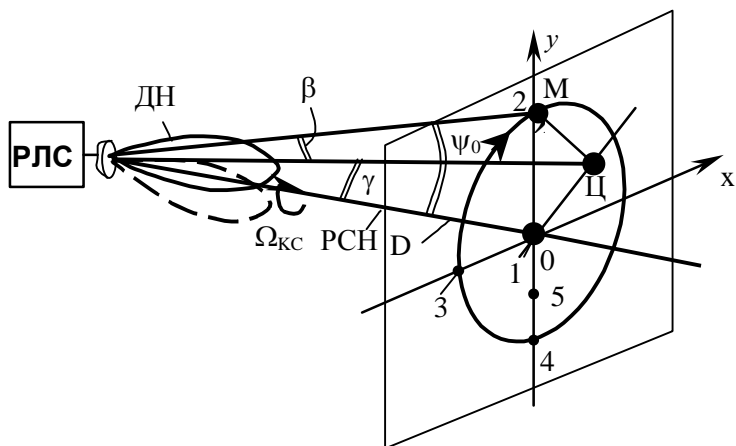


Рис. 9.2.

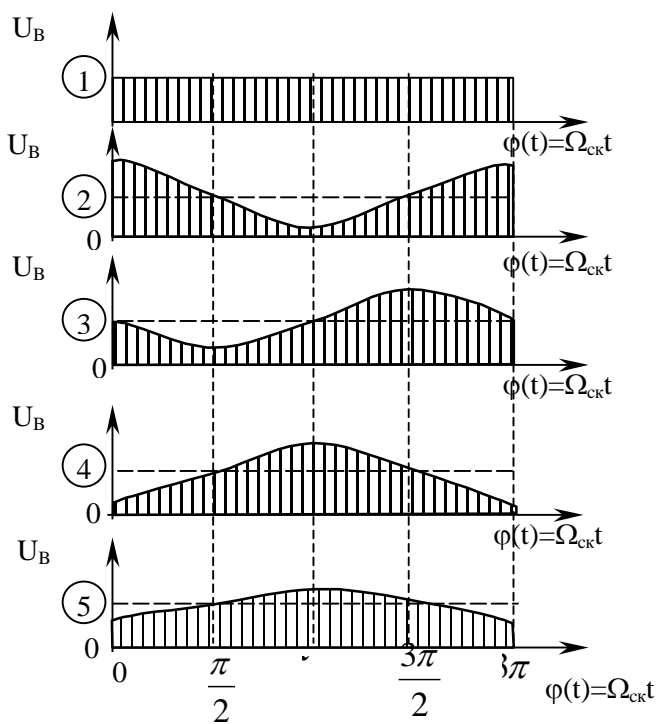


Рис. 9.3.

рез цель и совпадающей с картинной плоскостью (см. рис. 9.2), угловым величинам  $\gamma, \psi_0, \beta$  соответствуют дуги  $D\gamma, D\psi_0, D\beta$ , где  $D$  – расстояние от РЛС до цели. Эти дуги в реальных условиях работы РЛС мало отличаются от соответствующих сторон треугольника ОЦМ на рис. 9.2. Представим зависимость отклонения цели от положения максимума ДН в картинной плоскости М (отрезок МЦ) в виде соотношения для стороны МЦ в треугольнике ОЦМ (по теореме косинусов):

$$[D\beta(t)]^2 = (D\gamma)^2 + (D\psi_0)^2 - 2D^2\gamma\psi_0\cos(\Omega_{\text{ск}}t - \varphi_0), \quad (9.19)$$

где угол  $\beta$ , то есть угол между направлением на цель и направлением максимума ДН, изменяется во времени, что обусловлено вращением ДН с угловой скоростью  $\Omega_{\text{ск}}$ . Разделив обе стороны соотношения (9.19) на  $D^2$ , получим формулу, связывающую угловые величины:

$$\beta^2(t) = \gamma^2 + \psi_0^2 - 2\gamma\psi_0\cos(\Omega_{\text{ск}}t - \varphi_0). \quad (9.20)$$

Так как угол  $\gamma$  обычно значительно меньше  $\psi_0$ , то можно записать:

$$\begin{aligned} \beta(t) &= \left[ \gamma^2 + \psi_0^2 - 2\gamma\psi_0\cos(\Omega_{\text{ск}}t - \varphi_0) \right]^{\frac{1}{2}} = \\ &= \psi_0 \left[ \frac{\gamma^2}{\psi_0^2} + 1 - 2\frac{\gamma}{\psi_0}\cos(\Omega_{\text{ск}}t - \varphi_0) \right]^{\frac{1}{2}} \approx \\ &\approx \psi_0 \left[ 1 - \frac{\gamma}{\psi_0}\cos(\Omega_{\text{ск}}t - \varphi_0) \right] = \psi_0 - \gamma\cos(\Omega_{\text{ск}}t - \varphi_0). \end{aligned} \quad (9.21)$$

Огибающая видеоимпульсов на выходе приемника пропорциональна значению диаграммы направленности для угла  $\beta(t)$ :

$$u_{\text{в}}(t) = U_0 F(\beta(t)), \quad (9.22)$$

где  $U_0$  – амплитуда сигнала, приходящего от цели, на входе антенны. Подставим (9.21) в формулу (9.22) и получим

$$u_{\text{в}}(t) = U_0 F[\psi_0 - \gamma \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0)]. \quad (9.23)$$

Выражение (9.23) соответствует периодической функции времени и при условии, что  $\gamma \ll \psi_0$ , может быть представлена в виде ряда Фурье, используя разложение функции  $u_{\text{в}}(t)$  в ряд Тейлора относительно угла  $\psi_0$ :

$$u_{\text{в}}(t) = U_0 \left[ F(\psi_0) - \gamma F'(\psi_0) \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0) + \frac{\gamma^2}{2} F''(\psi_0) \cos^2(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0) + \dots \right]. \quad (9.24)$$

Так как угол  $\gamma$  мал, то можно в разложении (9.24) ограничиться только первыми двумя членами:

$$\begin{aligned} u_{\text{в}}(t) &= U_0 F(\psi_0) \left[ 1 - \gamma \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)} \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0) \right] = \\ &= U_0 F(\psi_0) [1 - m(\gamma) \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0)] \end{aligned} \quad (9.25)$$

Видно из (9.25), что огибающая видеоимпульсов действительно имеет вид косинусоидальной модуляции видеоимпульсов (см. рис. 9.3) с глубиной амплитудной модуляции  $m(\gamma)$ , равной

$$m(\gamma) = \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)}. \quad (9.26)$$

В формулах (9.24)–(9.26) производная ДН  $F'(\psi_0)$  по углу  $\beta$  находится при значении  $\beta = \psi_0$ , то есть при пересечении ДН с равносигнальным направлением. Видно, что чем больше величина  $F'(\psi_0)$ , тем больше и глубина амплитудной модуляции, тем больше и "чувствительность" метода к величине угла отклонения  $\gamma$  направления на цель относительно РСН.

Для выделения огибающей видеоимпульсов выполняется второе амплитудное детектирование. В результате получают так называемый *сигнал ошибки*  $u_{\text{со}}$ :

$$\begin{aligned}
 u_{co}(t) &= kU_0 F(\psi_0) m(\gamma) \cos(\Omega_{ck} t - \varphi_0) = \\
 &= kU_0 F'(\psi_0) \gamma \cos(\Omega_{ck} t - \varphi_0) = U_{co} \gamma \cos(\Omega_{ck} t - \varphi_0),
 \end{aligned}
 \tag{9.27}$$

где  $k$  – коэффициент передачи амплитудного детектора, а  $U_{co}$  – амплитудный коэффициент, равный  $kU_0 F'(\psi_0)$ .

## 2. Структурная схема амплитудно-модуляционного устройства пеленгации

Амплитудно-модуляционный метод пеленгации обычно используется при автоматическом сопровождении цели таким образом, что непрерывно РСН отслеживает положение цели. Величина отклонения РСН от некоторого опорного направления и является измеряемым углом положения цели в соответствующей системе координат. На самолете, например, в качестве опорного напряжения может быть выбрана строительная ось самолета.

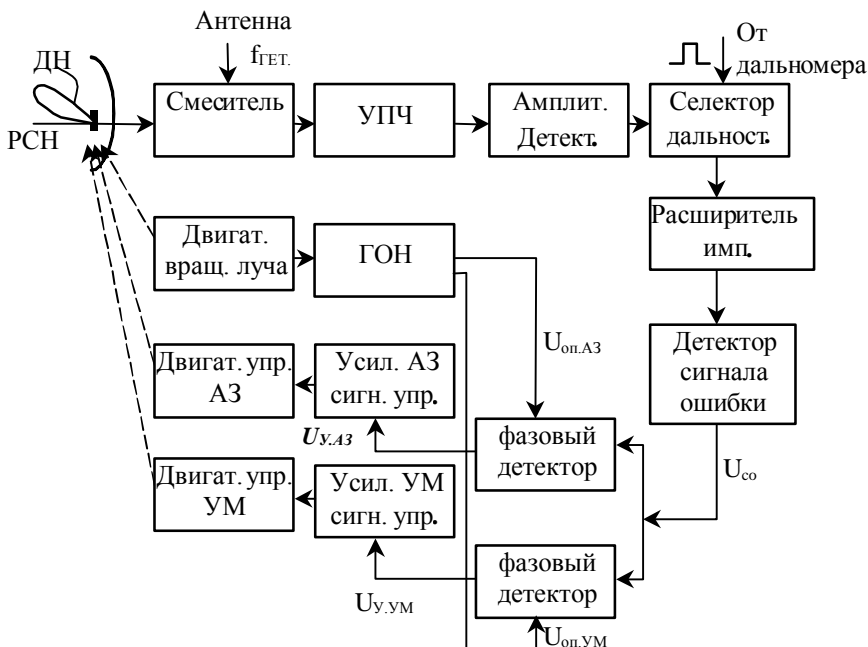


Рис. 9.4.

Для реализации устройства автоматического сопровождения цели по угловым координатам при амплитудно-модуляционном методе пеленгации рассмотрим упрощенную структурную схему (рис. 9.4). Сигнал, отраженный от цели, принимается антенной, диаграмма направленности которой вращается вокруг РСН и поступает в приемник, состоящий, как обычно, из смесителя, УПЧ и амплитудного детектора.

Для сопровождения только одной цели в приемнике осуществляется разделение сигналов. Например, после амплитудного детектора (см. рис. 9.4) устанавливается селектор по дальности и далее на обработку поступают сигналы только одной цели. В ряде РЛС выполняется разделение сигналов и по доплеровским частотам (в импульсно-доплеровских РЛС). Для выделения сигнала ошибки  $u_{co}$  служит второй амплитудный детектор (детектор сигнала ошибки). Для более эффективного выделения СО импульсы с выхода селектора дальности предварительно "растягиваются" по длительности. Фактически в качестве детектора сигнала ошибки используется так называемый пиковый детектор.

Для слежения за целью ось антенной системы, совпадающая с РСН, поворачивается путем сочетания двух движений: в плоскости азимута и в плоскости наклона (угла места). На соответствующие двигатели движения по азимуту и углу места необходимо подавать сигналы управления. Для формирования сигналов управления в схеме слежения обычно используется два фазовых детектора, которые преобразуют сигнал ошибки  $u_{co}$  в два управляющих сигнала. Для этой цели на фазовые детекторы подаются опорные напряжения  $u_{оп.аз}$  и  $u_{оп.ум}$ . Опорные напряжения изменяются по синусоидальному и косинусному законам с частотой, соответствующей угловой частоте  $\Omega_{ск}$  вращения ДН:

$$\begin{aligned} u_{оп.аз} &= U_{оп} \sin \Omega_{ск} t, \\ u_{оп.ум} &= U_{оп} \cos \Omega_{ск} t. \end{aligned} \quad (9.28)$$

Для формирования опорных напряжений в схеме имеется специальный генератор опорных напряжений (ГОН), который связан с устройством (двигателем) вращения луча ДН.

На выходе фазовых детекторов формируется произведение опорного сигнала и сигнала ошибки:

$$\begin{aligned}
 U_{y.az} &= u_{оп.аз} \cdot u_{co} = \\
 &= U_{оп} \sin \Omega_{ск} t \cdot U_{co} \gamma \cos(\Omega_{ск} t - \varphi_0) = \\
 &= U_{оп} U_{co} \gamma [\sin \Omega_{ск} t \cdot \cos(\Omega_{ск} t - \varphi_0)] = \\
 &= \frac{1}{2} U_{оп} U_{co} \gamma [\sin \varphi_0 + \sin(2\Omega_{ск} t - \varphi_0)] .
 \end{aligned} \tag{9.29}$$

Составляющая с удвоенной частотой сканирования  $2\Omega_{ск}$  отфильтровывается и в качестве  $U_{y.аз}$  рассматривается только постоянная составляющая

$$U_{y.аз} = \frac{1}{2} U_{оп} U_{co} \gamma \sin \varphi_0 . \tag{9.30}$$

Аналогичные преобразования выполняются и для канала угла места:

$$U_{y.ум} = \frac{1}{2} U_{оп} U_{co} \gamma \cos \varphi_0 . \tag{9.31}$$

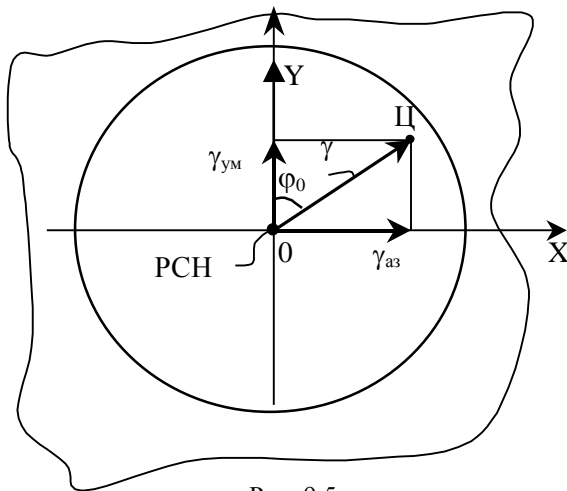


Рис. 9.5.

Если рассмотреть картинную плоскость, в которой расположена на цель (рис. 9.5), то видно, что расстояние ОЦ пропорционально уг-

лу отклонения  $\gamma$ , а проекции на оси  $X$  и  $Y$  соответственно равны величине отклонения положения цели в азимутальной плоскости  $\gamma_{аз}$  и в плоскости угла места  $\gamma_{ум}$ :

$$U_{y.аз} = \frac{1}{2} U_{оп} U_{со} \gamma_{аз}, \quad (9.32)$$

$$U_{y.ум} = \frac{1}{2} U_{оп} U_{со} \gamma_{ум}, \quad (9.33)$$

или в общем виде:  $U_y = k_{пх} \gamma. \quad (9.33a)$

Зависимость напряжения управления по соответствующему каналу (по азимуту или углу места) называется *пеленгационной характеристикой*. На рис. 9.6 показана зависимость пеленгационной характеристики от угла  $\gamma$ . Линейный участок, который является рабочим участком, соответствует соотношениям (9.33a). За пределами этого рабочего участка пеленгационная характеристика не определяется зависимостью (9.33a).

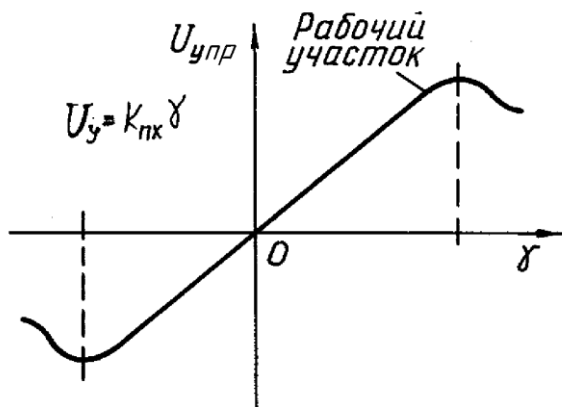


Рис. 9.6.

Крутизна пеленгационной характеристики  $k_{пх}$  находится как коэффициент при переменной  $\gamma_{аз}$  в формуле (9.32) или (9.33) и равна (с учетом формулы (9.27)):



$$k_{\text{пх}} = \frac{1}{2} U_{\text{оп}} U_o F'(\psi_0). \quad (9.34)$$

Формула (9.34) показывает, что крутизна  $k_{\text{пх}}$  зависит и от амплитуды приходящего от цели сигнала  $U_o$ . Это совершенно не допустимо в системах автоматического сопровождения на малых расстояниях до цели. На больших расстояниях наблюдается весьма "вялое" реагирование на отклонение цели от РСН. По этой причине в каналах измерения сигнала ошибки  $u_{\text{со}}$  применяется автоматическое регулирование усиления по уровню сигнала  $U_o$ . Приближенно можно тогда записать, что

$$k_{\text{пх}} = U_{\text{пх}} \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)}, \quad (9.35)$$

где  $U_{\text{пх}}$  – постоянный коэффициент, равный  $U_{\text{оп}}/2$ .

Амплитудно-модуляционный метод пеленгации обладает рядом достоинств. Во-первых, это простота технической реализации, при которой необходимо иметь только один канал приема и усиления сигналов, во-вторых, возможность обеспечить высокую точность сопровождения целей, приближающуюся к потенциально возможной (по отношению к малоскоростным целям). Однако недостатки метода обусловили почти полностью переход на многоканальные методы, главным образом, переход на моноимпульсные устройства (см. ниже).

Отметим ряд недостатков амплитудно-модуляционного метода. Во-первых, точность измерений уменьшается при наличии амплитудных флуктуаций отраженных сигналов. Наибольшее влияние оказывают изменения амплитуд сигналов, которые близки по частоте к частоте сканирования  $\Omega_{\text{ск}}$ . Особенно опасны преднамеренные помехи с амплитудной модуляцией в противофазе с сигналом ошибки. Во-вторых, на измерение координат для получения хотя бы одного отсчета угловой величины требуется достаточно большое время, не менее периода вращения ДН. Для выявления параметров, определяющих угловое положение цели, а, именно, глубину модуляции  $m(\gamma)$  и фазу  $\varphi_0$  (см. (9.25)). Требуется, чтобы луч ДН совершил, по крайней мере, один полный оборот вокруг РСН. В-третьих, точность

уменьшается при быстрых изменениях угловых координат целей. Так как на измерение необходимо время не менее одного периода вращения ДН вокруг РСН, то параметры  $m(\gamma)$  и  $\varphi_0$  только приближенно (в среднем) позволят получить отсчетные значения угловых координат быстро перемещающейся цели.

И, наконец, в-четвертых, хотя в канале сигнала ошибки применяется АРУ по сигналу, но полностью устранить зависимость результатов измерений угловых координат от изменений  $U_0(t)$  практически невозможно. Особенно, если носитель РЛС и цель сближаются с высокой скоростью, когда расстояние до цели быстро изменяется.

### **3. Влияние амплитудных флуктуаций сигналов на точность измерения угловых координат при амплитудно-модуляционном методе пеленгации**

Рассмотрим влияние амплитудных флуктуаций отраженного сигнала на погрешность измерения угловых координат при амплитудно-модуляционном методе.

