

КОМПЕНСАЦИЯ ВЛИЯНИЯ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЗВУКА В ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

С.А. Пахомов, С.В. Шостак

Состояние гидроакустического канала распространения звука зависит от множества случайных факторов среды. Для учета влияния такого канала на передаваемый сигнал может использоваться метод линейной фильтрации, в рамках которого канал представляется в виде линейной инвариантной системы с аддитивным гауссовским шумом, где связь между сигналами на входе и выходе описывается импульсной характеристикой. Необходимыми условиями эффективности применения данного метода являются выбор входного сигнала и оценка весовых коэффициентов используемой системы, что в работе выполнено на основе теоремы Гаусса–Маркова. При решении задачи получены несмещенные оценки с минимальной дисперсией, в том числе для случая применения в качестве входного сигнала псевдослучайной последовательности. Предложен метод компенсации влияния канала с учетом знания его импульсной характеристики, позволяющий уменьшать уровень шумовой составляющей.

Ключевые слова: гидроакустический канал, весовые коэффициенты, дисперсия, несмещенная оценка с минимальной дисперсией, псевдослучайная последовательность, импульсная характеристика.

ВВЕДЕНИЕ

Распространение гидроакустических сигналов в водной среде в значительной степени определяется распределением скорости звука по глубине, что создает многолучевое распространение, в силу действия которого существуют различные трассы передачи звуковой энергии. Такое явление вызывает размытие сигнала по дальности. При решении задач обработки принятых сигналов необходимо моделировать эти явления и компенсировать их влияние на сигнал. В рамках линейной акустики основным способом описания акустических каналов с размытием является их моделирование с помощью линейных систем, обладающих определенным набором параметров. Размытый сигнал представляет собой суперпозицию отдельных сигналов, прошедших по различным трассам и отличающихся коэффициентами ослабления и временными задержками. Считается также, что гидроакустический канал стационарен во время обработки, и его параметры не изменяются незначительно или изменяются незначительно. Такое допущение справедливо в большинстве случаев практического применения гидроакустических систем [1]. В данном случае задачу о распространении звука в гидроакустическом канале (далее – канале) возможно рассматривать как

задачу о линейной фильтрации, когда связь между сигналами на входе и выходе канала может описываться его импульсной характеристикой [2]. Рассмотрим теоретическую модель, где канал представим в виде взвешенной линии задержки или фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ) $h(n)$.

■ Оценка импульсной характеристики канала

Положим, что дискретный входной сигнал $s(n)$, используемый для анализа канала, известен, т.е. задан для своих отсчетов $n = 0, 1, \dots, N-1$, и что выходной сигнал $x(n)$ наблюдается на таком же интервале. Тогда в идеальном случае на выходе канала (на входе устройства обработки) наблюдается последовательность $\sum_{l=0}^{p-1} h(l)s(n-l)$, где n, l – номера отсчетов во временной области, p – порядок фильтра (рис. 1).

Из данной последовательности необходимо оценить весовые коэффициенты $h(l)$, или импульсную характеристику фильтра. На практике выходной сигнал искажается шумом канала, поэтому:

$$x(n) = \sum_{l=0}^{p-1} h(l)s(n-l) + \omega(n), \quad (1)$$

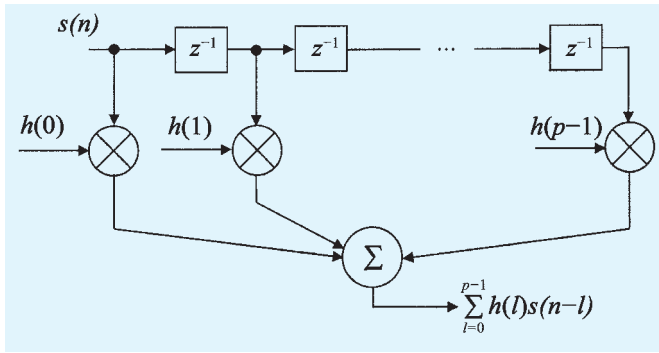


Рис. 1. Структурная схема модели гидроакустического канала распространения звука

где $\omega(n)$ – белый гауссовский шум, $n = 0 \div N - 1$, с плотностью функции распределения $\mathcal{N}(\mathbf{O}, \sigma^2 \mathbf{I})$ со средним значением $\mathbf{O}$ и ковариационной матрицей $\sigma^2 \mathbf{I}$ ($\mathbf{I}$ – единичная матрица размерностью $N \times N$), и предполагается, что $s(n) = 0$ для всех $n < 0$.

