

Михаил Григорьевич Фабричный родился в 1948 г., окончил в 1973 г. Московский энергетический институт. Канд. техн. наук, старший научный сотрудник ФГУП “НПП “Дельта”. Специализируется в области моделирования имитаторов входных сигналов систем ближней радиолокации.

M.G. Fabrichny (b. 1948) graduated from the Moscow Energy Institute in 1973. Ph. D. (Eng.), senior researcher of the Federal State Unitary Enterprise “NPP “Delta”. Specializes in the field of modeling of input signal imitators for short-range location systems.

---

УДК 623.454.254(075.8)

В. К. Х о х л о в, А. В. П о п о в

## **ПОСТРОЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ПЕЛЕНГАТОРАХ**

*Обоснован алгоритм обработки сигналов в высокоточной гидроакустической системе пеленгации, имеющей в своем составе квазиоптимальный дискриминатор для оценки углов пеленга. Рассмотрены алгоритмы обработки сигналов в пеленгаторах с плоскостными и пространственными антенными решетками.*

При проведении подводных работ и исследований с использованием необитаемых аппаратов постоянно необходимы данные об их координатах. Для решения подобных задач применяются гидроакустические системы слежения. Одним из направлений совершенствования современных подводных аппаратов является увеличение максимальной глубины их погружения, что предъявляет особые требования к системам слежения. В настоящее время актуальным является вопрос о повышении точности систем слежения в части измерения угловых координат подводных объектов и увеличения диапазона измеряемых углов.

Принцип действия гидроакустической системы слежения пассивного типа заключается в измерении параметров сигнала, излученного маяком, находящимся на подводном объекте.

В настоящее время наиболее распространены системы, имеющие в своем составе пеленгатор с базой, равной половине длины волны несущей частоты сигнала. Такие пеленгаторы обеспечивают однозначное определение направления на лоцируемый объект в диапазоне  $\pm 30^\circ$  (при корреляционной обработке принимаемых сигналов). Недостатком таких систем является недостаточная точность пеленгации, обусловленная нестабильностью фазовых характеристик приемных трактов (например, вследствие разброса температур при различных условиях применения и др.). Повысить точность пеленгатора, т.е. свести к

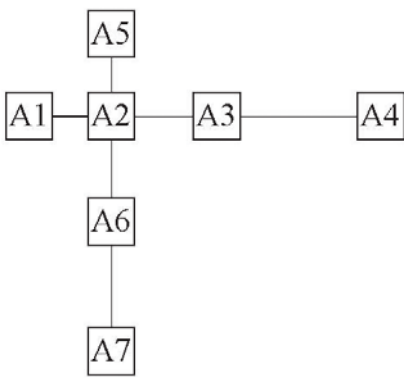


Рис. 1. Расположение приемных элементов в антенной решетке

решетке предлагается использовать рассмотренный далее итерационный алгоритм. Рассмотрим функционирование высокоточного гидроакустического пеленгатора, имеющего в своем составе плоскостную прореженную антенную решетку, схематично изображенную на рис. 1.

Приемные элементы расположены в двух взаимно перпендикулярных плоскостях. Расстояние между приемными элементами:

$$A1-A2 \text{ и } A5-A2 \quad d/\lambda = 0,5;$$

$$A2-A3 \text{ и } A2-A6 \quad d/\lambda = 2;$$

$$A2-A4 \text{ и } A2-A7 \quad d/\lambda = 8,$$

где  $d$  — база пеленгатора (расстояние между антеннами);  $\lambda$  — длина волны несущей частоты сигнала.

Для обоснования алгоритма работы гидроакустической пеленгационной системы рассмотрим работу одной пары приемных элементов (A1 и A2).

Разница фаз сигналов на выходах приемников будет равна

$$\Delta\varphi_{21} = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\Omega_{21}),$$

откуда  $\Omega_{21} = \arcsin\left(\frac{\Delta\varphi_{21}\lambda}{2\pi d}\right)$ , где  $\Omega_{21}$  — угол пеленга источника излучения.

Аналогичным образом определяется разница фаз сигналов на выходах указанных выше пар приемников.

Функциональная схема алгоритма определения угла пеленга для одной плоскости приведена на рис. 2. Приведенный алгоритм предназначен для обработки гармонических сигналов, подвергнутых двустороннему знаковому преобразованию  $s(t) = \text{signum}(\sin(\omega t))$  ( $\omega$  —

минимуму влияние подобных мешающих факторов, можно увеличением базы пеленгатора, что, как будет показано далее, приводит к уменьшению интервала отсчетов пеленгационной характеристики.

Используя антенную решетку, имеющую несколько различных баз, можно повысить точность работы системы пеленгации, обеспечив при этом однозначность определения углов в достаточном диапазоне.

