

#### Лекция 4.

#### Доплеровский и квазидоплеровский пеленгаторы.

Доплеровский пеленгатор относится к фазовым пеленгаторам, которые извлекают информацию о направлении распространения электромагнитной волны из пространственного расположения линий или поверхностей с одинаковой фазой.

Принцип действия такого пеленгатора сводится к использованию обусловленной эффектом Доплера фазовой модуляции, возникающей при круговом вращении приемной антенны. Напомним, что относительное (взаимное) перемещение приемника и передатчика приводит к изменению частоты (фазы) принимаемых колебаний. В этом случае частота принимаемых колебаний меняется и отличается от частоты передатчика.

Пусть ненаправленная в горизонтальной плоскости приемная антенна (например, вертикальный вибратор) вращается с угловой частотой  $\Omega$  по окружности радиусом  $R$  в поле, создаваемом удаленным передатчиком и излучающим электромагнитные колебания с угловой частотой  $\omega$ .

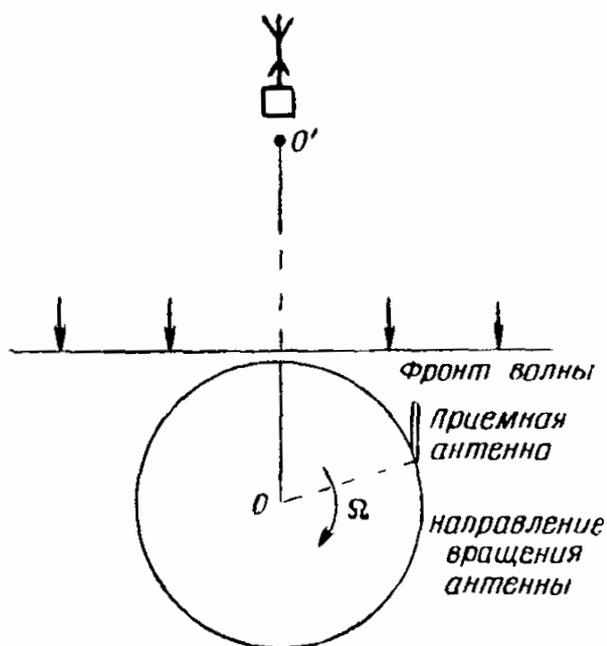


Рис. 1.

Обусловленное вращением антенны приращение фазы наводимой в ней ЭДС отрицательно в промежутки времени, когда антенна удаляется от передатчика. В этом случае проекция вектора скорости движения антенны на линию  $OO'$  совпадает с направлением распространения радиоволны (рис. 1). Приращение фазы положительно, когда антенна приближается к передатчику, и равно нулю, когда антенна движется перпендикулярно направлению распространения.

Фазу ЭДС, наводимой в антенне, расположенной в центре окружности (точка  $O$ ), примем за начальную (равную  $\varphi_0 = \omega t$ ).

При вращении антенны по окружности с центром  $O$  мгновенное значение фазы наводимой ЭДС отличается от начальной на величину

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} R \sin(\Omega t + \alpha),$$

где  $\alpha$  – азимут на передатчик;

$\Omega t$  – текущее значение азимута вращающейся антенны.

Тогда мгновенное значение ЭДС в

$$E = E_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{\lambda} R \sin(\Omega t + \alpha)\right).$$

Это означает, что ЭДС в антенне меняется со временем по фазе с частотой  $\Omega$ . При этом фаза модулирующего колебания соответствует азимуту на пеленгуемую радиостанцию.

Величина  $\varphi_M = 2\pi R/\lambda$ , называемая индексом фазовой модуляции, характеризует максимальное значение отклонения фазы (относительно  $\varphi_0$ ), происходящего при вращении антенны.

