



УДК 004.02:681.2.08

© И. Н. Бурдинский, 2009

**МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ  
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ**

Бурдинский И. Н. – канд. техн. наук, доц. кафедры «Вычислительная техника», тел.: (4212) 22-43-56, e-mail: igor\_burdinsky@mail.ru (ТОГУ)

В работе представлен обзор и анализ современных методов и средств обработки сигналов гидроакустических систем позиционирования.

Review and analysis of advanced methods of signal processing for hydroacoustic positioning systems are presented in this work.

*Ключевые слова:* SONAR, детектирование, вероятность, корреляция.

С точки зрения теории вероятности, задача детектирования сигнала в присутствии шума и помех определяется как задача *тестирования гипотезы* [1]. В простейшем случае проблема детектирования предполагает две гипотезы:

$H_0$ : сигнал в канале отсутствует;  
 $H_1$ : сигнал в канале присутствует.

Если справедлива гипотеза  $H_0$ , то на входе приемной антенны присутствует только шум внешней среды, в случае  $H_1$  на входе антенны присутствует как искомый сигнал, так и различные шумы и помехи. Обозначим через  $p_{H_0}$  и  $p_{H_1}$  вероятности возникновения соответствующих гипотез, тогда отношение  $\Lambda = p_{H_1} / p_{H_0}$  называется функцией правдоподобия. Решение о детектировании осуществляется путем сравнения функции правдоподобия с установленным пороговым значением  $\mu$ , т. е. если выполняется условие  $\Lambda > \mu$ , тогда в канале присутствует сигнал.

*Вероятность детектирования*  $p_D$  [2] характеризует способность обнаружить событие, если оно присутствует. *Вероятность ложного срабатывания*  $p_{fa}$  характеризует ситуацию, когда система сообщает о событии, которое на самом деле не произошло. *Характеристика функционирования приемника* (receiver operating characteristics, ROC) – это кривая, которая ставит в соответствие  $p_D$  и  $p_{fa}$  (рис. 1). Особенность данной кривой состоит в том, что угол

наклона касательной в точке  $(p_D, p_{fa})$  соответствует пороговому значению детектора  $\mu$ . Для ROC-кривой характерны две точки – (1,1) и (0,0), которые описывают ситуации, когда произвольно малый порог гарантирует 100 % детектирование сигнала (ценой 100 % ложного срабатывания) и 0 % ошибок при произвольно большом пороговом значении (ценой 0 % детектирования реальных событий). Для фиксированной вероятности ложного срабатывания  $p_{fa}$  детектор обязан *гарантировать* фиксированную вероятность детектирования. С уменьшением значения сигнал-шум (SNR) и фиксированном значением  $\mu$  вероятность ложного срабатывания увеличивается.

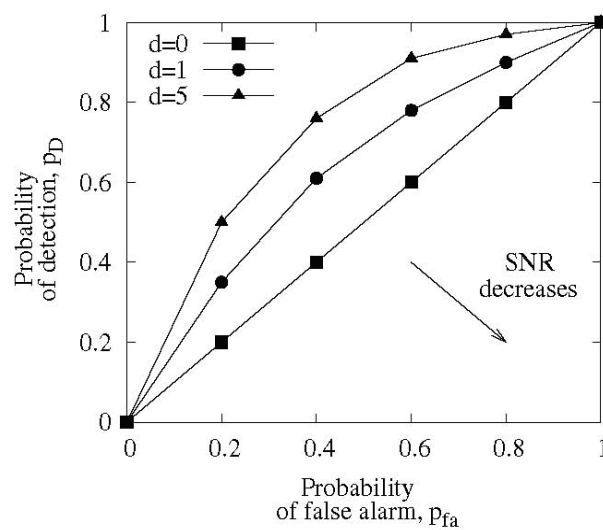


Рис. 1. Характеристика функционирования приемника (ROC)

Функция распределения вероятности ставит в соответствие значение  $A$  случайной величины к вероятности ее возникновения  $p(A)$ . На рис. 2, а представлена функция распределения вероятности шума, имеющего гауссовское распределение с математическим ожиданием (средним значением)  $A_N$  и дисперсией (разбросом значений)  $\sigma_N$ . Функция распределения вероятности шума и сигнала представлена на рис. 2, б. Для фиксированного порогового значения  $\mu$ , (рис. 2, с) демонстрирует вероятности детектирования и ложного срабатывания, введенные ранее.

