

УДК 681.883.054; 681.883.41

ГИДРОЛОКАТОРЫ БОКОВОГО ОБЗОРА С ФАЗОМЕТРИЧЕСКИМИ КАНАЛАМИ

© О.С. Голод, А.И. Гончар Л.И. Шлычек, 2005

Государственный Северо-Западный технический университет, г. Санкт-Петербург

Научно-технический центр панорамных акустических систем НАН Украины, г. Запорожье

Розглянуто можливості виміру різниці фаз сигналів, що приходять на дві вертикально рознесені антени, при складному зондуючому сигналі, функціональні схеми оптимального та квазиоптимального вимірювача, наведено модель та функціональну схему трьохкоординатного гідролокатора бокового огляду з фазометричним каналом.

Рассмотрены возможности измерения разности фаз сигналов, приходящих на две вертикально разнесенные антенны, при сложном зондирующем сигнале, функциональные схемы оптимального и квазиоптимального измерителя, приведена модель и функциональная схема трехкоординатного гидролокатора бокового обзора с фазометрическим каналом.

The potentialities of phase difference measurement of the signals coming on two vertical spaced arrays reviewing compound sounding signal, operating (functional) diagrams of optimal and quasioptimal measuring device are considered, the model and operating diagram of three-coordinated side scan sonar with phase metrical channel is given.

Получение третьей координаты в информации ГБО позволяет производить измерение глубины в широкой полосе обзора, получить объемное изображение дна и лежащих на нем объектов, повысить точность указания обнаруженных навигационных опасностей и затонувших объектов. Для этого необходимо измерять разность фаз сигналов на двух вертикально разнесенных антеннах ГБО.

Эти сигналы представляют собой случайные узкополосные гауссовы процессы, состоящие из набора элементарных гармонических сигналов со случайными амплитудами и фазами, поступающими аддитивно с нормальным, нестационарным по дисперсии, шумом.

Для обычных тональных сигналов эта задача (измерения разности фаз двух сигналов) многократно рассматривалась в литературе. основополагающие теоретические вопросы по этому направлению рассмотрены в работах В.И. Тихонова и его школы – Б.И. Шахтарина, В.Т. Горяинова и др., а также монографиях по статистической радиотехнике Б.Р. Левина, С.Е. Фальковича, В.Б. Пестрякова и др. Для ГБО со сложными зондирующими (например, ЛЧМ) сигналами анализ подобной задачи в литературе не проводился, несмотря на то, что она является актуальной и имеет важное прикладное значение.

Рассмотрим синтез оптимального измерителя разности фаз сигналов и сравнение его с квазиоптимальными измерителями.

Зондирующий сигнал можно представить в виде

$$U(t) = U_0 \cos \omega_c(t)t, \quad 0 \leq t \leq \tau,$$

где U_0 – амплитуда зондирующего сигнала,

$\omega_c(t)$ – закон изменения частоты зондирующего сигнала.

Эхо-сигнал формируется набором дискретных отражателей, которым обычно аппроксимируется дно [1, 2]. Поскольку разрешающая способность по дальности у рассматриваемых систем значительно выше, чем разрешающая способность по углу в горизонтальной плоскости, то пеленгуемую площадку MN можно рассматривать как линию дна, ориентированную вдоль движения носителя. Длина L этой линии равна произведению дальности R до нее от антенны на ширину диаграммы направленности φ_r в горизонтальной плоскости, т.е. $L = R\varphi_r$, угловой же размер линии в вертикальной плоскости пренебрежимо мал.

Антенная система представляет собой две линейки, разнесенные в вертикальной плоскости на величину d .

Поскольку эхо-сигнал на входах антенной системы представляет собой сумму элементарных эхо-сигналов от разнесенных вдоль линии L отражателей, расположенных по случайному закону, то входной эхо-сигнал описывается нормальным законом распределения.

Нормальный процесс U, как известно [3], можно разложить на две независимые квадратурные компоненты U_c , U_s , где индексы c и s соответствуют косинусной и синусной составляющим ортогонального преобразования.

Учитывая также статистически независимые шумы по каждому из каналов, сигналы на выходах пеленгационной пары можно записать в виде двух квадратурных составляющих:

$$\begin{aligned} z_1(t) &= U_c \cos[\omega_c(t)t + \varphi_t] + U_s \sin[\omega_c(t)t + \varphi_t] + n_1(t), \\ z_2(t) &= U_c \cos[\omega_c(t)t - \varphi_t] + U_s \sin[\omega_c(t)t - \varphi_t] + n_2(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где $n_1(t)$, $n_2(t)$ – аддитивные независимые шумы на выходах каждой из антенн плюс шумы усилителей,

φ_t – пеленгационный параметр, $\varphi_t = (\pi d / \lambda_c) \sin \alpha_t$,

α_t – угол пеленга,

d – база антенны.

Аддитивные шумы $n_1(t)$ и $n_2(t)$ аппроксимируются белым шумом

$$\overline{n_1(t_1)n_1(t_2)} - \overline{n_2(t_1)n_2(t_2)} = \frac{v^2}{2} \delta(t_1 - t_2), \quad (2)$$

где v^2 – односторонняя спектральная плотность средней мощности шума;

$\delta(t_1 - t_2)$ – дельта-функция.

Логарифм функции правдоподобия [4] равен

$$\ln I \left(\frac{z_1, z_2}{\varphi_t, U_c, U_s} \right) = \frac{k}{v^2} \left\{ \int_{t-\tau}^t \left[z_1^1(\tau) - U_c \cos(\omega_c \tau + \varphi_t) - U_s \sin(\omega_c \tau + \varphi_t) \right]^2 d\tau - \int_{t-\tau}^t \left[z_2^1(\tau) - U_c \cos(\omega_c \tau - \varphi_t) - U_s \sin(\omega_c \tau - \varphi_t) \right]^2 d\tau \right\}, \quad (3)$$

где k – постоянный параметр,
 ω_c – сокращенная запись $\omega_c(t)$.