В векторно-матричной форме выражение (1) имеет вид:

$$\begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(0) & 0 & \dots & 0 \\ s(1) & s(0) & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s(N-1) & s(N-2) & \vdots & s(N-p) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ \vdots \\ h(p-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega(0) \\ \omega(1) \\ \vdots \\ \omega(N-1) \end{bmatrix}$$

или:

$$\mathbf{X} = \mathbf{S}\mathbf{\theta} + \mathbf{W}, \quad (2)$$

где $\mathbf{X}$ – $(N \times 1)$ – вектор выходного сигнала; $\mathbf{S}$ – $(N \times p)$ – матрица входного сигнала; $\mathbf{\theta}$ – $(p \times 1)$ вектор коэффициентов импульсной характеристики канала; $\mathbf{W}$ – $(N \times 1)$ – вектор белого гауссовского шума.

Выражение (2) есть форма линейной модели с белым гауссовским шумом. Задача оценки весовых коэффициентов канала передачи $h(n)$ сводится к оценке вектора $\mathbf{\theta}$ из уравнения (2). Для его оценки используем теорему Гаусса–Маркова [3, 4], которая утверждает, что если данные наблюдений моделируются как $\mathbf{X} = \mathbf{S}\mathbf{\theta} + \mathbf{W}$, где $\mathbf{X}$ – $(N \times 1)$ вектор наблюдений, $\mathbf{S}$ – известная $(N \times p)$ матрица наблюдений с $(N > p)$ и ранга p , $\mathbf{\theta}$ – $(p \times 1)$ вектор оцениваемых параметров, $\mathbf{W}$ есть $(N \times 1)$ вектор шума с плотностью функции распределения $\mathcal{N}(\mathbf{O}, \sigma^2 \mathbf{I})$, то несмещенная оценка с минимальной дисперсией (НОМД):

$$\hat{\theta} = (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{X},$$

ковариационная матрица которой имеет вид: $\mathbf{C}_{\hat{\theta}} = \sigma^2 (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1}$.

При анализе систем ключевым вопросом является выбор тестового сигнала $s(n)$.

Так как

$$\text{var}(\hat{\theta}_i) = \mathbf{e}_i^T \mathbf{C}_{\hat{\theta}} \mathbf{e}_i$$

где $\hat{\theta}_i$ – дисперсия, $\mathbf{e}_i = [00 \dots 10 \dots 0]^T$ с единицей на i -й позиции и $\mathbf{C}_{\hat{\theta}}^{-1}$ может быть факторизована как $\mathbf{C}_{\hat{\theta}}^{-1} = \mathbf{D}^T \mathbf{D}$ с инвертируемой $(p \times p)$ матрицей $\mathbf{D}$, можем воспользоваться неравенством Коши–Шварца. Замечая, что

$$(\mathbf{e}_i^T \mathbf{D}^T \mathbf{D} \mathbf{e}_i)^2 = 1,$$

положим $\mathbf{g}_1 = \mathbf{D} \mathbf{e}_i$ и $\mathbf{g}_2 = \mathbf{D}^T \mathbf{e}_i$, что дает неравенство:

$$(\mathbf{g}_1^T \mathbf{g}_2)^2 \leq \mathbf{g}_1^T \mathbf{g}_1 \mathbf{g}_2^T \mathbf{g}_2. \quad (3)$$