Характеристика, количественно описывающая степень различия между шумом и сигналом с наложенным шумом, называется *индекс детектирования*  $d$ . В общем случае индекс детектирования и отношение сигнал-шум связаны соотношением

$$d = N P_S / P_N,$$

где  $P_S$ ,  $P_N$  – мощность сигнала и шума соответственно,  $N$  – количество отсчетов в интервале интегрирования (размер окна). В случае, когда передаваемый



сигнал – шум (ситуация, представленная на рис. 2, б индекс детектирования рассчитывается как  $d = (A_S / \sigma)^2$ . На рис. 1 представлено семейство ROC-кривых для различных индексов детектирования. В случае, когда шум и сигнал с шумом имеют совпадающее среднее значение, кривая ROC имеет линейную зависимость ( $d = 0$ ), т. е. вероятности детектирования и ложного срабатывания равны.

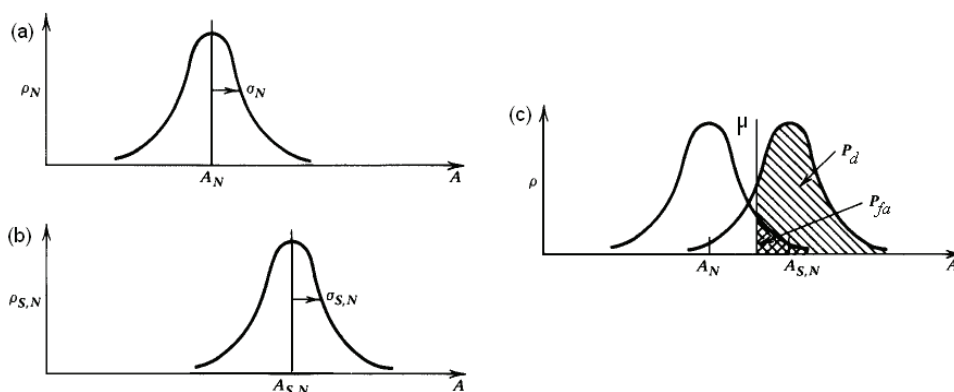


Рис. 2. Функция распределения вероятности [2]:  
а – для шума; б – сигнала с шумом; с – вероятность детектирования  
и ложного срабатывания для заданного  $\mu$

Индекс детектирования и ROC-характеристика используются для *аналитического предсказания* порогового значения  $\mu$ , т. е. для известных параметров детектирования возможно предсказать *теоретическое* минимальное отношение сигнал-шум, при котором еще будет гарантироваться заданные вероятности детектирования и ложного срабатывания. Исторически сложилось, что гидроакустические системы позиционирования именуется *сонарами (SONAR – SOund Navigation And Ranging)*. В зависимости от принципа измерения они делятся на *пассивные* (измерение one-way TOF) и *активные* (измерение two-way TOF) [3]. Рассмотрим в качестве примера one-way TOF детектор при наличие гауссовского шума, входных параметров  $p_D = 90\%$  и  $p_{fa} = 0,01\%$ , времени интегрирования входного сигнала  $T = 0,5$  с, полоса пропускания, используемая для передачи сигнала  $\omega = 100$  Гц. Пусть детектирование производится корреляционным методом. Используя расчетные ROC-кривые [4], получаем индекс детектирования  $d = 25$ . Для корреляционного детектора пороговое значение определяется как

$$\mu = 5 \log(d/\omega T), \quad (1)$$

и составляет  $\mu = -1,5$ дБ. Следует отметить, что выражение (1) справедливо для узкополосного сигнала и низкого отношения сигнал-шум, т. е.  $\omega T \gg 1$  и  $P_S/P_N \ll 1$ .

Теоретическое пороговое значение, как правило, зависит от метода де-

тектирования (например, посредством корреляции), частоты дискретизации входного сигнала, индекса детектирования, который в свою очередь определяется по вероятностям детектирования и ложного срабатывания, функции распределения шума. Выводы формул для расчета идеального порогового значения представлены в работах [2, 5].