В соотношении (3) величины U_c и U_s являются неинформативными параметрами и могут быть заменены их максимально правдоподобными оценками, которые находятся из уравнений

$$\frac{\partial}{\partial U_c} \ln I \left(\frac{z_1, z_2}{\varphi_t, U_c, U_s} \right) = 0, \quad (4)$$

$$\frac{\partial}{\partial U_s} \ln I \left(\frac{z_1, z_2}{\varphi_t, U_c, U_s} \right) = 0.$$

Решение уравнений (4) с подстановкой выражения (3) дает следующие максимально-правдоподобные оценки \hat{U}_c и \hat{U}_s нормально распределенных величин U_c и U_s :

$$\hat{U}_c = (x_1 + x_2) \cos \varphi_t - (y_1 - y_2) \sin \varphi_t, \quad (5)$$

$$\hat{U}_s = (y_1 + y_2) \cos \varphi_t - (x_2 - x_1) \sin \varphi_t,$$

где x_1, x_2, y_1 и y_2 – корреляционные интегралы, определяемые сверткой эхо-сигналов $z_1(t), z_2(t)$ с квадратурными составляющими копии зондирующего сигнала, т.е.

$$x_k = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t z_1(\tau) \cos \omega_c(t) \tau d\tau, \quad (6)$$

$$y_k = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t z_2(\tau) \sin \omega_c(t) \tau d\tau,$$

$$k=1,2.$$

Подстановка (5) в (3) дает

$$\ln I\left(\frac{z_1, z_2}{\varphi_t}\right) = \frac{k\tau}{v^2} \left\{ \left[(x_1 + x_2) \cos \varphi_t - (y_1 - y_2) \sin \varphi_t \right]^2 + \right. \\ \left. + \left[(y_1 + y_2) \cos \varphi_t - (x_2 - x_1) \sin \varphi_t \right]^2 \right\}. \quad (7)$$

Найдя производную $\frac{\partial}{\partial \varphi_t} [\ln I(z_1, z_2 / \varphi_t)]$ и приравняв ее нулю, определим максимально правдоподобную оценку

$$\hat{\varphi}(t) = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{x_1 y_2 - x_2 y_1}{x_1 x_2 + y_1 y_2}. \quad (8)$$

В уравнении (8) $\hat{\varphi}(t)$ является функцией наклонной дальности R от антенны до разрешаемого элемента дна, т.е. функцией текущего времени, исчисляемого с момента излучения зондирующего импульса, таким образом, соотношение (8) можно переписать в виде

$$\hat{\varphi}(t) = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{x_1(t)y_2(t) - x_2(t)y_1(t)}{x_1(t)x_2(t) + y_1(t)y_2(t)}, \quad (9)$$

$$\frac{H}{c \sin(\alpha_{\min} + \gamma)} \leq t \leq \frac{H}{c \sin(\alpha_{\max} + \gamma)},$$

где γ – угол наклона оси антенной пары,

α_{\max} , α_{\min} – максимальный и минимальный углы пеленга соответственно.

Используя соотношение $\varphi_t = (\pi d / \lambda_c) \sin \alpha_t$, найдем максимально-правдоподобную оценку угла визирования $\hat{\alpha}(t)$

$$\hat{\alpha}(t) = \arcsin \left[\frac{\lambda_c}{2\pi d} \operatorname{arctg} \frac{x_1(t)y_2(t) - x_2(t)y_1(t)}{x_1(t)x_2(t) + y_1(t)y_2(t)} \right]. \quad (10)$$

Выражение (10) определяет алгоритм оптимальной обработки сигнала для получения максимально-правдоподобной оценки угла визирования разрешаемого элемента дна. Эта оценка является несмещенной и асимптотически эффективной.

Схема, реализующая алгоритм (10) приведена на рис. 1.

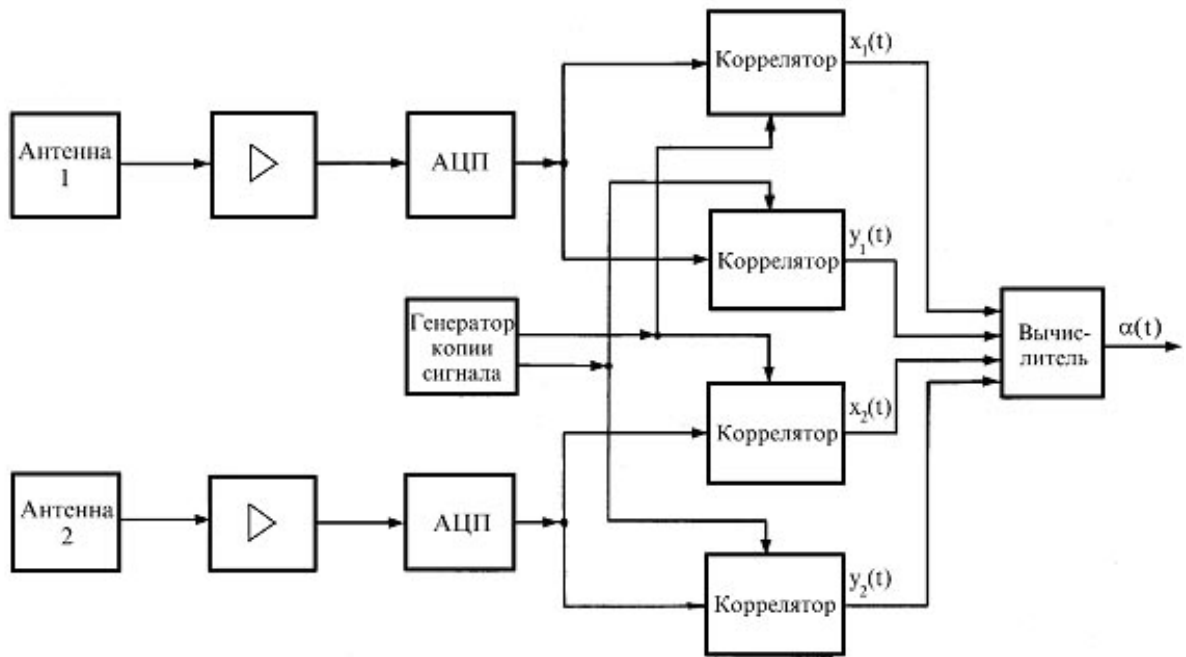


Рис. 1. Функциональная оптимального измерителя разности фаз

Потенциальная точность измерения алгоритма (10), при использовании информации по Фишеру, когда дисперсия измерения определяется соотношением [1]

$$\sigma_{\varphi}^2 = \left(\overline{\varphi_k - \hat{\varphi}_k} \right)^2 = \frac{1}{-\frac{d^2}{d\varphi_k^2} \ln \left(\frac{z_1^1, z_2^1}{\varphi_k} \right)}, \quad (11)$$

где

$$\ln \left(\frac{z_1^1, z_2^1}{\varphi_k} \right) \approx \frac{\tau}{v^2} \left\{ \left[(x_1 + x_2) \cos \frac{\varphi_k}{2} - (y_1 - y_2) \sin \frac{\varphi_k}{2} \right]^2 + \right. \\ \left. + \left[(y_1 + y_2) \cos \frac{\varphi_k}{2} + (x_1 - x_2) \sin \frac{\varphi_k}{2} \right]^2 \right\} \quad (12)$$

– логарифм функции правдоподобия принимаемых сигналов с выходов антенн пеленгационной пары при условии, что пеленгационный параметр равен φ_k [2].

