

УДК 681.519

*БУТЫРСКИЙ ЕВГЕНИЙ ЮРЬЕВИЧ*

## ОБНАРУЖЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ШУМА С НЕИЗВЕСТНОЙ ФУНКЦИЕЙ КОРРЕЛЯЦИИ

### АННОТАЦИЯ

В статье рассматривается метод обнаружения широкополосных гидроакустических сигналов, искаженных каналом распространения, на фоне нормального шума с неизвестной функцией корреляции. При этом полагается, что характер стохастических искажений сигнала не обязательно носит гауссовский характер.

**Ключевые слова:** функция; аппроксимация; динамическая система; сигнал; процесс; алгоритм; матрица; фильтрация.

*BUTYRSKIY E. YU.*

## DETECTION OF THE WIDE-BAND SIGNAL AGAINST THE BACKGROUND OF NOISE WITH THE UNKNOWN CORRELATION FUNCTION

### ABSTRACT

In the article is considered the method of detecting wide-band hydroacoustic signals, distorted by the channel of propagation, against the background of normal noise with the unknown correlation function. In this case it is assumed that the nature of the stochastic distortions of the signal does not necessarily bears Gaussian nature.

**Keywords:** function; approximation; dynamic system; signal; process; algorithm; matrix; filtration.

### Введение

В настоящее время в мире сложилась сложная геополитическая обстановка, которая проявляется для России целым рядом негативных факторов, к которым можно отнести: точечные и секторальные санкции, продвижение блока НАТО к границам России, оголтелая русофобия в особенности в странах Балтии, Польше, Украине и многое другое. История отношений России, начиная с времен Ивана Грозного, со странами Запада говорит о том, что сильная независимая Россия никогда не устраивала Европу, а затем и США. Они всегда имели желание разделить Россию на части, чтобы беспрепятственно пользоваться ее людскими и природными ресурсами, не могут смириться с тем, что Россия владеет почти 1/6 частью суши, имея при этом всего лишь 1/40 часть населения. При этом

необходимо отметить, что Россия одна из немногих стран, которая является самодостаточной с точки зрения, имеющихся у нее полезных ископаемых, водных ресурсов и т.д. Ментальность россиян, их умение жить в мире при огромном разнообразии народов с их культурой, религией, бытом, направленностью жить по совести и по справедливости никак не вписывается в рамки прагматичного и «толерантного» образа жизни Европы и США. В этих условиях, естественным является желание России защитить ее нравственные и культурные ценности, обеспечить территориальную целостность, укрепить ее Вооруженные Силы. Потому что только сильная, хорошо вооруженная Россия способна решить, поставленные перед ней исторические задачи. Не последнюю роль в укреплении обороноспособности играет ВМФ России. Спектр

важнейших задач, стоящих перед ВМФ, включает задачи освещения подводной обстановки с использованием различных гидроакустических средств. При этом задача обнаружения подводных целей несет важнейшую функцию выявления стратегических ракетносцев противника. В связи с этим, разработка средств обнаружения широкополосных сигналов является важной и актуальной как в теоретическом, так и практическом плане. В статье как раз и рассматриваются вопросы синтеза обнаружителя широкополосного сигнала в условиях его искажений океаническим каналом.

Распространение широкополосного гидроакустического сигнала в океанической среде подвержено целому ряду факторов, приводящим к его искажению. К таким факторам можно отнести:

- искажение формы сигнала, вследствие дисперсии;
- неравномерность затухания компонент сигнала;
- искажение амплитудной характеристики из-за изменчивости характеристики направленности антенны при излучении и приеме сигнала и т.д.

Перечисленные факторы можно рассматривать как стохастические. Таким образом, можно отметить, что при приеме сигнала форма сигнала может сильно отличаться от той, что была при излучении. Вследствие этого автокорреляционная функция сигнала, может также значительно отличаться от исходной. Этот факт необходимо учитывать при решении задачи обнаружения. Т.е. не только шумы и помехи оказывают влияние на входное отношение сигнал-помеха (ОСП), но искажения самого сигнала тоже вносят свой вклад на уменьшение ОСП. Поэтому возникает задачи построение модели сигнала, наиболее полно учитывающий фактор искажений. Последнее позволит построить более эффективную процедуру обнаружения широкополосного гидроакустического сигнала. Данная статья как раз и посвящена построению метода обнаружения при наличии искажений сигнала.

