

УДК 551.463.21

С.В. Шостак¹, Е.Н. Бакланов², П.А. Стародубцев³, А.П. Шевченко³

¹Дальневосточный федеральный университет,

690600, г. Владивосток, о. Русский, кампус ДВФУ, корпус А

²Дальневосточный государственный технический рыбохозяйственный университет,

690087, г. Владивосток, ул. Луговая, 52б

³Тихоокеанское высшее военно-морское училище имени С.О. Макарова,

690006, г. Владивосток, Днепровский переулок, 6

**СОВРЕМЕННЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОБЪЯСНЕНИЯ ПРОЦЕССА
ВЛИЯНИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО КАНАЛА НА ЗОНДИРУЮЩИЙ
СИГНАЛ И АЛГОРИТМ ЕГО ОБРАБОТКИ С ЦЕЛЬЮ ВЫДЕЛЕНИЯ
ГАРМОНИЧЕСКОГО ЭХО-СИГНАЛА**

Произведена оценка влияния гидроакустического канала и шума среды на корреляционные и спектральные характеристики акустических сигналов. Предложен алгоритм обработки принятых акустических сигналов в условиях многолучевого распространения для выделения в их составе гармонических эхо-сигналов.

Ключевые слова: гидролокация, акустический эхо-сигнал, многолучевое распространение, корреляционные характеристики сигнала.

S.V. Shostak, E.N. Baklanov, P.A. Starodubtcev, A.P. Shevchenko

**MODERN THEORETICAL EXPLANATION OF THE PROCESS OF INFLUENCE
OF HYDROACOUSTIC CHANNEL ON SOUNDING SIGNAL AND ITS PROCESSING
ALGORITHM TO EXTRACT HARMONIC ECHO**

An assessment of the impact of hydroacoustic channel and noise of environment on the correlation and spectral characteristics of acoustic signals was made. An algorithm for processing the received acoustic signals in a multipath propagation conditions for the extraction in their composition harmonic echo signals was proposed.

Key words: sonar, acoustic echo, multipath propagation, correlation characteristics of acoustic signals.

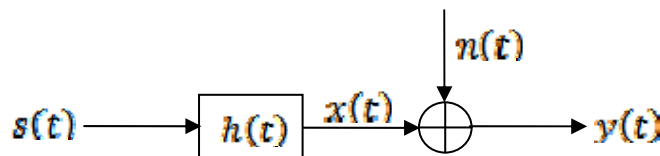
Введение

Анализ характеристик распространения акустических волн в водной среде играет основную роль при проектировании гидролокационных систем. Описание гидроакустического канала усложняется возможностью многолучевого распространения, за счет которого могут существовать самые разнообразные виды волн и трассы передачи энергии от точки к точке. Кроме того, всегда присутствует несколько факторов, искажающих сигналы, в том числе шумы. В результате сама водная среда накладывает ряд серьезных ограничений на устройства, используемые для излучения, приема и обработки акустических сигналов. Что касается обработки сигналов, то хорошо известно, что распространение звука по различным многолучевым трассам является довольно сложным процессом [1, 2]. При этом даже если законы распространения известны, то любая действующая гидролокационная система должна обеспечивать точное выявление и учет эффектов распространения путем соответствующего выбора сигнала излучателя и обработки эхо-сигнала в приемнике. Следует отметить, что основным методом обработки принятого сигнала в современных гидроакустических системах является корреляционный прием [3, 4].

Основная часть

Произведем оценку влияния гидроакустического канала и шума среды на корреляционные и спектральные характеристики сигналов, а также остановимся на приближении канала к линейной системе, что является правомочным в рамках существующей линейной акустики [3, 4].

Предположим, что на вход канала поступает сигнал $s(t)$ в виде реализации стационарного случайного процесса с нулевым средним значением. Сам канал есть линейная система с постоянными параметрами и импульсной характеристикой $h(t)$. Кроме того, в нем присутствуют элементы окружающей среды в виде белого гауссовского шума. Воздействие на такую систему определенного входного сигнала $s(t)$ вызывает вполне определенный выходной сигнал $y(t)$. Этот выходной сигнал также представляет собой реализацию стационарного случайного процесса. Структурная схема модели такого канала представлена на рисунке.



Структурная схема модели гидроакустического канала
Block diagram of the sonar channel model

Выходной сигнал системы, представленной на рисунке, описывается следующим математическим выражением:

$$y(t) = x(t) + n(t) = s(t) * h(t) + n(t) = \int_0^\infty h(t) s(t - \tau) d\tau + n(t), \tag{1}$$

где $s(t)$ – входной сигнал; $x(t)$ – сигнал на выходе линейной системы (канала); $n(t)$ – белый гауссовский шум среды; * – оператор свертки; $h(t)$ – импульсная характеристика канала передачи; τ – задержка.