Для обработки сигналов в антенной

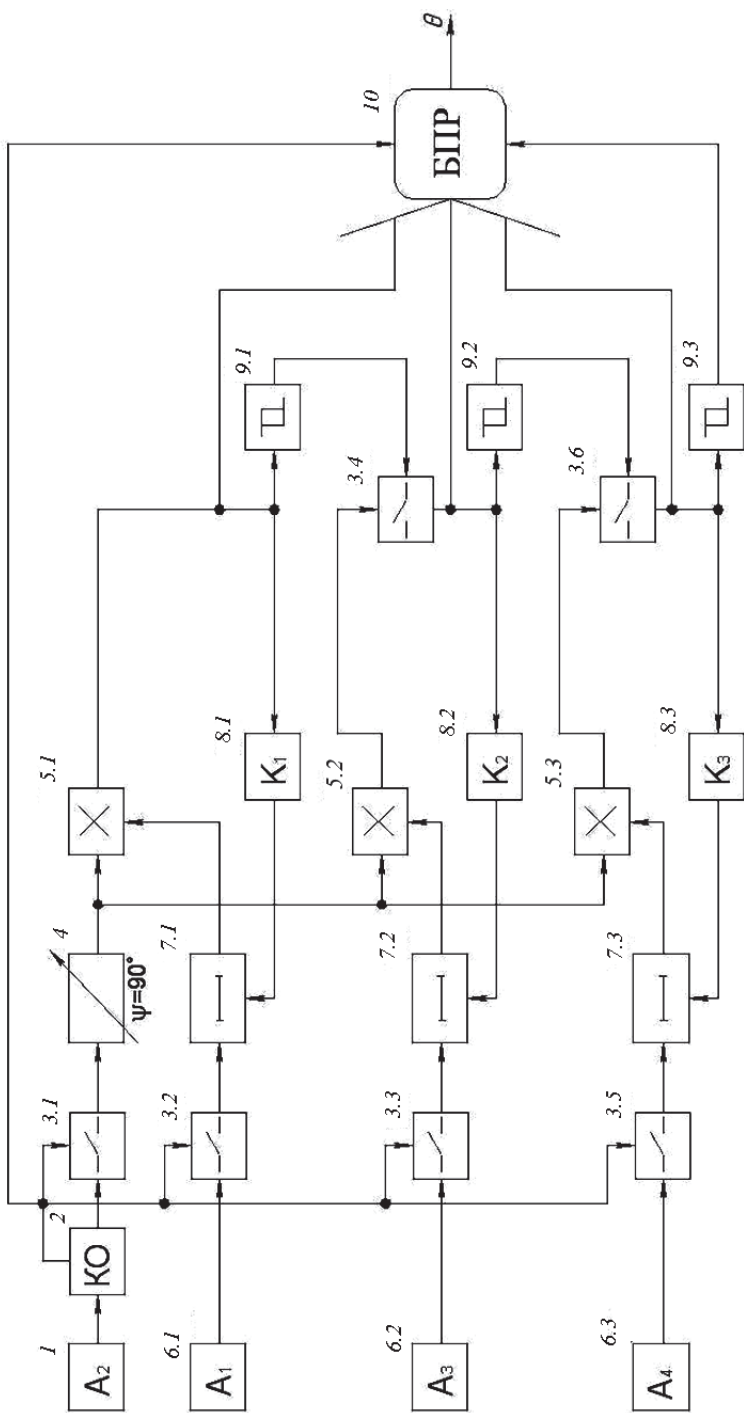


Рис. 2. Функциональная схема алгоритма определения угла пеленга:

1 — опорная приемная антенна; 2 — канал обнаружения; 3.1...3.5 — ключи; 4 — фазовращатель; 5.1...5.3 — перемножители; 6.1...6.3 — приемные антенны; 7.1...7.3 — управляемые линии задержки; 8.1...8.3 — усилители; 9.1...9.3 — компараторы; 10 — блок принятия решений

несущая частота сигнала). В приведенном алгоритме началом обработки принимаемых сигналов пеленгатором является срабатывание канала обнаружения сигнала. Момент срабатывания канала обнаружения определяет измеренное системой время хода сигнала от объекта. Таким образом, от быстродействия этого канала зависит точность измерения расстояния.

Рассмотрим корреляционный алгоритм обработки сигналов с выходов двухэлементной антенной решетки. Взаимные корреляционные функции сигналов  $y_i$  и  $y_j$  ( $i$  и  $j$  — номера приемных элементов) с выходов разнесенных в пространстве антенн в зависимости от угла пеленга являются средними значениями функций направленности пеленгаторов с мультипликативной (корреляционной) обработкой сигналов. Для определения знака угла пеленга относительно опорной плоскости необходимо сигнал на выходе одного из приемных элементов задержать на четверть периода несущей (сдвинуть по фазе на  $90^\circ$ ).