#### Сущность предлагаемого метода обнаружения

Рассмотрим метод обнаружения широкополосных гидроакустических сигналов, искаженных каналом распространения, на фоне нормального шума с неизвестной функцией корреляции. При этом полагается, что характер стохастических искажений сигнала не обязательно носит гауссовский характер. Такие условия приема часто встреча-

ются в практике использования гидроакустических средств. Основная идея предлагаемого метода состоит в представлении копии сигнала в виде ортогонального ряда, образованного из самого сигнала и его производных, а также в представлении помехи в виде ряда Тейлора (разложение по дисперсиям ее производных).

Пусть на вход приемного устройства в течении интервала времени  $[0, T]$  поступает аддитивная смесь  $x(t)$  сигнала  $s(t)$  и гауссовской помехи  $n(t)$ .

$$x(t) = s(t) + n(t). \quad (1)$$

В этом случае оптимальным является приемник реализующий следующую достаточную статистику [1]:

$$M(\mathbf{I}) = \int_0^T x(t)v(t, \mathbf{I})dt, \quad (2)$$

$\mathbf{I}$  – вектор неизвестных параметров сигнала. В частности, это могут быть задержка, доплеровский параметр и т.д.

$v(t, \mathbf{I})$  – опорный сигнал, являющийся решением интегрального уравнения Фредгольма 2-ого рода:

$$s(t, \mathbf{I}) = \int_0^T K(t, \tau)v(\tau, \mathbf{I})d\tau. \quad (3)$$

Таким образом, поступающая аддитивная смесь сигнала и помехи перемножается с опорным колебанием, получаемым из уравнения (3), и подается на идеальный интегратор, в результате чего образуется выходной сигнал приемника  $M(\mathbf{I})$ .

В общем случае, решение интегрального уравнения (3) достаточно сложная задача, требующая больших вычислительных и емкостных затрат. Но если помеха является стационарным процессом и время наблюдения  $T$  много больше времени корреляции помехи, то можно найти приближенное решение интегрального уравнения с помощью преобразования Фурье и соответствующих алгоритмов регуляризации по Тихонову [2]. В этом случае уравнение (3) заменяется алгебраическим уравнением, решение которого достаточно тривиально.

С учетом стационарности помехи опорный сигнал вычисляется по формуле:

$$v(t, \mathbf{I}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\omega, \mathbf{I})}{\tilde{K}(\omega)} e^{i\omega y} d\omega, \quad (4)$$

$$S(\omega, \mathbf{I}) = F\{s(\omega, \mathbf{I})\}, \quad \tilde{K}(\omega) = F\{K(\tau)\}.$$

Выражение:

$$\tilde{H}(\omega) = \frac{S(\omega, \mathbf{I})}{\tilde{K}(\omega)}$$

представляет собой спектр опорного сигнала, модуль которого равен амплитудно-частотной характеристике оптимального приемника сигнала на фоне коррелированной гауссовой помехи с энергетическим спектром  $|\tilde{K}(\omega)|$ .

Учитывая, что задача отыскания опорного сигнала является некорректной, необходимо использовать методы регуляризации решения с помощью стабилизирующих множителей. Тогда выражение (4) можно записать в виде:

$$v(t, \mathbf{I}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\omega, \mathbf{I})}{\tilde{K}(\omega)} R(\omega, \alpha) e^{i\omega y} d\omega, \quad (5)$$

$R(\omega, \alpha)$  – некоторая функция достаточно быстро убывающая при возрастании частоты (стабилизирующий множитель);  $\alpha$  – параметр регуляризации.

Действительная функция  $R(\omega, \alpha)$  удовлетворяет следующим условиям [2]:

- она определена в области определения от минус до плюс бесконечности;
- для всех  $(\omega, \alpha)$  имеем  $0 \leq R(\omega, \alpha) \leq 1$ ;
- для всякого  $\alpha > 0 \rightarrow R(\omega, \alpha) = 0$  при  $|\omega \rightarrow 4|$ ;
- при  $\alpha = 0 \rightarrow R(\omega, \alpha)$ , не убывая, стремится к единице;
- для всякого  $\alpha > 0 \rightarrow \frac{R(\omega, \alpha)}{\tilde{E}(\omega)}$  принадлежит  $L_2(-\infty, \infty)$ ;
- для всякого  $\alpha \neq 0 \rightarrow R(\omega, \alpha) \rightarrow 0$  при  $\alpha \rightarrow \infty$ .