Используя (12), находим

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{2}{\left(U_{ck}^2 \tau / v^2 \right)} = \frac{2}{h^2}, \quad (13)$$

где v^2 – спектральная плотность средней мощности помех $n_1(t), n_2(t)$.

Из соотношения (13) можно получить, что

$$\sin(\theta_o + \Delta\theta_k) = \frac{\lambda_c}{2\pi d} \varphi_k, \quad (14)$$

следовательно, дисперсия величины (14) с учетом (13) будет иметь вид

$$\sigma_{\sin}^2 = \left(\frac{\lambda_c}{2\pi d} \right)^2 \cdot \frac{2}{h^2}. \quad (15)$$

Полученное соотношение позволяет найти потенциальную точность гидролокатора в зависимости от величины отношения h^2 . Однако, более существенным соотношение (15) оказывается при оценке проигрыша в помехоустойчивости подоптимальных систем пеленгования.

На практике чаще всего производится непосредственное измерение разности фаз сигналов на выходах приемных каналов пеленгационной пары.

Такой способ существенно проще реализуется, чем алгоритм (10).

Сигналы (3) пропускаются через согласованные фильтры с полосой $\Delta F_1 \geq 1/\tau$ для улучшения помехоустойчивости, а с выходов фильтров амплитудных ограничителей они поступают на дискретный фазометр для измерения φ_k . Структурная схема квазиоптимального измерителя приведена на рис. 2.

Предположив, что импульсные реакции согласованных фильтров приемников аппроксимированы следующим образом

$$g_1(t) = \begin{cases} \frac{2}{\tau_1} \cos \omega_c t_1 & 0 \leq t \leq \tau_1, \\ 0 & t < 0, \tau_1 < t, \end{cases}$$

напряжения на выходе фильтров приемников в установившемся режиме (время воздействия сигнала больше τ) с точностью до одинаковых коэффициентов усиления равны

$$\begin{aligned} z_1''(t) &= \int_{t-\tau_1}^t z_1'(\tau) g_1(t-\tau) d\tau, \\ z_2''(t) &= \int_{t-\tau_1}^t z_2'(\tau) g_1(t-\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (16)$$

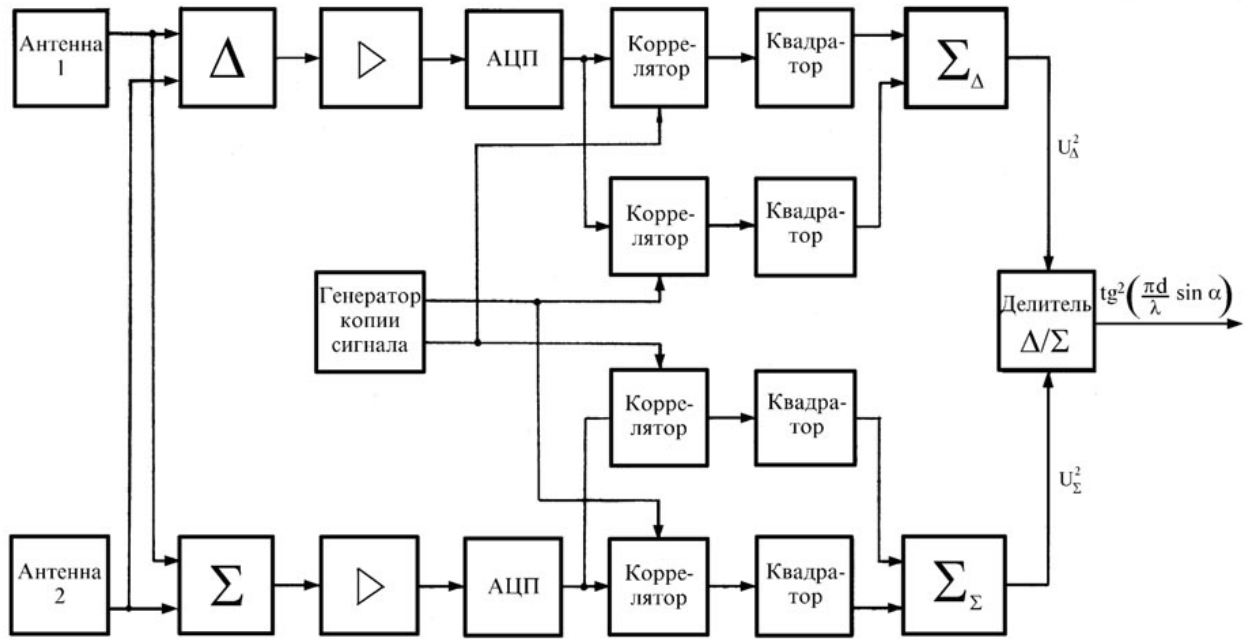


Рис. 2. Функциональная схема квазиоптимального суммарно-разностного измерителя

Подставляя в выражения (16) значения $z_1(t)$ и $z_2(t)$ из выражения (1) и решая в предположении, что на интервале τ_1 квадратурные составляющие $U_c(t)$ и $U_s(t)$ заметно не изменяются и могут быть вынесены за знак интеграла, получаем для $(k-1)\tau \leq \tau \leq k\tau$

$$z_1''(t) = U_{ck_1} \cos \omega_c t + U_{sk_1} \sin \omega_c t, \tag{17}$$

$$z_2''(t) = U_{ck_2} \cos \omega_c t + U_{sk_2} \sin \omega_c t,$$

где

$$U_{ck_1}(t) = U_{ck} \cos \frac{\varphi_k}{2} + U_{sk} \sin \frac{\varphi_k}{2} + \frac{2}{\tau_1} \int_{t-\tau_1}^t n_1(\tau) \cos \omega_c \tau d\tau,$$

$$U_{sk_1}(t) = -U_{ck} \sin \frac{\varphi_k}{2} + U_{sk} \cos \frac{\varphi_k}{2} + \frac{2}{\tau_1} \int_{t-\tau_1}^t n_1(\tau) \sin \omega_c \tau d\tau, \tag{18}$$

$$U_{ck_2}(t) = U_{ck} \cos \frac{\varphi_k}{2} - U_{sk} \sin \frac{\varphi_k}{2} + \frac{2}{\tau_1} \int_{t-\tau_1}^t n_2(\tau) \cos \omega_c \tau d\tau,$$

$$U_{sk_2}(t) = U_{ck} \sin \frac{\varphi_k}{2} + U_{sk} \cos \frac{\varphi_k}{2} + \frac{2}{\tau_1} \int_{t-\tau_1}^t n_2(\tau) \sin \omega_c \tau d\tau.$$

Величини (18) являються стационарними по ансамблю реалізаціями випадкового нормального процесу, в формуванні котрих прийняв участь один и той же випадковий процес с квадратурними складовими U_{ck} и U_{sk} , а також незалежні доданки шумів приймачів. В зв'язі с цим для сукупності реалізацій $z_1''(t)$, $z_2''(t)$ застосовані відомі результати по дослідженню двовимірних статистических характеристик фазових параметрів с кінцевими кореляційними зв'язями [1].