Представим амплитуду отраженного сигнала  $U_0$  при флуктуациях ЭПО цели в виде

$$U_0(t) = U_{0.ср} [1 + \Delta U_{фл}(t)/U_{0.ср}] = U_{0.ср} (1 + m_{фл}(t)), \quad (9.36)$$

где  $\Delta U_{фл}(t)$  – характеризует изменения амплитуды приходящего сигнала относительно среднего уровня  $U_{0.ср}$ . Глубина флуктуационной модуляции определяется

$$m_{фл}(t) = \Delta U_{фл}(t)/U_{0.ср}.$$

При коническом сканировании огибающая сигнала на выходе приемника может быть записана (см. формулу (9.25)) с учетом (9.36)

$$\begin{aligned} u_{\text{в}}(t) &= U_0(t) F(\psi_0) [1 - m(\gamma) \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0)] = \\ &= U_{0.ср} (1 + m_{фл}(t)) F(\psi_0) [1 - m(\gamma) \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0)]. \end{aligned} \quad (9.37)$$

Преобразуем выражение (9.37) с учетом того, что величина  $m(\gamma)$

обычно не превышает 0,05, а среднеквадратичное значение функции  $m_{\text{фл}}(t)$  – не более 0,25. Это обстоятельство позволяет пренебрегать членами, содержащими перекрестные величины, вида  $m(\gamma)m_{\text{фл}}(t)$ . С учетом сказанного перепишем (9.37) в виде

$$u_{\text{в}}(t) \approx U_{0.\text{ср}} F(\psi_0) [1 + m_{\text{фл}}(t) - m(\gamma) \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0)]. \quad (9.38)$$

Случайную функцию  $m_{\text{фл}}(t)$  можно представить в виде двух составляющих. Одну из них  $m_{\text{фл.1}}$  будем рассматривать как узкополосный флуктуационный процесс с центральной частотой, равной частоте сканирования  $\Omega_{\text{ск}}$ , и с полосой спектра  $\Delta f_{\text{фл.1}}$ , равной удвоенной полосе пропускания фильтра на выходе фазового детектора  $\Delta f_{\text{фд}}$ . Вторая часть функции  $m_{\text{фл}}(t)$  (обозначим  $m_{\text{фл.2}}$ ) включает всю остальную часть спектра функции  $m_{\text{фл}}(t)$ . Такое разделение на две составляющие обусловлено тем, что составляющие спектра  $m_{\text{фл.2}}$ , далеко отстоящие от частоты  $\Omega_{\text{ск}}$ , после фазового детектора отфильтровываются и в дальнейшем не оказывают влияния на сопровождение цели и на точность определения угловых координат.

Итак, запишем

$$m_{\text{фл}}(t) = m_{\text{фл.1}}(t) + m_{\text{фл.2}}(t), \quad (9.39)$$

где первую составляющую запишем в виде

$$m_{\text{фл.1}}(t) = m_{\text{п}}(t) \cos[\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_{\text{п}}(t)], \quad (9.40)$$

переменные  $m_{\text{п}}(t)$  и  $\varphi_{\text{п}}(t)$  – это медленно изменяющиеся случайные помеховые процессы, характеризующие амплитудные и фазовые изменения  $m_{\text{фл.1}}(t)$ .

Подставим (9.39) и (9.40) в формулу (9.38)

$$u_{\text{в}}(t) \approx U_{0.\text{ср}} F(\psi_0) \{1 + m_{\text{фл.2}}(t) - m_{\text{п}}(t) \cos[\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_{\text{п}}(t)] - m(\gamma) \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0)\}. \quad (9.41)$$

Два косинусоидальных члена в правой части (9.41) можно представить в виде

$$m_{\pi}(t) \cos[\Omega_{\text{ck}}t - \varphi_{\pi}(t)] - m(\gamma) \cos[\Omega_{\text{ck}}t - \varphi_0] = m_p(t, \gamma) \cos[\Omega_{\text{ck}}t - \varphi_{\pi}(t)] . \quad (9.42)$$

Результирующий коэффициент модуляции  $m_p(t, \gamma)$  сигнала  $u_{\text{в}}(t)$  имеет вид

$$m_p(t, \gamma) = \{m_{\pi}^2(t) + m^2(\gamma) + 2m_{\pi}(t)m(\gamma)\cos[\varphi_0 - \varphi_{\pi}(t)]\}^{1/2}. \quad (9.43)$$

Система слежения за целью, в конечном итоге, обеспечивает приближение  $m_p(t, \gamma)$  к нулю

$$m_p(t, \gamma) = 0. \quad (9.44)$$

Рассмотрим соотношение между глубиной модуляции  $m(\gamma)$  и помеховой модуляцией  $m_{\pi}(t)$  при выполнении условия (9.44). Величину  $m(\gamma)$ , где угол  $\gamma$  – это флюктуирующая величина  $\gamma(t)$ , найдем в виде решения квадратного уравнения (см. (9.43)):

$$m_p^2(t, \gamma) = m_{\pi}^2(t) + m^2(\gamma) + 2m_{\pi}(t)m(\gamma)\cos[\varphi_0 - \varphi_{\pi}(t)] = 0. \quad (9.45)$$

Решение имеет вид:

$$m(\gamma) = -m_{\pi}(t) \cos[\varphi_0 - \varphi_{\pi}(t)] \pm \sqrt{m_{\pi}^2(t) \cos^2[\varphi_0 - \varphi_{\pi}(t)] - m_{\pi}^2(t)}. \quad (9.46)$$

Коэффициент глубины модуляции  $m(\gamma)$  является действительной величиной. Это условие выполняется, если справедливы равенства:

$$\begin{aligned} m(\gamma) &= m_{\pi}(t), \\ \varphi_0 - \varphi_{\pi} &= 180^{\circ}. \end{aligned} \quad (9.47)$$

Физический смысл полученных решений состоит в том, что РСН системы в процессе слежения за целью направлена не на центр цели, а в некоторую точку в картинной плоскости ("эквивалентный центр отражения"), которая расположена симметрично относительно истинной цели и некоторой "мнимой" цели, параметры которой

определяются величинами  $m_{\Pi}(t)$  и  $\varphi_{\Pi}$ .

Можно считать, что угловое положение "мнимой" цели в каждый данный момент времени и положение РСН определяются соотношениями

$$m_{\Pi}(t) = \frac{F'(\psi_c)}{F(\psi_0)} \gamma_{\text{мц}}(t), \quad (9.48)$$

$$\varphi_0 - \varphi_{\Pi} = 180^\circ.$$

На рис. 9.7 показано положение такой "мнимой" цели и угол  $\gamma_{\text{мц}}$ , а также положение РСН относительно истинной цели в процессе длительного слежения за целью. РСН совершает в результате случайные перемещения относительно истинной цели. Осуществляется "блуждание" РСН вокруг цели. Полученные соотношения позволяют найти погрешность в измерении углового положения цели, которая количественно равна  $\gamma_{\text{мц}}(t)$ , (см. (9.48)), и определить среднеквадратическую величину угла  $\gamma_{\text{мц}}$ , что может служить мерой точности сопровождения цели при действии амплитудных флуктуаций приходящего от цели сигнала.

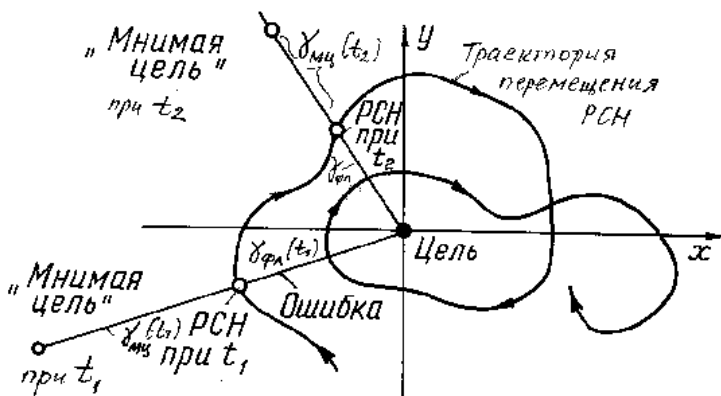


Рис. 9.7.

Так как  $\gamma_{\text{мц}} = \gamma_{\text{фл}}$ , то

$$\frac{F'(\psi_c)}{F(\psi_0)} \gamma_{\text{фл}}(t) = m_{\text{п}}(t).$$

Среднеквадратическое значение  $\gamma_{\text{фл.ск}}$  равно:

$$\gamma_{\text{фл.ск}} = \left[ M \{ m_{\text{п}}^2(t) \} \right]^{1/2} F(\psi_0) / F'(\psi_0). \quad (9.49)$$

Итак, видно, что среднеквадратическое значение погрешности измерения углового положения цели  $\gamma_{\text{фл.ск}}$  тем меньше, чем больше крутизна ДН в точке пересечения с РСН  $F'(\psi_0)$ . Погрешность увеличивается при росте дисперсии относительной величины  $\Delta U_{\text{п}}$  флюктуаций амплитуды отраженного сигнала в области частот  $\Omega_{\text{ск}}$ :

$$M \{ m_{\text{п}}^2(t) \} = M \left\{ \left[ \frac{\Delta U_{\text{п}}}{U_{\text{о.ср}}} \right]^2 \right\}.$$

При известной спектральной плотности флюктуации относительной амплитуды отраженного сигнала  $\Delta U_{\text{фл}} / U_{\text{о.ср}} = m_{\text{фл}}$ , равной  $S_{\text{мфл}}(f)$ , спектральная плотность в области, соответствующей частоте сканирования, равна  $S_{\text{п}}(f_{\text{ск}})$  и тогда дисперсия  $m_{\text{п}}^2(t)$  равна

$$M \{ m_{\text{п}}^2(t) \} = 2 S_{\text{п}}(f_{\text{ск}}) \Delta f_{\text{фд}},$$

где  $f_{\text{ск}} = \Omega_{\text{ск}} / 2\pi$ . Обычно спектральная плотность  $S_{\text{мфл}}(f)$  уменьшается с увеличением частоты  $f$ . Следовательно, если выбрать частоту сканирования  $f_{\text{ск}}$  возможно большей, то погрешность измерений угла  $\gamma_{\text{фл.ск}}$  уменьшается.

Формула (9.49) может быть использована и при оценке погрешности измерения углового положения цели в случае действия преднамеренных помех, имеющих амплитудную модуляцию на частоте сканирования  $f_{\text{ск}}$ . В этом случае

$$\left[ M \{ m_{\text{п}}^2(t) \} \right]^{1/2} = m_{\text{ап}},$$

где  $m_{\text{ап}}$  – значение глубины модуляции активной помехи на частоте

сканирования. При  $m_{\text{ан}}=1$  погрешность приближается к величине, равной ширине ДН антенны РЛС.

Проведенный анализ показал, что при амплитудно-модуляционном методе погрешности измерений существенно зависят от флуктуаций приходящего сигнала по амплитуде, кроме того, при действии активных помех с амплитудной модуляцией на частоте сканирования погрешность может быть достаточно большой, что может привести к срыву сопровождения цели по угловым координатам. Этот недостаток одноканальной системы с амплитудно-модуляционным методом измерений отсутствует в моноимпульсных РЛ устройствах измерения угловых координат.

### **9.3. МОНОИМПУЛЬСНЫЕ РЛ СИСТЕМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ**

#### **1. Общие вопросы. Принципы измерения угловых координат**

Моноимпульсный метод определения угловых координат основан, как уже отмечалось выше, на одновременном сравнении выходных сигналов нескольких разнесенных в пространстве каналов приема радиолокационных сигналов по амплитуде, по фазе или по тому и другому параметру вместе.

Отдельные каналы различаются между собой диаграммами направленности антенных устройств. В частности, ДН антенных устройств каналов могут отличаться направлением максимумов относительно некоторого опорного направления (обычно называемого равносигнальным направлением (РСН)). Могут быть отличия по положению фазового центра отдельных антенных устройств в пространстве. В простейшем случае пеленгации целей в одной плоскости, выходные напряжения которых должны сравниваться между собой для выделения информации об угловом положении цели.

В каждом  $i$ -ом канале выходные сигналы антенных устройств можно записать в виде комплексных амплитуд

$$U_i(t, \gamma) = U_0(t) S(t) f_i(\gamma),$$

где  $U_0(t)$  – амплитудный коэффициент, характеризующий интенсив-

412

ность отраженного сигнала. Величина  $U_0(t)$  зависит от ЭПО цели. В общем случае  $U_0(t)$  является медленно изменяющейся функцией времени;  $S(t)$  – описывает комплексную амплитуду сигнала, то есть включает в себя зависимости, обусловленные видом модуляции, формой сигнала. Функция  $f_i(\gamma)$  характеризует зависимость  $U_i(t, \gamma)$  от углового положения цели  $\gamma$ . Фактически  $f_i(\gamma)$  – это диаграмма направленности основного устройства  $i$ -го канала. Функция  $f_i(\gamma)$  может быть представлена в виде произведения  $F_i(\gamma)$  амплитудной ДН и фазовой характеристики ДН, равной  $\exp(j\varphi_i(\gamma))$ :

$$f_i(\gamma) = F_i(\gamma) e^{j\varphi_i(\gamma)}. \quad (9.50)$$

Для пояснения принципа моноимпульсного измерения угловых координат рассмотрим случай, когда фазовые характеристики одинаковы (фазовые центры антенных устройств совпадают), а максимумы амплитудных ДН отклонены от равносигнального направления на угол  $\psi_0$  в противоположные стороны. Считаем, что пеленгация осуществляется в одной плоскости (рис. 9.8). Представим сигналы на выходе антенных устройств каналов в этом случае в виде

$$\begin{aligned} U_1(t) &= U_0(t) S(t) F_1(\gamma) e^{j\varphi_1(\gamma)}, \\ U_2(t) &= U_0(t) S(t) F_2(\gamma) e^{j\varphi_2(\gamma)}. \end{aligned} \quad (9.51)$$

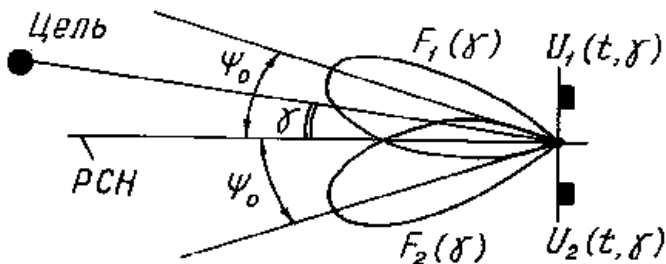


Рис. 9.8.

Амплитудные ДН обычно по форме выбираются одинаковыми, но смещенными на угол  $\psi_0$  (рис. 9.9). Для малых углов  $\gamma$  можно



записать зависимости  $F_1(\gamma)$  и  $F_2(\gamma)$  в виде разложения в ряд Тейлора относительно  $\psi_0$ :

$$\begin{aligned} F_1(\gamma) &= F(\psi_0 - \gamma) = F(\psi_0) - \left. \frac{dF(\gamma)}{d\gamma} \right|_{\gamma=\psi_0} \gamma + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 F(\gamma)}{d\gamma^2} \right|_{\gamma=\psi_0} \gamma^2 + \dots, \\ F_2(\gamma) &= F(\psi_0 + \gamma) = F(\psi_0) + \left. \frac{dF(\gamma)}{d\gamma} \right|_{\gamma=\psi_0} \gamma + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 F(\gamma)}{d\gamma^2} \right|_{\gamma=\psi_0} \gamma^2 + \dots. \end{aligned} \quad (9.52)$$

Так как в основной области пеленгации, в пределах угла  $\pm\psi_0$ , величина  $\gamma$  мала, то можно в разложении (9.52) оставить только два члена – первый и второй.

Перепишем (9.51) с учетом разложений (9.52):

$$\begin{aligned} U_1(t, \gamma) &= U_0(t) S(t) [F(\psi_0) - F'(\psi_0)\gamma], \\ U_2(t, \gamma) &= U_0(t) S(t) [F(\psi_0) + F'(\psi_0)\gamma], \end{aligned} \quad (9.53)$$

где для производных ДН по углу  $\gamma$  (коэффициентов при  $\gamma$ ) принято обозначение

$$\left. \frac{dF(\gamma)}{d\gamma} \right|_{\gamma=\psi_0} = F'(\psi_0). \quad (9.54)$$

Два уравнения в (9.53) позволяют найти угол  $\gamma$ . Однако в этих уравнениях имеется и еще одна неизвестная величина  $U_0(t)$ . Но, как известно, можно однозначно определить эти две неизвестные величины, так как имеется два уравнения.

Решение выполняется путем нахождения суммы и разности левых и правых частей:

$$U_1(t, \gamma) + U_2(t, \gamma) = 2U_0(t) S(t) F(\psi_0), \quad (9.55)$$

$$U_1(t, \gamma) - U_2(t, \gamma) = 2U_0(t) S(t) F'(\psi_0)\gamma. \quad (9.56)$$

Получаем решение (путем деления левой и правой частей уравнения (9.56) и (9.55))

$$\frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)} \gamma = \frac{U_1(t, \gamma) - U_2(t, \gamma)}{U_1(t, \gamma) + U_2(t, \gamma)}. \quad (9.57)$$

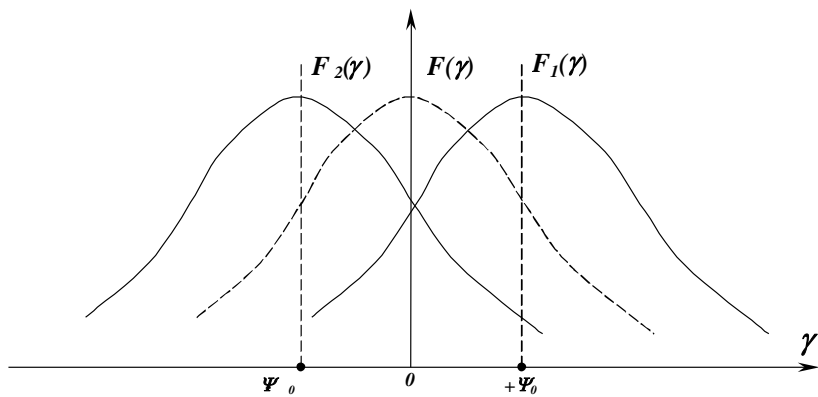


Рис. 9.9

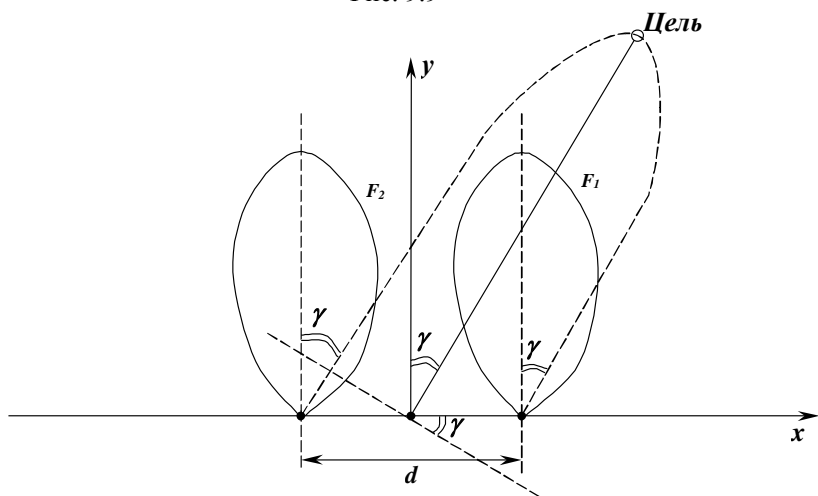


Рис. 9.10

Видно, что при этом решении устраняется и зависимость оценки угла  $\gamma$  от амплитудного коэффициента  $U_0(t)$ , что является большим достоинством моноимпульсных систем.

При использовании только фазовых отличий в ДН антенн также необходимо выполнять операции суммирования и вычитания сигналов  $U_1$  и  $U_2$ . Действительно, при смещении фазовых центров на некоторое расстояние  $d$  (рис. 9.10) сигналы  $U_1$  и  $U_2$  запишем в виде

$$\begin{aligned} U_1(t, \gamma) &= U_0(t) S(t) F(\gamma) e^{j\varphi_1(\gamma)}, \\ U_2(t, \gamma) &= U_0(t) S(t) F(\gamma) e^{j\varphi_2(\gamma)}, \end{aligned} \quad (9.58)$$

где фазовые сдвиги  $\varphi_1(\gamma)$  и  $\varphi_2(\gamma)$  равны (см. рис. 9.10)

$$\begin{aligned} \varphi_1(\gamma) &= \varphi_0 + 2\pi f_0 \frac{d}{2c} \sin \gamma, \\ \varphi_2(\gamma) &= \varphi_0 - 2\pi f_0 \frac{d}{2c} \sin \gamma, \end{aligned} \quad (9.59)$$

где  $\varphi_0$  – запаздывание по фазе по центру базы.