Из общих соображений о мерах борьбы с помехами следует [2], что при выборе стабилизирующих множителей желательно, чтобы передаточная функция восстанавливающего фильтра

$$Y(\omega) = \frac{R(\omega, \alpha)}{\tilde{K}(\omega)}$$

стремилась к нулю при приближении частоты  $|\omega|$  к граничной частоте  $\omega_c$ . Как показано в [3] этим требованиям отвечает стабилизирующая функция вида:

$$R(\omega, \alpha) = \frac{|\tilde{K}(\omega)|^2}{|\tilde{K}(\omega)|^2 + \alpha Q(\omega)}. \quad (6)$$

Где:  $Q(\omega)$  – заданная неотрицательная четная функция, кусочно-непрерывная на любом конечном отрезке оси частот.

Простейшие стабилизаторы можно получить, полагая:  $Q(\omega) = \omega^{2k}, k \geq 0$ .

После выбора стабилизирующей функции, параметр регуляризации определяют по невязке [2].

Но на практике, как правило, функция корреляции помехи априори неизвестна. Поэтому рассмотрим случай обнаружения известного сигнала на фоне нормальной помехи с неизвестной функцией корреляции.

Будем предполагать, что полезный сигнал  $s(t)$  и стационарная нормальная помеха дифференцируемы по  $t$  в среднеквадратическом смысле требуемое число раз, а функция корреляции помехи  $K(t, \tau)$  априори неизвестна наблюдателю. В этом случае в интегральное уравнение (3) необходимо вместо функции корреляции помехи подставить ее оценку.

Для получения оценки функции корреляции помехи воспользуемся разложением функции корреляции дифференцируемого случайного процесса в ряд Тейлора (по дисперсиям ее производных) [1]:

$$K(\tau) \approx K_m(\tau) = \sum_n (-1)^n \sigma_n^2 \frac{\tau^{2n}}{(2n)!}, \quad (7)$$

$$\sigma_n^2 = \left\langle \left[ \frac{d^n n(t)}{dt^n} \right] \right\rangle - \text{дисперсия } k\text{-ой производной помехи.}$$

Ряд (7) сходится к  $K(\tau)$  при  $m \rightarrow 4$ , если спектр помехи ограничен по полосе. Поскольку практически для любой функции корреляции стационарного случайного процесса существует такое  $\tau_0$ , что:

$$\int_{\tau_0} |K(\tau)| d\tau \leq \varepsilon, \quad \varepsilon - \text{заданная малая величина,} \quad (8)$$

то  $K(\tau)$  можно аппроксимировать следующим образом [1]:

$$K(\tau) \approx K_M(\tau) = \begin{cases} \sum_n^M (-1)^n \sigma_n^2 \frac{\tau^{2n}}{(2n)!}, & |\tau| \leq \tau_0 \\ 0, & |\tau| > \tau_0 \end{cases}. \quad (9)$$

Вычислим преобразование Фурье от аппроксимации (9). Имеем:

$$\tilde{K}_M(\omega) = \sum_n^M \sigma_n^2 J_n(\omega), \quad (10)$$

$$J_n(\omega) = (-1)^n \sum_j \frac{\tau_0^{2n-j}}{(2n-1)!(i\omega)^{j+1}} \left[ (-1)^j e^{i\omega\tau_0} - e^{-i\omega\tau_0} \right].$$

С учетом последнего, выражение (5) можно записать в виде:

$$v(t, \mathbf{l}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\omega, \mathbf{l})}{\left| \sum_n \sigma_n^2 J_n^*(\omega) \right|^2 + \alpha Q(\omega)} \left[ \sum_n \sigma_n^2 J_n^*(\omega) \right] e^{i\omega t} d\omega. \quad (11)$$

Для получения оценок дисперсий производных помехи используем следующие соотношения [1]

$$X_n = \frac{1}{T} \int_0^T \left[ \frac{d^n X(t)}{dt^n} \right]^2 dt, \\ s_n = \frac{1}{T} \int_0^T \left[ \frac{d^n s(t)}{dt^n} \right]^2 dt. \quad (12)$$

Эти величины пропорциональны мощностям  $k$ -ых производных соответственно смеси полезного сигнала и помехи  $X(t)$  и полезного сигнала  $s(t)$ . В качестве оценки дисперсии  $k$ -ой производной помехи возьмем величину:

$$\sigma_n^2(T) = X_n - s_n. \quad (13)$$

### Структурная схема устройства обнаружения

Структурная схема устройства для обнаружения известного сигнала при неизвестной функции корреляции помехи строится в соответствии с выражениями (2), (11) – (13).