Если принятые колебания усилить и подать на фазовый детектор, то при малых значениях  $R/\lambda$  на выходе детектора можно получить колебания модулирующей частоты  $\Omega$ , фаза которых соответствует азимуту  $\alpha$  на пеленгуемую радиостанцию, т. е.

$$U_c = U_m \sin(\Omega t + \alpha).$$

Для выявления фазы этих колебаний и, следовательно, определения азимута на передатчик они подаются на фазометр, где сравниваются по фазе с опорным напряжением. В качестве опорного напряжения используется напряжение частоты  $\Omega$  от местного генератора

$$U_{on} = U_{mon} \sin \Omega t,$$

фаза которого равна нулю в моменты прохождения вращающейся антенной северного направления.

На практике вместо вращающихся антенн применяют системы расположенных по окружности неподвижных антенн, которые каким-либо способом поочередно с частотой  $\Omega$  подключаются ко входу приемника. Такой пеленгатор получил название квазидоплеровского пеленгатора.

В квазидоплеровском пеленгаторе коммутирование соседних антенн осуществляется не мгновенно, а с переменными во времени весовыми множителями, например меняющимися по линейному закону. Пусть в начальный момент времени первый АЭ полностью подключен, а второй – полностью отключен от выхода АР. С течением времени весовой коэффициент включения первой антенны постепенно (в идеальном случае – линейно) уменьшается до нуля к моменту полного включения второй антенны, что соответствует «плавному» повороту антенны в доплеровском пеленгаторе.

В квазидоплеровских пеленгаторах с большой базой приняты меры для недопущения искажений формы кривой напряжения на выходе фазового детектора при больших значениях  $R/\lambda$ , а также меры для устранения паразитной фазовой модуляции и многозначности отсчета пеленга из-за непостоянства фазы поля принимаемого сигнала. В этих пеленгаторах применена схема, которая реагирует не на абсолютные значения  $\varphi$  фаз ЭДС в отдельных антеннах, а на разность фаз  $\Delta\varphi$  между ЭДС, наводимыми в коммутируемых антеннах и в расположенной в центре системы ненаправленной антенны, фаза ЭДС которой равна  $\varphi_0$ . Тогда любые колебания фазы принимаемого сигнала вызовут одинаковые изменения фаз

сигналов в коммутируемой и центральной антеннах; разность фаз  $\Delta\psi$  при этом остается неизменной.

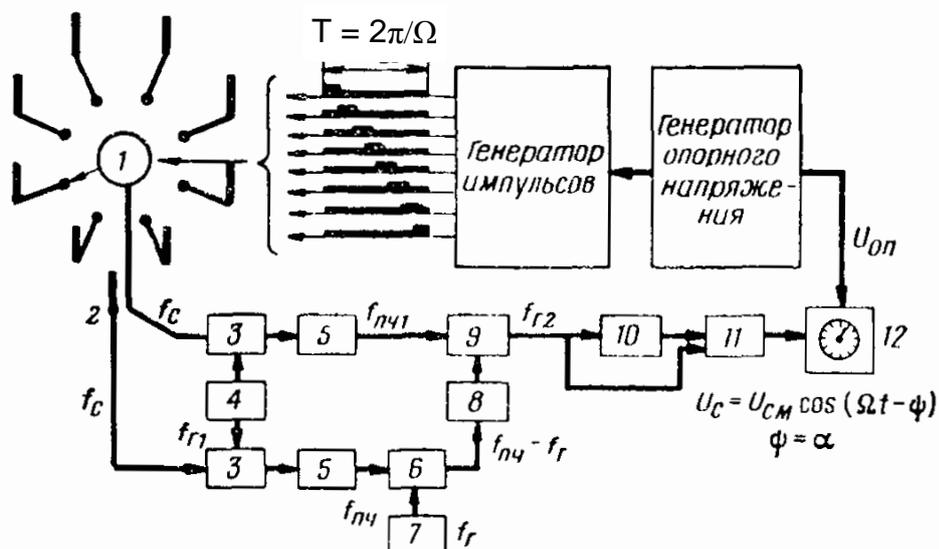


Рис. 2. Упрощенная структурная схема доплеровского автоматического радиопеленгатора: 1 – электронный коммутатор; 2 – центральная антенна; 3 – первые смесители; 4 – гетеродин; 5 – УПЧ; 6 – второй смеситель; 7 – кварцевый генератор; 8 – фильтр; 9 – третий смеситель; 10 – линия задержки; 11 – фазовый детектор; 12 – индикатор