В рассматриваемом случае будем считать, что в приемник поступает сигнал $y(t)$, состоящий из суммы отдельных сигналов, пришедших каждый по разным трассам с соответствующими временными задержками и коэффициентами ослабления. Также будем считать, что отдельные сигналы трасс не разрешаются. Для таких условий импульсную характеристику канала $h(t)$ можно определить следующим математическим выражением:

$$h(t) = \alpha_0 \delta(t) + \alpha_1 \delta(t - \tau_1) + \dots + \alpha_p \delta(t - \tau_p) = \sum_{i=0}^p \alpha_i \delta(t - \tau_i), \tag{2}$$

где $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака; τ_i – относительные временные задержки, связанные с порядком появления сигналов, $\tau_0 = 0$.

В выражении (2) $\alpha_i = |\alpha_i| \exp(-j\varphi_i)$, где $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица, коэффициенты, учитывающие потери на распространение и сдвиг фаз φ_i за счет преломлений, переотражений и т.д. Модуль коэффициентов α_i считается меньше единицы, т.е. $|\alpha_i| < 1$.

С учетом (2) выражение (1) для интерферирующего сигнала $y(t)$ преобразуется к виду

$$y(t) = s(t) * h(t) + n(t) = s(t) * \left(\sum_{i=0}^p \alpha_i \delta(t - \tau_i) \right) + n(t) = \sum_{i=0}^p \alpha_i s(t - \tau_i) + n(t). \tag{3}$$

Теперь найдем выражение взаимокорреляционной функции между сигналом на входе канала $s(t)$ и принятым $y(t)$. В результате получим [5]

$$\begin{aligned} R_{sy}(\tau) &= E[s(t)y(t+\tau)] = E\left[s(t)\left(\sum_{i=0}^p \alpha_i s(t-\tau_i + \tau) + n(t+\tau)\right)\right] = \\ &= E\left[\sum_{i=0}^p \alpha_i s(t)s(t-\tau_i + \tau) + s(t)n(t+\tau)\right] = \\ &= \sum_{i=0}^p \alpha_i E[s(t)s(t-\tau_i + \tau)] + E[s(t)n(t+\tau)] = \\ &= \sum_{i=0}^p \alpha_i R_{ss}(\tau - \tau_i) + R_{sn}(\tau), \end{aligned} \quad (4)$$

где E – оператор математического ожидания; $R_{sy}(\tau) = E[s(t)y(t+\tau)]$ – взаимокорреляционная функция между $x(t)$ и $y(t)$; $R_{ss}(\tau) = E[s(t)s(t+\tau)]$ – автокорреляционная функция $s(t)$; $R_{sn}(\tau) = E[s(t)n(t+\tau)]$ – взаимокорреляционная функция сигнала $s(t)$ и шума $n(t)$.

Применяя теорему Винера-Хинчина, получим взаимную спектральную плотность для (4), которая имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} S_{sy}(f) &= F[R_{sy}(\tau)] = F\left[\sum_{i=0}^p \alpha_i R_{ss}(\tau - \tau_i) + R_{sn}(\tau)\right] = \\ &= \sum_{i=0}^p \alpha_i F[R_{ss}(\tau - \tau_i)] + F[R_{sn}(\tau)] = \sum_{i=0}^p \alpha_i S_{ss}(f) \exp(-j2\pi f \tau_i) + S_{sn}(f) = \\ &= S_{ss}(f) \sum_{i=0}^p \alpha_i \exp(-j2\pi f \tau_i) + S_{sn}(f), \end{aligned} \quad (5)$$

где F – оператор преобразования Фурье; $S_{sy}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{sy}(\tau) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau$ – двусторонняя взаимная спектральная плотность сигналов $s(t)$ и $y(t)$; $S_{ss}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{ss}(\tau) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau$ – двусторонняя спектральная плотность сигнала $s(t)$; $S_{sn}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{sn}(\tau) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau$ – двусторонняя взаимная спектральная плотность сигнала $s(t)$ и шума $n(t)$; f – частота.

Из выражения (5) легко увидеть, что множитель в виде суммы является частотной характеристикой канала [5], т.е.

$$H(f) = \sum_{i=0}^p \alpha_i \exp(-j2\pi f \tau_i) = \sum_{i=0}^p |\alpha_i| \exp(-j2\pi f \tau_i + \varphi_i) = |H(f)| \exp(-j\theta(f)), \quad (6)$$

где $|H(f)|$ – амплитудно-частотная характеристика канала (АЧХ); $\theta(f)$ – фазо-частотная характеристика канала (ФЧХ).