Применение предложенного метода ограничивается моделью известного сигнала. Но при распространении сигнала в реальной акустической среде сигнал принимаемый может не совпадать по форме с излученным, вследствие его искажения. Если число рассеивателей очень велико, а поперечное сечение каждого рассеивателя мало, тогда искаженный сигнал можно представить в виде суммы исходного сигнала и гауссовского процесса. В реальной океанической среде имеют место многолучевое распространение сигнала, вследствие анизотропии скорости звука по координатам, а также такое явление как реверберация. Причем масштабы временных и пространственных изменений в канале меняются в чрезвычайно широких пределах. Флуктуации сигнала поэтому носят в общем случае нестационарный, мультипликативный характер. Таким образом,

вследствие влияния канала распространения оптимальный приемник известного сигнала на фоне помехи с неизвестной корреляционной функцией не является оптимальным при наличии искажений сигнала.

Синтезируем оптимальный обнаружитель сигнала, при наличии нестационарных, негауссовских искажений, обусловленных каналом распространения, на фоне стационарной, нормальной помехи.

Данная задача решается следующим образом. Для  $M$ -канального обнаружителя создается  $M$  опорных сигналов  $n(t)$ , каждый из которых рассчитывается по формуле (13), исходя из оценки корреляционной функции помехи и  $M$ -ой оценки спектра искаженного сигнала, которые получаются суммированием  $M$ -первых членов ряда:

$$s(t) = \sum_n^M b_n \eta_n(t), \quad (14)$$

где:  $\eta_n(t)$  – некоторая базисная функция, удовлетворяющая условию ортогональности;  $b_n$  – коэффициенты разложения.

Из теории сигналов известно, что для произвольного сигнала конечной энергии имеет место обобщенная теорема Фурье:

$$X(t) = \sum_j a_j \varphi_j(t), \quad a_i = (X, \theta_j), \quad (15)$$

где:  $\varphi_j$  – некоторая система базисных функций;

$\theta_j$  – взаимный базис;  $(\cdot)$  – скалярное произведение.

Формально взаимодействие сигнала с каналом может быть описано в виде свертки:

$$s_1(t) = \int s(\tau) h(t - \tau) d\tau, \quad (16)$$

$h(t)$  – импульсная характеристика гидроакустического канала.

Возьмем преобразование Фурье от левой и правой части равенства (16). В результате получим:

$$S_1(\omega) = S(\omega) H^*(\omega). \quad (17)$$

Передаточную характеристику канала аппроксимируем полиномом:

$$H^*(\omega) = 1 + \sum_n^M c_n (i\omega)^n. \quad (18)$$

Подставив (18) в (17) имеем следующее выражение:

$$S_1(\omega) = S(\omega) \left[ 1 + \sum_n^M c_n (i\omega)^n \right]. \quad (19)$$

Возьмем обратное преобразование Фурье от обеих частей равенства (19). Получим:

$$s_1(t) = s(t) + \sum_n^M c_n s^{(n)}(t). \quad (20)$$

Таким образом, получено разложение в ряд по производным сигнала  $s(t)$  искаженного сигнала  $s_1(t)$ . Но система производных  $s^{(i)}(t)$  не удовлетворяет условию ортогональности:

$$(s^{(i)}, s^{(j)}) \neq \begin{cases} 1 & \text{при } i = j \\ 0 & \text{при } i \neq j \end{cases}. \quad (21)$$