Рассмотрим структурную схему квазидоплеровского радиопеленгатора (рис. 2). Антенная система радиопеленгатора состоит из восьми отдельных вибраторов и центральной антенны 2. Каждый вибратор с частотой  $\Omega = 2\pi F$  поочередно коммутируется с помощью электронного коммутатора 1, управляемого  $n$ -фазным генератором импульсов. Управляющие работой коммутатора импульсы формируются из синусоидального напряжения частоты  $\Omega$ , вырабатываемого генератором опорного напряжения. Одновременно опорное напряжение поступает на индикатор 12.

Снимаемое с коммутатора фазомодулированное напряжение и сигнал от центральной антенны 2 поступают на двухканальную схему, состоящую из идентичных усилителей напряжения высокой частоты и первых смесителей 3 с общим гетеродином 4 и усилителей напряжения промежуточной частоты 5.

Напряжение промежуточной частоты  $f_{пч}$  канала центральной антенны и напряжение от стабилизированного кварцевого генератора 7 колебаний частоты  $f_r$  воздействуют на смеситель 6, где преобразуются в напряжение разностной частоты  $f = f_{пч} - f_r$ , поступающее далее через фильтр 8 на смеситель 9. На смеситель подается также напряжение частоты  $f_{пч1}$  со смесителя канала фазомодулированных сигналов. На выходе смесителя 9 формируется напряжение частоты  $f_{r2}$ , фаза которого модулирована частотой вращения антенны  $\Omega$ . Это напряжение поступает как непосредственно, так и через линию задержки 10 на фазовый детектор 11.

В фазовом детекторе выделяется напряжение частоты  $\Omega$ , фаза которого соответствует азимуту на пеленгуемую радиостанцию. Оно поступает на индикатор, где в результате его взаимодействия с опорным напряжением регистрируется пеленг.

Рассматриваемый пеленгатор может определять направление на ИРИ любых видов (как модулированных, так и немодулированных). И в случае амплитудной модуляции изменяющейся величиной будет амплитуда наводимой в антеннах ЭДС, что никак не повлияет на результат. В случае угловой модуляции нижняя частота модулирующего колебания обычно больше угловой частоты вращения антенны  $\Omega$ , что позволяет при использовании усреднения результатов за несколько периодов уменьшить влияние угловой модуляции на оценку пеленга.

Для получения однозначных результатов пеленгования расстояние между отдельными АЭ должно быть меньше половины длины волны принимаемого излучения, на практике обычно выбирают расстояние около  $1/3$  минимально возможной длины волны.

Пеленгаторы на основе данного метода пригодны в основном для работы по узкополосным источникам с непрерывными видами модуляции, при этом их серьезным недостатком является необходимость точной настройки на несущую частоту сигнала, так как при работе на скатах частотной характеристики изменения частоты при ЧМ преобразуются в амплитудную модуляцию. Другим недостатком доплеровского метода является большое время взятия пеленга, так как для определения пеленга требуется как минимум один цикл сканирования антенн. При типичной частоте вращения 150 Гц один цикл занимает примерно 7 мс.

### Взаимокорреляционный пеленгатор.

Структура взаимокорреляционного пеленгатора приведена на рис. 3.