С учетом (9.59) сигналы (9.58) запишем

$$\begin{aligned} U_1(t, \gamma) &= U_0(t) S(t) F(\gamma) e^{j\varphi_0} e^{j\frac{\pi d}{\lambda} \sin \gamma}, \\ U_2(t, \gamma) &= U_0(t) S(t) F(\gamma) e^{j\varphi_0} e^{-j\frac{\pi d}{\lambda} \sin \gamma}. \end{aligned} \quad (9.60)$$

Выполняя суммирование и вычитание левых и правых частей (9.60), получим

$$\begin{aligned} U_1(t, \gamma) - U_2(t, \gamma) &= U_0(t) S(t) F(\gamma) e^{j\varphi_0} \left\{ e^{j\frac{\pi d}{\lambda} \sin \gamma} - e^{-j\frac{\pi d}{\lambda} \sin \gamma} \right\} = \\ &= j2U_0(t) S(t) F(\gamma) e^{j\varphi_0} \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \gamma\right), \end{aligned} \quad (9.61)$$

$$U_1(t, \gamma) + U_2(t, \gamma) = U_0(t) S(t) F(\gamma) e^{j\varphi_0} \left\{ e^{j \frac{\pi d}{\lambda} \sin \gamma} + e^{-j \frac{\pi d}{\lambda} \sin \gamma} \right\} = \quad (9.62)$$

$$= j 2 U_0(t) S(t) F(\gamma) e^{j\varphi_0} \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \gamma\right).$$

Отметим, что угол  $\gamma$  в пределах рабочего участка мал и это позволяет записать

$$\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \gamma\right) \approx \frac{\pi d}{\lambda} \gamma, \quad \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \gamma\right) \approx 1. \quad (9.63)$$

Выполняя деление левой и правой частей (9.61) на соответствующие левую и правую части (9.62), получаем

$$\frac{U_1(t, \gamma) - U_2(t, \gamma)}{U_1(t, \gamma) + U_2(t, \gamma)} = j \frac{\pi d}{\lambda} \gamma. \quad (9.64)$$

Видно, что и в этом случае оценка углового положения цели  $\gamma$  не зависит от амплитудного коэффициента  $U_0(t)$ .

Итак, при моноимпульсном измерении угловых координат целей необходимо выполнение следующих операций. Во-первых, следует на выходе антенных устройств каналов суммировать суммарные и разностные сигналы  $(U_1 + U_2)$  и  $(U_1 - U_2)$ . Во-вторых, найти отношение комплексных амплитуд этих сигналов, то есть выполнить деление комплексных амплитуд. В техническом отношении операция деления может быть выполнена различными способами, которые предусматривают предварительное преобразование сигналов. Деление решает задачу устранения зависимости результатов измерения от амплитудного коэффициента  $U_0(t)$  и называется в моноимпульсной технике *нормировкой сигналов*.

Таким образом, одновременное сравнение сигналов, принимаемых различными каналами, разнесенными в пространстве, путем формирования суммы и разности этих сигналов и выполнения деления разностного сигнала на суммарный, и составляют суть работы различных *моноимпульсных радиолокационных систем*.

## 2. Обобщенная структурная схема моноимпульсной радиолокационной системы

В зависимости от области применения в радиолокационных комплексах моноимпульсные системы (рис. 9.11) могут использоваться в трех вариантах: прямоотсчетном (с измерением угловых координат  $\gamma$  в пределах всего рабочего участка (измерения "вне РСН")); компенсационном (измерение  $\alpha$  при получении нулевого отсчета "на РСН"); автоматического слежения за целью по угловым координатам (измерение  $\alpha$  при совмещении РСН с направлением на цель). При компенсационном измерении и при автоматическом слежении за целью угловые координаты цели определяются по положению РСН (угол  $\alpha$ ) относительно опорного направления, например, строительной оси самолета или ракеты.

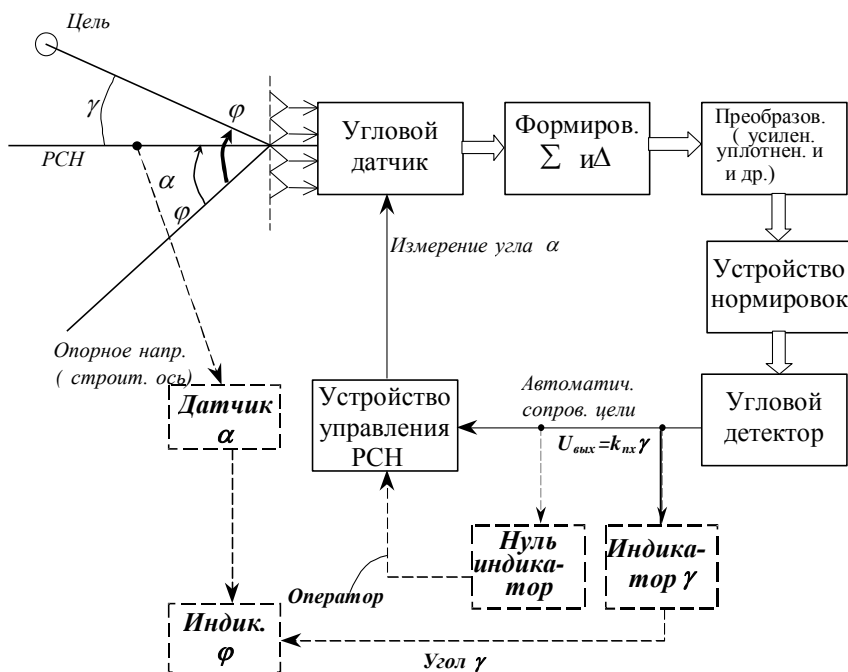


Рис. 9.11.

Обобщенная структурная схема моноимпульсной системы может быть представлена, как это показано на рис. 9.11. *Первый* и основной узел моноимпульсной системы – это *угловой датчик*, который формирует сигналы, параметры которых являются функцией угловых координат цели  $\gamma$  относительно РСН. Как уже отмечалось, значение угловой координаты  $\gamma$  может входить в амплитуду выходного напряжения канала моноимпульсной системы или в фазу принимаемого сигнала, или возможны случаи одновременной зависимости и амплитуды и фазы от углового положения цели. *Второй* узел – формирователь суммарных ( $\Sigma$ ) и разностных ( $\Delta$ ) сигналов, как это требует моноимпульсный метод измерений. *Третий* узел – *преобразователь сигналов*. Полученные с выхода формирователя  $\Sigma$  и  $\Delta$  сигналы подвергаются обычным в радиосистемах преобразованиям: переход на промежуточные частоты, усиление и т.п. Кроме того, могут выполнять преобразования перехода от амплитудных к фазовым зависимостям напряжений от угловых координат, и наоборот. Вид преобразований может быть обусловлен и способом нормировки сигналов. *Четвертый* узел – *устройство нормировки сигналов*. Нормировка сигналов, одна из важнейших в моноимпульсных системах, может выполняться различными способами, которые описаны ниже. Операция нормировки принципиально необходима в прямоотсчетных системах, так как только при ее осуществлении устанавливается однозначное соответствие выходного напряжения системы  $U_{\text{вых}}(\gamma)$  от углового положения цели  $\gamma$  относительно РСН. Формирование выходного сигнала  $U_{\text{вых}}(\gamma)$  осуществляется вспомогательным устройством, которое можно назвать *угловым детектором*. Это может быть фазовый детектор, вычитающее устройство, цифровой делитель напряжений и т.п. Основной операцией углового детектора является формирование зависимости  $U_{\text{вых}}(\gamma)$ , которое является функцией *только* углового положения цели  $\gamma$  и не зависит от каких-либо других мешающих в этом случае параметров принимаемого сигнала (амплитуды, доплеровской частоты, начальных фаз и т.п.).

Зависимость выходного сигнала  $U_{\text{вых}}(\gamma)$  от углового положения цели  $\gamma$  называется *пеленгационной характеристикой* моноимпульсной системы.

*Прямоотсчетная система.* Пеленгационная характеристика позволяет непосредственно осуществить отсчет углового положения

27\*

цели  $\gamma$  относительно РСН. На рис. 9.11 пунктиром показан *индикатор углового положения* цели  $\gamma$ . Большим преимуществом прямоотсчетных систем является "мгновенное" измерение углового положения цели, практически по одному отсчету сигнала (по "одному импульсу"). Так как угловые координаты цели измеряются относительно РСН, то такие прямоотсчетные системы называют часто *моноимпульсными измерителями координат "вне РСН"*.

*Компенсационные моноимпульсные системы с нулевым отсчетом по РСН.* На выходе углового детектора сигнал  $U_{\text{вых}}(\gamma)$  равен нулю при совпадении направления на цель с РСН. Величина и знак отклонения цели от РСН соответствуют пеленгационной характеристике и измерение углового положения цели  $\phi$  (см. рис. 9.11) относительно опорного направления осуществляется в момент равенства нулю выходного напряжения  $U_{\text{вых}}(\gamma)=0$ . Оператор РЛС по показанию "нуль-индикатора" может изменять положение РСН в пространстве при помощи "устройства управления РСН", добиваясь совмещения РСН и направления на цель.

Следует отметить, что в таких системах требования к выполнению нормировки сигналов существенно снижаются, так как нет необходимости иметь точное соответствие напряжения  $U_{\text{вых}}(\gamma)$  углу  $\gamma$ . Необходимо только иметь устойчивое значение нулевого напряжения на выходе углового детектора при совпадении РСН с направлением на цель. Указанная компенсационная система имеет ряд недостатков. Во-первых, в отличие от прямоотсчетной системы невозможно одновременно измерять угловые координаты нескольких целей, так как только одной цели выходное напряжение  $U_{\text{вых}}(\gamma)$  соответствует нулевому значению  $\gamma$ . Во-вторых, для определения угловых координат других целей следует изменять в пространстве положение РСН. На эту операцию требуется определенное время, что существенно уменьшает быстродействие системы.

Достоинством компенсационной системы является возможность измерения углового положения целей в пределах широкого угла сектора наблюдения, а не только в пределах ширины ДН, как в

прямоотсчетной системе. Следовательно, можно использовать более узкие ДН для обеспечения высокой точности измерений.

*Автоматическое слежение за целью по угловым координатам.*

Дальнейшим развитием компенсационных систем с нулевым отсчетом по РСН являются моноимпульсные системы непрерывного слежения (или сопровождения) за целью по угловым координатам в автоматическом режиме. Выходной сигнал углового детектора  $U_{\text{вых}}(\gamma)$  является *сигналом ошибки* в цепи обратной связи на управление положением РСН в пространстве. В этой системе слежения за целью требования к устройству нормировки являются более высокими, чем в компенсационной системе, так как динамические характеристики системы слежения не должны зависеть от амплитудных изменений отраженного сигнала.

Следует отметить, что вся цепь от входа углового датчика до выхода углового детектора в автоматических системах слежения за целью может рассматриваться как *угловой дискриминатор*. Пеленгационная характеристика системы в этом случае выполняет роль характеристики углового дискриминатора.

### **3. Методы нормировки сигналов в моноимпульсных устройствах измерения угловых координат**

Все виды существующих нормировок сводятся к получению отношения разностного и суммарного сигналов. Получение отношений (деления) может быть обеспечено: с помощью усилителей с переменным коэффициентом усиления; с помощью устройств, обеспечивающих преобразование амплитудных соотношений в фазовые, которые зависят от отношения сигналов; логарифмическим методом.

Первый способ предполагает, что коэффициент усиления изменяется с помощью схем автоматической регулировки усиления (быстродействующая АРУ (БАРУ), мгновенная АРУ (МАРУ)).

При втором способе обычно применяют специальные схемы преобразования и выполнения измерений с помощью фазовых детекторов. Причем различают квадратурную нормировку, когда преобразование проводится без дополнительных модуляций сигналов и квадратурно-модуляционную, когда в процессе преобразования проводится дополнительно амплитудная или угловая модуляция одного из преобразуемых сигналов.



Нормировка с помощью быстродействующей АРУ (БАРУ). Процесс нормировки рассмотрим на примере схемы с БАРУ (рис. 9.12). Пусть на входе схемы действуют два сигнала:  $u_c$  – суммарный и  $u_p$  – разностный, которые имеют вид:

$$u_p = U_0(t)[F_1(\gamma) - F_2(\gamma)]\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad (9.65)$$

$$u_c = U_0(t)[F_1(\gamma) + F_2(\gamma)]\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad (9.66)$$

где  $U_0(t)$  – амплитуда принимаемого сигнала;  $f_0$ ,  $\varphi_0$  – частота и начальная фаза суммарного и разностного сигналов.

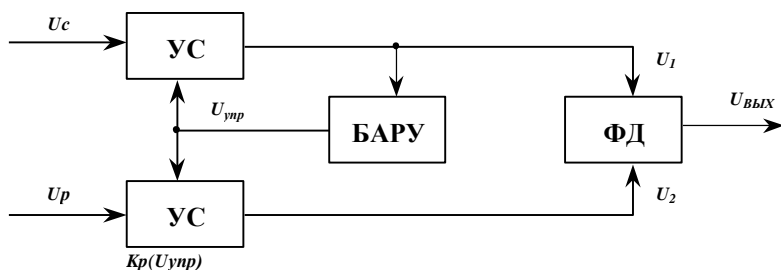


Рис. 9.12.

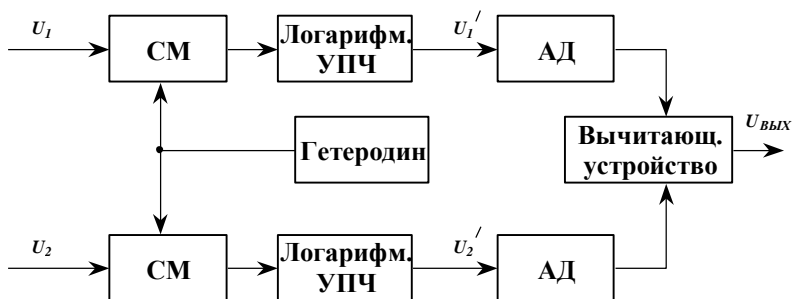


Рис. 9.13.

Обозначим множители в квадратных скобках (9.65) и (9.66) через  $F_p(\gamma)$  и  $F_c(\gamma)$  соответственно. Тогда амплитуды сигналов  $U_p$  и  $U_c$  можно представить как

$$U_p = U_0(t)F_p(\gamma), \quad U_c = U_0(t)F_c(\gamma). \quad (9.67)$$

Как будет показано ниже, амплитуда суммарного сигнала практически не зависит от углового положения цели  $\gamma$ , поэтому его можно использовать в качестве управляющего напряжения  $U_{\text{упр}}$  в схеме БАРУ. Имеем

$$U_{\text{упр}} = kU_0(t)F_c(\gamma).$$

Представим амплитудные флуктуации сигнала  $U_0(t)$  в виде

$$U_0(t) = U_{\text{ср}}[1 + \mu(t)], \quad (9.68)$$

где  $U_{\text{ср}}$  – средняя амплитуда сигнала;  $\mu(t)$  – относительные изменения сигнала.

Тогда сигнал на выходе суммарного канала с учетом действия АРУ можно записать в виде

$$u_1(t) = k_c[1 + \alpha\mu(t)]F_c(\gamma)\cos(2\pi f + \varphi_0), \quad (9.69)$$

где  $\alpha$  – коэффициент эффективности АРУ в суммарном канале. При идеальной работе БАРУ коэффициент  $\alpha \rightarrow 0$  и амплитуда напряжения на выходе усилителя суммарного канала  $U_1(t)$  остается практически постоянной несмотря на изменение сигнала на входе. В то же время коэффициент усиления разностного канала  $k_p$  изменяется обратно пропорционально управляющему напряжению  $U_{\text{упр}}$ , которое, как показано ранее, пропорционально амплитуде суммарного канала, поэтому можно записать

$$k_p(U_{\text{упр}}) = \frac{k'}{U_{\text{упр}}} = \frac{k'}{U_{\text{ср}}(1 + \mu)F_c(\gamma)}, \quad (9.70)$$

где  $k'$  – коэффициент пропорциональности.

В результате действия управляющего напряжения  $U_{\text{упр}}$  сигнал на выходе разностного канала можно записать в виде

$$u_2(t) = \frac{k'U_{\text{ср}}(1 + \mu)F_p(\gamma)}{U_{\text{ср}}(1 + \mu)F_c(\gamma)}\cos(2\pi f + \varphi_0) = k'\frac{F_p(\gamma)}{F_c(\gamma)}\cos(2\pi f + \varphi_0). \quad (9.71)$$

Из выражения (9.71) видно, что амплитуда выходного напряжения разностного канала  $U_2(t)$  пропорциональна отношению амплитуд сигналов на входе суммарного и разностного каналов. Причем амплитуда сигнала  $U_2(t)$  во времени остается неизменной и не зависит от амплитуды сигнала на входе РЛС. Выходной фазовый детектор, играющий роль углового детектора, выделяет информацию об угловой координате цели  $\gamma$ , так как

$$U_{\text{вых}} = k_{\text{фд}} \frac{F_p(\gamma)}{F_c(\gamma)} = k_{\text{фд}} \frac{F'_p(\gamma)}{F_c(\gamma)} \gamma.$$

*Нормировка с помощью логарифмических усилителей.* Данный вид нормировки основан на том, что разность логарифмов амплитуд сигналов эквивалентна образованию логарифма амплитуд сигналов. При работе усилителя в логарифмическом режиме, как известно, его линейно-логарифмическая амплитудная характеристика имеет вид

$$U_{\text{вых}} = k U_{\text{вх0}} \left[ \ln \left[ \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх0}}} \right] + 1 \right], \quad U_{\text{вх}} \geq U_{\text{вх0}}, \quad (9.72)$$

где  $k$  – максимальный коэффициент усиления на линейном участке;  $U_{\text{вх0}}$  – входное напряжение, начиная с которого амплитудная характеристика становится логарифмической.

Процесс нормировки рассмотрим на примере схемы рис. 9.13. Пусть на входе системы с выхода амплитудного углового датчика поступают два сигнала

$$\begin{aligned} u_1(t, \gamma) &= U_0(t) F_1(\gamma) \cos(2\pi f t + \varphi_0), \\ u_2(t, \gamma) &= U_0(t) F_2(\gamma) \cos(2\pi f t + \varphi_0). \end{aligned} \quad (9.73)$$

Тогда на выходах логарифмических усилителей каждого канала в соответствии с (9.72) будем иметь

$$\begin{aligned}
u'_1(t, \gamma) &= k_1 U_{\text{BX}0_1} \left[ \ln \left( \frac{U_0(t) F_1(\gamma)}{U_{\text{BX}0_1}} \right) + 1 \right] \cos(2\pi f + \varphi_0), \\
u'_2(t, \gamma) &= k_2 U_{\text{BX}0_2} \left[ \ln \left( \frac{U_0(t) F_2(\gamma)}{U_{\text{BX}0_2}} \right) + 1 \right] \cos(2\pi f + \varphi_0).
\end{aligned}
\tag{9.74}$$

После детектирования на выходе вычитающего устройства имеем

$$U_{\text{ВЫХ}} = k_1 U_{\text{BX}0_1} \left[ \ln \left( \frac{U_0(t) F_1(\gamma)}{U_{\text{BX}0_1}} \right) + 1 \right] - k_2 U_{\text{BX}0_2} \left[ \ln \left( \frac{U_0(t) F_2(\gamma)}{U_{\text{BX}0_2}} \right) + 1 \right].$$

В случае идентичности каналов усиления ( $k_1=k_2=k$ ,  $U_{\text{BX}0_1} = U_{\text{BX}0_2} = U_{\text{BX}0}$ ) получим

$$\begin{aligned}
U_{\text{ВЫХ}}(\gamma) &= k U_{\text{BX}0} \left[ \ln \left( \frac{U_0(t) F_1(\gamma)}{U_{\text{BX}0}} \right) - \ln \left( \frac{U_0(t) F_2(\gamma)}{U_{\text{BX}0_2}} \right) \right] = \\
&= k U_{\text{BX}0} \ln \left( \frac{U_0(t) F_1(\gamma)}{U_0(t) F_2(\gamma)} \right) = k U_{\text{BX}0} \ln \left( \frac{F_1(\gamma)}{F_2(\gamma)} \right) = \\
&= k U_{\text{BX}0} \ln \left( \frac{F(\psi_0) + F'(\psi_0)\gamma}{F(\psi_0) - F'(\psi_0)\gamma} \right) = k U_{\text{BX}0} \ln \left( 1 + 2 \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)} \gamma \right) \approx \\
&\approx 2k U_{\text{BX}0} \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)} \gamma.
\end{aligned}
\tag{9.75}$$

Из выражения (9.75) следует, что выходной сигнал  $U_{\text{ВЫХ}}$  является функцией логарифма отношения входных сигналов и не зависит от меняющейся во времени составляющей  $U_0(t)$  входных сигналов  $u_1(t, \gamma)$  и  $u_2(t, \gamma)$ . Напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  равно нулю тогда, когда цель находится на РСН, и обладает нечетной симметрией относительно этого направления, т.е. выражение (9.75) может быть использовано для построения пеленгационной характеристики моноимпульсного пеленгатора.