Для дискретизированных по времени сигналов оценка ненормированной взаимной корреляционной функции может быть записана в виде

$$K_{ij}(\Omega) = \sum_{k=1}^N y_i(\Omega, k) y_j(\Omega, k), \quad (1)$$

где  $N$  — количество отсчетов сигнала.

Значение  $K_{ij}$  соответствует задержке одного сигнала относительно другого на  $p = 1/4\pi ft$ , где  $f$  — центральная частота,  $t$  — интервал дискретизации. Чтобы  $p$  было целым числом необходимо соответствующим образом скорректировать интервал и частоту дискретизации. Тогда пеленгационная характеристика для дискретизированных во времени сигналов может быть получена в виде

$$S_{ij}(\Omega) = \sum_{k=1}^N y_i(\Omega, k+p) y_j(\Omega, k). \quad (2)$$

Опорное направление  $\Omega = 0$  соответствует  $S_{ij}(\Omega) = 0$ . Рассмотрим алгоритм работы экстремальной системы автоматического регулирования, которая имеет в своем составе дискриминатор на основе вычислителя взаимной корреляционной функции сигналов, один из которых сдвинут на  $90^\circ$ .

Алгоритм определения угла пеленга имеет следующий вид. По формуле (2) рассчитывается значение пеленгационной характеристики. При сдвиге фазы в опорном канале на  $90^\circ$  пеленгационная характеристика рассчитывается непосредственно по формуле (1). Опорное направление  $\Omega = 0$  соответствует  $S_{ij}(\Omega) = 0$ . При  $i = 2$  и  $j = 1$ , что соответствует  $d/\lambda = 0,5$ , значение  $S_{ij}(\Omega)$  несет информацию об угле

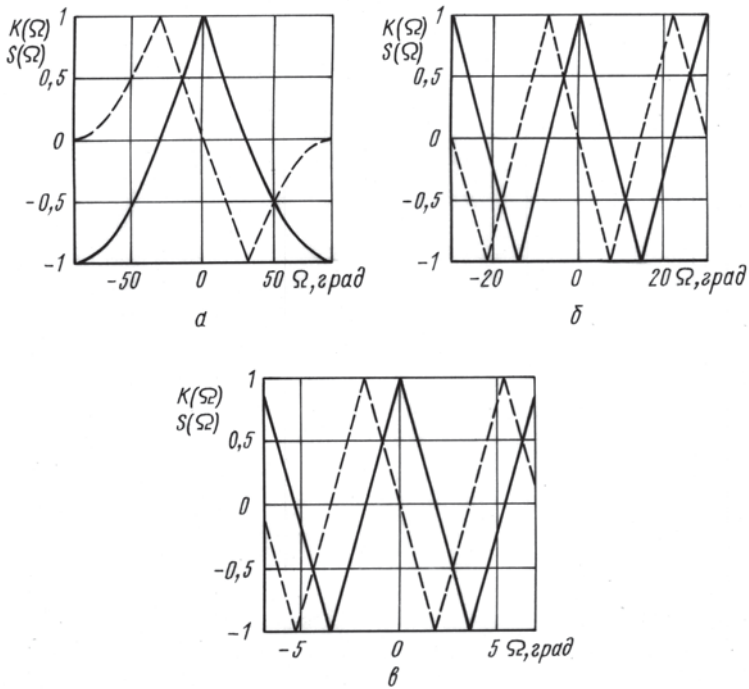


Рис. 3. Корреляционные (—) и пеленгационные (---) характеристики для пеленгатора с базой  $0,5\lambda$  (а),  $2\lambda$  (б) и  $8\lambda$  (в)

пеленга источника излучения. При  $d/\lambda = 0,5$  в пределах  $\Omega = \pm 25^\circ$  угол пеленга может быть оценен по следующей зависимости (пеленгационная характеристика практически линейна, см. рис. 3, а):

$$\Omega_1 = 30S_{ij}(\Omega)/N, \quad (3)$$

Рассмотрим пеленгационную характеристику для относительной базы  $d/\lambda = 2$ , тогда  $i = 2, j = 3$ :

$$S_{23}(\Omega) = \sum_{k=1}^N y_2(\Omega, k+p) y_3(\Omega, k). \quad (4)$$

Поскольку пеленгационная характеристика (4) неоднозначна, используем оценку угла пеленга  $\Omega$ , полученную в качестве первого приближения, для вычисления первого значения  $l$ , компенсирующего отклонение от значения  $S_{23}(\Omega) = 0$  в итерационной параметрической системе с шаговым поиском экстремума. Запишем пеленгационную характеристику показателя экстремальной системы, для которого должно отыскиваться экстремальное значение (минимальное):

$$Q_{23}(\Omega) = \sum_{k=1}^N y_2(\Omega, k+p) y_3(\Omega, k-l-m), \quad (5)$$

где  $m$  — перестраиваемый параметр.