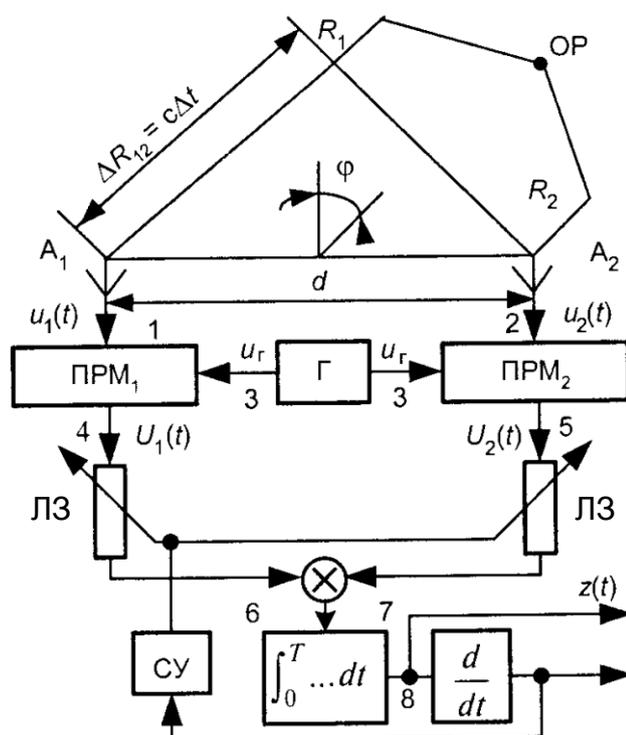


Рис. 3. Взаимокорреляционный пеленгатор

Эта структура подобна схеме фазового пеленгатора и содержит двухканальное радиоприемное устройство с общим гетеродином (Г) на оба канала, измерительную линию задержки (ЛЗ), собственно измеритель, состоящий из

перемножителя и интегратора, систему управления (СУ), синхронно управляющую линиями задержки. В этом следящем измерителе сигналы с выходов обоих каналов перемножаются, результат перемножения усредняется и управляет задержкой в измерительной линии (ЛЗ), устанавливая  $\Delta\tau^*$ , при котором максимизируется выходной эффект измерителя  $z(\tau)$ . Оценка  $\Delta\tau^*$  – это формируемый схемой выходной отсчет.

На выходе измерителя функции взаимной корреляции включена дифференцирующая цепь  $d/dt$  для формирования нечетной дискриминационной характеристики.

Направление прихода волны от источника излучения составляет угол  $\varphi$  с нормалью к базе  $d = A_1A_2$ . Поскольку расстояние до источника излучения очень велико и  $R_1 \approx R_2 \gg dR$ , лучи, приходящие на каждую антенну, приблизительно параллельны. При этих условиях в точках 1 и 2 на выходах антенн создаются напряжения

$$u_2(t) = \text{Re}\{E_1(t)e^{j\omega_0 t}\}, \quad (1)$$

$$u_1(t) = u_2(t - \Delta t) = \text{Re}\{E_1(t - \Delta t)e^{j\omega_0(t - \Delta t)}\}, \quad (2)$$

где

$$\Delta t = \frac{\Delta R_{12}}{c} = \frac{R_1 - R_2}{c} = t_2 - t_1, \quad (3)$$

– измеряемая взаимокорреляционным измерителем разность задержек когерентных сигналов, связанная с пеленгом соотношением

$$\Delta R_{12} = d \sin \varphi, \quad (4)$$

Общий гетеродин в точке 3 создает напряжение

$$u_r(t) = \text{Re}\{E_r e^{j\omega_r t}\} = \text{Re}\{E_r e^{j(\omega_0 + \omega_{np})t}\},$$

При идеально идентичных комплексных коэффициентах передачи приемников  $K_\Sigma$  в точках 4 и 5 формируются напряжения

$$\begin{aligned} U_2(t) &= K_\Sigma \text{Re}\{E_1(t)E_r e^{j\omega_{np}t}\}; \\ U_1(t) &= K_\Sigma \text{Re}\{E_1(t - \Delta t)E_r e^{j\omega_{np}t} e^{-j\omega_0 \Delta t}\}. \end{aligned} \quad (5)$$

Взаимокорреляционная функция произвольного сигнала  $u_0(t)$  равна

$$K_0(\tau) = \langle u_0(t)u_0(t + \tau) \rangle = \int_0^T u_0(t)u_0(t + \tau)dt = \frac{1}{2} \text{Re}\{R_0(\tau)\exp(j\omega_0\tau)\} \quad (6)$$

где

$$R_0(\tau) = \int_0^T E_0(t)E_0(t + \tau)dt \quad (7)$$

– огибающая корреляционной функции  $K_0(\tau)$ .