Если фази сигналів в (17) рівні

$$\Psi_{1k} = -\arctg \frac{U_{sk_1}}{U_{ck_1}}, \quad \Psi_{2k} = -\arctg \frac{U_{sk_2}}{U_{ck_2}}, \quad (19)$$

то дисперсія їх різниці має вигляд [1]

$$\sigma_{\Psi}^2 = \frac{\pi^2}{6} \left(4 - \frac{6}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{R_0^{2k}}{k^2} \right) - 2\pi \arcsin R_0 + 2 \arcsin^2 R_0, \quad (20)$$

де R_0 – коефіцієнт кореляції квадратурних складових

$$R_0 = \sqrt{R_c^2 + R_s^2}, \quad (21)$$

$$R_c = \frac{\overline{U_{ck_1} U_{ck_2}}}{\sqrt{\overline{U_{ck_1}^2} \overline{U_{ck_2}^2}}} = \frac{\overline{U_{sk_1} U_{sk_2}}}{\sqrt{\overline{U_{sk_1}^2} \overline{U_{sk_2}^2}}}, \quad (22)$$

$$R_s = \frac{\overline{U_{ck_1} U_{sk_2}}}{\sqrt{\overline{U_{ck_1}^2} \overline{U_{sk_2}^2}}} = -\frac{\overline{U_{sk_1} U_{ck_2}}}{\sqrt{\overline{U_{sk_1}^2} \overline{U_{ck_2}^2}}}.$$

Используем аппроксимацию в виде белого шума для $n_1(t)$ и $n_2(t)$, когда

$$\overline{n_1(t)} = \overline{n_2(t)} = 0, \quad \overline{n_1(t)n_1(t+\tau)} = \overline{n_2(t)n_2(t+\tau)} = \frac{v^2}{2} \delta(\tau), \quad (23)$$

и подставляя (18) в (22) с учетом (23) получим

$$\overline{U_{ck_1}^2} = \overline{U_{sk_1}^2} = \overline{U_{ck_2}^2} = \overline{U_{sk_2}^2} = \overline{U_c^2} + \frac{v^2}{\tau_1},$$

$$\begin{aligned} \overline{U_{ck_1} U_{ck_2}} &= \overline{U_{sk_1} U_{sk_2}} = \overline{U_c^2} \cos \varphi_k, \\ \overline{U_{ck_1} U_{sk_2}} &= -\overline{U_{sk_1} U_{ck_2}} = \overline{U_c^2} \sin \varphi_k, \\ R_c &= \frac{h_1^2}{h_1^2 + 1} \cos \varphi_k, \quad R_s = \frac{h_1^2}{h_1^2 + 1} \sin \varphi_k, \quad h_1^2 = \frac{\overline{U_c^2} \tau_1}{v^2}. \end{aligned} \quad (24)$$

Теперь для коэффициента корреляции квадратурных составляющих (21) имеем

$$R_0 = \sqrt{R_c^2 + R_s^2} = \frac{h_1^2}{h_1^2 + 1}. \quad (25)$$

Как R_0 , так и, соответственно, дисперсия σ_ψ^2 не зависит от φ_k . Это естественно, потому что полагалось, что в $z'_1(t)$, $z'_2(t)$, $z''_1(t)$ и $z''_2(t)$ квадратурные составляющие полезного сигнала одинаковы и равны U_{ck} и U_{sk} , т.е. по полезному сигналу имеется полная когерентность.

Формула (20) – сложная для анализа и может быть упрощена, если учесть, что при большом значении h_1^2 величина $R_0 \cong 1$, и второе слагаемое стремится к единице, т.е.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{6}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{R_0^{2k}}{k^2} = 1.$$

Тогда находим оценку для дисперсии в следующем виде

$$\sigma_\psi^2 \leq \frac{\pi^2}{2} - 2\pi \arcsin \frac{h_1^2}{h_1^2 + 1} + 2 \arcsin^2 \frac{h_1^2}{h_1^2 + 1}, \quad (26)$$

где учтено соотношение (25).

Равенство в (26) достигается при $h_1^2 = \infty$. Тогда, используя (14), можно получить

$$\sigma_{\sin}^2 \leq \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^2 \left(\frac{\pi^2}{2} - 2\pi \arcsin \frac{h_1^2}{h_1^2 + 1} + 2 \arcsin^2 \frac{h_1^2}{h_1^2 + 1} \right). \quad (27)$$

Сравнение (27) и (15) удобно проводить при одинаковых значениях h^2 .

Заметив, что между h_1^2 и h^2 имеется однозначная приближительная связь

$$h_1^2 = \frac{P_c \tau_1}{v^2} = \frac{P_c \tau}{v^2} \frac{\tau_1}{\tau} \cong \frac{\Delta F}{\Delta F_1} h^2 = \frac{h^2}{n},$$

где $P_c = \bar{U}_c^2$ – мощность полезного сигнала на выходе одного тракта приема,

$n = \Delta F_1 / \Delta F$ – коэффициент, показывающий во сколько раз полоса пропускания фильтра при неоптимальном приеме больше полосы оптимального фильтра, имеем из (27) для дисперсии синуса угла пеленга

$$\sigma_{\sin}^2 \leq \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^2 \left(\frac{\pi^2}{2} - 2\pi \arcsin \frac{h^2}{h^2 + n} + 2 \arcsin^2 \frac{h^2}{h^2 + n} \right). \quad (28)$$

Численный анализ соотношений (15) и (28) при разных h^2, n для $\lambda/d = 1$ показал, что [5]:

а) подоптимальный способ при $n=1$ по точности проигрывает оптимальному незначительно, не более двух раз по величине дисперсии;

б) проигрыш квазиоптимального способа измерения разности фаз при заданном n с увеличением h^2 возрастает, однако, этот рост не превышает двух.

Практически такую же помехоустойчивость имеет и квазиоптимальный суммарно-разностный измеритель, структурная схема которого приведена на рис. 2.

Однако, реальные величины ошибок определяются не только среднеквадратичной флюктуационной ошибкой, но и аппаратурными погрешностями.