Но так как $\mathbf{g}_1^T \mathbf{g}_2 = 1$, то выражение (3) преобразуется к виду:

$$1 \leq (\mathbf{e}_i^T \mathbf{D}^T \mathbf{D} \mathbf{e}_i) (\mathbf{e}_i^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{D}^{-T} \mathbf{e}_i) = (\mathbf{e}_i^T \mathbf{D}^T \mathbf{D} \mathbf{e}_i) \text{var}(\hat{\theta}_i),$$

или окончательно:

$$\text{var}(\hat{\theta}_i) \geq \frac{1}{\mathbf{e}_i^T \mathbf{C}_{\hat{\theta}}^{-1} \mathbf{e}_i} = \frac{\sigma^2}{[\mathbf{S}^T \mathbf{S}]_{ii}}. \quad (4)$$

Минимум дисперсии или равенство в выражении (4) достигается только если $\mathbf{g}_1 = c \mathbf{g}_2$ для постоянной c , или:

$$\mathbf{D} \mathbf{e}_i = c_i \mathbf{D}^T \mathbf{e}_i. \quad (5)$$

Аналогичные условия для всех минимизируемых дисперсий:

$$\mathbf{D}^T \mathbf{D} \mathbf{e}_i = c_i \mathbf{e}_i, \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (6)$$

Так как

$$\mathbf{D}^T \mathbf{D} = \mathbf{C}_{\hat{\theta}}^{-1} = \frac{\mathbf{S}^T \mathbf{S}}{\sigma^2}, \quad (7)$$

то имеет место выражение:

$$\frac{\mathbf{S}^T \mathbf{S}}{\sigma^2} \cdot \mathbf{e}_i = c_i \mathbf{e}_i. \quad (8)$$

Скомбинируем уравнения (4–8) в матричной форме, тогда условия для достижения минимально возможных дисперсий есть:

$$\mathbf{S}^T \mathbf{S} = \sigma^2 \begin{bmatrix} c_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & c_p \end{bmatrix}.$$

Поэтому для минимизации дисперсии в НОМД $s(n)$ должен быть таким, чтобы матрица $(\mathbf{S}^T \mathbf{S})$ была диагональной. Так как $(\mathbf{S})_{ii} = s(i - l)$ и

$$(\mathbf{S}^T \mathbf{S})_{il} = \sum_{n=1}^N s(n-i)s(n-l), i = 1, 2, \dots, p; l = 1, 2, \dots, p, \text{ то}$$

для больших значений N имеем:

$$(\mathbf{S}^T \mathbf{S})_{il} \approx \sum_{n=0}^{N-1-|i-l|} s(n)s(n+|i+l|). \quad (9)$$

Выражение (9) представляет корреляционную функцию детерминированной последовательности $s(n)$ [5]. С этим приближением матрица $\mathbf{S}^T \mathbf{S}$ становится симметричной теплицевой автокорреляционной матрицей:

$$\mathbf{S}^T \mathbf{S} = N \begin{bmatrix} r_{ss}(0) & r_{ss}(1) & \dots & r_{ss}(p-1) \\ r_{ss}(1) & r_{ss}(0) & \dots & r_{ss}(p-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{ss}(p-1) & r_{ss}(p-2) & \dots & r_{ss}(0) \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где выражение $r_{ss}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-k} s(n)s(n+k)$ рассматривается как автокорреляционная функция $s(n)$. Из (10)

следует, что для получения диагональной матрицы $\mathbf{S}^T \mathbf{S}$ необходимо $r_{ss}(k) = 0$ при всех $k \neq 0$.

Такого вида корреляционную функцию можно получить, если в качестве входного сигнала применить псевдослучайные последовательности (ПСП) [6, 7]. Для этих условий $\mathbf{S}^T \mathbf{S} = N r_{ss}(0) \mathbf{I}$ и, следовательно: $\text{var}(\hat{h}(i)) = \frac{1}{N r_{ss}(0)} = \frac{\sigma^2}{N r_{ss}(0)}$, при этом оценки

веса коэффициентов независимы.