**Квадратурная нормировка.** При использовании данного вида нормировки, как отмечалось ранее, предварительно переходят от амплитудных соотношений сигналов к фазовым. Рассмотрим принцип квадратурной нормировки на примере схемы, приведенной на рис. 9.14,а и состоящей из фазовращателя, сумматора, ограничителей и фазового детектора (ФД).

Пусть на вход схемы поступают сигналы с амплитудами  $U_p$  и  $U_c$  (см. (9.67)). Перед преобразованием разностный сигнал  $u_p(t, \gamma)$  проходит через фазовращатель, который вводит дополнительный фазовый сдвиг, равный  $90^\circ$ .

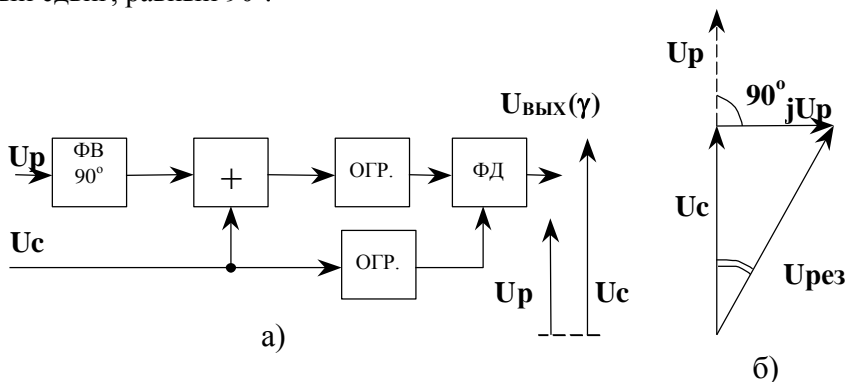


Рис. 9.14.

Затем сигнал  $U_p(t, \gamma, 90^\circ) = U_0(t)F_p(\gamma)e^{-j\frac{\pi}{2}}$  складывается с суммарным сигналом  $U_c(t, \gamma)$  в сумматоре. Процесс сложения сигналов показан на векторной диаграмме рис. 19.14,б. Как видно из векторной диаграммы при суммировании сигнала  $U_c$  и  $jU_p$  образуется разность фаз  $\Delta\varphi$  между результирующим сигналом  $U_{\text{рез}} = U_c + jU_p$  и суммарным сигналом  $U_c$ , равная

$$\Delta\varphi = \arctg \frac{U_p}{U_c} = \arctg \frac{U_0(t)F_p(\gamma)}{U_0(t)F_c(\gamma)} = \arctg \frac{F_p}{F_c}. \quad (9.76)$$

Из выражения (9.76) видно, что фаза сигнала на выходе сумматора является функцией отношения разностной и суммарной ДН и не зависит от изменения амплитуды сигнала  $U_0$ .

Для устранения амплитудной зависимости выходного сигнала сумматора от амплитуд входных сигналов  $U_c$  и  $U_p$  перед фазовым детектированием вводится ограничение по амплитуде, не влияющие на фазу  $\Delta\varphi$ . В результате сигнал на выходе схемы квадратурной нормировки (см. рис. 9.14,а) имеет амплитуду, которая не меняется во времени, а фаза определяется отношением  $F_p(\gamma)/F_c(\gamma)$ . Для выделения оценки угла  $\gamma$  результирующий  $U_{рез}$  и суммарный  $U_c$  сигналы после ограничения подаются на фазовый детектор ФД.

*Квадратурно-модуляционная нормировка.* Данный вид нормировки представляет собой разновидность квадратурной нормировки.

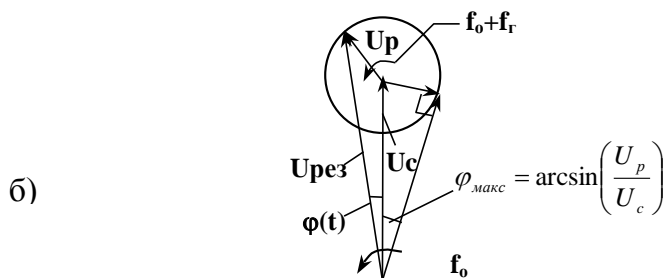
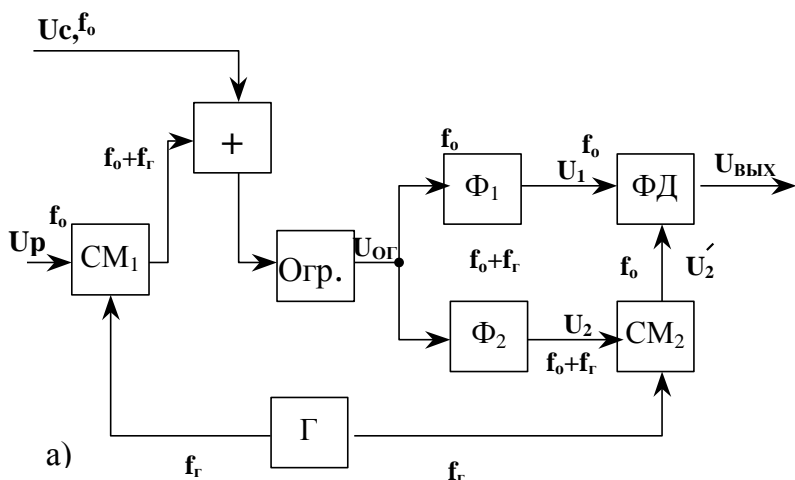


Рис. 9.15.

До суммирования сигналов  $U_p$  и  $U_c$  вводится в разностный сигнал дополнительная амплитудная или угловая модуляция разностного сигнала  $u_p$ . Принцип данного вида нормировки рассмотрим на примере схемы, приведенной на рис. 9.15,а. Будем считать, что на вход схемы с выхода амплитудного углового датчика поступают сигналы  $u_c(t, \gamma)$  и  $u_p(t, \gamma)$  (9.65) и (9.66). Перед суммированием сигнал разностного канала  $U_p(t, \gamma)$  смещается по частоте на величину  $f_r$  с помощью смесителя  $CM_1$ . Поскольку складываемые теперь сигналы имеют разностные частоты, то возникают амплитудная и фазовая модуляции результирующего сигнала  $U_{рез}$ .

Векторная диаграмма формирования результирующего сигнала приведена на рис. 9.15,б. Из векторной диаграммы видно, что максимальная разность фаз сигналов  $U_c(t, \gamma)$  и  $U_p(t, \gamma)$  равна

$$\varphi_{\text{макс}} = \arcsin \frac{U_p}{U_c} = \arcsin \left( \frac{U_0(t)F_p}{U_0(t)F_c} \right) = \arcsin \frac{F_p}{F_c}. \quad (9.77)$$

Как видно из выражения (9.77), фаза  $\varphi_{\text{макс}}$  является функцией отношения разностной и суммарной ДНА и не зависит от амплитуды  $U_0(t)$  сигналов на входе РЛС. Текущее значение фазы  $\varphi(t)$  приближенно можно описать в виде (при  $U_p < U_c$ )

$$\varphi(t) = \varphi_{\text{макс}} \sin(2\pi f_{\Gamma} t).$$

Поэтому сигнал на выходе ограничителя можно записать в виде

$$u_{\text{ог}}(t) = U_{\text{ог}} \cos[2\pi f_0 + \varphi_{\text{макс}} \sin(2\pi f_{\Gamma} t)], \quad (9.78)$$

где  $U_{\text{ог}}$  – амплитуда сигнала после ограничения.

После ограничения выполняются преобразования сигнала (9.78) с целью выделения максимального фазового сдвига (9.77). Для этого сигнал с выхода ограничителя подается одновременно на два фильтра, расстроенных друг относительно друга на частоту  $f_{\Gamma}$ .

Сигнал  $u_{\text{ог}}(t)$  (см. (9.78)) можно представить в виде разложения:

$$\begin{aligned} u_{\text{ог}}(t) = U_{\text{ог}} \{ & J_0(\varphi_{\text{макс}}) \cos(2\pi f_0 t) - J_1(\varphi_{\text{макс}}) [\sin(2\pi(f_0 + f_{\Gamma})t) - \\ & - \sin(2\pi(f_0 - f_{\Gamma})t)] - J_2(\varphi_{\text{макс}}) [\cos(2\pi(f_0 + f_{\Gamma})t) + \\ & + \cos(2\pi(f_0 - f_{\Gamma})t)] + \dots \}, \end{aligned} \quad (9.79)$$

где  $J_i(\varphi_{\text{макс}})$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots$  – функции Бесселя первого рода и соответствующего порядка. Так как  $U_p < U_c$ , то  $\varphi_{\text{макс}} < 1$ . Поэтому  $J_0(\varphi_{\text{макс}}) \approx 1$ , а  $J_1(\varphi_{\text{макс}}) \approx 0,5\varphi_{\text{макс}}$ . После фильтрации составляющих напряжения  $u_{\text{ог}}(t)$  с частотами  $f_0$  и  $f_0 + f_{\Gamma}$  на выходах фильтров  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  имеем

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_{\text{ог}} \cos(2\pi f_0 t), \\ u_2(t) &= \frac{1}{2} U_{\text{ог}} \varphi_{\text{макс}} \sin(2\pi(f_0 + f_{\Gamma})t). \end{aligned} \quad (9.80)$$



Из (9.80) видно, что амплитуда сигнала  $u_2(t)$  пропорциональна максимальной фазе биений  $\varphi_{\text{макс}}$ , которая определяется отношением  $U_p/U_c$  (см. (9.77)).

Для формирования сигнала  $u_2(t)$  на частоте  $f_0$  выходной сигнал фильтра  $\Phi_2$  подается на смеситель  $\text{СМ}_2$ , на второй вход которого поступают колебания частоты  $f_r$  гетеродина  $\Gamma$ . В результате после выделения составляющей на частоте  $f_0$  имеем сигнал

$$u'_2(t) = \frac{1}{2} U'_{\text{ог}} \varphi_{\text{макс}} \cos(2\pi f_0 t), \quad (9.81)$$

который затем подается на выходной фазовый детектор ФД. В результате перемножения сигналов в ФД окончательно получаем

$$U_{\text{вых ФД}} = k \varphi_{\text{макс}} = k \arcsin \frac{U_p}{U_c} \approx k \frac{F_p(\gamma)}{F_c(\gamma)}, \quad (9.82)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности, в который включены величины, не зависящие от угла  $\gamma$ . Таким образом, выходной сигнал ФД оказывается пропорциональным отношению разностной  $F_p(\gamma)$  и суммарной  $F_c(\gamma)$  диаграмм направленности и не зависит от амплитуды сигнала  $U_0(t)$  на входе РЛС. Следовательно, нормировка сигнала выполнена.

#### 4. Основные типы моноимпульсных устройств измерения угловых координат и их пеленгационные характеристики

В настоящее время известно большое разнообразие типов моноимпульсных устройств, которые можно классифицировать по различным признакам.

Если рассмотреть обобщенную структуру моноимпульсной системы (см. рис. 9.11), то каждый из элементов и узлов может быть выполнен различным образом и может быть принят за основу при классификации. *Узловые датчики* могут быть амплитудными и фазовыми или комбинированными, амплитудно-фазовыми. *Нормировки*, как уже отмечалось, могут выполняться четырьмя-пятью способами. Признаком классификации могут быть *способы уплотнения* моноимпульсных каналов, которые применяются для уменьшения числа измерителей. Это особенно важно при пеленгации целей в 430

двух плоскостях в пространстве. Известны и различные виды *угловых детекторов*.

Ниже рассмотрены некоторые из наиболее известных типов моноимпульсных систем. Результаты анализа прохождения сигналов доводятся до получения зависимости выходных сигналов угловых детекторов от углового положения цели  $\gamma$ , то есть определяются *пеленгационные характеристики* моноимпульсных систем

$$U_{\text{вых}} = k_{\text{вх}} \gamma.$$

*Амплитудная суммарно-разностная моноимпульсная система с нормировкой методом БАРУ.* Ранее отмечалось, что в амплитудных моноимпульсных системах прием сигналов, отраженных от целей, при измерении их угловых координат в одной плоскости ведется с помощью антенны, которая формирует два идентичных луча  $F_1(\gamma)$  и  $F_2(\gamma)$ , отклоненных от РСН на угол  $\pm\psi_0$ . На рис. 9.16 приведена структурная схема амплитудной моноимпульсной суммарно-разностной системы, в которой нормировка сигналов выполнена с использованием схемы БАРУ. В качестве суммарно-разностных преобразователей могут быть использованы двойные Т-образные мосты, кольцевые волноводные мосты, щелевые мосты, на выходе которых образуются как суммарный, так и разностный высокочастотные сигналы  $u_c$  и  $u_p$ .

Рассмотрим особенности обработки радиолокационных сигналов и определим пеленгационную характеристику. Запишем сигналы на выходах каналов 1 и 2 (см. рис. 9.16)

$$u_1(t, \gamma) = U_0(t) F_1(\gamma) \exp(j\omega t) = U_0(t) F(\psi_0 + \gamma) \exp(j\omega t), \quad (9.83)$$

$$u_2(t, \gamma) = U_0(t) F_2(\gamma) \exp(j\omega t) = U_0(t) F(\psi_0 - \gamma) \exp(j\omega t). \quad (9.84)$$

При малом отклонении линии визирования цели от РСН, функции  $F(\psi \pm \gamma)$  можно разложить в ряд Тейлора (см. 9.52). Выражения (9.83) и (9.84) в этом случае можно записать в виде

$$u_1(t, \gamma) = U_0(t) F(\psi_0) (1 + \mu\gamma) \exp(j\omega t), \quad (9.85)$$

$$u_2(t, \gamma) = U_0(t) F(\psi_0) (1 - \mu\gamma) \exp(j\omega t), \quad (9.86)$$

где  $\mu = F'(\psi)/F(\psi_0)$  – отношение первой производной ДН по углу  $\gamma$  в направлении  $\psi$  к величине  $F(\psi_0)$ . На выходе сумматора сигнал можно представить в виде

$$\begin{aligned} u_c(t, \gamma) &= U_0(t) [(F(\psi_0)(1 + \mu\gamma) + F(\psi_0)(1 - \mu\gamma)) \exp(j\omega t)] = \\ &= 2U_0(t) F(\psi_0) \exp(j\omega t), \end{aligned} \quad (9.87)$$

а на выходе вычитающего устройства как

$$\begin{aligned} u_p(t, \gamma) &= U_0(t) [(F(\psi_0)(1 + \mu\gamma) - F(\psi_0)(1 - \mu\gamma)) \exp(j\omega t)] = \\ &= 2U_0(t) F(\psi_0) \mu\gamma \exp(j\omega t). \end{aligned} \quad (9.88)$$

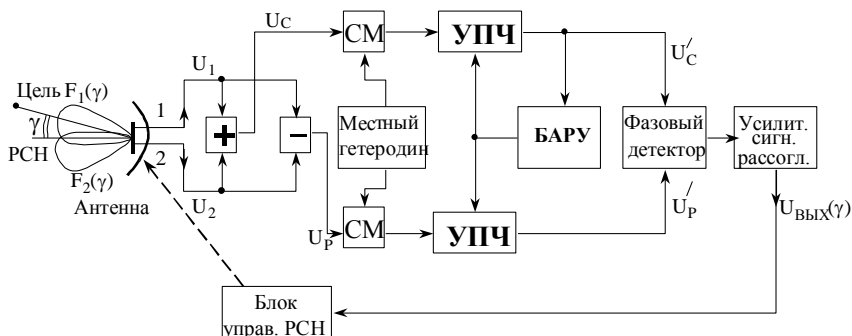


Рис. 9.16.

Из выражений (9.87) и (9.88) следует, что информация об угловом положении цели  $\gamma$  заключена в разностном сигнале  $u_p(t, \gamma)$ . Зависимость  $u_p$  от угла  $\gamma$  характеризует разностную диаграмму  $F_p(\gamma)$ , а  $u_c$  соответствует суммарной ДН  $F(\psi_0)$ .

При отклонении линии визирования цели от РСН фаза сигнала разностного сигнала может как совпадать по фазе с  $u_c$ , так и быть с ним в противофазе. При наличии цели на РСН сигналы  $u_1$  и  $u_2$  имеют одинаковую амплитуду и  $u_p = 0$ .

Нормировка сигналов  $u_c$  и  $u_p$  в схеме, приведенной на рис. 9.16, осуществляется с помощью быстродействующей АРУ. Поэтому после преобразования, усиления и действия БАРУ сигналы  $u_c$  и  $u_p$  можно представить как

$$u'_c(t, \gamma) = U_{c0} \exp \{ j(\omega_{np} t + \phi_1) \}, \quad (9.89)$$

$$u'_p(t, \gamma) = U_{p0} \frac{k_2}{k_1} \mu \gamma \exp \{j(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_2)\}, \quad (9.90)$$

где  $k_1$ ,  $\varphi_1$  и  $k_2$ ,  $\varphi_2$  – коэффициенты усиления и фазовые сдвиги в каналах обработки суммарного и разностного сигналов соответственно, амплитудные коэффициенты  $U_{c0}$  и  $U_{p0}$  не зависят от угла  $\gamma$  и времени, они постоянны.

Для выявления значения и знака рассогласования угловой величины  $\gamma$  сигнал разностного канала поступает на ФД, а в качестве опорного используется сигнал суммарного канала. В результате перемножения сигналов в ФД и фильтрации высокочастотных составляющих выходным фильтром фазового детектора, сигнал на его выходе можно представить как

$$U_{\text{вых}}(\gamma) = k_{\text{фд}} \mu \gamma \cos(\varphi_1 - \varphi_2), \quad (9.91)$$

где  $k_{\text{фд}}$  включает в себя все постоянные величины.

Сигнал с выхода ФД непосредственно используется для управления РСН антенной системы. Суммарный же сигнал  $u'_c$  (9.89) в радиолокационной системе используется для обнаружения цели, а также при измерении расстояния и радиальной скорости движения цели.

Анализируя выражение (9.91), можно сделать следующие выводы. Неидентичность фазовых и амплитудных характеристик каналов в амплитудной суммарно разностной моноимпульсной системе не оказывает влияния на положение нулевого пеленгационного направления ( $U_{\text{вых}}=0$ , когда  $\gamma=0$ ). Крутизна пеленгационной характеристики  $U_{\text{вых}}(\gamma)$  практически стабильна даже при неидентичности коэффициентов передачи  $k_1$  и  $k_2$  суммарного и разностного каналов. Амплитудные флуктуации отраженных сигналов, которые определяются амплитудой  $U_0(t)$  не влияют на пеленгационную характеристику (ПХ) благодаря нормировке с помощью БАРУ. На крутизну ПХ, главным образом, оказывает влияние неидентичность фазовых сдвигов каналов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ . При  $\varphi_1=\varphi_2$  крутизна ПХ наибольшая. При  $\Delta\varphi = |\varphi_1 - \varphi_2| = \pi/2$  ПХ вырождается в прямую, совпадающую с осью изменения  $\gamma$ . Система становится нечувствительной к изменению угла  $\gamma$ .

*Амплитудная суммарно-разностная система с логарифмической нормировкой.* При использовании в амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системе логарифмической нормировки суммарный и разностный сигналы после их преобразования с помощью смесителей  $СМ_1$  и  $СМ_2$  подаются в УПЧ с логарифмической амплитудной характеристикой (рис. 9.17) (ЛУПЧ).

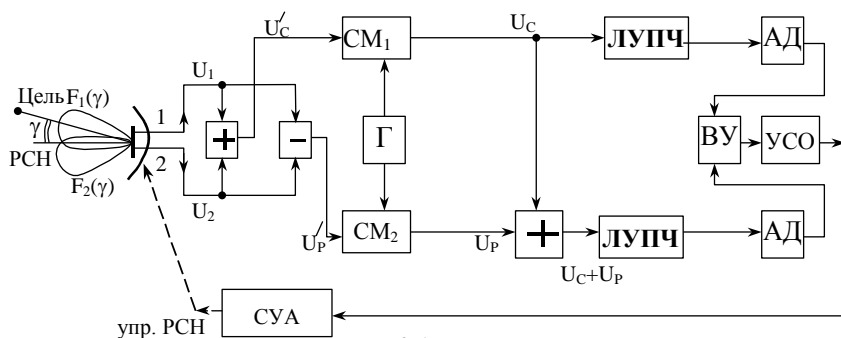


Рис. 9.17.