Перестройка параметра  $m$  происходит до тех пор, пока  $m$  не станет меньше заданного значения  $\Omega_0$ , определяемого точностью пеленгации при  $d/\lambda = 2$  и  $d/\lambda = 8$ . Значение  $m_{i+1}$  на каждом следующем шаге поиска экстремума определяется по значению  $Q_{23i}(\Omega)$  на предыдущем шаге:

$$m_{i+1} = K_{23}Q_{23i}(\Omega),$$

где  $K_{23}$  — коэффициент усиления обратной связи шаговой экстремальной системы. Значение  $l$  через оценку угла пеленга  $\Omega$  рассчитывается по формуле

$$l = (d/\lambda) \sin(\Omega_1)/fT, \quad (6)$$

где  $f$  — центральная частота;  $T$  — интервал дискретизации.

Из условия экстремума  $Q_{23}(\Omega)$  определяется  $m$  и рассчитывается угол пеленга по формуле

$$\Omega_m = \arcsin[(m+l)Tf/(d/\lambda)] = \arcsin \frac{\tau V}{d}, \quad (7)$$

где  $\tau = (m+l)T$  — задержка сигнала в одном канале относительно другого,  $V = f\lambda$ .

Аналогично рассчитывается угол пеленга для  $d/\lambda = 8$  при следующей итерации. Следует отметить, что описанную процедуру необходимо применять лишь после непредвиденного сбоя в работе системы. В режиме непрерывного слежения возможны всего две итерации при оценке угла пеленга при  $d/\lambda = 2$  и  $d/\lambda = 8$ . Причем в качестве первого приближения  $\Omega_1$  должна использоваться оценка угла пеленга, полученная на предыдущем шаге (по предыдущему импульсу).

На рис. 3 приведены рассчитанные корреляционные и пеленгационные характеристики для баз пеленгатора  $d/\lambda = 0,5$ ,  $d/\lambda = 2$  и  $d/\lambda = 8$ . Как видно, при увеличении базы увеличивается и крутизна характеристик, но сокращается интервал однозначного измерения величины  $\Omega$ . Следует отметить, что алгоритм обработки, функциональная схема которого приведена на рис. 2, позволяет осуществлять оценку углов с высокой точностью в пределах от  $-30$  до  $+30^\circ$ . Для обеспечения более широкого диапазона измеряемых углов необходимо применять механическое сканирование (т. е. вращать антенную решетку).

Расширить пределы измерения углов можно, применив пространственную антенную решетку, приведенную на рис. 4, а. На практике, ввиду достаточно больших размеров гидроакустических антенн, реализация такой решетки не всегда возможна, в этом случае приемные элементы могут быть расположены на большем расстоянии (см. рис. 4, б).

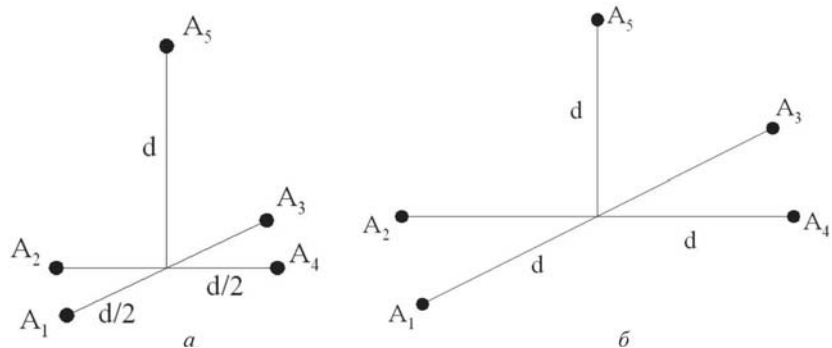


Рис. 4. Расположение приемных элементов в пространственных антенных решетках размерами  $d$  (а) и  $2d$  (б)

Алгоритм обработки сигналов в таких антенных решетках следующий.

1. Определение фазовых задержек  $\varphi_{10}, \varphi_{20}, \varphi_{30}, \varphi_{40}, \varphi_{50}$  в каналах пеленгатора относительно внутреннего опорного сигнала  $\varphi_0$  в соответствии с формулой

$$\varphi_{i0} = \varphi_i - \varphi_0,$$

где  $i$  — порядковый номер элемента антенной решетки;  $\varphi_i$  — текущая фаза в  $i$ -м канале; расчет  $\Delta\varphi_{13} = \varphi_{10} - \varphi_{30}$  и  $\Delta\varphi_{24} = \varphi_{20} - \varphi_{40}$ .

2. Нахождение величины  $\varphi_{00} = (\varphi_{10} + \varphi_{20} + \varphi_{30} + \varphi_{40}) / 4$ .

3. Определение истинной фазы в пятом канале:  $\Delta\varphi_{50} = \varphi_{50} - \varphi_{00}$ .