Сравнение аппаратурных ошибок оптимального измерителя (рис. 1) и квазиоптимального суммарно-разностного измерителя с нормировкой разностного канала к мгновенному значению огибающей суммарного канала (рис. 2), показало, что неидентичность фазовых сдвигов сигналов в каналах приемного тракта на величину $\Delta\psi$ приводит к появлению ошибки измерения угла пеленга α на величину $\Delta\alpha \approx (\lambda/\pi d)\Delta\psi$, неидентичность коэффициентов усиления каналов приемного тракта для квазиоптимального приемника приводит к погрешности

$$\Delta\alpha \approx -\frac{\lambda}{\pi d} \frac{\delta_k}{1 + \left[\frac{\Delta}{\Sigma} (1 + \delta_k) \right]^2},$$

в то время как оптимальный измеритель инвариантен к неидентичности коэффициентов усиления каналов приемного тракта.

Для уменьшения влияния неидентичности коэффициентов усиления каналов приемного тракта может быть использован квазиоптимальный измеритель, структурная схема которого приведена на рис. 3.

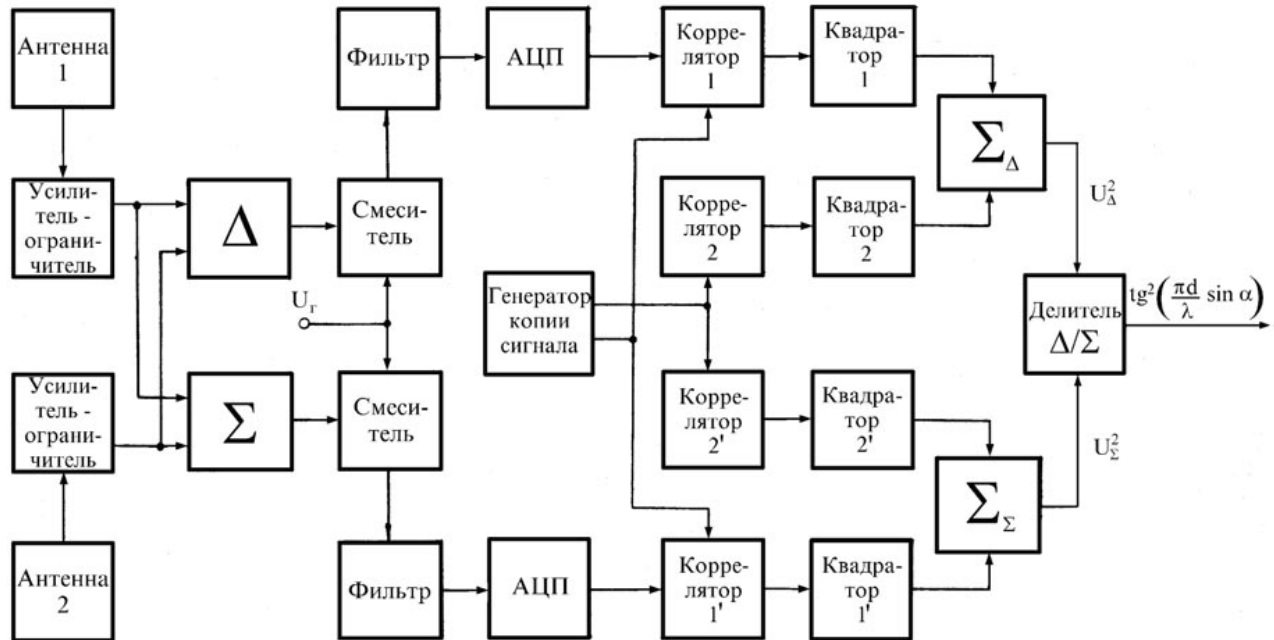


Рис. 3. Функциональная схема квазиоптимального суммарно-разностного измерителя инвариантного к нестабильности коэффициентов усиления приемного тракта

В отличие от схемы на рис. 2 в этом варианте суммарно-разностной обработке подвергаются сигналы с выхода ограничителя, которые могут иметь одинаковую амплитуду.

В этом случае для вычисления ошибки пеленга $\Delta\alpha$ в предыдущую формулу можно вместо относительной нестабильности коэффициента усиления приемника δ_k подставить относительную нестабильность амплитуды сигнала на выходе ограничителя, которая на два порядка меньше относительной нестабильности коэффициента усиления, то есть измеритель по схеме рис. 3 является практически инвариантным к нестабильности коэффициентов усиления приемника.

Сравнение вариантов построения суммарно-разностного моноимпульсного пеленгатора с нормировкой разностного канала к мгновенному значению огибающей суммарного канала и к усредненной мощности сигнала суммарного канала выполнено в работе [6], где показано, что угломер с нормировкой по среднему значению огибающей имеет некоторый выигрыш в уровне флуктуаций, однако, реализация этого выигрыша возможна только при введении усреднения и в алгоритм вторичной обработки результатов измерения пеленга (или непосредственного вычисления рельефа дна).

В Научно-техническом центре панорамных акустических систем Национальной академии наук Украины разработана модель трёхкоординатного гидролокатора бокового обзора с фазометрическим трактом, функциональная схема которого приведена на рис. 4.

Известно, что эхо-сигнал, рассеянный морским дном, представляет собой узкополосный гауссов процесс.

Поэтому, достаточно общая запись сигнала на выходе нижней антенны имеет вид

$$U_1(t) = U_1(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)],$$

где $U_1(t)$, ω_0 , $\varphi(t)$ – амплитуда, частота и фаза эхо-сигнала соответственно.