Далее с учетом (6) выражение (5) преобразуется к виду

$$S_{sy}(f) = S_{ss}(f)H(f) + S_{sn}(f). \quad (7)$$

Для оценки частотного состава сигналов используется модуль спектральной плотности [5]. В данном случае это $|S_{sy}(f)|$. Запишем спектральную плотность $S_{sy}(f)$ в полярном виде, и, учитывая, что $S_{ss}(f)$ – действительная функция частоты, получим

$$S_{sy}(f) = |S_{sy}(f)| \exp(-j\Phi(f)) = S_{ss}(f) |H(f)| \exp(-j\theta(f)) + |S_{sn}(f)| \exp(-j\theta_{sn}(f)), \quad (8)$$

где $| \cdot |$ – модуль функции; $\Phi(f)$ – фазовый угол; $\theta_{sn}(f)$ – фазовый угол.

Из выражения (8) $|S_{sy}(f)|$ равен

$$|S_{sy}(f)| = |S_{ss}(f)H(f)\exp(-j\theta(f)) + |S_{sn}(f)\exp(-j\theta_{sn}(f))|. \quad (9)$$

Используя свойства модуля комплексных чисел, оценим $|S_{sy}(f)|$ по выражению (9) и получим [6]

$$|S_{sy}(f)| \leq S_{ss}(f)|H(f)| + |S_{sn}(f)|. \quad (10)$$

Из последнего выражения видно, что модуль взаимной спектральной плотности зависит от произведения спектральной плотности зондирующего сигнала на амплитудно-частотную характеристику канала, которая здесь выступает как частотно-зависимый коэффициент ослабления плюс модуль взаимной спектральной плотности сигнала $x(t)$ и шума $n(t)$, который определяется взаимокорреляционными свойствами сигнала и шума.

Для дальнейших рассуждений будем полагать, что сигнал $x(t)$ и шум канала $n(t)$ некоррелированы. При таких условиях (7) преобразуется в выражение

$$S_{sy}(f) = H(f)S_{ss}(f). \quad (11)$$

Определим по функции $x(t)$ спектральную плотность канала $S_{xx}(f)$, которая находится по формуле

$$S_{xx}(f) = F[R_{xx}(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \quad (12)$$

где

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t)x(t+\tau)] = E\left[\int_0^{\infty} h(\tau_1)s(t-\tau_1)d\tau_1 \int_0^{\infty} h(\tau_2)s(t+\tau-\tau_2)d\tau_2\right] = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} h(\tau_1)h(\tau_2)R_{ss}(\tau+\tau_1-\tau_2)d\tau_1d\tau_2 \quad (13)$$

– автокорреляционная функция сигнала на выходе канала.

Подставляя в (12) выражение (13), получим, что

$$S_{xx}(f) = |H(f)|^2 S_{ss}(f). \quad (14)$$

С учетом формулы (11) (14) преобразуется к виду

$$S_{xx}(f) = H(f)H^*(f)S_{ss}(f) = S_{sy}^*(f) \frac{S_{sy}(f)}{S_{ss}(f)} = \frac{|S_{sy}(f)|^2}{S_{ss}(f)}. \quad (15)$$

Следует отметить, что спектральную плотность канала $S_{xx}(f)$ можно, таким образом, оценить по $s(t)$ и $y(t)$, даже не наблюдая $x(t)$.

Следовательно, можно определить и спектральную плотность шума $S_{nn}(f)$, не наблюдая $n(t)$. Рассмотрим, как это можно получить, используя функцию когерентности [5].

По определению, функция обычной когерентности сигналов $s(t)$ и $y(t)$ (рисунок) равна

$$\gamma_{sy}^2(f) = \frac{|S_{sy}(f)|^2}{S_{ss}(f)S_{yy}(f)}, \quad (16)$$

где $S_{yy}(f) = F[R_{yy}(\tau)] = F[R_{xx}(\tau) + R_{nn}(\tau)] = S_{xx}(f) + S_{nn}(f)$ – спектральная плотность выходного сигнала $y(t)$.

Так как

$$\begin{aligned} R_{sy}(\tau) &= E[S(t)y(t+\tau)] = E[s(t)(x(t+\tau) + n(t+\tau))] = \\ &= E[s(t)x(t+\tau)] + E[s(t)n(t+\tau)] = R_{sx}(\tau) + R_{sn}(\tau) \end{aligned} \quad (17)$$

и учитывая, что сигнал и шум некоррелированы, получим

$$R_{sy}(\tau) = R_{sx}(\tau), \quad (18)$$

и, соответственно, спектральная плотность

$$S_{sy}(f) = S_{sx}(f), \quad (19)$$

где $S_{sx}(f) = F[R_{sx}(\tau)]$ – взаимная спектральная плотность сигналов $s(t)$ и $x(t)$; $R_{sx}(\tau) = E[s(t)x(t+\tau)]$ – взаимокорреляционная функция $s(t)$ и $x(t)$.