4. Определение эффективного фазового размера антенны

$$Q^2 = \delta_{50}^2 + \delta_{13}^2 + \delta_{24}^2, \quad (8)$$

где  $\delta_{13} = \frac{1}{2}\Delta\varphi_{13}$ ,  $\delta_{24} = \frac{1}{2}\Delta\varphi_{24}$ ,  $\delta_{50} = \Delta\varphi_{50}$ . В выражениях для  $\delta_{13}$  и  $\delta_{24}$  множитель  $1/2$  учитывает удвоенную базу ( $2d$ ) между фазовыми центрами приемников  $A_1$  и  $A_3$  и  $A_2$  и  $A_4$  по отношению к базе фазовых центров  $A_0$  и  $A_5$ , где  $A_0$  — фазовый центр антенны (для решеток с базой  $d$  этот множитель не учитывается).

5. Проверка выполнения условия  $Q = kd \pm \Delta\varphi$ , где  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $\Delta\varphi$  — допустимое отклонение, определяемое ошибками в определении разностей фазовых сдвигов.

6. Выбор пары чисел  $\Delta\varphi_{13}$  и  $\Delta\varphi_{24}$ , удовлетворяющих п. 5 и условию (8) (поскольку  $\Delta\varphi_{13}$  и  $\Delta\varphi_{24}$  в п. 1 определяются неоднозначно) и нахождение угла пеленга на основе формулы

$$\Delta\varphi_{ij} = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\Omega_{ij}),$$

откуда

$$\Omega_{ij} = \arcsin\left(\frac{\Delta\varphi_{ij}\lambda}{2\pi d}\right),$$

где  $\Omega_{ij}$  — угол пеленга лоцируемого объекта.

Применение пространственных антенных решеток позволяет увеличить диапазон однозначного определения угла пеленга до  $\pm 90^\circ$ . Однако в настоящее время технологически реализация таких решеток затруднительна. Кроме того, достоинствами пространственных антенных решеток является меньшее число элементов и меньшие размеры по сравнению с плоскостными.

Чтобы увеличить диапазон измеряемых углов системы слежения с плоскостной антенной решеткой, необходимо реализовать однозначную в этом диапазоне пеленгационную характеристику.

Рассмотрим общий случай измерения параметра  $\alpha$  принимаемого гидроакустического сигнала, полагая при этом остальные параметры этого сигнала известными ( $\alpha$  не влияет на энергетические параметры сигнала). Сигнал в этом случае может быть записан как  $s(t, \alpha)$ , реализация сигнала — как  $y(t) = s(t, \alpha) + n(t)$ , где  $n(t)$  — воздействующий на систему белый шум с интенсивностью  $N_0$ . Тогда оценку параметра  $\alpha$ , оптимальную по критерию максимума отношения правдоподобия, возможно определить из условия [1]

$$\ln \Lambda(y/\alpha) = \frac{2\xi(\alpha) - E}{N_0}, \quad (9)$$

где  $\Lambda(y/\alpha)$  — отношение правдоподобия;  $\xi(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)s(t, \alpha) dt$  — интеграл взаимной корреляции (корреляционный интеграл);  $E$  — энергия сигнала.

Разложим  $\ln \Lambda(y/\alpha)$  в ряд Тейлора в окрестности некоторой опорной точки  $\alpha_{\text{оп}}$  лежащей вблизи истинного значения параметра  $\alpha$ . Если разность  $\alpha_{\text{оп}} - \alpha$  достаточно мала, то можно ограничиться первыми тремя членами ряда:

$$\begin{aligned} \ln \Lambda(y/\alpha) = \ln \Lambda(y/\alpha_{\text{оп}}) + (\alpha - \alpha_{\text{оп}}) \left. \frac{\partial}{\partial \alpha} \ln \Lambda(y/\alpha_{\text{оп}}) \right|_{\alpha=\alpha_{\text{оп}}} + \\ + \frac{1}{2}(\alpha - \alpha_{\text{оп}})^2 \left. \frac{\partial^2}{\partial \alpha^2} \ln \Lambda(y/\alpha_{\text{оп}}) \right|_{\alpha=\alpha_{\text{оп}}}. \end{aligned}$$

Тогда уравнение максимального правдоподобия будет иметь вид

$$\frac{\partial}{\partial \alpha} \ln \Lambda(y/\alpha) = \left. \frac{\partial}{\partial \alpha} \ln \Lambda(y/\alpha_{\text{оп}}) \right|_{\alpha=\alpha_{\text{оп}}} + (\alpha - \alpha_{\text{оп}}) \left. \frac{\partial^2}{\partial \alpha^2} \ln \Lambda(y/\alpha_{\text{оп}}) \right|_{\alpha=\alpha_{\text{оп}}} = 0$$