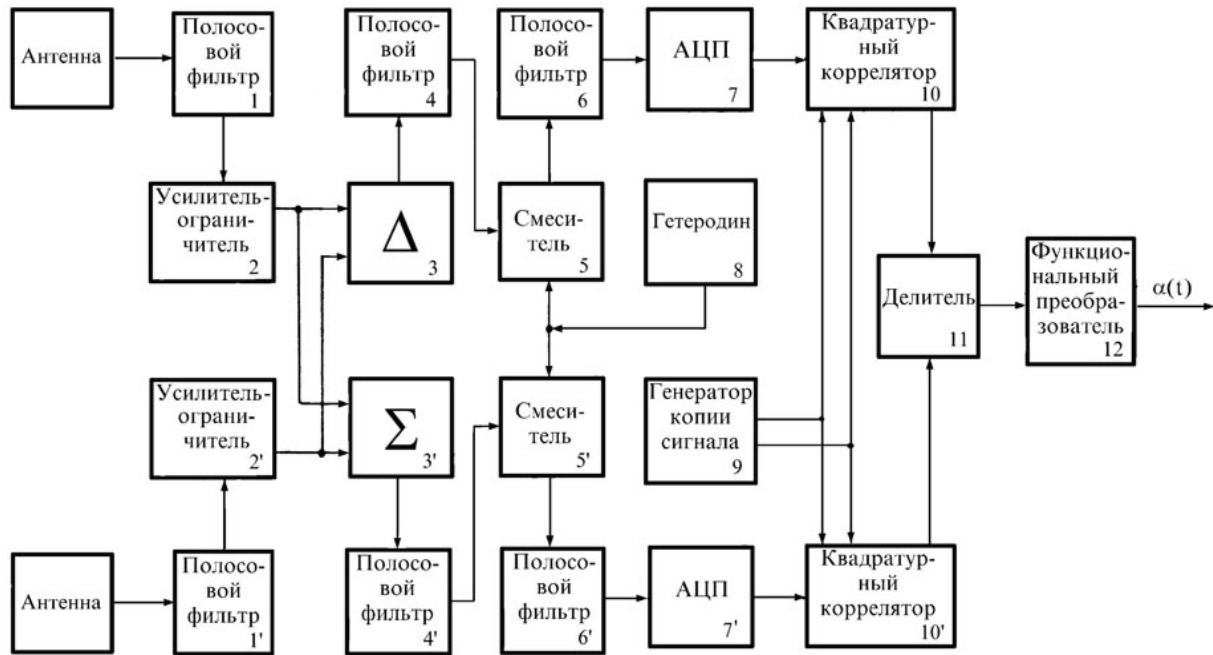


Рис. 4. Функциональная схема трёхкоординатного ГБО

Сигнал на выходе верхней антенны

$$U'_1(t) = U'_1(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \psi],$$

где $U'_1(t)$, ω_0 , $\varphi(t)$ – амплитуда, частота и фаза сигнала соответственно, причем фаза $\varphi(t)$ содержит как детерминированную $\theta(t)$ составляющую, обусловленную модуляцией зондирующего сигнала, так и случайную составляющую, обусловленную, в свою очередь, стохастической природой эхо-сигнала и особенностями его распространения, т.е.

$$\varphi(t) = \theta(t) + \varphi_c,$$

где ψ – фазовый сдвиг, зависящий от угла и обусловленный разносом фазовых центров антенн в вертикальной плоскости

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha(t),$$

где d – разнос фазовых центров антенны в плоскости пеленгации;

λ – длина волны излучаемого сигнала.

Если считать предварительные фильтры и усилители-ограничители, подключенные к каждой из антенн, достаточно идентичными между собой, то форма записи сигналов на выходах усилителей-ограничителей 2 и 2' будет та же, что и на выходах антенн.

Напряжения на выходах суммирующего U_{Σ} и вычитающего устройств U_{Δ} равны

$$U_{\Sigma}(t) = U_2(t) + U_2'(t),$$

$$U_{\Delta}(t) = U_2(t) - U_2'(t),$$

где $U_2(t)$ и $U_2'(t)$ – напряжения на выходах усилителей-ограничителей.

Подставив аналитические зависимости для $U_2(t)$ и $U_2'(t)$ и выполнив элементарные преобразования, получим при условии $U_2(t) = U_2'(t) = U_2(t)$

$$U_{\Sigma}(t) = 2U_2(t) \cos \left[\omega_0 t + \varphi(t) + \frac{1}{2} \psi \right] \cos \frac{1}{2} \psi,$$

$$U_{\Delta}(t) = -2U_2(t) \sin \left[\omega_0 t + \varphi(t) + \frac{1}{2} \psi \right] \sin \frac{1}{2} \psi,$$

где $U_2(t)$ – амплитуда напряжения на выходах идентичных усилителей-ограничителей 2 и 2'.

Напряжения с выходов суммарного 3' и разностного 3 устройств еще раз фильтруются и поступают на смесители 5 и 5', где переносятся на промежуточную частоту, равную разности частот входного сигнала и гетеродина 8.

Дальнейшая обработка эхо-сигнала может вестись в цифровой форме, тогда сигналы промежуточной частоты с выходов фильтров смесителей 6 и 6' поступают на аналого-цифровые преобразователи 7 и 7' (АЦП). Оцифрованные эхо-сигналы суммарного и разностного каналов подвергаются корреляционной обработке в квадратурных корреляторах 10 и 10', соединенных с выходами генератора копии сигнала (ГКС) 9.

Функциональная схема квадратурного коррелятора приведена на рис. 5.

Напряжение на входе квадратурного коррелятора можно представить в виде двух ортогональных составляющих, каждая из которых подвергается корреляционной обработке в каналах квадратурного коррелятора.

Если детерминированная составляющая фазы $\theta(t)$ входного сигнала, обусловленная модуляцией зондирующего сигнала, соответствует фазе копии сигнала, то величины и знаки

напряжений на выходах интеграторов корреляционных каналов будут определяться случайной составляющей фазы Ψ входного сигнала.

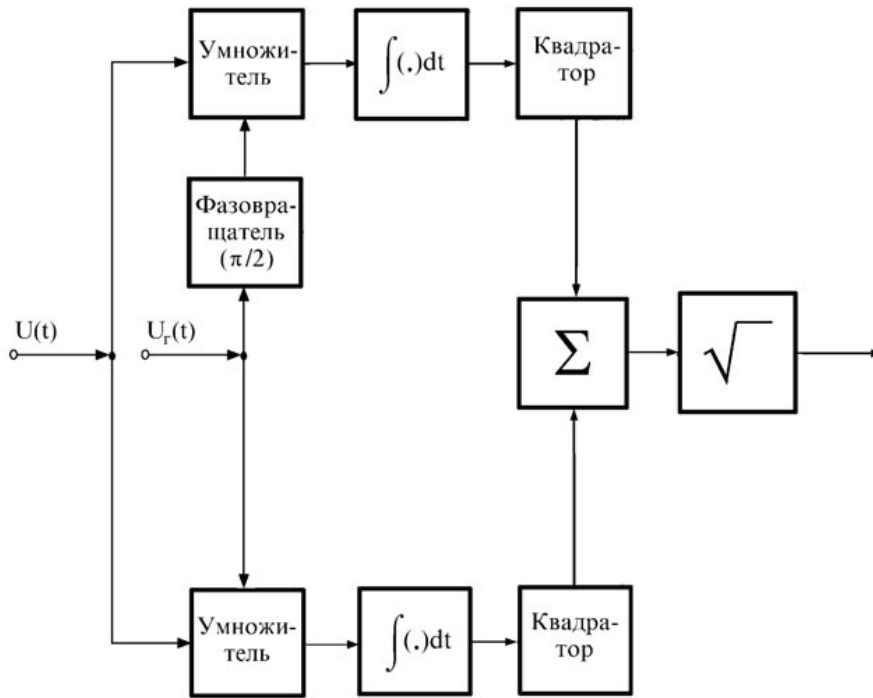


Рис. 5. Функциональная схема квадратурного коррелятора

Если на вход квадратурного коррелятора поступает сигнал $U_{\Sigma}(t)$, то на выходе интегратора верхнего канала напряжение $U_{и1}$ будет иметь вид

$$U_{и1} = \int_0^T U_{\Sigma}(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] dt,$$