Пусть

$$u_0(t) = U_0(t) \exp[-j\varphi_0(t)] \quad (8)$$

Тогда из (6) получаем

$$K_0(\tau) = M(\tau) \cos \omega_0 \tau + N(\tau) \sin \omega_0 \tau = R'_0(\tau) \cos[\omega_0 \tau - \Phi_0(\tau)], \quad (9)$$

где

$$M(\tau) = \int_0^T E_0(t) E_0(t + \tau) \cos[\varphi_0(t) - \varphi_0(t + \tau)] dt; \quad (10)$$

$$N(\tau) = \int_0^T E_0(t) E_0(t + \tau) \sin[\varphi_0(t) - \varphi_0(t + \tau)] dt; \quad (11)$$

$$R'_0(\tau) = \sqrt{M^2(\tau) + N^2(\tau)}, \quad \Phi_0(\tau) = \arctg \left[ \frac{N(\tau)}{M(\tau)} \right], \quad (12)$$

Выходной эффект измерителя в точке 8 на схеме рис. 3 имеет вид

$$z(\tau) = K_{\Sigma}^2 \int_0^T u_1(t - \tau) u_2(t - \Delta\tau^*) dt =$$

$$= \frac{K_{\Sigma}^2 E_r^2}{2} \operatorname{Re} \left( \int_0^T E_1(t - \Delta t - \tau) E_1(t - \Delta\tau^*) e^{-j\omega_0 \Delta t} e^{-j\omega_{\text{пр}}(\tau - \Delta\tau^*)} dt \right). \quad (13)$$

Сравнивая (13) с (6), можно установить, что полезный выходной эффект измерителя с точностью до несущественного коэффициента пропорциональности совпадает со смещенной автокорреляционной функцией принимаемого сигнала (9):

$$z(\tau) = K_0(\tau - (\Delta\tau^* - \Delta t)) \Big|_{\omega_0 = \omega_{\text{пр}}} \quad (14)$$

Выходной эффект (14) измерителя взаимокорреляционной функции в точке 8 воспроизведен на рис. 4.

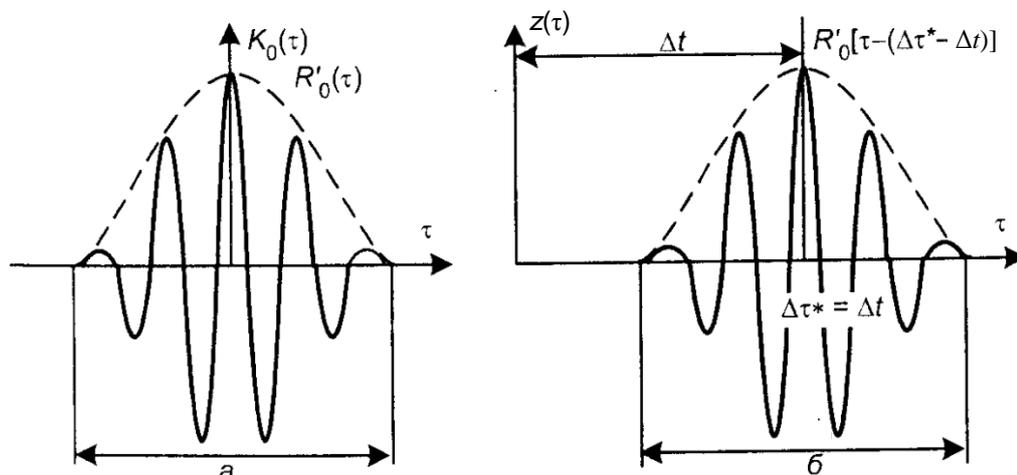


Рис. 4. *a* – взаимокорреляционная функция сигналов в пространственно-разнесенных точках и ее огибающая; *б* – выходной эффект корреляционного измерителя