Перепишем теперь функцию когерентности (16) в следующем виде:

$$\gamma_{sy}^2(f) = \frac{|S_{sx}(f)|^2}{S_{ss}(f)[S_{xx}(f) + S_{nn}(f)]} = \frac{|S_{sx}(f)|^2}{S_{ss}(f)S_{xx}(f) \left[1 + \frac{S_{nn}(f)}{S_{xx}(f)}\right]}. \quad (20)$$

Ввиду того, что $\frac{|S_{sx}(f)|^2}{S_{ss}(f)S_{xx}(f)} = 1$, функцию когерентности для рассматриваемого случая

можно представить как

$$\gamma_{sy}^2(f) = \frac{1}{1 + S_{nn}(f)/S_{xx}(f)}, \quad (21)$$

или

$$\gamma_{sy}^2(f) = \frac{S_{xx}(f)}{S_{xx}(f) + S_{nn}(f)} = \frac{S_{xx}(f)}{S_{yy}(f)}. \quad (22)$$

Так как

$$S_{yy}(f) = S_{xx}(f) + S_{nn}(f),$$

откуда

$$S_{nn}(f) = S_{yy}(f) - S_{xx}(f), \quad (23)$$

и учитывая (21), получим

$$S_{nn}(f) = S_{yy}(f) - \gamma_{sy}^2(f)S_{yy}(f) = [1 - \gamma_{sy}^2(f)]S_{yy}(f). \quad (24)$$

Из полученного выражения следует, что $\gamma_{sy}^2(f)$ можно интерпретировать как относительный вклад $s(t)$ в $S_{yy}(f)$ на частоте f , а $1 - \gamma_{sy}^2(f)$ – как относительный вклад в $S_{yy}(f)$ отлич-

ных от $s(t)$ процессов на частоте f . Следовательно, функция обычной когерентности разбивает наблюдаемый спектр выходного сигнала на некоррелированные составляющие, соответствующие входному сигналу и постороннему шуму.

Проверим работоспособность выражений (4), (7), (10) для малоподвижной цели на примере гармонического сигнала. Полезными свойствами такого сигнала являются то, что его автокорреляционная функция имеет вид гармонического колебания такой же частоты, сигнал не коррелирует с гармоническими сигналами иной частоты и слабо коррелирует с белым гауссовым шумом. И тогда, используя выражения (4), (10), приходим к задаче использования спектрального оценивания для обнаружения присутствия гармонического сигнала. При этом необходимо отметить, что применение вначале формулы (4) приводит к декорреляции посторонних гармонических составляющих, и наоборот, к выделению необходимого сигнала. Применение затем выражения (10) приводит к тому, что гармоническая корреляционная функция эхо-сигнала сжимается, и его спектральная плотность стремится к δ -функции с увеличением длительности сигнала. Заметим также, что в выражении (10) множитель $|H(f)|$ появляется при наличии сигнала в канале распространения, т.е. эхо-сигнала, который коррелирован с зондирующим. Поэтому разумно в качестве порога обнаружения выбрать $|S_{sn}(f)|$, который оценивается предварительно или между зондирующими посылками.

В соответствии с выражениями (4), (7), (10) алгоритм обработки принятого сигнала $y(t)$ для выделения в его составе гармонического эхо-сигнала сводится к следующим шагам:

- 1) оценивание взаимокорреляционной функции излученного сигнала и окрашенного шума $R_{sn}(\tau)$;
- 2) вычисление по $R_{sn}(\tau)$ взаимной спектральной плотности $|S_{sn}(f)|$;
- 3) определение порога обнаружения путем вычисления $|S_{sn}(f)|$;
- 4) вычисление взаимной корреляционной функции $R_{sy}(\tau)$ между излученным сигналом $s(t)$ и эхо-сигналом $y(t)$;
- 5) вычисление взаимной спектральной плотности $|S_{sy}(f)|$ по $R_{sy}(\tau)$;
- 6) вычисление модуля $|S_{sy}(f)|$;
- 7) сравнение $|S_{sy}(f)|$ с $|S_{sn}(f)|$.

Список литературы

1. Акустика океана / пер. Де Санто. – М.: Мир, 1982.
2. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы акустики океана. – Л.: Гидрометеоиздат, 1982.
3. Толстой И., Клей К.С. Акустика океана. – М.: Мир, 1969.
4. Клей К., Медвин Г. Акустическая океанография. – М.: Мир, 1969.
5. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. – М.: Мир, 1989.
6. Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функций комплексного переменного. – М.: Наука, 1987.

Сведения об авторах: Шостак Сергей Васильевич, кандидат технических наук, доцент, e-mail: servash@mail.ru;

Бакланов Евгений Николаевич, доцент, e-mail: baklanoven@mail.ru;

Стародубцев Павел Анатольевич, доктор технических наук, профессор, e-mail: spa1958@mail.ru;

Шевченко Александр Петрович, e-mail: vunc-vmf-tovmi@mail.ru.