Для того чтобы исключить из рассмотрения линейный участок амплитудной характеристики УПЧ, в пределах которого не выполняется нормировка, в разностном канале до логарифмического усилителя формируется сумма  $u_c + u_p$ . После амплитудного детектирования сигналов с выходов ЛУПЧ суммарного и ЛУПЧ разностного каналов сигналы подаются на вычитающее устройство (ВУ). При идентичности приемных каналов и малом угловом рассогласовании  $\gamma$  выходной сигнал вычитающего устройства можно представить в виде (см. также (9.75)):

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(\gamma) &= k_{\text{вы}} U_{\text{вх0}} \ln[F(\psi_0)(1 + \mu\gamma) - F(\psi_0)] = \\ &= k_{\text{вы}} U_{\text{вх0}} \ln(1 + \mu\gamma) \approx k_{\text{вы}} U_{\text{вх0}} \mu\gamma. \end{aligned} \quad (9.92)$$

Таким образом, выходной сигнал вычитающего устройства пропорционален угловому рассогласованию  $\gamma$ . Сигнал с выхода ВУ 28. Изд. №9768 подается на усилитель сигнала ошибки (УСО) и затем используется для управления положением РЧН антенны.

*Фазовая суммарно-разностная моноимпульсная система.* В фазовой системе при пеленгации в одной плоскости с помощью двух частей антенной системы, разнесенных в пространстве на величину  $d$ , формируются две идентичные ДН. Направления максимумов лучей  $F_1(\gamma)$  и  $F_2(\gamma)$  параллельны друг другу. При отклонении линии визирования цели на угол  $\gamma$  от перпендикуляра к центру базы, сигналы, воспринимаемые этими двумя антеннами, будут отличаться по фазе. причем разность фаз сигналов является функцией угла  $\gamma$  (см. п.1). На рис. 9.18,а приведен один из возможных вариантов структурной схемы фазовой моноимпульсной радиолокационной системы с суммарно-разностной обработкой сигналов. Принцип действия системы во многом аналогичен принципу работы амплитудной суммарно-разностной системе. Отличие состоит в том, что полезная информация об угловом положении цели  $\gamma$  извлекается из фазы сигналов, принимаемых каналами  $A_1$  и  $A_2$ . Сигналы на выходах 1 и 2 антенной системы при отсчете фазы от центра базы можно представить в виде (см. п. 1)

$$u_1(t, \gamma) = U_0(t) F_1(\gamma) \exp \{j(\omega t + \Delta\varphi/2)\}, \quad (9.93)$$

$$u_2(t, \gamma) = U_0(t) F_2(\gamma) \exp \{j(\omega t - \Delta\varphi/2)\}, \quad (9.94)$$

где  $\Delta\varphi = \pi \frac{d}{\lambda} \sin \gamma$  – разность фаз, обусловленная разностью хода лучей в точках 1 и 2.

Так как амплитудные ДН одинаковы  $F_1(\gamma)=F_2(\gamma)=F(\gamma)$ , то на выходах суммарно-разностного преобразователя получаем

$$u_c(t, \gamma) = U_0(t) F(\gamma) \left\{ \exp \left[ j2\pi f_0 t + \frac{\Delta\varphi}{2} \right] + \exp \left[ j2\pi f_0 t - \frac{\Delta\varphi}{2} \right] \right\}, \quad (9.95)$$

$$u_p(t, \gamma) = U_0(t) F(\gamma) \left\{ \exp \left[ j2\pi f_0 t + \frac{\Delta\varphi}{2} \right] - \exp \left[ j2\pi f_0 t - \frac{\Delta\varphi}{2} \right] \right\}. \quad (9.96)$$

Видно, что сомножители в фигурных скобках по формулам Эйлера могут быть представлены в виде  $\cos(\cdot)$  и  $\sin(\cdot)$ . В результате получаем

$$u_c(t, \gamma) = 2U_0(t) F(\gamma) \cos \Delta \varphi \exp(j2\pi f_0 t), \quad (9.97)$$

$$\begin{aligned} u_p(t, \gamma) &= 2jU_0(t) F(\gamma) \sin \Delta \varphi \exp(j2\pi f_0 t) = \\ &= 2U_0(t) F(\gamma) \sin \Delta \varphi \exp \left[ j \left( 2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2} \right) \right]. \end{aligned} \quad (9.98)$$

Видно, что разностный сигнал отличается по фазе на  $90^\circ$  относительно суммарного (см. рис. 9.18,б). Для дальнейших преобразований с целью выделения угла  $\gamma$  необходимо совместить по фазе суммарный и разностный сигналы. Для этой цели вводится в схему фазовращатель (ФВ) на  $90^\circ$ . Фазовращатель целесообразно размещать до каналов усиления и преобразования по частоте, чтобы не вводить дополнительные фазовые погрешности.

Дальнейшие преобразования сигналов не отличаются от варианта амплитудной суммарно-разностной схемы (см. выше). В результате на входе фазового детектора ФД сигналы запишем (в действительном виде) с учетом нормировки с помощью БАРУ (см. п. 3) как:

$$\begin{aligned} u_{c.пр}(t, \gamma) &= k_c F(\gamma) \cos \Delta \varphi \exp(j2\pi f_{пр} t + \varphi_c), \\ u_{p.пр}(t, \gamma) &= k_p F(\gamma) \sin \Delta \varphi \exp(j2\pi f_{пр} t + \varphi_p), \end{aligned} \quad (9.99)$$

где соответственно  $k_c$  и  $k_p$  – коэффициенты передачи суммарного и разностного каналов, а  $\varphi_c$  и  $\varphi_p$  – фазовые сдвиги в каналах.

После прохождения фазового детектора и отфильтровывания высокочастотных составляющих получаем

$$U_{\text{вых}}(\gamma) = \frac{1}{2} k_{\text{фд}} k_c k_p F(\gamma) \sin(2\Delta \varphi) \cos(\varphi_c - \varphi_p), \quad (9.100)$$

где  $k_{\text{фд}}$  – коэффициент передачи фазового детектора.

Если учесть, что фазовый сдвиг  $\Delta \varphi$  в пределах ДН мал, то можно записать

$$\sin(2\Delta \varphi) = \sin \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \gamma \right) \approx \frac{2\pi d}{\lambda}. \quad (9.101)$$

В этом случае выходной сигнал ФД равен

$$U_{\text{вых}}(\gamma) = k_{\text{фд}} k_c k_p F(\gamma) \frac{\pi d}{\lambda} \gamma \cos(\varphi_c - \varphi_p). \quad (9.102)$$

С выхода ФД сигнал подается на систему управления положением РСН в пространстве для осуществления автоматического сопровождения цели. В прямоотсчетном варианте выходное напряжение  $U_{\text{вых}}(\gamma)$  используется непосредственно для отсчета углового положения цели  $\gamma$ .

Анализ формулы (9.102) показывает, что неидентичность амплитудных и фазовых характеристик суммарного и разностного каналов не оказывает влияния на положение нулевого направления пеленгационной характеристики  $U_{\text{вых}}(\gamma)$ . На крутизну пеленгационной характеристики наибольшее влияние оказывает неидентичность фазовых характеристик  $(\varphi_c, \varphi_p)$ . Однако в реальных системах эти различия малы (меньше  $15-20^\circ$ ) и их можно не учитывать, так как  $\cos(\varphi_c - \varphi_p) \approx 1$ .

Если в качестве антенны используется антенная решетка, разделенная на две равные части, то база  $d$  – это расстояние между фазовыми центрами  $A_1$  и  $A_2$ , и полученное соотношение (9.102) описывает пеленгационную характеристику и для данного варианта антенны.

Однако при использовании рупорных антенн в каналах 1 и 2 могут быть такие положения, что база  $d$  окажется значительно больше размера апертуры рупора  $d_{\text{руп}}$ . В этом случае следует использовать основную формулу (9.100) с учетом того, что  $F(\gamma) = F_{\text{руп}}(\gamma)$ :

$$U_{\text{вых}}(\gamma) = \frac{1}{2} k_{\text{фд}} k_c k_p F(\gamma) \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \gamma\right). \quad (9.103)$$

Это соотношение характеризуется синусоидальной зависимостью  $U_{\text{вых}}(\gamma)$  от угла  $\gamma$ , то есть наблюдается неоднозначность измерений  $\gamma$ . Способы борьбы с неоднозначностью описаны в первой главе. Например, может быть применено несколько рупорных антенн с различными базами.

*Моноимпульсные суммарно-разностные преобразования при определении угловых координат в двух плоскостях по азимуту и уг-*





лу места. При слежении за пространственным положением воздушной цели необходимо измерять угловое рассогласование как в плоскости азимута, так и в плоскости угла места. Поэтому бортовая моноимпульсная РЛС должна состоять из двух идентичных каналов, образованных моноимпульсными устройствами, например, по аналогии с рассмотренными выше, но измеряющих угловое рассогласование в двух взаимно перпендикулярных плоскостях.

В качестве примера углового датчика рассмотрим амплитудную моноимпульсную систему с суммарно-разностным преобразованием сигналов. В этом случае антенна РЛС имеет четырехканальный рупорный облучатель, служащий для формирования четырех ДН, симметрично смещенных относительно фокуса зеркала. Для образования суммарного и разностного сигналов в каналах азимута и угла места могут быть использованы, например, преобразователи в виде четырех щелевых волноводных мостов (рис. 9.19). Формируются один общий суммарный сигнал  $\Sigma_p = u_c$  и два разностных сигнала по каналам азимута и угла места  $\Delta_{\text{аз}} = u_{p. \text{аз}}$  и  $\Delta_{\text{ум}} = u_{p. \text{ум}}$ . Оптическая ось результирующей суммарной ДН совпадает с РСН. Для обработки сигналов в приемнике моноимпульсной РЛС можно использовать соответствующие приемные каналы: два разностных и один суммарный.

Пример построения приемной системы аналогичный моноимпульсной РЛС рассмотрен ниже, где приводится структурная схема пеленгации в двух плоскостях с дополнительным уплотнением каналов и осуществлением логарифмической нормировки.

## 5. Уплотнение каналов в моноимпульсных РЛС

В моноимпульсных системах стабильность и крутизна пеленгационных характеристик зависят от идентичности характеристик каналов. Поэтому важной проблемой для моноимпульсных РЛС является поддержание идентичности амплитудных и фазовых характеристик каналов (особенно фазовых). Для решения данной проблемы обычно используют различные способы объединения каналов усиления и обработки сигналов, так называемое уплотнение каналов. Количество каналов при этом также уменьшается, что упрощает конструктивные и схемные решения в РЛС.

Поскольку бортовые РЛС обычно используют моноимпульсный метод при измерении угловых координат целей в двух ортогональных плоскостях, то это требует еще двух дополнительных каналов обработки. Как показано в предыдущем пункте в моноимпульсной РЛС, как минимум должны быть два разностных и один суммарный каналы. Поэтому уплотнение каналов позволит еще и сократить общее число каналов обработки, что дает возможность упростить и удешевить моноимпульсные РЛС. Многие из методов уплотнения, которые используются в моноимпульсных системах, известны в технике многоканальных систем радиосвязи.

Рассмотрим некоторые способы уплотнения каналов в моноимпульсных РЛС.

*Временное уплотнение каналов.* При данном способе уплотнения сигналы обрабатываются в одном канале последовательно во времени. Временной разнос обрабатываемых сигналов достигается за счет их задержки один относительно другого на время, превышающее длительность импульсов. Так, в радиолокационной системе с суммарно-разностной обработкой сигнал, отраженный от цели, после прохождения антенной системы с помощью волноводных мостов преобразуется в суммарный и два разностных. Суммарный сигнал  $u_c$  поступает в канал обработки без задержки, а разностные сигналы азимута  $u_{p.аз}$  и угла места  $u_{p.ум}$  соответственно с задержками  $\tau_1$  и  $\tau_2$ . Таким образом, любые изменения характеристик канала обработки одновременно будут влиять на три сигнала, а так как в моноимпульсной системе формируются отношения сигналов  $(u_{p.аз}/u_c)$  и  $(u_{p.ум}/u_c)$ , то на результат измерения угловой координаты цели не будут влиять различия в характеристиках каналов. Разделение разностных сигналов на выходе происходит после усиления их в общем УПЧ с помощью стролируемой ключевой схемы. Выделение сигналов ошибки по каналам азимута и угла места происходит с помощью соответствующих ФД после прохождения разделенных сигналов через компенсирующие линии задержки.

Временное уплотнение каналов может быть проведено как на высокой частоте, так и на промежуточной. Однако на промежуточной частоте проще удовлетворить требования, предъявляемые к линиям задержки. Поэтому обычно используют временное уплотнение каналов на промежуточной частоте.

*Частотное уплотнение каналов.* При данном способе уплотне-

ния сигналы с выходов волноводных преобразователей подвергаются частотному преобразованию, причем с разной величиной частотного смещения. В результате формируются суммарный и разностные сигналы с различными, но близкими промежуточными частотами. Затем сигналы суммируются и усиливаются в общем широкополосном усилителе-ограничителе. С выхода УПЧ сигналы поступают на полосовые фильтры, настроенные на соответствующие промежуточные частоты сигналов, и разделяются или на суммарный  $u_c$  или на два разностных ( $u_{p. аз}$  и  $u_{p. ум}$ ).

Вариант структурной схемы амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы при пеленгации в одной плоскости с частотным разделением каналов и одновременно с квадратурно-модуляционным методом нормировки приведен на рис. 9.20. Суммарный  $u_c$  и разностный  $u_p$  сигналы с несущей частотой  $f_0$  подаются на смесители  $СМ_1$  и  $СМ_3$ , на вторые входы которых поступают гетеродинные сигналы с частотами  $f_{г1}$  и  $f_{г2}$  соответственно. В результате на выходах  $СМ_3$  и  $СМ_1$  формируются соответственно сигналы на различных промежуточных частотах  $f_{пр2}=f_0-f_{г2}$  (суммарный сигнал) и  $f_{пр1}=f_0-f_{г1}$  (разностный сигнал). Полученные сигналы складываются в сумматоре для реализации квадратурно-модуляционной нормировки и затем подаются на общий УПЧ с последующим ограничением по амплитуде. В результате ограничения подавляются амплитудные флуктуации сигналов, не несущие полезной информации. Сигналы с выхода усилителя УПЧ и ограничителя разделяются полосовыми фильтрами  $ПФ_1$  и  $ПФ_2$ , настроенными соответственно на частоты  $f_{пр1}$  и  $f_{пр2}$ . Для приведения сигналов  $u_c$  на частоте  $f_{пр2}$  и  $u_p$  — на частоте  $f_{пр1}$  к общей частоте используется смеситель  $СМ_2$ . На выходе  $СМ_2$  из колебаний частот  $f_{пр1}$  и  $f_{пр2}$  формируется сигнал частоты  $(f_{г1}-f_{г2})$ , который затем используется в качестве гетеродинного в смесителе  $СМ_4$ . В результате частотного преобразования сигналов частоты  $(f_{г1}-f_{г2})$  и  $f_{пр1}$  в  $СМ_4$ , на выходе формируется сигнал с частотой  $f=f_{пр1}+(f_{г1}-f_{г2})=f_0-f_{г2}$ , который соответствует по амплитуде разностному сигналу  $u_p$  и подается на выходной фазовый детектор. В результате выходное напряжение ФД равно

$$U_{\text{вых}}(\gamma) = k_{\mu}\gamma = k \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)} \gamma = k_{\text{пх}} \gamma. \quad (9.104)$$

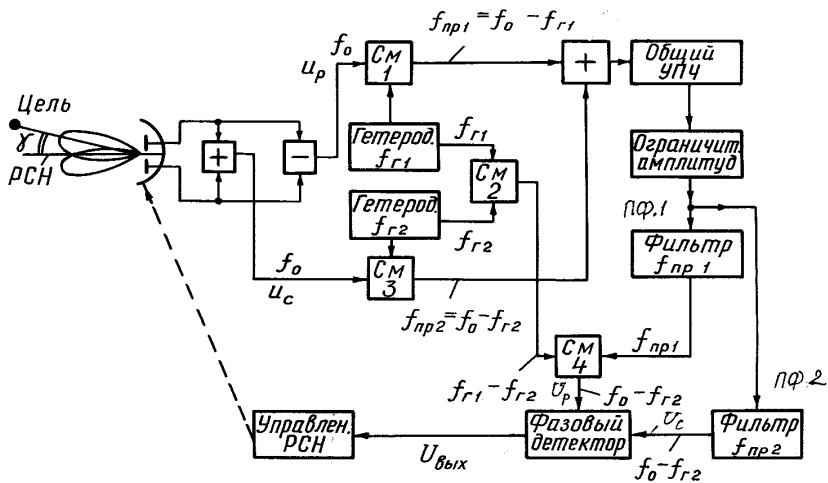


Рис. 9.20.

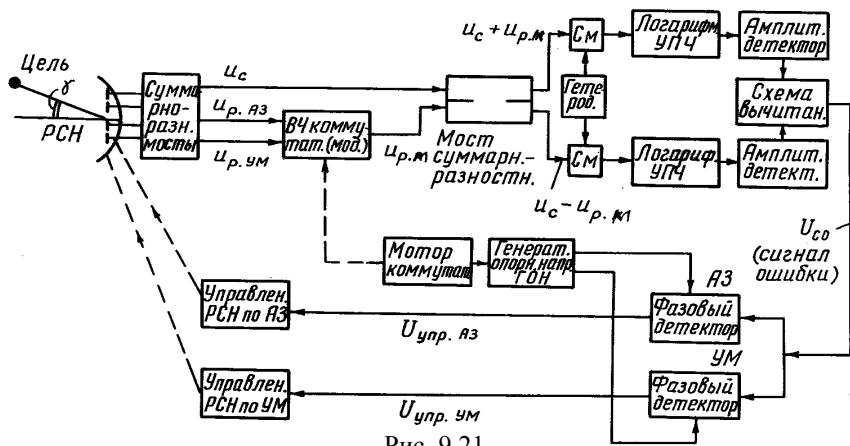


Рис. 9.21.

Как видно из рассмотренной схемы, одновременно с частотным уплотнением каналов действительно реализована и квадратурно-модуляционная нормировка обрабатываемых сигналов.

*Модуляционное уплотнение каналов.* При использовании данного способа уплотнения после обычного формирования суммарного  $u_c$  и разностного сигналов  $u_p$  с помощью волноводных преобразователей, сигнал  $u_p$ , несущий информацию об угловом положении цели, модулируется по амплитуде сигналом низкой частоты  $f_m$ . Затем суммарный сигнал  $u_c$  и промодулированный разностный  $u_p'$  объединяются в сумматоре для последующей обработки в общем канале.