Как следствие выбора ПСП сигнала получим НОМД:

$$\hat{\theta} = (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{X}, \quad (11)$$

где:

$$\mathbf{S}^T \mathbf{S} = N r_{ss}(0) \mathbf{I}. \quad (12)$$

Из выражений (11) и (12) получаем:

$$\begin{aligned} \hat{h}(i) &= \frac{1}{N r_{ss}(0)} \sum_{n=0}^{N-1} s(n-i)x(n) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-i} s(n)x(n+i) \\ &= \frac{r_{sx}(i)}{r_{ss}(0)}, \end{aligned} \quad (13)$$

так как $s(n) = 0$ для всех $n < 0$. Числитель в (13) есть взаимокорреляционная функция $r_{sx}(i)$ между входной и выходной последовательностями. Поэтому если для анализа канала применяется ПСП сигнал, тогда с приближением для больших значений N НОМД имеют вид:

$$\hat{h}(i) = \frac{r_{sx}(i)}{r_{ss}(0)}, i = 0, 1, \dots, p-1, \quad (14)$$

где

$$r_{sx}(i) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-i} s(n)x(n+i), r_{ss}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s^2(n).$$

■ Оценка обратной импульсной характеристики канала

Так как конечной целью обработки сигнала $x(n)$ является оценка его параметров после обнаружения в принятой смеси «сигнал – помеха», то попытаемся устранить искажающее воздействие рассматриваемого канала. Исходя из теоремы взаимности проанализируем канал в терминах обратимых линейных систем, инвариантных во времени [8, 9]. По определению, система считается обратимой, если имеется взаимно-однозначное соответствие между ее входными и выходными сигналами. Это определение показывает, что если известна выходная последовательность $x(n)$ при всех $-\infty < n < \infty$ обратимой системы T , то можно однозначно определить ее вход $s(n)$ при $-\infty < n < \infty$. Каскадное соединение системы и ее обратной дает единичную систему, так как

$$s(n) = T^{-1}[x(n)] = T^{-1}[T[s(n)]] = s(n) \quad (15)$$

и, как показано на рис. 2.

Так как наша линейная система (канал), инвариантная во времени, имеет импульсную характеристику $h(n)$, то пусть $h'(n)$ – импульсная характеристика обратной системы T^{-1} . Тогда (15) эквивалентно уравнению линейной свертки вида:

$$s(n) = h'(n) * h(n) * s(n). \quad (16)$$

Выражение (16) подразумевает, что

$$h(n) * h'(n) = \delta(n), \quad (17)$$

где $\delta(n)$ – дельта-символ Дирака, $\delta(n) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}$.

Уравнение свертки в (17) может быть использовано для нахождения $h'(n)$ в случае известной $h(n)$. Решим выражение (17) непосредственно с использо-

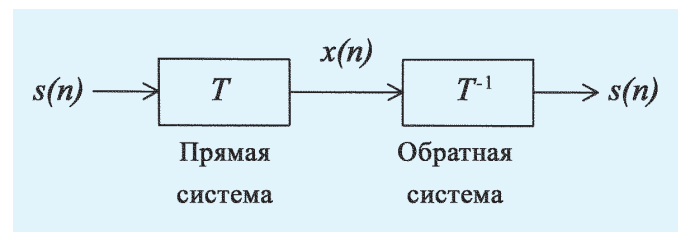


Рис. 2. Каскадное соединение прямой и обратной систем

ванием цифровых методов. Учитывая, что (17) не обладает единственным решением, наложим условия, что прямая и обратная системы каузальны во времени, т.е. $h(n) = 0$ и $h'(n) = 0$ при всех $n < 0$.