из которого находим оценку

$$\hat{\alpha}_M = \alpha_{\text{оп}} - \frac{\left. \frac{\partial}{\partial \alpha} \ln \Lambda(y/\alpha_{\text{оп}}) \right|_{\alpha=\alpha_{\text{оп}}}}{\left. \frac{\partial^2}{\partial \alpha^2} \ln \Lambda(y/\alpha_{\text{оп}}) \right|_{\alpha=\alpha_{\text{оп}}}}. \quad (10)$$



Согласно уравнению (10) синтезированный измеритель представляет собой по существу оптимальный дискриминатор (рис. 5), формирующий ошибку рассогласования  $\Delta_p = \alpha_{\text{оп}} - \alpha$ , называемую также сигналом ошибки. Для его работы необходимо иметь опорное значение параметра

$\alpha_{\text{оп}}$ , близкое к истинному значению параметра  $\alpha$ . Это опорное значение можно найти в результате параллельного поиска, который реализуется многоканальной схемой, либо последовательным во времени поиском по всей области возможных значений параметра  $\alpha$ . Последовательный поиск проигрывает во времени параллельному, однако проще в технической реализации, так как не требует многоканальных устройств.

Подставив в уравнение (10) выражение (9), при условии, что  $\alpha$  не энергетический параметр, находим оптимальную оценку малого рассогласования:

$$\alpha' = \alpha - \alpha_{\text{оп}} = -\xi'(\alpha_{\text{оп}})/\xi''(\alpha_{\text{оп}}). \quad (11)$$

Оценка (11) обращает в нуль первую производную огибающей корреляционного интеграла в точке  $\alpha$ , которая заранее неизвестна. Дискриминатор удобнее строить таким образом, чтобы на выходе сигнал рассогласования обращался в нуль в опорной точке  $\alpha_{\text{оп}}$  (т.е. в точке его настройки), а в точке оценки  $\alpha$  первая производная была отлична от нуля. Заменяв в формуле (11)  $\alpha_{\text{оп}}$  на  $\alpha$  и соответственно изменив знак первой производной, находим оптимальную оценку постоянного рассогласования в дискриминаторе:

$$\alpha' = \alpha - \alpha_{\text{оп}} = \xi'(\alpha)/\xi''(\alpha). \quad (12)$$

Формула (12) определяет алгоритм работы оптимального дискриминатора, вырабатывающего оценку рассогласования (оценку в точке) с минимальной погрешностью (дисперсией).

Нетрудно видеть, что если в качестве опорного значения  $\alpha_{\text{оп}}$  в дискриминатор ввести оценку  $\hat{\alpha}$  от формирователя оценки, то на его выходе вырабатывается отсчет разности  $\alpha - \hat{\alpha}$ , которая, изменяясь с течением времени, дает текущее значение сигнала рассогласования  $\alpha(t) - \hat{\alpha}(t)$ .

Тогда дискриминационную характеристику можно записать в виде

$$D(\alpha - \alpha_{\text{оп}}) = \xi'(\alpha)/\xi''(\alpha). \quad (13)$$

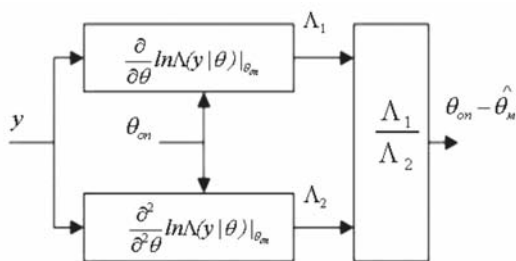


Рис. 5. Структурная схема дискриминатора

Учитывая, что огибающая корреляционного интеграла и ее вторая производная при малых рассогласованиях ведут себя практически одинаково и имеют противоположный знак, можно отказаться от вычисления второй производной, используя вместо отношения  $\xi'/\xi''$  отношение  $-\xi'/\xi$  [2]. При этом дискриминационная характеристика будет иметь вид

$$D(\alpha - \alpha_{оп}) = -k\xi'(\alpha - \alpha_{оп})/\xi(\alpha - \alpha_{оп}), \quad (14)$$

где коэффициент  $k$  компенсирует различие  $|\xi''|$  и  $\xi$  при нулевой расстройке. Такой дискриминатор обладает всеми свойствами оптимального дискриминатора, поэтому его называют модифицированным оптимальным или квазиоптимальным.

Рассмотрим подробнее алгоритм работы квазиоптимального дискриминатора на примере функционирования системы обработки сигналов в элементах  $A1$  и  $A2$  антенной решетки (см. рис. 1) описанной системы пеленгации.

Как было показано ранее, для оценки угла пеленга необходимо вычислить два интеграла взаимной корреляции  $\xi$  и  $\xi'$  между сигналами, принятыми двумя антеннами. В случае периодических сигналов, для вычисления  $\xi'$  один из сигналов необходимо задержать на  $\pi/2$ .