В качестве модуляционного метода уплотнения рассмотрим структурную схему амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы с логарифмической нормировкой и модуляционным уплотнением для пеленгации в двух плоскостях по азимуту и углу места (рис. 9.21). Разностные сигналы  $u_{p.аз}$  и  $u_{p.ум}$  с выхода суммарно-разностных мостов (см. рис. 9.19) подаются на высокочастотный коммутатор (модулятор) для получения общего разностного сигнала  $u_{p.м}$ . Азимутальный разностный сигнал  $u_{p.аз}$  модулируется по амплитуде, по косинусу модуляционной частоты  $\Omega_m$ , а разностный сигнал – по углу места по синусоидальному закону. В результате результирующий *уплотненный* разностный сигнал  $u_{p.м}$  равен:

$$u_{p.м} = [U_{p.аз} \cos \Omega_m t + U_{p.ум} \sin \Omega_m t] \cos(2\pi f_0 t), \quad (9.105)$$

где  $U_{p.аз}$ ,  $U_{p.ум}$  – амплитуды разностных сигналов канала азимута и угла места соответственно. Для последующего выполнения логарифмической нормировки необходимо уровень сигналов на входе логарифмических УПЧ иметь не менее  $U_{вх.0}$  линейного участка (см. (9.72)). Для этой цели введен мост суммы и разности сигналов  $u_{p.м}$  и  $u_c$  (см. рис. 9.21). На входе логарифмических УПЧ сигналы равны:

$$\begin{aligned} u_1(t, \gamma) &= (U_c + U_{p.м}) \cos(2\pi f_{пр} t), \\ u_2(t, \gamma) &= (U_c - U_{p.м}) \cos(2\pi f_{пр} t), \end{aligned} \quad (9.106)$$

$$\text{где } U_{p.м} = U_{p.аз} \cos \Omega_m t + U_{p.ум} \sin \Omega_m t. \quad (9.107)$$

После логарифмических УПЧ и детектирования сигналы поступают на вычитающее устройство, на выходе которого получается

так называемый *сигнал ошибки* вида:

$$U_{\text{co}}(t, \gamma, \Omega_{\text{м}}) = k \ln \left[ \frac{U_{\text{с}} + U_{\text{р.м}}}{U_{\text{с}} - U_{\text{р.м}}} \right] = k \ln \left[ \frac{1 + U_{\text{р.м}}/U_{\text{с}}}{1 - U_{\text{р.м}}/U_{\text{с}}} \right] \approx 2k \frac{U_{\text{р.м}}}{U_{\text{с}}}. \quad (9.108)$$

Если учесть, что суммарный сигнал имеет амплитуду

$$U_{\text{с}}(t, \gamma) = U_0(t) F_{\text{с}}(\gamma) = 2U_0 F(\psi_0),$$

а разностные соответственно

$$\begin{aligned} U_{\text{р.аз}}(t, \gamma_{\text{аз}}) &= 2U_0(t) F'(\psi_0) \gamma_{\text{аз}}, \\ U_{\text{р.ум}}(t, \gamma_{\text{ум}}) &= 2U_0(t) F'(\psi_0) \gamma_{\text{ум}}, \end{aligned} \quad (9.109)$$

то сигнал ошибки (9.108) становится равным

$$U_{\text{co}}(t, \gamma, \Omega_{\text{м}}) = 2k \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)} [\gamma_{\text{аз}} \cos(\Omega_{\text{м}} t) + \gamma_{\text{ум}} \sin(\Omega_{\text{м}} t)]. \quad (9.110)$$

Используем представление для угловых ошибок  $\gamma_{\text{аз}}$  и  $\gamma_{\text{ум}}$  в виде (см. рис. 9.5 и формулы (9.32)):

$$\gamma_{\text{аз}} = \gamma \cos \varphi_0; \quad \gamma_{\text{ум}} = \gamma \sin \varphi_0, \quad (9.111)$$

можно соотношение (9.110) для сигнала ошибки записать в виде

$$\begin{aligned} U_{\text{co}}(t, \gamma, \Omega_{\text{м}}) &= 2k \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)} \gamma [\cos \varphi_0 \cos(\Omega_{\text{м}} t) + \sin \varphi_0 \sin(\Omega_{\text{м}} t)] = \\ &= 2k \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)} \gamma \cos(\Omega_{\text{м}} t - \varphi_0). \end{aligned} \quad (9.112)$$

Следовательно, сигнал ошибки по форме почти точно совпадает с сигналом ошибки в амплитудно-модуляционной системе (см. (9.27)). Отличие в том, что в (9.27) не отражено выполнение нормировки сигнала, как это сделано в (9.112). Дальнейшая обработка сигнала ошибки выполняется так же, как в амплитудно-модуляционной системе. Сигнал  $U_{\text{co}}(t, \gamma, \Omega_{\text{м}})$  подается на два фазовых детектора: по азимуту и углу места, на которые подаются опорные напряжения

$U_{\text{оп.аз}}=U_{\text{оп.0}} \cos(\Omega_{\text{м}}t)$  и  $U_{\text{оп.ум}}=U_{\text{оп.0}} \sin(\Omega_{\text{м}}t)$ . В результате на выходе фазовых детекторов имеем

$$U_{\text{упр.аз}}=k \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)} \gamma_{\text{аз}} ; \quad U_{\text{упр.ум}}=k \frac{F'(\psi_0)}{F(\psi_0)} \gamma_{\text{ум}}. \quad (9.113)$$

Таким образом, в рассмотренной моноимпульсной системе уменьшено требуемое число каналов: вместо трех имеется два. Различия в коэффициентах усиления и в фазовых характеристиках каналов не влияют на пеленгационные характеристики (9.113) благодаря модуляционному принципу уплотнения (это можно показать, выполнив анализ представленной системы с учетом различий каналов по коэффициентам усиления. Рекомендуется читателю это выполнить самостоятельно по аналогии с преобразованиями, данными в этом разделе).

## **9.4. ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**

### **1. Общие вопросы применения ФАР**

Фазированные антенные решетки (ФАР) в радиолокационных системах могут выполнять несколько функций. Во-первых, это как обычная антенная система, позволяющая осуществлять измерение угловых координат, обзор пространства и поиск целей. Измерение угловых координат в них возможно и моноимпульсным методом. Во-вторых, это устройство пространственно-временной обработки сигналов, использующее возможности многоканальной системы. Этот второй аспект ФАР в настоящее время привлекает большое внимание специалистов. При использовании ФАР в РЛ системах возможно создание многофункциональных радиолокационных комплексов (см. гл. 20), в которых одновременно могут решаться многие частные задачи: картографирование поверхности земли, обход и облет препятствий, управление бортовым оружием, обзор воздушного пространства и обнаружение воздушных целей, выполнение пассивного наблюдения радиоизлучений РЭС противника (задача радио-



технической разведки), борьба с преднамеренными помехами путем выставления на источник помех нулевых направлений ДН антенной системы и ряд других задач.

Основными достоинствами ФАР в составе РЛ систем являются: возможность электронного безынерционного управления лучом ДН; создание многоканальных многолучевых систем с различными по форме и ширине ДН, устанавливаемыми в заданные пространственные направления; большая гибкость в обеспечении различных видов сканирования пространства и режимов работы РЛС. В эксплуатационном и конструктивном отношении ФАР характеризуются отсутствием вращающихся механических узлов и соединений, возможностью внедрения твердотельной технологии в конструкцию ФАР. В результате повышается надежность всего РЛ комплекса, устойчивость к повреждениям, в том числе и боевым.

В настоящее время можно выделить два основных направления в построении ФАР. Во-первых, это так называемые *пассивные ФАР*, для которых характерным является использование одного основного передающего устройства с последующим распределением высокочастотных сигналов по отдельным каналам антенной решетки. Сама решетка в этом случае имеет в своем составе только пассивные элементы такие, как излучатели, фазовращатели, узлы управления. При приеме отраженных сигналов выходные сигналы антенных элементов ФАР при помощи специальных *диагностических схем* (ДОС) формируют каналы приема со своими ДН и осуществляется последовательное преобразование и усиление сигналов, как правило, в одном специальном приемном устройстве. Вторым классом ФАР – это *активные ФАР (АФАР)*. Для активных ФАР характерно применение большого количества маломощных передающих устройств, конструктивно объединенных с антенными элементами ФАР, которые в этом случае называются *активными модулями* (АМ). Активный антенный модуль представляет собой миниатюрную приемопередающую систему, включающую в свой состав фазовращатели, излучающие элементы, узлы управления и питания. Выходные сигналы активных модулей на основной или промежуточной частоте поступают в ДОС и на последующие пространственно-временные преобразования.

Некоторые примеры построения РЛС с ФАР рассмотрены в

последующих разделах главы. Рассмотрены особенности как пассивных, так и активных ФАР и их элементов.

## 2. Принцип электронного управления лучом ФАР

Так как одним из основных достоинств ФАР является возможность электронного управления положением луча ДН в пространстве, то кратко напомним, каким образом это может быть осуществлено. Рассмотрим линейную антенную решетку (рис. 9.22), в которой отдельные элементы располагаются друг от друга на расстоянии  $d_3$ . Заданное направление пеленга цели (или излучения) определяется углом  $\gamma_0$ . Отраженный от цели сигнал характеризуется плоской волной, приходящей от направления  $\gamma$ . К каждому элементу решетки присоединен фазовращатель, который управляется командами от специальной ЭВМ.

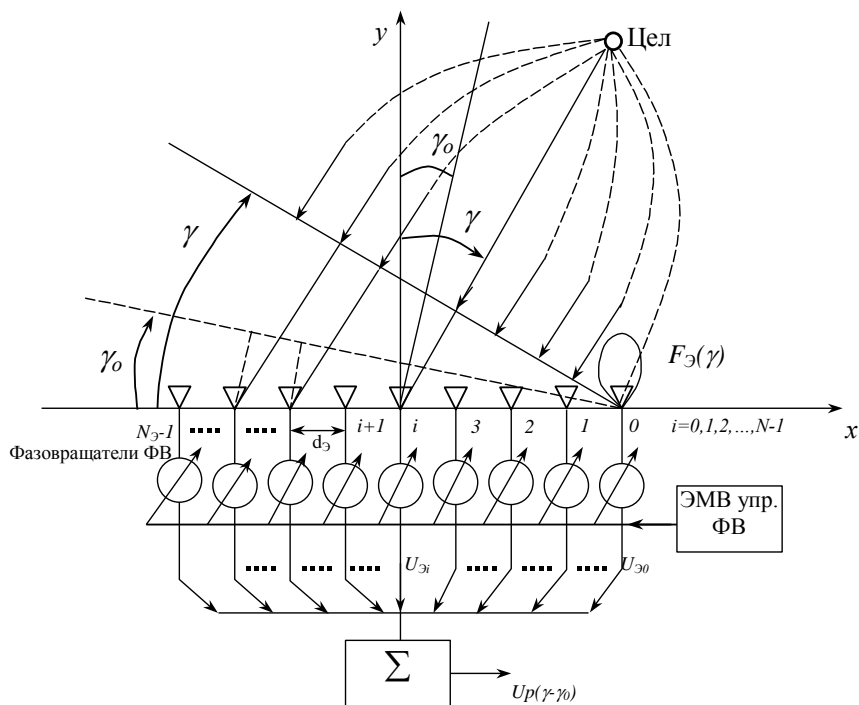


Рис. 9.22.

Для синфазного суммирования всех сигналов, поступающих с опорного направления  $\gamma_0$ , необходимо, чтобы фазы в фазовращателях были установлены в соответствии с их позиций в АР (по отношению к первому элементу  $i=0$ ) в виде зависимости ( $\Delta\varphi_{\text{оп}}$  – разность фаз между соседними элементами):

$$i\Delta\varphi = \Delta\varphi_{i,\text{оп}} = i \frac{2\pi d_3}{\lambda} \sin \gamma_0; \quad \Delta\varphi_{\text{оп}} = \frac{2\pi d_3}{\lambda} \sin \gamma_0, \quad (9.114)$$

где  $i=0,1,\dots,(N_3-1)$ , а  $N_3$  – количество элементов в АР.

Распределение фаз по апертуре АР при приходе сигнала с направления  $\gamma$  описывается соотношением, аналогичным (9.114)

$$\Delta\varphi_{i,\text{пм}} = i \frac{2\pi d_3}{\lambda} \sin \gamma. \quad (9.115)$$

С учетом распределения фаз (9.115) и значений изменений фаз в фазовращателях (9.114) можно записать сигналы на входе суммирующего устройства в виде распределения комплексных амплитуд

$$U_{3i}(\gamma - \gamma_0) = F_3(\gamma) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} i d_3 (\sin \gamma - \sin \gamma_0)}, \quad (9.116)$$

где  $F_3(\gamma)$  – диаграмма направленности отдельного элемента антенной решетки.

При суммировании всех сигналов  $U_{3i}$  в суммирующем устройстве результирующий сигнал  $U_p(\gamma - \gamma_0)$  имеет вид

$$U_p(\gamma - \gamma_0) = F_3(\gamma) \sum_{i=0}^{N_3-1} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} i d_3 (\sin \gamma - \sin \gamma_0)}. \quad (9.117)$$

Видно, что (9.117) можно рассматривать как сумму геометрической прогрессии со знаменателем прогрессии  $q = \exp \left\{ -j \left( 2\pi d_3 / \lambda \right) (\sin \gamma - \sin \gamma_0) \right\}$ . В результате применения формулы суммы  $N_3$  членов прогрессии и использования формулы Эйлера для тригонометрических величин получаем

$$U_p(\gamma - \gamma_0) = F_\gamma(\gamma) N_\gamma \frac{\sin \left[ \frac{\pi d_\gamma}{\lambda} N_\gamma (\sin \gamma - \sin \gamma_0) \right]}{N_\gamma \sin \left[ \frac{\pi d_\gamma}{\lambda} (\sin \gamma - \sin \gamma_0) \right]}. \quad (9.118)$$

Представленная формула характеризует свойства ФАР как системы с электронным управлением лучом, положение которого определяется опорным направлением  $\gamma_0$ . Изменение этого угла  $\gamma_0$  осуществляется изменением фаз в фазовращателях в соответствии с формулой (9.114). Результирующая ДН решетки имеет один максимум, совпадающий с направлением  $\gamma_0$ , если выполняется условие

$$\frac{\pi d_\gamma}{\lambda} (\sin \gamma - \sin \gamma_0) < \pm \pi, \quad (9.119)$$

которое всегда справедливо, если  $d_\gamma/\lambda < 0,5$ . Приблизненно (9.118) можно представить в виде соотношения вида  $(\sin x)/x$ :

$$U_p(\gamma - \gamma_0) = F_\gamma(\gamma) N_\gamma \frac{\sin \left[ \pi \frac{L_{\text{эф}}}{\lambda} (\sin \gamma - \sin \gamma_0) \right]}{\pi \frac{L_{\text{эф}}}{\lambda} (\sin \gamma - \sin \gamma_0)}, \quad (9.120)$$

где  $L_{\text{эф}}$  – эффективный размер апертуры, равный

$$L_{\text{эф}} = N_\gamma d_\gamma. \quad (9.121)$$

Если разность синусов в (9.120) представить в виде

$$\sin \gamma - \sin \gamma_0 \approx (\gamma - \gamma_0) \cos \gamma_0, \quad (9.122)$$

что справедливо при малых отличиях  $\gamma$  и  $\gamma_0$  в пределах главного максимума ДН (см.(9.120)), то получаем

$$U_p(\gamma - \gamma_0) = F_\gamma(\gamma) N_\gamma \frac{\sin \left[ \pi \frac{L_{\text{эф}}}{\lambda} (\gamma - \gamma_0) \cos \gamma_0 \right]}{\pi \frac{L_{\text{эф}}}{\lambda} (\gamma - \gamma_0) \cos \gamma_0}. \quad (9.123)$$

Ширина главного луча ДН равна:

$$\theta_{\text{л}} = \frac{\lambda}{L_{\text{эф}} \cos \gamma_0}. \quad (9.124)$$

Видно, что в ФАР ширина луча увеличивается при отклонении направления  $\gamma_0$  от нормали к решетке обратно пропорционально  $\cos \gamma_0$ .

*Устройства электронного управления лучом в ФАР* различаются по способу изменения фазы колебаний в каждом элементе решетки. Обычно различают несколько способов изменения фазы: методом частотного изменения с применением линий задержек; с применением фазовращателей. Наиболее простыми являются системы с частотным качанием луча. Однако в этом случае более сложными по своему конструктивному исполнению являются передатчики и приемники.

Рассмотрим метод *частотного качания лучом* в режиме излучения (рис. 9.23). В качестве излучающих элементов решетки выбраны щели в волнообразно изогнутом волноводе. Определим, на какой угол отклонится луч при изменении частоты  $f_0$  на  $\Delta f$ .

Фаза колебания в каждом последующем элементе решетки по отношению к предыдущему равна

$$\Delta \varphi_0 = 2\pi \frac{L}{\lambda_{\text{л}}} = 2\pi \frac{L}{c_{\text{л}}} f_0, \quad (9.125)$$

где  $L$  – длина участка линии передачи между излучающими элементами;  $\lambda_{\text{л}}$ ,  $c_{\text{л}}$  – длина волны и скорость распространения колебаний в линии. При изменении частоты  $f_0$  на  $\Delta f$  фаза высокочастотных колебаний  $\Delta \varphi_0$  получит приращение  $\Delta \varphi$  на каждый  $i$ -й элемент АР

$$\Delta \varphi_0 + i \Delta \varphi = 2\pi \frac{L}{c_{\text{л}}} (f_0 + i \Delta f) = 2\pi \frac{L}{c_{\text{л}}} f_0 + 2\pi \frac{L}{c_{\text{л}}} \Delta f \cdot i \quad (9.126)$$

или

$$\Delta \varphi_0 + i \Delta \varphi = 2\pi \frac{L}{\lambda_{\text{л}}} + 2\pi \frac{L}{\lambda_{\text{л}}} \frac{\Delta f}{f_0} \cdot i. \quad (9.127)$$

Так как при рабочей частоте  $f_0$  положение излучающих эле-

29. Изд. №9768

ментов соответствует синфазному состоянию ( $\Delta\varphi_0=0$ ), то различие в фазах колебаний на элементах решетки при появлении изменения частоты на  $\Delta f$  равно:

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{L}{\lambda_{\text{л}}} \frac{\Delta f}{f_0}. \quad (9.128)$$

Тогда, учитывая (9.114), можно записать

$$2\pi \frac{d_3}{\lambda} \sin \gamma_0 = 2\pi \frac{L}{\lambda_{\text{л}}} \frac{\Delta f}{f_0},$$

из которого следует, что угол  $\gamma_0$  отклонения луча ДН может быть определен из выражения

$$\gamma_0 = \arcsin \left[ \frac{L}{d_3} \frac{\lambda}{\lambda_{\text{л}}} \frac{\Delta f}{f_0} \right]. \quad (9.129)$$

Волнообразная форма в системе (см. рис. 9.23) выбирается для того, чтобы увеличить отношение  $L/d_3$ , а следовательно, повысить чувствительность системы управления лучом к изменению частоты  $\Delta f$ .

Вариант схемы электронного управления лучом с использованием *ферритовых фазовращателей* (ФВ) приведен на рис. 9.24. Характеристики такой системы во многом зависят от свойств ФВ, поэтому перечислим требования, которым должны удовлетворять данные элементы. Во-первых, изменение фазы не должно быть менее, чем на  $360^\circ$ . Во-вторых, потери, вносимые ФВ, должны быть малыми. В-третьих, характеристики ФВ должны мало зависеть от изменения частоты СВЧ колебаний, температуры и мощности излучения. В-четвертых, для осуществления быстрого управления лучом они должны иметь малую механическую и электрическую инерционность.

Известны следующие типы ФВ: механические, ферритовые и полупроводниковые. Наиболее целесообразно применение в ФАР полупроводниковых и ферритовых ФВ. На рис. 9.24 приведена система управления лучом ДН, построенная на ферритовых ФВ. Управление ФВ осуществляется специальной ЭВМ, которая вычисляет требуемую величину управляющего тока для установления лу-

ча ДН

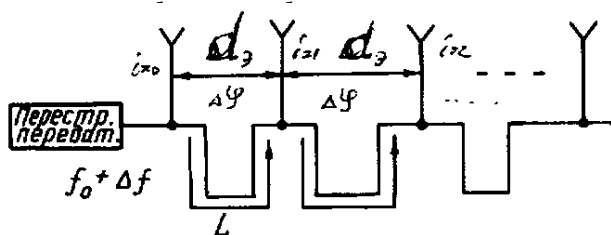


Рис. 9.23.

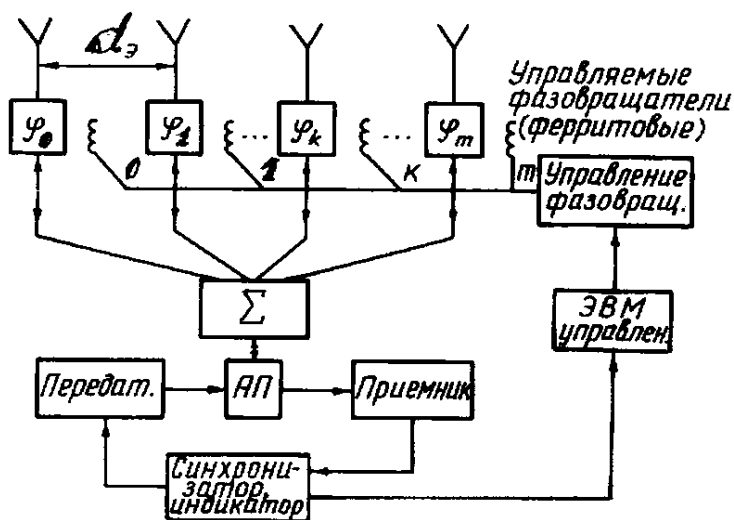


Рис. 9.24.