Для получения ортонормированной системы базисных функций воспользуемся процессом ортогонализации Грамма-Шмидта [3], являющимся удобным средством построения ортонормированных базисов, в силу своего итеративного характера. Сущность метода Грамма-Шмидта заключается в том, что из заданной совокупности функций  $\{v_i; i \in \{0, n\}\}$ , не являющихся ортонормированными, строится система ортонормированных функций  $\{\eta_i; i \in \{0, n\}\}$ . Рекуррентные формулы описывающие процесс ортогонализации имеют вид:

$$\begin{cases} \eta_0 = v_0 \\ \eta_1 = \gamma_{10} \eta_0 + v_1 \\ \dots \\ \eta_n = \gamma_{n0} \eta_0 + \dots + \gamma_{nl} \eta_l + \dots + v_n \end{cases}. \quad (22)$$

$$\gamma_{nr} = -\frac{(v_r, v_n)}{(v_r, v_r)}.$$

Для совокупности  $\{s^{(i)}(t)\}$  соответственно имеем:

$$\begin{cases} s_0 = s \\ \eta_1 = \gamma_{10} s + s^{(1)} = s^{(1)} \\ \dots \\ \eta_n = \gamma_{n0} s + \dots + \gamma_{nl} s^{(l)} + \dots + s^{(n)} \end{cases}. \quad (23)$$

$$\gamma_{nr} = -\frac{(s^{(n)}, s^{(r)})}{(s^{(n)}, s^{(n)})}$$

Нетрудно заметить, что  $\gamma_{2i(2i+1)} = \gamma_{(2i+1)2i} = 0$ ,  $i \in \{0, 1\}$ . Поэтому  $\gamma_{10} = \gamma_{21} = 0$  и для первых трех членов ортогонального ряда  $\eta_i$  имеем:

$$\begin{cases} \eta_0 = s \\ \eta_1 = s^{(1)} \\ \eta_2 = \gamma_{20} s + s^{(2)} \end{cases}.$$

Для  $\eta_3, \eta_4$  соответственно получаем:

$$\begin{cases} \eta_3 = \gamma_{31} s^{(1)} + s^{(3)} \\ \eta_4 = \gamma_{40} s + \gamma_{42} s^{(2)} + s^{(4)}. \end{cases}$$

В общем случае, можно показать, что:

$$\begin{cases} \eta_{2n} = \sum_j^n \gamma_{2n,2j} s^{(2j)} \\ \eta_{2n+1} = \sum_j^n \gamma_{2n+1,2j+1} s^{(2j+1)} \end{cases}. \quad (24)$$

Таким образом, в результате процесса ортогонализации, получена система ортонормированных функций  $\{\eta_i; i \in \{0, n\}\}$ . С учетом последнего, выходной сигнал  $s_1(t)$  может быть представлен в виде следующего ряда:

$$s_1(t) = \sum_j^n b_j \eta_j(t);$$

$$b_j = \int s_1(t) \eta_j(t) dt = (s_1, \eta_j). \quad (25)$$

Представление (25) обладает тем достоинством, что по сравнению, к примеру, с обычным преобразованием Фурье, нет необходимости при приеме сигнала учитывать вопросы, связанными, с преобразованием времени, которые обусловлены кинематикой источника и приемника. Это объясняется тем, что эффект Доплера рассматривается в данном случае, как эффект искажения сигнала при распространении в гидроакустическом канале. А эти искажения проявляют себя в представлении (2.5) в виде слагаемых отличных от  $s(t)$ . В частности, линейные искажения формы сигнала могут быть описаны производной первого порядка  $s^{(1)}(t)$ , а нелинейные искажения требуют использования комбинации более высоких производных от сигнала.

Как следует из вышеизложенного, одной из основных операций, осуществляемых в данном методе, является операция ортогонализации, связанная с вычислением коэффициента  $\gamma_{nr}$ . Схема устройства для вычисления произведения:

$$\gamma_{nr} s(t) = -\frac{(s^{(n)}, s^{(r)})}{(s^{(n)}, s^{(n)})} s^{(r)}(t), \quad (26)$$

показана на рис.1.

Где: блоки 1,6 – умножители, блок 2 – квадрат, блоки 3,4 – интеграторы, блок 5 – делитель, блок 7 – инвертор.

Устройство работает следующим образом.