Полученное решение (13) позволяет сделать следующие выводы. Выходной эффект взаимокорреляционного измерителя соответствует смещенной на

$$\Delta\tau^* - \Delta t = \Delta\tau_{и} \quad (15)$$

автокорреляционной функции  $K_0(\tau)$  принимаемого радиосигнала с отличием лишь частоты заполнения ( $\omega_{пр}$  вместо  $\omega_0$ ). При установке измерительной линии задержки на величину задержки

$$\Delta\tau^* = \Delta t \quad (16)$$

$z(\tau)$  совмещается с  $K_0(\tau)$  по методу максимума.

Для повышения точности измерителя система, следящая за задержкой  $\Delta t$ , формирует производную  $dK_0(\tau)/d\tau$ .

Структура цифрового измерителя разности задержек сигнала на основе системы слежения за максимумом взаимокорреляционной функции представлена на рис. 5.

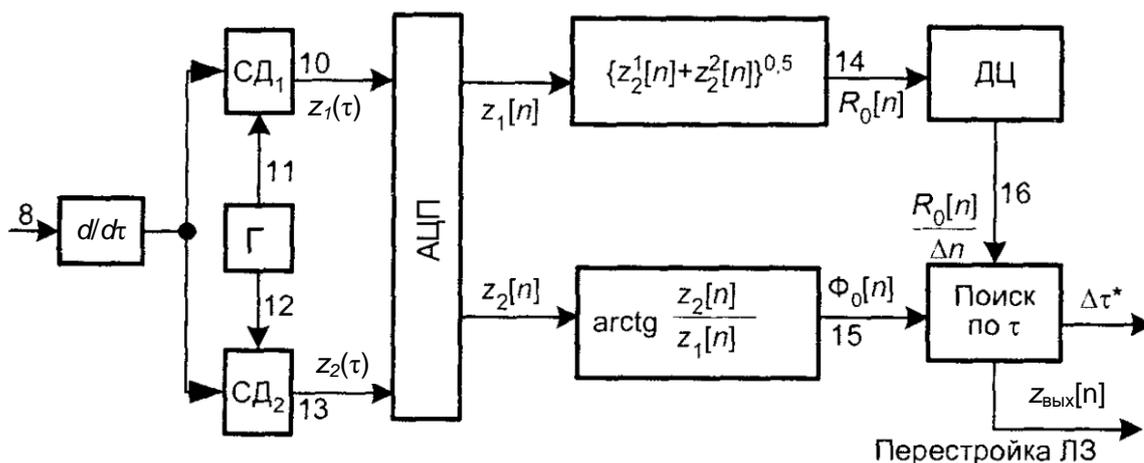


Рис. 5. Цифровой измеритель задержки по максимуму взаимной корреляции

Для преобразования сигналов с выхода измерителя рис. 5 ( $z(\tau)$  в точке 8) в цифровую форму служат два синхронных детектора с ортогональными опорными напряжениями:  $u_{оп1}(t) = \text{Re}\{E_{\Gamma}(t)\exp[j\omega_{пр}t]\}$  в точке 11 и  $u_{оп2}(t) = \text{Im}\{E_{\Gamma}(t)\exp[j\omega_{пр}t]\}$  в точке 12. В результате на выходе СД<sub>1</sub> и СД<sub>2</sub> формируются аналоговые напряжения:

$$z_1(\tau) = KR'_0 (\tau - (\Delta\tau^* - \Delta t)) \cos\{\omega_{пр} (\Delta\tau^* - \Delta t) + \Phi_0[\tau - (\Delta\tau^* - \Delta t)]\}. \quad (17)$$

$$z_2(\tau) = KR'_0 (\tau - (\Delta\tau^* - \Delta t)) \sin\{\omega_{пр} (\Delta\tau^* - \Delta t) + \Phi_0[\tau - (\Delta\tau^* - \Delta t)]\}. \quad (18)$$