Для того чтобы исключить бесконечные значения пеленгационной характеристики в диапазоне от  $-90^\circ$  до  $+90^\circ$ , необходимо к знаменателю добавить максимальное значение ненормированной корреляционной функции  $\xi_{max}$  (или единицу, если корреляционная функция нормированная).

Тогда в соответствии с выражением (14) пеленгационная характеристика квазиоптимального дискриминатора формируется как

$$D = \left| \frac{\xi'}{\xi + \xi_{max}} \right|. \quad (15)$$

На рис. 6 приведены дискриминационные характеристики, построенные в соответствии с выражением (15) (на рис. 6, *а* характеристика при входных гармонических сигналах, а на рис. 6, *б* — при сигналах, подвергнутых двустороннему знаковому преобразованию).

Приведенная на рис. 7 структурная схема реализует квазиоптимальный дискриминатор.

Как видно из рис. 6, пеленгационная характеристика квазиоптимального дискриминатора однозначна в пределах от  $-90^\circ$  до  $+90^\circ$ . Таким образом, использование в алгоритме, функциональная схема которого приведена на рис. 2, квазиоптимального дискриминатора, обеспечивает диапазон измеряемых углов  $\pm 90^\circ$  без применения механического сканирования. Функциональная схема такого алгоритма приведена на рис. 8.

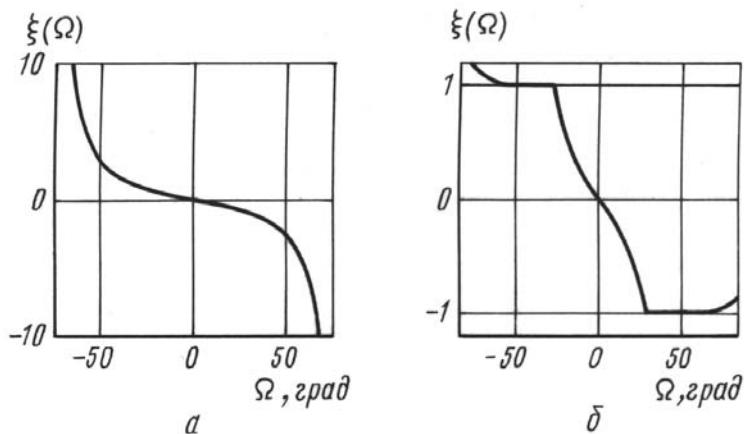


Рис. 6. Характеристика квазиоптимального дискриминатора при гармонических входных сигналах (а) и сигналах вида  $s = \text{signum}(\sin \omega t)$  (б)

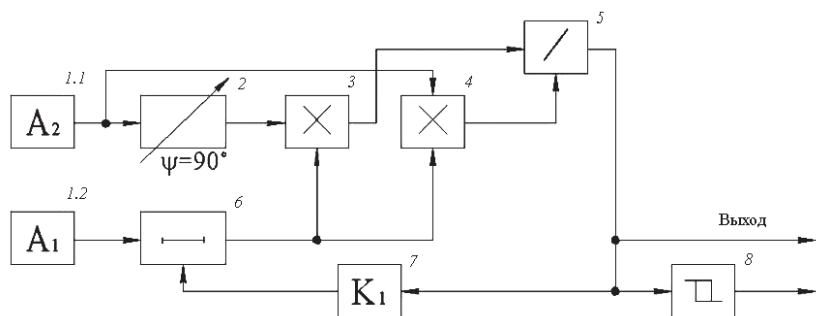


Рис. 7. Схема, реализующая квазиоптимальный дискриминатор: 1.1; 1.2 — приемные преобразователи; 2 — фазовращатель; 3, 4 — перемножители; 5 — делитель; 6 — управляемая линия задержки; 7 — усилитель; 8 — компаратор

В результате математического моделирования процесса обработки гармонического сигнала, подвергнутого двустороннему знаковому преобразованию, в соответствии с алгоритмом, приведенным на рис. 8, установлено, что точность измерения угла пеленга не ниже  $0,5^\circ$  во всем диапазоне измеряемых углов при частоте дискретизации входного сигнала  $f_d = 40f$  и большом отношении сигнал/помеха. Следует отметить, что при моделировании не учитывается разбаланс фазовых характеристик в приемных трактах, что может привести к некоторому снижению точности измерения углов пеленга.

Таким образом, были рассмотрены гидроакустические пеленгационные системы, имеющие в своем составе плоскостные и пространственные антенные решетки. Отмечено, что пространственные антенные решетки позволяют увеличить диапазон измеряемых углов при меньшем числе элементов, однако их применение затруднительно из-за сложности реализации.