на выходе интегратора нижнего канала $U_{и2}$

$$U_{и2} = \int_0^T U_{\Sigma}(t) \sin[\omega_0 t + \theta(t)] dt.$$

Подставив

$$U_{\Sigma}(t) = 2U_2(t) \cos\left[\omega_0 t + \varphi(t) + \frac{1}{2}\Psi\right] \cos\frac{1}{2}\Psi$$

и выполнив интегрирование, считая, что за время T

$$U_{\Sigma}(t) = \text{const} = U_2,$$

получим

$$U_{и_1} = U_2 U_k T \cos \frac{1}{2} \psi \cdot \cos \left(\varphi_c + \frac{1}{2} \psi \right),$$

$$U_{и_2} = U_2 U_k T \cos \frac{1}{2} \psi \cdot \sin \left(\varphi_c + \frac{1}{2} \psi \right).$$

Вычислив напряжение $U_{k\Sigma}$ на выходе устройства извлечения квадратного корня, получим

$$U_{k\Sigma} = \sqrt{U_{и_1}^2 + U_{и_2}^2} = kE_c \cos \frac{1}{2} \psi,$$

где $k = \sqrt{2} U_k$ – коэффициент;

$E_c = U_2 T$ – энергия сигнала $U_{\Sigma}(t)$ за интервал времени, равный длительности зондирующего импульса.

На выходе разностного канала при этом напряжение равно

$$U_{k\Delta} = kE_c \sin \frac{1}{2} \psi.$$

Напряжение $U_d(t)$ на выходе делителя 11

$$U_d(t) = \frac{U_{k\Delta}}{U_{k\Sigma}} = \text{tg} \frac{1}{2} \psi(t).$$

Функциональный преобразователь 12 должен выполнять арктангенсное преобразование входного напряжения с коэффициентом передачи равным $\lambda / \pi d$, и выходное напряжение $U_{12}(t)$ оказывается пропорциональным синусу угла визирования разрешаемого элемента поверхности относительно равносигнального направления антенны, то есть

$$U_{12}(t) = k \sin \alpha(t).$$

Это напряжение используется при вычислении профиля поверхности $H(t)$ в реальном масштабе времени, позволяя определять профиль поверхности в направлении луча за один цикл зондирования.

Рассмотрим модели узлов ГБО:

1. Входной (согласующий) фильтр Φ_{1B} приемного тракта верхнего канала описывается импульсной характеристикой $h_{1B}(\tau)$, умноженной на коэффициент передачи k_{1B} , то есть выходной сигнал фильтра $y_{1B}(t)$ связан с входным $x_{1B}(t)$ следующим соотношением

$$y_{1B}(t) = k_{1B} \int_0^{\infty} x_{1B}(t - \tau) h_{1B}(\tau) d\tau.$$

При использовании в согласующем фильтре одиночного колебательного контура, настроенного на частоту ω_{1B} и имеющего полосу пропускания на уровне 0,707 равную $\Delta\omega_{1B}$, получим

$$y_{1B}(t) = k_{1B} \int_0^{\infty} \alpha_1 e^{-\alpha_1 \tau} \cos \omega_{1B} \tau \cdot x_{1B}(t - \tau) d\tau,$$

где

$$h_{1B}(\tau) = \alpha_1 e^{-\alpha_1 \tau} \cos \omega_{1B} \tau,$$

где $\alpha_1 = \frac{\Delta\omega_{1B}}{2}$;

$x_{1B}(t)$ – сигнал на входе первого звена.

Соответствующий фильтр нижнего канала Φ_{1H} описывается аналогичным соотношением.

2. Усилитель-ограничитель резонансного типа верхнего канала (звено 2) состоит из нелинейного безинерционного элемента с характеристикой $G(x)$ и инерционного звена – полосового фильтра с импульсной характеристикой $h_{2B}(\tau)$. Если уровень ограничения амплитуды низкий, значительно меньше амплитуды входного сигнала, а полосовой фильтр – одиночный резонансный контур с полосой $\Delta\omega_{2B}$ и частотой настройки ω_{2B} , то выходной сигнал $y_{2B}(t)$ второго звена равен

$$y_{2B}(t) = k_{2B} \int_0^{\infty} \alpha_2 e^{-\alpha_2 \tau} \cos \omega_{2B} \tau \cdot x_2(t - \tau) d\tau,$$

где $x_{2B}(t)$ – сигнал на входе 2-го звена; $\alpha_2 = \frac{\Delta \omega_{2B}}{2}$.

3. Вычитающее устройство в верхнем канале (звено 3) представляет собой линейное безынерционное устройство, выходной сигнал которого $y_{\Delta}(t)$ равен разности фаз входных сигналов $x_{3B}(t)$ и $x_{3H}(t)$. При этом входной сигнал $x_{3B}(t)$ представляет собой выходной сигнал усилителя-ограничителя верхнего канала (звено 2), то есть $x_{3B}(t) = y_{2B}(t)$. Соответственно, $x_{3H}(t)$ – это выходной сигнал звена 2', то есть $x_{3H}(t) = y_{2H}(t)$ и

$$y_{\Delta}(t) = x_{3B}(t) - x_{3H}(t) = y_{2B}(t) - y_{2H}(t).$$

Аналогично, звено 3' нижнего канала представляет собой безынерционный сумматор, выходной сигнал $y_{\Sigma}(t)$ которого описывается соотношением

$$y_{\Sigma}(t) = x_{3B}(t) + x_{3H}(t) = y_{2B}(t) + y_{2H}(t).$$

4. Фильтр Φ_{HA} разностного канала (звено 4') представляет собой многоконтурный полосовой фильтр, частотную характеристику которого можно аппроксимировать гауссовой кривой

$$k(\omega) = \exp \left[-\frac{\pi}{2} \left(\frac{\omega - \omega_{4\Delta}}{\Delta \omega_{\text{эф}}} \right)^2 \right],$$

где $\Delta \omega_{\text{эф}}$ – эффективная полоса пропускания;

$\omega_{4\Delta}$ – частота настройки фильтра.

Эффективная полоса пропускания и полоса пропускания фильтра на уроне 0,707 связаны соотношением $\Delta \omega_{4\Delta} \approx 0,937 \Delta \omega_{\text{эф}}$.