В аналого-цифровом преобразователе (АЦП) эти напряжения квантуются по уровню и дискретизируются по переменной  $\tau$ . В результате формируются две последовательности

$$z_1[n] = KR'_0 (n - (\Delta\tau^* - \Delta t)) \cos\{\omega_{пр} (\Delta\tau^* - \Delta t) + \Phi_0[n]\}. \quad (19)$$

$$z_2[n] = KR'_0 (n - (\Delta\tau^* - \Delta t)) \sin\{\omega_{пр} (\Delta\tau^* - \Delta t) + \Phi_0[n]\}. \quad (20)$$

Здесь параметр  $\Delta\tau_{и}$  считается фиксированным. В точке 14 выделяется огибающая

$$R'_0[n] = \sqrt{Z_1^2[n] + Z_2^2[n]}, \quad (21)$$

а в точке 15 – фаза

$$\psi_0[n] = \arctg\left[\frac{Z_2[n]}{Z_1[n]}\right] = \omega_{\text{пр}}(\Delta\tau^* - \Delta t) + \Phi_0[n], \quad (22)$$

Дифференцирующая цепь (ДЦ) формирует сигнал так, что в точке 16 получается

$$\frac{dR'_0[n]}{dn} = Z_{\text{вых}}[n], \quad (23)$$

что соответствует нечетной дискриминационной характеристике (рис. 6) с нулем в точке  $\Delta\tau_n = 0$ .

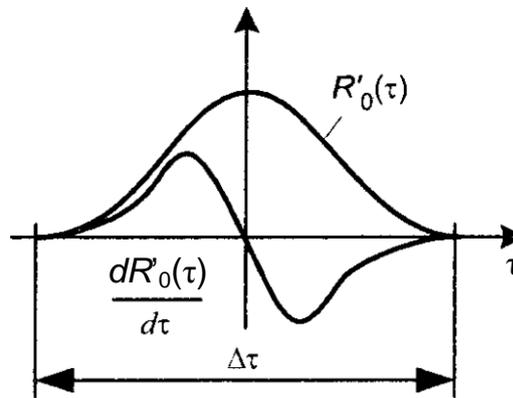


Рис. 6. Характеристика дискриминатора.

Управляя задержкой сигнала в измерительной линии для поиска по  $\Delta\tau^*$ , можно по достижению нуля выходного эффекта в точке 16 сформировать грубый отсчет пеленга по огибающей взаимокорреляционной функции

$$\Delta\tau^*_{\text{гр}}[n] = \frac{d}{c}(\cos\varphi)^*_{\text{гр}}, \quad (24)$$

Более точный отсчет можно получить с помощью (23).

Точность взаимокорреляционного измерителя зависит от протяженности базы  $d$ . Действительно, из (24) следует, что при наличии ошибки измерения задержки  $\sigma_{\Delta\tau}$  ошибка определения пеленга  $\sigma$  составит

$$\sigma = \frac{1}{\cos\varphi} \frac{c}{d} \sigma_{\Delta\tau}. \quad (25)$$

Следовательно, для повышения точности местоопределения нужно увеличивать базу. Но организация работы измерителя с очень большой базой требует преодоления значительных технических трудностей. Прежде всего в таком измерителе придется транслировать сигналы, принятые удаленными антеннами  $A_1$  и  $A_2$  в точках 1 и 2 на рис. 3 на большие расстояния без искажения фазы. Для этой цели придется использовать широкополосные линии передачи (радио, радиорелейные, волоконно-оптические). Кроме того, из (25) следует, что даже при точных измерениях задержки (сравнительно малых  $\sigma_{\Delta\tau}$ ) хорошие измерения  $\varphi^*$  можно получить только вблизи нормали к базе, когда  $\cos\varphi$  максимален.

При  $|\varphi| \rightarrow \pi/2$  измерения сопровождаются очень большими ошибками. Поэтому взаимокорреляционный измеритель должен иметь несколько непараллельных баз.