Тогда (17) выражается соотношением вида:

$$\sum_{k=0}^n h(k)h'(n-k) = \delta(n). \quad (18)$$

Для значений $n = 0, 1, \dots, M-1$, где M – длина $h(n)$, можем сформировать систему следующего вида:

$$\begin{aligned} n=0 & \quad h(0)h'(0) = 1 \\ n=1 & \quad h(0)h'(1) + h(1)h'(0) = 0 \\ \dots & \quad \dots \quad \dots \\ & \quad h(0)h'(M-1) + \\ n=M-1 & \quad + h(1)h'(M-2) + \dots + \\ & \quad + h(M-1)h'(0) = 0. \end{aligned} \quad (19)$$

Перепишем соотношения (19) в векторно-матричном виде:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} h(0) & \dots & 0 \\ h(1)h(0) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ h(M-1)h(M-2) & \dots & h(0) \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}} \underbrace{\begin{bmatrix} h'(0) \\ h'(1) \\ \dots \\ h'(M-1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}'} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{a}} \quad (20)$$

и получим систему из M линейных уравнений с M неизвестными $\mathbf{h}'$, $i = 0, 1, \dots, M-1$, которая в более компактном выражении имеет вид:

$$\mathbf{b}\mathbf{h}' = \mathbf{a}.$$

Вектор обратной импульсной характеристики $\mathbf{h}'$ находится из решения системы линейных уравнений:

$$\mathbf{h}' = \mathbf{b}^{-1}\mathbf{a}, \quad (21)$$

где $\mathbf{b}^{-1}$ – матрица, обратная $\mathbf{b}$.

Равенство (21) представляет собой матричное решение нашей системы линейных уравнений с невырожденной матрицей. Найдём соответствующие значения переменных $h'(i)$. Подставив в (21) выраже-

ние для обратной матрицы $\mathbf{b}^{-1} = \frac{1}{\Delta}(b_{ij})^T$, где $\Delta = \det \mathbf{b}$, получим:

$$\mathbf{h}' = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} A_{11} & \dots & A_{n1} \\ A_{12} & \dots & A_{n2} \\ \dots & \dots & \dots \\ A_{1n} & \dots & A_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix}, \quad (22)$$

где $A_{11} \dots A_{nn}$ – алгебраические дополнения.

Произведение матрицы $(b_{ij})^T$ на столбец (a_i) является столбцом, элементы которого обозначим как $\Delta_1 \dots \Delta_n$. По правилу матричного умножения и согласно теорем об алгебраических дополнениях:

$$\Delta_1 = A_{11}a_1 + A_{21}a_2 + \dots + A_{n1}a_n = \begin{vmatrix} a_1 & b_{12} & \dots & b_{1n} \\ a_2 & b_{22} & \dots & b_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_n & b_{n2} & \dots & b_{nn} \end{vmatrix}, \dots,$$

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} b_{11} & \dots & b_{1(n-1)} & a_1 \\ b_{21} & \dots & b_{2(n-1)} & a_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_{n1} & \dots & b_{n(n-1)} & a_n \end{vmatrix}.$$

Далее из (22) получаем формулы Крамера, дающие решение нашей системы:

$$h'(0) = \frac{\Delta_1}{\Delta}, \dots, h'(M-1) = \frac{\Delta_{M-1}}{\Delta}. \quad (23)$$

Используя (23) и зная, что $\mathbf{b} = h^M(0)$, представим $\mathbf{h}'$ в виде:

$$\mathbf{h}' = \begin{bmatrix} \frac{h^{M-1}(0)}{h^M(0)} \\ -\frac{h(1)h^{M-1}(0)}{h^M(0)} \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Строго говоря, заметно, что сложность применения метода Крамера увеличивается с ростом N . Точные значения $h'(i)$ в выражении (24) при больших значениях N возможно получить также путем решения (20) методом итерации.

Далее, с учетом (14), для ПСП сигнала окончательно имеем:

$$\hat{\mathbf{h}}' = \begin{bmatrix} \frac{r_{sx}^{M-1}(0)r_{ss}^M(0)}{r_{ss}^{M-1}(0)r_{sx}^M(0)} \\ \frac{r_{sx}(1)r_{ss}^{M-1}(0)r_{ss}^M(0)}{r_{ss}(0)r_{ss}^{M-1}(0)r_{sx}^M(0)} \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{r_{sx}(1)}{r_{ss}(0)} \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (25)$$

При анализе (19) ясно, что значения $h'(n)$ для $n \geq 1$, кроме выражения (21), могут быть также получены рекурсивно из уравнения:

$$h'(n) = -\frac{1}{h(0)} \sum_{k=1}^n h(k)h'(n-k), \quad (26)$$

которое реализуется в программном виде.