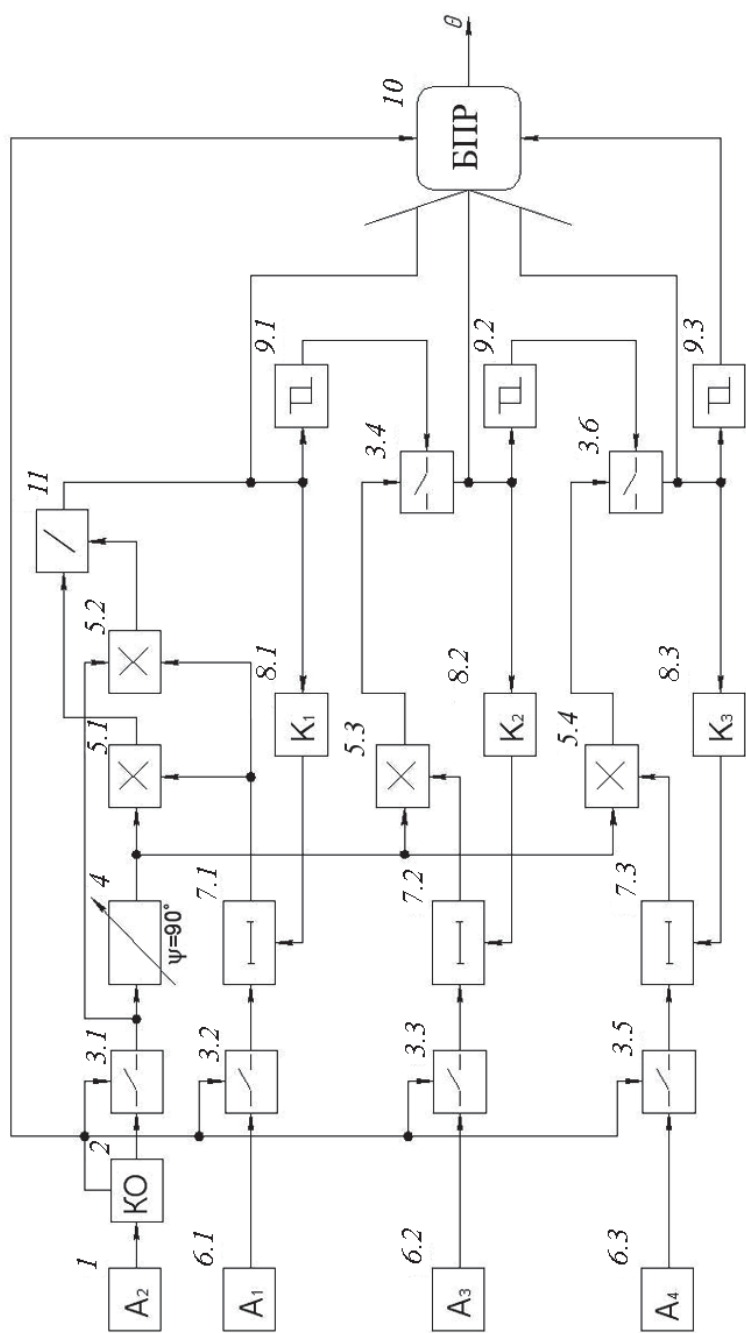


Рис. 8. Функциональная схема квазиоптимального алгоритма определения угла цели

Было показано, что точность гидроакустических систем слежения с плоскостными антенными решетками, по сравнению с наиболее распространенными полуволновыми пеленгаторами, может быть повышена за счет применения решеток, имеющих в своем составе различные базы, при этом для увеличения диапазона измеряемых углов до  $\pm 90^\circ$  необходимо применение квазиоптимального дискриминатора при обработке сигналов в приемных элементах с наименьшей базой. Достоинствами предлагаемой пеленгационной системы являются широкий диапазон измеряемых углов, достаточная точность и простота реализации, а также отсутствие влияния амплитуды принимаемых сигналов на точность измерения координат объекта.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. С о с у л и н Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
2. К о р о с т е л е в А. А. Пространственно-временная теория радиосистем: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.

Статья поступила в редакцию 16.03.2006

Валерий Константинович Хохлов родился в 1941 г., окончил в 1964 г. МВТУ им. Н.Э. Баумана. Д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор 150 научных работ в области обработки сигналов в автономных информационных и управляющих системах.

V.K. Khokhlov (b. 1941) graduated from the Bauman Moscow Higher Technical School in 1964. D. Sc. (Eng.), professor, head of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 150 publications in the field of signal processing in autonomous information and control systems.

А.В. Попов родился в 1980 г. Окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2004 г. Аспирант кафедры “Автономные информационные и управляющие системы”. Автор 8 научных работ в области гидроакустических и пеленгационных систем.

A.V. Popov (b. 1980) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2004. Post-graduate of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 8 publications in the field of hydro-acoustic and direction-finding systems.