в заданном направлении. Устройство управления с помощью ЭВМ позволяет реализовать ту или иную программу перемещения луча. Величина отклонения луча от оптической оси антенной системы определяется по формуле (9.114) при условии, что ФВ обеспечивают сдвиг по фазе от одного элемента к другому на величину  $\Delta\varphi$  в соответствии с формулой (9.114). Следовательно, угол отклонения луча  $\gamma_0$  можно определить из выражения

$$\gamma_0 = \arcsin \left[ \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \frac{\lambda}{d_s} \right]. \quad (9.130)$$

Можно вместо ФВ применять *линии задержки (ЛЗ)* с переменной величиной задержки сигнала в них по времени  $t_{\text{ЛЗ}}$ . Очевидно, что разность временной задержки сигналов, возбуждающих соседние элементы решетки, определяется выражением

$$\Delta\varphi = 2\pi f_0 t_{\text{ЛЗ}}. \quad (9.131)$$

Тогда угол  $\gamma_0$  отклонения луча ДН равен

$$\gamma_0 = \arcsin \left[ \frac{ct_{\text{ЛЗ}}}{d_s} \right]. \quad (9.132)$$

Заметим, что при использовании линий задержки положение луча  $\gamma_0$  не зависит от частоты излучения колебаний. Влияние изменения частоты автоматически компенсируется изменением фазы сигнала после прохождения линии задержки.

Если необходимо выполнить электронное управление лучом ДН ФАР в двух плоскостях, применяются антенные решетки в виде плоских апертур, а фазы в фазовращателях устанавливаются с учетом необходимости изменения угла  $\gamma_0$  как по азимуту, так и по углу места. Алгоритмы управления фазовращателями в этом случае значительно сложнее. Для упрощения алгоритмов управления фазовращателями применяют иногда последовательное соединение набора фазовращателей. Первый набор предназначен для управления, например, по азимуту, а другой – по углу места.

В некоторых случаях применяется комбинированное управление лучом ДН ФАР. Например, изменение направления луча по ази-



мугу осуществляется с использованием линейного изменения несущей частоты передающего устройства, а по углу места – при помощи фазовращателей.

### 3. ФАР как система оптимальной пространственно-временной обработки сигналов

Как было отмечено в п. 9.1 в РЛС с ФАР обычно выполняется раздельно пространственная обработка на первом этапе и временная – с выполнением обработки сигналов и доплеровской селекции на втором этапе. Рассмотрим, каким образом в ФАР могут быть реализованы оптимальные устройства пространственной обработки сигналов в виде *пространственных согласованных фильтров* и *пространственных корреляторов*.

Пространственно-временной корреляционный интеграл оптимальной обработки сигналов получен в п. 9.1 (формула (9.14)):

$$\Psi(t_c, f_c, u_c) = \sum_{i=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} y(t, x_i, u_0) S^*(t - t_c, f_0 + f_c) e^{-j2\pi u_c x_i} dt. \quad (9.133)$$

Для более наглядного представления особенностей оптимальной обработки сигналов в РЛС с ФАР запишем только сигнальную часть корреляционного интеграла  $\Psi(t_c, f_c, u_c)$ , подставив в (9.133) значение  $y(t, x_i, u_0)$  (формула (9.4) и выражение для опорного сигнала  $S(t - t_c, f_0 + f_c)$  формула (9.11)). Получаем

$$\begin{aligned} \Psi_c(t_c, f_c, u_c) = \sum_{i=1}^M a \int_{-\infty}^{\infty} S(t - t_{д0}, f_0 + f_{дп}) S^*(t - t_c, f_0 + f_c) \times \\ \times B^*(x_i) e^{j2\pi(u_c - u_0)x_i} dt. \end{aligned} \quad (9.134)$$

Выделив функцию неопределенности сигнала  $\Psi_s(t_c - t_{д0}, f_{дп} - f_c)$ , получаем

$$\Psi_c(t_c, f_c, u_c) = a \Psi_s(t_c - t_{д0}, f_{дп} - f_c) \sum_{i=1}^M B^*(x_i) e^{j2\pi(u_c - u_0)x_i}, \quad (9.135)$$

где

$$\Psi_s(t_c - t_{д0}, f_{дп} - f_c) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t - t_{д0}, f_0 + f_{дп}) S^*(t - t_c, f_0 + f_c) dt. \quad (9.136)$$

Формула (9.135) показывает, что пространственная и временная обработки могут быть разделены в реальных пространственно-многоканальных РЛ системах. Пространственная обработка в ФАР фактически заключается в формировании результирующей ДН, максимум которой устанавливается в направлении прихода от цели сигналов. Для выполнения этой операции следует выравнивать фазы сигналов, принимаемых в различных каналах с заданного направления. Как было показано в п. 2 данного параграфа, это может быть выполнено в ФАР при помощи управляемых фазовращателей. В рассматриваемом случае, в (9.135) дополнительно введены весовые коэффициенты  $B(x_i)$ , которые часто необходимы для получения заданной формы ДН ФАР. Таким образом, описанные в п.2 способы управления лучом ДН являются оптимальными для решения задач обнаружения, измерения координат целей в ФАР. Можно представить два варианта *пространственного коррелятора*, реализуемого в РЛС с ФАР.

Вариант, показанный на рис. 9.25, соответствует случаю размещения фазовращателей в каналах СВЧ (непосредственно после отдельных приемных элементов АР) и совпадает с базовым вариантом ФАР, показанным на рис. 9.22.

Однако управление фазой возможно и в каналах гетеродинных сигналов, как это представлено на рис. 9.26. Временная обработка выполняется после весового векторного суммирования сигналов в обеих схемах.

Возможны ФАР в РЛ системах с формированием многих лучей ДН (*многолучевые ФАР*). В этом случае сигналы с выхода каждого антенного элемента поступает на несколько фазовращателей, выходные сигналы которых поступают в свои схемы суммирования. В результате образуются несколько диаграмм направленности (несколько лучей), которые устанавливаются под различными углами по отношению к осевому направлению ФАР. Соответствующие системы с набором фазовращателей или линий задержек и устройств суммирования и вычитания называются *диаграммообразующими схемами*

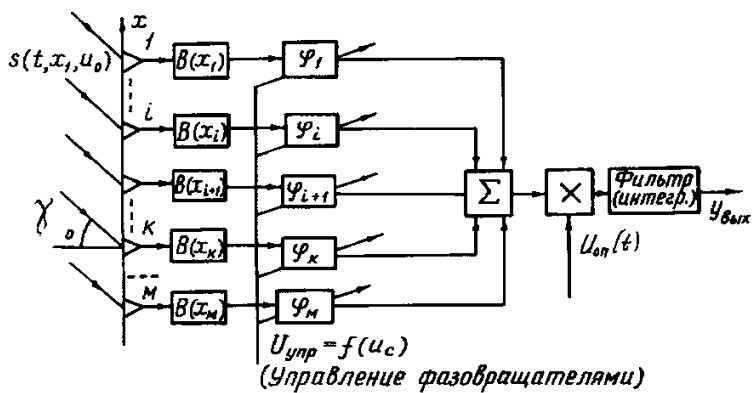


Рис. 9.25.

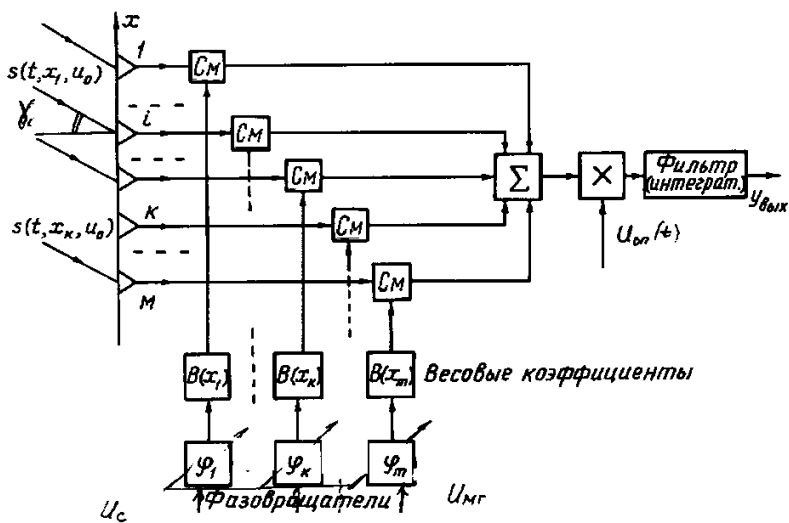


Рис. 9.26.

(ДОС). В простейшем случае формируются два луча с последующим образованием моноимпульсных суммарного и разностного каналов. В настоящее время известно большое количество вариантов построения многолучевых ФАР, но для всех них характерно наличие ДОС в виде некоторых наборов элементов (матрицы Бласса, Батлера и др.).

#### 4. Основные типы ФАР в радиолокационных системах

Как уже отмечается, в РЛ системах находят применение два класса ФАР: пассивные и активные. Рассмотрим их более детально.

*Пассивные ФАР* нашли наибольшее применение из-за простоты управления лучом и меньшей стоимости.

*РЛС с проходными ФАР.* Антенная решетка устанавливается в передней части самолета. В составе каждого элемента АР имеются устройства излучения и приема сигналов, а также *проходные фазовращатели* (рис. 9.27). При оптическом питании решетки облучатель расположен за плоскостью решетки. При приеме отраженных сигналов, облучатель может иметь суммарно-разностные выходы для обеспечения моноимпульсной работы РЛС. Фазовращатели могут быть ферритовые или полупроводниковые на pin-диодах. Управление фазовращателями осуществляется специальной ЭВМ управления ФАР, которая выдает необходимые команды на изменение сдвига фаз и соответственно на установку луча ДН в заданном направлении  $\gamma_0$ .

Остальные элементы РЛС: передатчик, приемные устройства временной обработки сигналов не отличаются от обычной схемы РЛС.

*Проходные ФАР* могут быть реализованы с использованием совмещенных (фидерных) цепей питания элементов ФАР. В качестве примера на рис. 9.28 показана схема РЛС с проходными ФАР, в которой питание подается на все элементы от волноводной распределительной системы. Имеются две волноводные призмы (линзы) с фазовращателями проходного типа, которые последовательно обеспечивают изменения положения луча ДН: на первом этапе по азимуту, а на втором – по углу места. Для перехода от одной группы фазовращателей (азимутальных) к группе фазовращателей по углу места введена панель поворота плоскости поляризации на  $90^\circ$ .

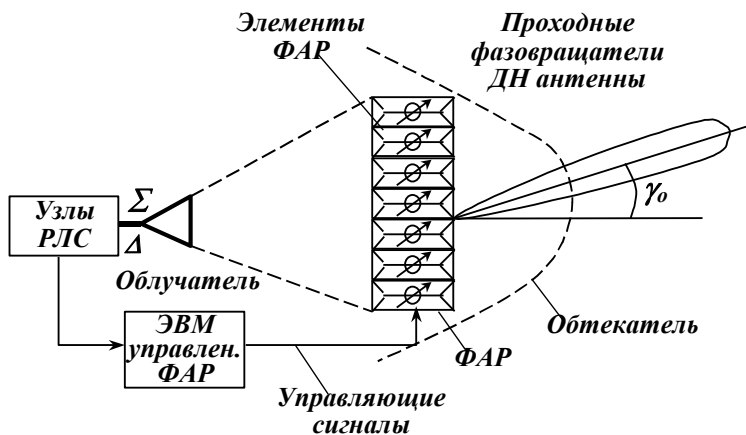


Рис. 9.27.

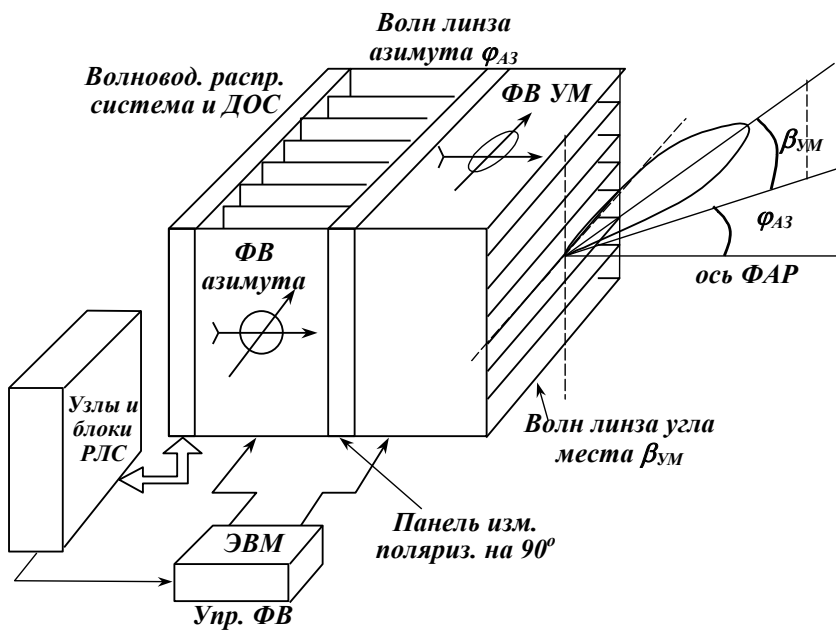


Рис. 9.28.

*РЛС с отражательными ФАР.* В этом варианте при оптическом питании элементов облучатель располагается впереди антенной решетки (рис. 9.29). Фазовращатели в этом варианте ФАР должны быть отражательными. Электромагнитные колебания, поступающие на элементы решетки, при прохождении фазовращателей в прямом и обратном направлениях (после отражения от закорачивающих соединений в волноводных или в полосковых линиях передачи) приобретают необходимый сдвиг по фазе, заданным командами от ЭВМ управления лучом. В результате в режиме излучения формируется плоская волна электромагнитных колебаний с заданным направлением распространения. При использовании отражательной ФАР и при оптическом питании за плоскостью антенной решетки образуется полезный объем пространства на самолете для размещения блоков РЛС или другой аппаратуры. Для уменьшения затенения апертуры облучатель может быть смещен в нижнюю часть обтекателя (как на рис. 9.29).

*РЛС с активными ФАР.* Активная ФАР характеризуется включением в тракт каждого излучателя (или группы излучателей) активных радиотехнических элементов: усилителей мощности, малошумящих усилителей принимаемых сигналов, синхронизированные генераторы СВЧ, а в ряде случаев и преобразователи частоты. Таким образом, антенный элемент становится миниатюрным приемопередающим узлом РЛС, часто в твердотельном исполнении. В дальнейшем антенные элементы активных ФАР (АФАР) будем называть *активными модулями (АМ)*.

На рис. 9.30 приведена упрощенная структурная схема РЛС с активной ФАР. Антенное полотно АФАР состоит из однотипных слабонаправленных излучателей (вибраторных, щелевых, волноводных и т.п.). Каждый излучатель подключен к активному модулю. В режиме излучения (передачи) на все модули поступают от распределительной системы (РС) сигналы СВЧ малой мощности, которые формируются в генераторе когерентных сигналов (КГ). В состав АМ входят фазовращатели, которые, как и в пассивных ФАР, управляются по командам специализированной ЭВМ. Принципиальная схема и состав АМ во многом зависят от применяемого диапазона частот, уровня мощности, назначения ФАР и от состояния технологии микроминиатюризации, так как основные достоинства АФАР проявляются в том случае, если активные модули малогабаритные, потреб-

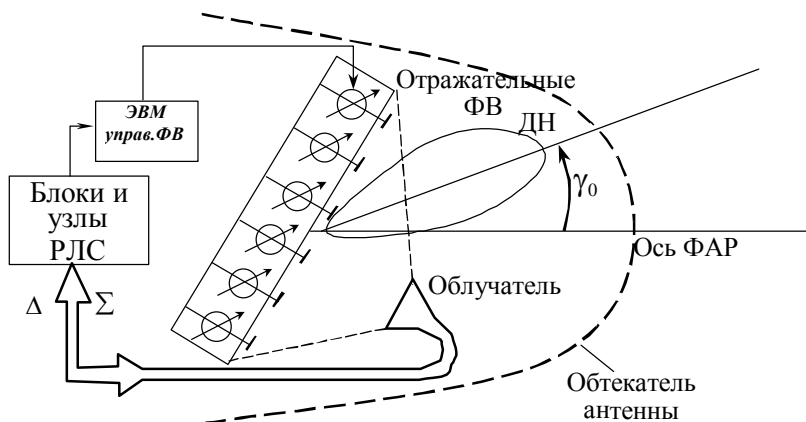


Рис. 9.29.

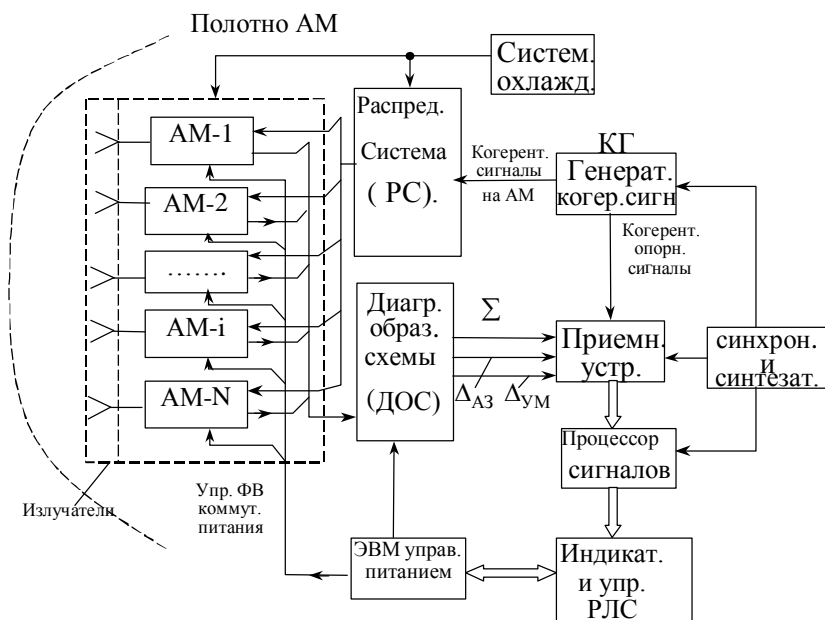


Рис. 9.30.

ляют малую мощность питания по цепи постоянного тока и конструктивно выполняются в виде моноблока в твердотельном исполнении. В режиме приема отраженных сигналов выходные сигналы АМ на несущей частоте СВЧ или на пониженных частотах (в ряде случаев на первой промежуточной частоте) подаются на диаграммообразующую схему (ДОС), которая определяет форму ДН, количество ДН во многолучевых системах. В простейшем случае (и наиболее часто) выходом ДОС являются моноимпульсный суммарный сигнал  $\Sigma$  и два разностных – по азимуту  $\Delta_{аз}$  и по углу места  $\Delta_{ум}$  (см. рис. 9.30). Основное усиление и обработка сигналов (временная обработка) осуществляются в специальных блоках после ДОС.

Как уже отмечалось, активный модуль АФАР – это сложное малогабаритное приемопередающее устройство с фазовращателями и схемами управления. В настоящее время известно много вариантов построения АМ. Типовой и, как считается, перспективный активный модуль может иметь структурную схему (рис. 9.31), в которой имеются только узлы на несущей частоте диапазона СВЧ. В режиме излучения сигнал малой мощности от распределительной системы РС (как правило, в виде системы делителей мощности) поступает в активный модуль и через коммутатор "передача–прием" (ПД/ПМ) подается на дискретный фазовращатель (ФВ), выполненный на полосковой линии с рin-диодами. Фазовращатель управляется специальной ЭВМ. После ФВ сигнал с необходимым изменением фазы высокой частоты через второй коммутатор "передача–прием" (ПД/ПМ) поступает на основной генератор СВЧ (усилитель мощности) и после прохождения разделительного циркулятора сигнал СВЧ излучается. При приеме отраженных от цели сигналов, после разделительного циркулятора, сигналы проходят ограничитель (защита ПД/ПМ) и подаются на усилитель высокой частоты. После переключателей "передача–прием" и прохождения управляемого аттенюатора и фазовращателя ФВ сигналы поступают на выход АМ и далее – на ДОС.