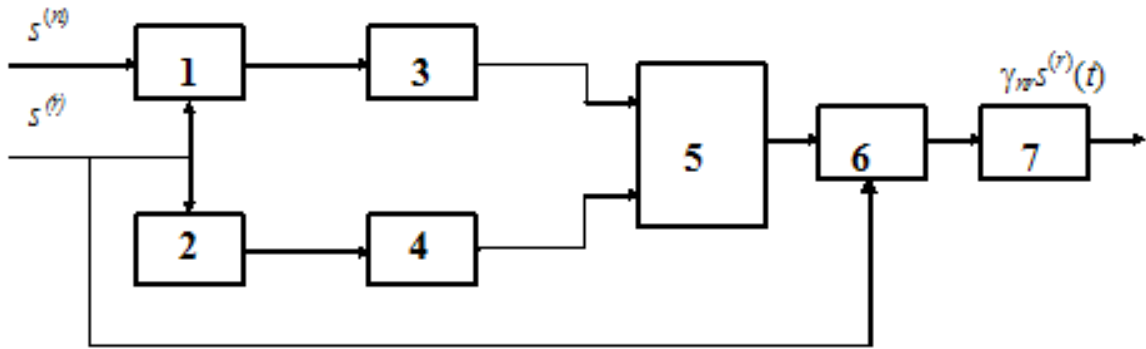


Рисунок 1 – Устройство вычисления  $\gamma_{nr} s^{(r)}(t)$

На блоки 1,2,6 поступает производная  $s^{(r)}(t)$ . На блок 1 поступает также производная  $s^{(n)}(t)$ , порядок которой совпадает с номером вычисляемой базисной функции. В блоках 2,4 вычисляется скалярное произведение  $(s^{(r)}, s^{(r)})$ , а в блоках 1,3 скалярное произведение  $(s^{(n)}, s^{(r)})$ . В блоке 5 вычисляется коэффициент  $\gamma_{nr}$ . Последовательность блоков 6 и 7 на выходе обеспечивает получение

$$s_0(t) = \sum_j b_j \eta_j. \quad (27)$$

Блоки 1, 2,..., n – блоки дифференцирования (передаточная характеристика каждого из них  $(j\omega)$ ), блоки 5,7,9,10 – вычисление произведений  $\gamma_{nr} s^{(r)}(t)$ , блоки 6,8,11 – сумматоры, блоки 12, 15, 19, 23 – умножители, блоки 13, 16, 20, 24 – интеграторы, блоки 14, 17, 21, 25 – квадраторы, блок 26 – сумматор, блок 27 – многоканальный блок принятия решения.

Рассмотрим устройство, реализующее метод обнаружения искаженного каналом детерминированного сигнала, на фоне гауссовского шума с неизвестной корреляционной функцией (рис.2).

Принцип работы устройства реализующего метод обнаружения заключается в следующем. На вход Вх1 поступает исходный сигнал. На выходе последовательности блоков 1,6,8,11 в результате преобразований получаем сигнал представленный

На рис.2 блоки 1-11 реализуют представление сигнала опорного сигнала  $s_0(t)$  в координатном базисе  $\eta_j$ .

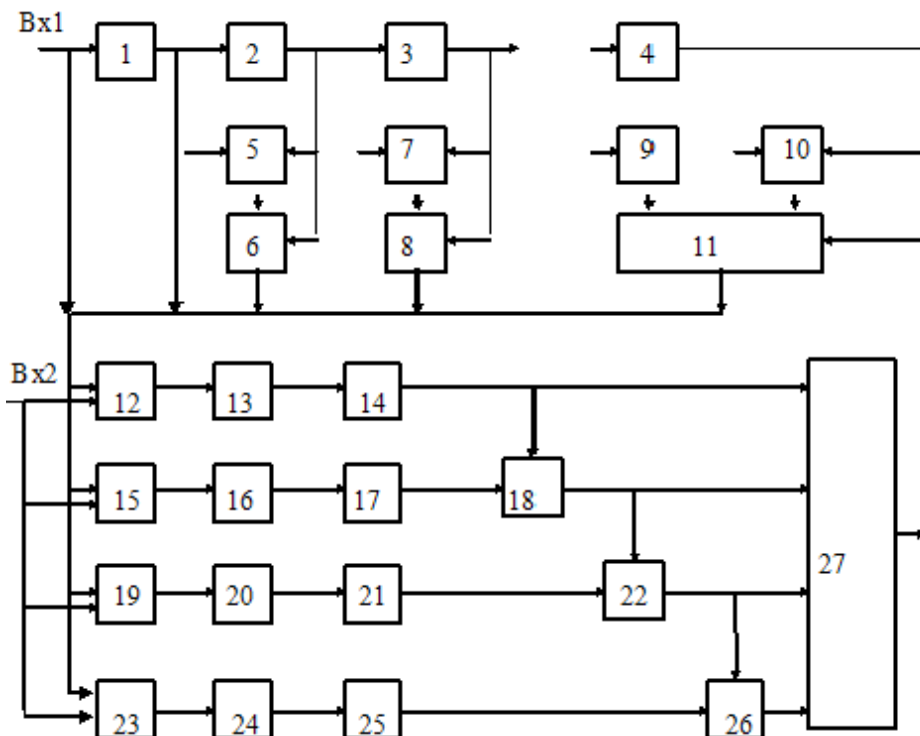


Рисунок 2 – Оптимальный приемник сигнала на фоне нормальных помех с неизвестной функцией корреляции