Реализация (26) имеет две особенности:

- метод не работает, если $h(0) = 0$, что может быть исправлено введением подходящей задержки в правую часть (18), т.е. заменяя $\delta(n)$ на $\delta(n-m)$, если $h(0) = 0$, тогда $h(1) \neq 0$ и т.д.;
- рекурсия в (26) вызывает рост ошибок округления, которые растут с ростом n , в результате точность $h'(n)$ для больших n ухудшается.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренный метод компенсации влияния гидроакустического канала распространения предполагает, что импульсная характеристика такого канала известна. Определение импульсной характеристики гидроакустического канала в работе основано на его представлении в виде линейной инвариантной системы с аддитивным гауссовским шумом, что позволило представить канал в векторно-матричном виде или в виде системы уравнений. Оценка весовых коэффициентов такой системы произведена на основе теоремы Гаусса–Маркова, для получения несмещенных оценок с минимальной дисперсией как в общем случае, так и в случае использования в качестве входного (зондирующего) сигнала псевдослучайной последовательности. Существуют методы получения импульсных характеристик каналов с многолучево-

стью, что присуще в том числе гидроакустическим условиям, например, на основе методов адаптивной фильтрации [2].

Методы компенсации искажений в канале передачи применяются, например, в системах связи, в которых при определении импульсной характеристики полагается, что отношение сигнал/шум в канале большое и аддитивный шум канала практически отсутствует. Затем применяется метод инверсной фильтрации, при котором спектр принятого сигнала делится на частотную характеристику канала. В гидроакустике такое допущение неправомерно, так как в канале, совместно с потерями на переотражение и поглощение энергии, присутствует аддитивный шум высокой интенсивности, что значительно влияет на расчет импульсной характеристики. Операция деления в случае инверсной фильтрации оказывается нелинейной, и наличие аддитивных шумовых составляющих делает такую фильтрацию неустойчивой. В отличие от деления при вычислении свертки проводится усреднение по определенному количеству отсчетов, что уменьшает шумовую составляющую. По этой причине в гидроакустических системах для прогноза и расчета обратной импульсной характеристики целесообразно применять выражения (25), (26), придерживаясь практического правила равенства времени воздействия и времени отклика системы (фильтра).

ЛИТЕРАТУРА

1. Толстой И., Клей К.С. Акустика океана. Теория и эксперимент в подводной акустике. М.: Мир, 1969. 301 с.
2. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
3. Андерсон Т. Статистический анализ временных рядов. М.: Мир, 1976. 756 с.
4. Рао С.Р. Линейные статистические методы и их применения. М.: Наука, 1968. 548 с.
5. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с.
6. Кук И., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.
7. Пахомов С.А., Шостак С.В. Идентификация гидроакустического канала передачи // Стратегическая стабильность. 2020. Вып. 1 (90). С. 56–59.
8. Опенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Связь, 1979. 416 с.
9. Цыпкин Я.З. Основы теории обучающихся систем. М.: Наука, 1970. 252 с.

ОБ АВТОРАХ

ПАХОМОВ Сергей Анатольевич – научный сотрудник.

Область научных интересов: гидроакустика, обработка сигналов.

3 испытательный центр войсковой части 09703,

Адрес: 690080, Владивосток, ул. Басаргина., 22.

Тел.: +7 (423) 263-82-77.

E-mail: pifagors@bk.ru.

Orcid ID: 0000-0003-0184-7302

Для цитирования:

Пахомов С.А., Шостак С.В. Компенсация влияния канала распространения звука в гидроакустических системах // Подводные исследования и робототехника. 2020. № 3 (33). С. 31–35. DOI: 10.37102/24094609.2020.3.3.004.