Можно перечислить основные преимущества активных ФАР с модулями, которые выполнены в твердотельном виде по сравнению с пассивными ФАР. Во-первых, потребление первичной энергии (по цепям основного питания) в АФАР примерно в 2-2,5 меньше, чем в пассивных ФАР с одним мощным генератором (или усилителем), например, на ЛБВ. Во-вторых, в 2-3 раза меньше масса всего ансамбля: антенны, передатчика и всех цепей и блоков питания по



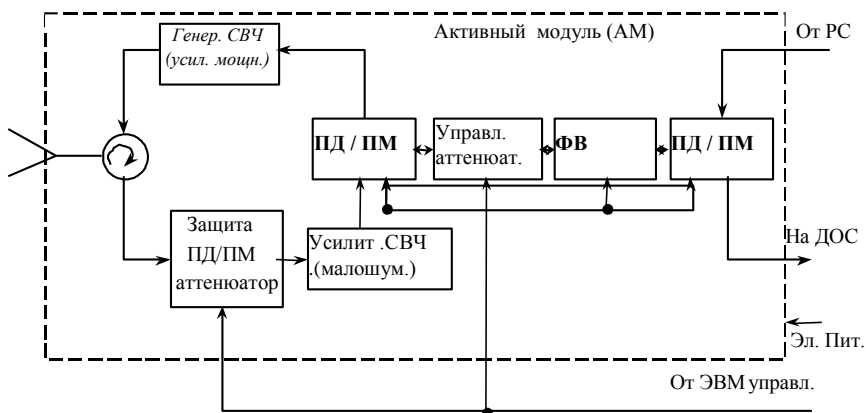


Рис. 9.31.

сравнению с пассивной ФАР. В-третьих, что очень важно, результирующие потери энергии на формирование ДН, то есть на участке от приемопередающей системы к свободному пространству, в АФАР существенно меньше. Эффективность формирования высокочастотной мощности СВЧ в твердотельных генераторах выше, чем в таких передатчиках, как на ЛБВ и др. Это позволяет уменьшить требования к охлаждению в АФАР или соответственно увеличить мощность генерирования СВЧ сигнала в каждом модуле. Важным является преимущество АФАР в эксплуатационном отношении и по надежности. Это четвертое характерное достоинство АФАР. По данным ряда фирм 90% отказов РЛ систем относятся к 10% узлов и комплектующих изделий, а эти 10% – это узлы и комплектующие изделия, относящиеся к генераторам СВЧ сигналов и связанными с ними узлами (модуляторы, блоки питания и др.), а также к механическим узлам антенны, обеспечивающим сканирование, перемещение луча в пространстве. Решить эти проблемы можно было бы введением избыточности узлов и соответствующим резервированием функциональных узлов. В обычных РЛС это сделать достаточно сложно. В активных ФАР это обеспечивается по самому принципу работы АФАР. При отказе ряда АМ функционирование всей системы не нарушается до определенного уровня. Наиболее чувствительным к уменьшению числа элементов антенной решетки является уровень боковых ле-

пестков ДН антенны. На рис. 9.32 приведен график зависимости количества отказавших модулей АМ для одного из экспериментальных типов АФАР от продолжительности работы РЛС. Допустимое количество отказов АМ обусловлено требованием сохранения уровня боковых лепестков не более некоторой заданной величины. Например, в экспериментальном образце АФАР было 1648 независимых АМ. Расчеты показали, что можно допустить не более 107 отказов АМ (см. рис. 9.32). В результате оказалось, что АФАР может работать без технического обслуживания примерно 4000 часов.

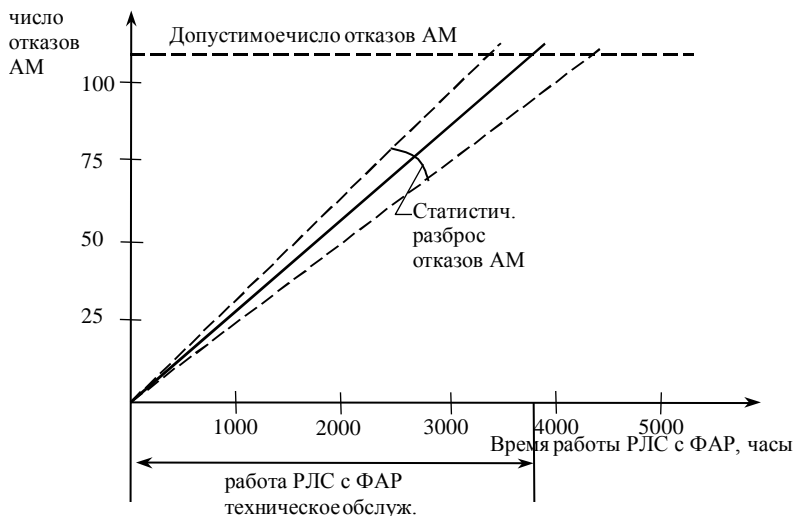


Рис. 9.32.

Следующим достоинством АФАР является возможность работы в более широком диапазоне частот, что повышает устойчивость работы АФАР в условиях применения противником средств РЭП и улучшает возможности обнаружения целей и подавления МО. Путем введения специальных модулей в АФАР возможна совместная работа с системой государственного опознавания, а также применение пассивных режимов работы РЛС, например в многопозиционных системах (см. гл. 21).

Недостатками АФАР являются технологические сложности раз-

работки активных модулей и системы распределения сигналов и, как следствие, большие стоимости АМ.

## 5. Адаптивные РЛС с ФАР

В реальных условиях работы бортовых РЛС в ряде случаев в процессе радиолокационного наблюдения меняются условия функционирования, в частности, меняется уровень мешающих отражений, количество целей, появляются помеховые сигналы, создаваемые средствами радиоэлектронного подавления противника, пассивные помехи, ложные цели.

Пространственно-многоканальные РЛ системы на основе ФАР и, в частности, активных ФАР позволяют применить так называемые *адаптивные методы* работы для повышения помехозащищенности РЛС при действии активных помех, создаваемых с определенных пространственных позиций средств РЭП. *Адаптацией системы обработки* информации будем называть приспособление системы (изменение ее структуры или характеристик) к изменяющимся условиям функционирования и к структуре помеховой обстановки.

Характерным параметром адаптивных систем является время, необходимое для перестройки или изменения их структуры или характеристик при изменении внешних условий.

Применение адаптивных методов работы применительно к РЛС особенно эффективно при использовании пространственно-многоканальных систем на базе ФАР. Так, например, при пеленгации целей в РЛС с АФАР можно на основании анализа спектрально-помеховых соотношений максимизировать на выходе те или иные качественные характеристики полезного сигнала. Необходимые свойства адаптивных пространственно-многоканальных пеленгаторов достигаются путем выбора весовых коэффициентов в каждом активном модуле АФАР. В частности, подбирая весовые коэффициенты в АМ, можно получить форму суммарной ДН на прием в виде, показанном на рис. 9.33, когда максимум диаграммы направлен на цель, а минимум (или так называемый "нуль ДН") – на источник помехи.

Если в зоне радиолокационного наблюдения находится несколько источников помех, то можно подобрать весовые коэффициенты в АМ так, чтобы образовать зоны нулевого приема в направле-

нии на каждый из источников.

В реальных условиях работы РЛС угловое положение источников помех, как правило, неизвестно. Поэтому выбрать необходимые весовые коэффициенты в каналах АФАР достаточно трудно. Однако в настоящее время существуют развитые методы адаптации на базе спектрального и корреляционного анализа помеховых сигналов, которые позволяют за некоторое время оценить помеховую обстановку в зоне радиолокационного наблюдения (количество источников помех и их положение), а затем образовать зону нулевого приема в ДН АФАР в направлениях на источники помех.

*Адаптивные компенсаторы помех.* Принцип адаптации пространственно-многоканального радиолокационного пеленгатора с целью подавления помеховых источников рассмотрим на примере простейшего двухканального устройства. В РЛС с АФАР для целей адаптации могут выделяться специальные антенные модули. Однако двухканальные устройства находят и самостоятельное применение, например, в компенсаторах помеховых колебаний по боковым лепесткам (БЛ). Как правило, в таких устройствах один канал приема является основным, а второй – дополнительным (рис. 9.34). Коэффициент направленного действия антенны дополнительного канала много меньше аналогичного коэффициента основного канала. Возможны два типа компенсаторов: когерентный и некогерентный. В некогерентных компенсаторах сигнал, принимаемый дополнительной антенной, компенсирует сигнал, принимаемый по БЛ антенны основного канала, на видеочастоте. В когерентных компенсаторах данная операция производится на высокой или на промежуточной частотах. Каждой антенне соответствует свой приемный канал (см. рис. 9.34). Сигналы, принимаемые антенной дополнительного компенсационного канала, регулируются блоком весового коэффициента  $B_k$  по амплитуде и фазе. Сигналы основного и дополнительного каналов после прохождения блока  $B_k$  суммируются. Результирующий сигнал на выходе сумматора при действии помехи, когда направление на помеху соответствует  $\gamma_n$ , равен

$$U_p = U_n F_{oc}(\gamma_n) \cos(2\pi ft + \varphi_{n.oc}) + \\ + U_n F_k(\gamma_n) |B_k| \cos(2\pi ft + \varphi_{пк} + \varphi_k), \quad (9.137)$$

где  $U_n$  – амплитуда сигнала помехи;  $\gamma_n$  – угловое положение сигнала

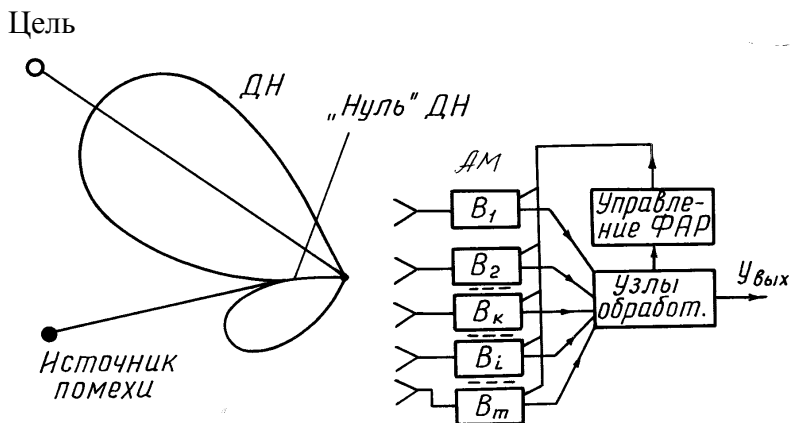


Рис. 9.33.

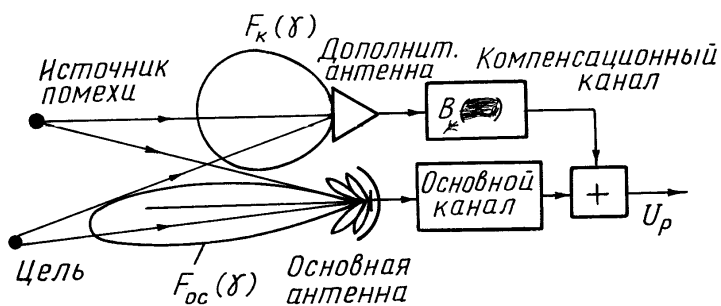


Рис. 9.34.

помехи;  $B_k = |B_k| \exp(j\varphi_k)$ ,  $F_{oc}(\gamma_n)$  и  $F_k(\gamma_n)$  – ДН основного и компенсационного канала в направлении на помеху;  $\varphi_{п.ос}$  – фаза помехового сигнала в основном канале;  $\varphi_{п.к}$  – фаза помехи в компенсационном канале;  $\varphi_k$  – фаза, определяемая блоком  $B_k$ . Путем выбора модуля  $|B_k|$  и  $\varphi_k$  коэффициента  $B_k$  на выходе сумматора можно получить сигнал помехи, равный нулю  $U_p=0$ . Необходимые для выполнения этого условия значения  $|B_k|$  и  $\varphi_k$  определяются из формулы (9.137) при  $U_p=0$ :

$$\varphi_k = \pi + \varphi_{п.ос} - \varphi_{п.к}; \quad |B_k| = \frac{F_{oc}(\gamma_n)}{F_k(\gamma_n)}. \quad (9.138)$$

Так как угловое положение  $\gamma_n$  источника помехи заранее не известно, то подбор коэффициента  $B_k$  в компенсаторах должен быть автоматизирован путем адаптации. В качестве возможного устройства формирования  $B_k$  и его адаптации к помехе может быть схема с корреляционной обратной связью (рис. 9.35,а). На сумматор подаются сигналы, например, от основной антенны непосредственно  $U_{oc}(t)$ , а от дополнительной компенсационной – через умножитель на весовой коэффициент  $B_k$ , который управляется выходным сигналом коррелятора. Корреляционное устройство включено в цепь обратной связи с выхода сумматора и состоит из умножителя 1 и интегратора. В этом случае выходной сигнал сумматора можно представить в виде

$$U_p(t) = U_{oc}(t) - B_k U_k(t), \quad (9.139)$$

где  $U_{oc}$  – комплексная амплитуда основного канала, а  $U_k$  – дополнительного компенсационного каналов. Корреляционное устройство вырабатывает сигнал, пропорциональный требуемому коэффициенту  $B_k$ :

$$B_k = kM\{U_p U_k^*\}. \quad (9.140)$$

Корреляционный момент  $M\{U_p U_k^*\}$  с точностью до постоянного коэффициента  $k$  используется в качестве входа на умножитель 2 в канале компенсационного сигнала  $U_k$ . Используя соотношения (9.139) и (9.140), получим выражения

$$B_k = k \frac{M\{U_p U_k^*\}}{1 + kM\{|U_k|^2\}}, \quad (9.141)$$

$$U_p(t) = U_{oc}(t) - \frac{kM\{U_p U_k^*\}U_k}{1 + kM\{|U_k|^2\}}. \quad (9.142)$$

При сильной корреляционной связи сигналов  $U_{oc}$  и  $U_k$  и при большом значении коэффициента  $k$  (при  $k \rightarrow \infty$ ) наблюдается полная компенсация сигналов на выходе сумматора. Действительно, если, например, принимается только помеховый сигнал, то можно предположить, что сигнал  $U_k$  в канале компенсации с точностью до коэффициента  $b$  равен сигналу в основном канале:

$$U_k = bU_{oc}. \quad (9.143)$$

При  $k \gg 1$  можно записать

$$B_k = \frac{kbM\{|U_{oc}|^2\}}{1 + kb^2M\{|U_{oc}|^2\}} \approx \frac{1}{b} \quad (9.144)$$

и тогда получим

$$U_p = U_{oc} - \frac{1}{b}bU_{oc} = 0. \quad (9.145)$$

Следовательно, помеха полностью компенсирована на выходе.

Компенсация помех достигается и тогда, когда корреляционной обратной связью охвачен каждый из каналов приема (см. рис. 9.35,в). Для того, чтобы при отсутствии коррелированной помехи полезный сигнал основного канала проходил на выход сумматора, в канал управления добавляется дополнительная постоянная величина  $W_{oc}$  (рис. 9.35,б). В этом случае результирующий сигнал на выходе сумматора равен

$$U_p(t) = (-B_{oc} + W_{oc})U_{oc}(t) - B_k U_k(t). \quad (9.146)$$

Обе представленные на рис. 9.35 схемы могут компенсировать в общем случае и полезные сигналы. Для устранения этого эффекта

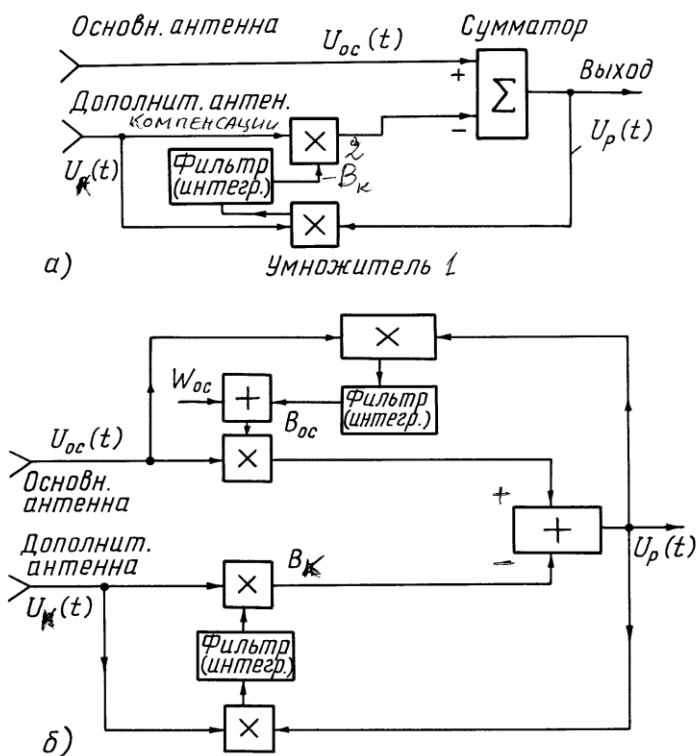


Рис. 9.35.

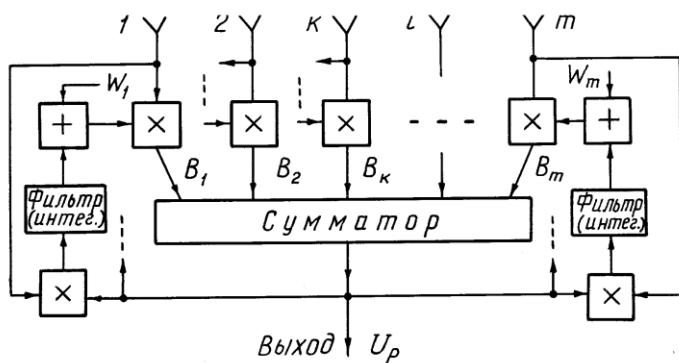


Рис. 9.36.



каналы обратной связи выполняются так, чтобы время адаптации было больше времени действия полезного, например, импульсного сигнала.

Двухканальный вариант компенсации помех методом корреляционной адаптации может быть распространен и на многоканальную систему. Возможный вариант схемы адаптивного многоканального пеленгатора на АФАР с подавлением помеховых сигналов приведен на рис. 9.36, принцип ее работы аналогичен двухканальной схеме. В каждом АМ (в канале приема) АФАР имеется корреляционная обратная связь. Весовые коэффициенты  $W_i$  обеспечивают прием сигналов при отсутствии помех и управления положением ДН для получения максимального по мощности сигнала. При действии помехи формируется "провал" в ДНА в направлении на источник помехи.

## 9.5. ЗАДАЧИ И ВОПРОСЫ

1. Как формируется равносигнальное направление в РЛ системах с коническим сканированием (амплитудно-модуляционный метод пеленгации)?

2. Какая информация заложена в коэффициенте амплитудной модуляции и фазе огибающей принимаемого сигнала в системах с коническим сканированием?

3. Нарисуйте структурного одноканального измерителя угловых координат с коническим сканированием и поясните назначение ее элементов.

4. Что такое пеленгационная характеристика? Запишите математическое выражение, определяющее пеленгационную характеристику углового измерителя с коническим сканированием.

5. Что понимают под моноимпульсным измерителем угловых координат и как формируется равносигнальное направление в такой системе?

6. Какие типы моноимпульсных систем Вам известны?

7. Перечислите основные элементы моноимпульсного измерителя.

8. Зачем необходима нормировка сигналов в моноимпульсном

измерителе и какие методы нормировки Вам известны?

9. Нарисуйте структурную схему амплитудной моноимпульсной системы с суммарно-разностной обработкой сигналов и поясните назначение ее элементов.

10. Запишите математическое выражение, определяющее пеленгационную характеристику амплитудной моноимпульсной системы с суммарно-разностной обработкой сигналов.

11. Нарисуйте структурную схему фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы и поясните назначение ее элементов.

12. Запишите математическое выражение для пеленгационной характеристики фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы.

13. Диаграмма направленности антенны описывается выражением  $F(\gamma) = (\sin \pi\gamma)/\pi\gamma$ . Найти выражение для выходного сигнала суммарного  $\Sigma(\gamma)$  и разностного  $\Delta(\gamma)$  каналов. Определить угол  $\psi_0$  смещения максимума ДН относительно РСН, при котором максимизируется крутизна пеленгационной характеристики  $K_{\pi} = [d\Delta(\gamma)/d\gamma]$  при  $\gamma=0$ .

14. Выполнить преобразование задачи 13 для диаграммы направленности вида  $F(\gamma) = \exp\{-\gamma^2/2\theta_{\pi}^2\}$ .

15. Определите требуемую величину фазового сдвига  $\Delta\varphi$  в соседних элементах линейной антенной решетки для отклонения луча антенны относительно ее оптической оси на угол  $30^\circ$ , если известно, что  $\lambda=3$  см, а расстояние между элементами 1,5 см.