в виде суммы базисных функций  $\gamma_{nr} s^{(r)}(t)$ . На вход Вх2 поступает реализация содержащая искаженный сигнал и помеху. Она поступает на входы умножителей 12,15,19,23, на вторые входы которых поступают соответствующие базисные функции полученные из опорного сигнала  $s(t)$ . Далее с выходов интеграторов 13,16,20,24 через квадраторы 14,17,21,25 сигналы подаются на многоканальный блок принятия решения 27. Для повышения помехоустойчивости после квадраторов применена операция «цепного» суммирования, суть которой состоит в том, что при наличии искажений «первого» порядка решение принимается по сумме сигналов в первом и втором канале (квадратурный прием), а при наличии искажений «второго» порядка – сумме сигналов первого, второго и третьего каналов, и т.д. Те при малых искажениях не происходит многократного суммирования помехи по всем каналам.

Очевидно, что для узкополосного сигнала при малых его искажениях предлагаемая схема будет работать как оптимальный (квадратурный) приемник.

В случае широкополосного сигнала также будет осуществляться оптимальный прием, так как для каждого типа сигнала будет реализовываться своя система базисных функций, корреляция которых с другими сигналами или помехами будет стремиться к нулю. Искажения исходного сигнала в канале распространения будут учитываться производными высших порядков сигнала  $s(t)$ . И чем больше искажения, тем больше размерность формируемого схемой пространства представления исходной реализации. Необходимо отметить, что в ряде работ [4-6] предпринимались попытки реализовать процедуру обнаружения с учетом искажения сигнала, но они носили больше частный характер. К примеру, в работе [4], предполагалось, что искажения фазового спектра носят линейный характер, при этом другие факторы не учитывались. В работах [5,6], для построения математической модели реверберационной помехи использовался аппарат теории марковских процессов, который учитывал искажение порождаемой сигналом реверберационной помехи в фазовом спектре, но при этом искажения самого сигнала не рассматривались.

Предположим, что исходная реализация содержит сигнала отраженный от границы воздух-вода (или сигнал, испытавший полное внутреннее отражение на некоторой глубине). В этом случае отраженный сигнал представляет собой взвешенную сумму прямого сигнала  $s(t)$  и его преобразование Гильберта [7,8]. Для узкополосного сигнала преобразование Гильберта и дифференцирование приводят к одному и тому же результату. Из свойств преобразования Гильберта известно [3], что сигнал и его Гильберт-образ ортогональны, в силу чего рассматриваемый метод обнаружения, является оптимальным для приема сигналов, отраженных от границ канала распространения.

Таким образом, можно утверждать, что предлагаемый в статье подход по обнаружению сигнала, искаженного каналом распространения является достаточно общим и позволяет решать задачу обнаружения достаточно эффективно.

#### Список литературы

1. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.
2. Тихонов А. Н. О некорректных задачах линейной алгебры и устойчивом методе их решения // ДАН СССР, 1965, т. 163, № 3. – с. 591-594.
3. Фрэнкс Л. Теория сигналов. – М., Сов. радио, 1974. – 341 с.
4. Бутырский Е. Ю., Сапрыкин В. А., Беленков В. Н., Алексеев М. В. Патент на изобретение RUS 2032917, 1995.
5. Бутырский Е. Ю. Обнаружение сигналов на фоне марковской реверберационной помехи // Научное приборостроение. 2012. Т. 22. № 3. – с. 87-95
6. Бутырский Е. Ю. К вопросу обнаружения гидроакустических сигналов // Фундаментальные и прикладные исследования в современном мире. – 2013. – Т. 1. – № 4. – с.6-19.
7. Бутырский Е. Ю. Взвешенное преобразование Гильберта и его свойства // Информация и космос. – 2008. – №2. – с. 40-46.
8. Бутырский Е. Ю., Сапрыкин В. А., Малый В. В., Сотничук С. В. Патент на изобретение RUS 2249833, 2005.