ШОСТАК Сергей Васильевич – кандидат технических наук, начальник лаборатории, .

Область научных интересов: гидроакустика, обработка сигналов.

3 испытательный центр войсковой части 09703.

Адрес: 690080, Владивосток, ул. Басаргина., 22.

Тел.: +7 (423) 263-82-77.

E-mail: servash@mail.ru

Orcid ID: 0000-0003-4826-3953

Статья поступила в редакцию 05.07.2020

Опубликована 25.03.2020

COMPENSATION OF THE EFFECTS OF SOUND PROPAGATION CHANNEL IN UNDERWATER ACOUSTIC SYSTEMS

S.A. Pakhomov, S.V. Shostak

The state of the underwater acoustic channel depends on a variety of random factors of the media. Estimation of the influence of such channel on the transmitting signal can be performed by the method of linear filtration. It considers channel as a linear nonvariant system with additive Gaussian noise, where the relation between input and output signals is described by impulse response. The necessary condition of efficient implementation of this method is the selection of valid input signals and estimation of the weight coefficient of the implemented system, which was performed using Gauss–Markov theorem in the present work. Following the results of solving the problem, the minimum variance unbiased estimates were obtained, including the case of using the pseudorandom sequence as an input signal. At long last, the paper presents the method of channel influence compensation with consideration of known impulse response, which allows reducing the level of the noise component.

Key words: underwater acoustic channel, weight coefficients, dispersion, minimum variance unbiased estimate, pseudorandom sequence, impulse response.

Recommended citation:

Pakhomov S.A., Shostak S.V. COMPENSATION OF THE EFFECTS OF SOUND PROPAGATION CHANNEL IN UNDERWATER ACOUSTIC SYSTEMS // Underwater Investigation and Robotics. 2020. No. 3 (33). P. 31–35. DOI: 10.37102/24094609.2020.33.3.004

REFERENCES

1. Tolstoy I., Kley K.S. *Akustika okeana. Teoriya i eksperiment v podvodnoy akustike*. M.: Mir, 1969. 301 p.
2. Uidrou B., Stirnz S. *Adaptivnaya obrabotka signalov*. M.: Radio i svyaz', 1989. 440 p.
3. Anderson T. *Statisticheskii analiz vremennykh ryadov*. M.: Mir, 1976. 756 p.
4. Rao S.R. *Lineynye statisticheskie metody i ikh primeneniya*. M.: Nauka, 1968. 548 p.
5. Rabiner L., Gould B. *Teoriya i primeneniye tsifrovoy obrabotki signalov*. M.: Mir, 1978. 848 p.
6. Kuk I., Bernfel'd M. *Radiolokatsionnye signaly*. M.: Sov. radio, 1971. 568 p.
7. Pakhomov S.A., Shostak S.V. *Identifikatsiya gidroakusticheskogo kanala peredachi // Strategicheskaya stabil'nost'*. 2020. Vol. 1 (90). P. 56–59.
8. Oppenheym A., Shafer R. *Tsifrovaya obrabotka signalov*. M.: Svyaz', 1979. 416 p.
9. Tsypkin Ya.Z. *Osnovy teorii obuchayushchikhsya sistem*. M.: Nauka, 1970. 252 p.

ABOUT THE AUTHORS

PAKHOMOV S.A. – research scientist.

Research interests: hydroacoustics, signal processing.

3 test center of the military unit 09703

Address: 22, Basargin st., Vladivostok, 690080.

Ph.: +7 (423) 263-82-77.

E-mail: pifagors@bk.ru.

Orcid ID: 0000-0003-0184-7302

SHOSTAK S.V. – Ph.D. in technical sciences, laboratory director.

Research interests: hydroacoustics, signal processing.

3 test center of the military unit 09703

Address: 22, Basargin st., Vladivostok, 690080.

Ph.: +7 (423) 263-82-77.

E-mail: servash@mail.ru

Orcid ID: 0000-0003-4826-3953

Manuscript received: 05.07.2020

Published: 25.09.2020