Выходное напряжение фильтра равно

$$y_{4\Delta}(t) = k_{4\Delta} \int_0^{\infty} x_{4\Delta}(t - \tau) \cdot 0,24 \Delta \omega_{4\Delta} \exp \left[-0,18 (\Delta \omega_{4\Delta} \tau)^2 \right] \cos \omega_{4\Delta} \tau d\tau,$$

где $k_{4\Delta}$ – коэффициент передачи фильтра.

Аналогичным соотношением описывается и напряжение на выходе фильтра $\Phi_{4\Sigma}$ канала суммы, то есть

$$y_{4\Sigma}(t) = k_{4\Sigma} \int_0^{\infty} x_{4\Sigma}(t - \tau) \cdot 0,24\Delta\omega_{4\Sigma} \exp\left[-0,18(\Delta\omega_{4\Sigma}\tau)^2\right] \cos\omega_{4\Sigma}\tau d\tau,$$

где $k_{4\Sigma}$, $\Delta\omega_{4\Sigma}$, $\omega_{4\Sigma}$ – коэффициент передачи, полоса пропускания на уровне 0,707 и частота настройки фильтра $\Phi_{4\Sigma}$ канала суммы соответственно.

5. Смеситель $\Sigma_{5\Delta}$ разностного канала совместно с фильтром $\Phi_{6\Delta}$ представляет совокупность безынерционного и инерционного звеньев, являющуюся преобразователем частоты.

Фильтр $\Phi_{6\Delta}$ является многозвенным фильтром с колоколообразной частотной характеристикой.

Импульсная характеристика этого фильтра

$$h_{6\Delta}(\tau) = 0,24\Delta\omega_{6\Delta} \exp\left[-0,18(\Delta\omega_{6\Delta}\tau)^2\right] \cos\omega_{6\Delta}\tau,$$

где $\Delta\omega_{6\Delta}$ – полоса пропускания на уровне 0,707;

$\omega_{6\Delta}$ – частота настройки.

Напряжение на выходе фильтра $\Phi_{6\Delta}$ имеет частоту $\omega_{cм}$, равную разности частот гетеродина 8 и выходного сигнала фильтра $\Phi_{4\Delta}$, то есть

$$\omega_{cм} = \omega_{г} - \omega_{c},$$

где $\omega_{cм}$ – частота генератора копии сигнала, численно равная напряжению сигнала на выходе смесителя $\Sigma_{5\Delta}$.

6. Квадратурный коррелятор $K_{10\Delta}$ разностного канала описывается соотношениями

$$y_{10\Delta}(\tau, T) = \sqrt{\eta^2(\tau, T) + \gamma^2(\tau, T)},$$

$$\eta(\tau, T) = E_{гк} \int_0^T x_{10\Delta}(t) \cos[\omega_{cм}(t + \tau) + \psi(t + \tau)] dt,$$

$$\gamma(\tau, T) = E_{гк} \int_0^T x_{10\Delta}(t) \sin[\omega_{cм}(t + \tau) + \psi(t + \tau)] dt,$$

где $E_{гк}$ – амплитуда генератора копии сигнала (см. п. 10).

Аналогичными соотношениями описывается и напряжение $u_{10\Sigma}(\tau, T)$ на выходе квадратурного коррелятора $K_{10\Sigma}$ канала суммы.

При моделировании сигналов на выходах корреляторов $K_{10\Delta}$ и $K_{10\Sigma}$ необходимо учитывать аддитивную добавку шума квантования, обусловленную процессом преобразования аналогового сигнала, поступающего на вход АЦП, в цифровую форму, то есть отношение сигнал/помеха на входе корреляторов $K_{10\Delta}$ и $K_{10\Sigma}$ будет меньше, чем на входе АЦП и АЦП $_{\Sigma}$.

7. Делитель 11 является безынерционным элементом с коэффициентом передачи равным 1. Соответственно напряжение на выходе делителя есть

$$y_d(t) = \frac{x_{11\Delta}(t)}{x_{11\Sigma}(t)}.$$

8. Функциональный преобразователь 12 является нелинейным безынерционным звеном, описываемым соотношением

$$y_{12}(t) = k_{фП} \operatorname{arctg} x_{12}(t),$$

где $k_{фП}$ – коэффициент передачи.

9. Гетеродин 8 совместно со смесителями 5 разностного и суммарного каналов составляет преобразователи частоты.

Математическое описание модели гетеродина

$$y_8(t) = E_r \cos(\omega_r t - \psi_r),$$

где E_r, ω_r, ψ_r – соответственно амплитуда, частота, фаза напряжения гетеродина.

10. Генератор копии сигнала 9 вырабатывает два квадратурных напряжения $y_9(t)$ и $y'_9(t)$ для квадратурных корреляторов 9_{Δ} и 9_{Σ} и описывается соотношениями

$$y_9(t) = E_{гк} \cos[\omega_{см} t + \psi(t)],$$

$$y'_9(t) = E_{гк} \sin[\omega_{см} t + \psi(t)].$$

Приведенную выше модель обработки сигналов $y_1(t)$ и $y_2(t)$ в рассмотренной схеме ГБО целесообразно исследовать следующим образом:

а) с использованием пп. 1–3 получить модели совокупности сигналов и помех на выходе суммирующего $3'$ и вычитающего 3 устройств $U_{\Sigma}(t)$ и $U_{\Delta}(t)$;

б) с использованием пп. 4–7 найти модели сигналов на выходах квадратурных корреляторов 10 и $10'$;

в) проверить превышение выходным сигналом квадратурного коррелятора суммарного канала 10 порогового уровня. Если этот пороговый уровень не превышен, то отсчеты сигналов $U_{\Sigma}(t)$ и $U_{\Delta}(t)$ дальнейшей обработке не подлежат;

г) по пп. 8 и 9 получить модели сигналов, прошедших проверку по п. 3;

д) задаваясь различными величинами отношений сигнал/помеха определить дисперсии отсчетов сигнала на выходе функционального преобразователя.

Литература

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. - Т. 2. - М.: Сов. радио. - 1967. – 504 с.
2. Акустика морских осадков / Под ред. Хэмптона Л. - М.: Мир, 1977. – 536 с.
3. Евсиков Ю.А., Чапурский В.В. Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах. - М.: Высшая школа, 1977. – 264 с.
4. Байков В.Д., Смоллов В.Б. Аппаратурная реализация элементарных функций в ЦВМ. - Л.: Ленин. Университет, 1975. – 96 с.
5. Разработка устройства измерения разности мгновенных значений фаз двух ЛЧМ сигналов: Отчет о НИР / Ленинградское областное правление ВНТОРЭС им. А.С. Попова. - НТЦ по созданию и обеспечению деятельности временных творческих коллективов. - Л., 1991.