В качестве пилотного сигнала, подлежащего детектированию, на практике применяются сигналы различной формы [6, 7]:

- синусоидальный сигнал (узкополосный сигнал);
- сигналы с линейной частотной модуляцией, LFM (с фиксированной полосой пропускания);
- шумоподобные (широкополосные) сигналы.

Очевидно, что вероятность детектирования сигнала зависит не только от его формы, но и непосредственно от метода детектирования. Сравнительные исследования показывают, что для гидроакустических систем следует использовать LFM или шумоподобные сигналы [8, 9].

С математической точки зрения, существующие детекторы реализуют один или комбинацию из перечисленных ниже методов:

- *интегрирование* – наличие в канале сигнала увеличивает средний уровень мощности звука на приемной антенне;
- *корреляция* – при известной форме передаваемого сигнала, корреляционная функция принимает максимальное значение в момент прихода пилотного сигнала;
- *функция правдоподобия* – значение которой максимизируется при совпадении форм сигналов;
- *спектральная характеристика канала* – методы, позволяющие измерить импульсную функцию сигнала, которая в дальнейшем используется для расчета ТОФ.

Типовая сонарная система включает в себя один или серию гидрофонов (подводных микрофонов), выходы с которых подаются на АЦП. Цифровые отсчеты накапливаются и подаются на блок детектирования, устройства непосредственно принимающего решение о наличии или отсутствии сигнала в канале.

К простейшим системам позиционирования относятся *интегральные сонары*. Они реализуют так называемый принцип детектирования энергии. Пусть  $r(t)$  сигнал на входе приемной антенны, тогда

$$r(t) = \alpha s(t - t_d) + n(t),$$

где  $s(t)$  – пилотный сигнал,  $\alpha$  – коэффициент затухания амплитуды (обусловленный потерей мощности),  $n(t)$  – шум и  $t_d$  – неизвестное время распространения. Входной сигнал интегрируется в течение интервала времени  $T$ :

$$y(t) = 1/T \int_0^T r^2(t) dt .$$

Если на рассматриваемом интервале времени  $t \in [0, T]$  значение  $y(t)$  превышает пороговое значение  $\mu$ , система выдает сообщение о детектировании пи-



лотного сигнала. Следует отметить, что регистрируемое интегральным сонаром время  $t'_d$  определяет момент, когда мощность приходящего сигнала превысила порог  $\mu$ . В реальности  $t_d < t'_d$ , т. е. требуется скомпенсировать время регистрации сигнала. Обзор методик уточнения  $t'_d$ , используя методики аппроксимации фронта  $y(t)$ , представлен в [10].

Как правило, интегральные сонары применяются в случаях, когда отношение сигнал-шум имеет высокое значение. Вероятность возникновения в канале пиковых шумов и сложность практического выбора порогового значения ограничивают использование данных систем для систем дальномерного позиционирования. Типовые коммерческие сонары данного типа работают на частотах  $\sim 10$  кГц, в диапазоне 5–10 км, разрешением 0,2–2 м, пороговым значением  $\geq 90$  дБ [11].

В конце 70-х – начале 80-х в литературе, посвященной детектированию сигналов, появились развернутые математические обоснования использования корреляционных детекторов [12]. На сегодняшний день существует большое семейство детекторов данного типа, основанных на вычислении корреляционной функции.

Корреляционная функция для дискретного случая определена как

$$y(p) = E[s(k)r(k+p)],$$

где  $E$  – математическое ожидание, т. е. среднее значение попарного произведения исходного  $s(k)$  и смещенного принятого сигнала  $r(k+p)$ . Функция  $y(p)$  для двух дискретных сигналов рассчитывается как

$$y(p) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-p-1} s(i)r(i+p),$$

где  $K$  – размер окна обработки.

*Классический корреляционный детектор* определяет время распространения  $t_d$  как

$$t_d = \arg \max_p y(p).$$

В зависимости от выбранной стратегии вычисление корреляционной функции производится во временной или частотной области.

В работе [13] было показано, что большинство методов по определению  $t_d$  можно свести к *обобщенному корреляционному методу*. Данный метод включает следующие шаги:

$$t = 0, 1, 2, \dots$$

- принять входные отсчеты  $r(t), r(t+1), \dots, r(t+K-1)$ ;
- вычислить спектры  $r(t)$  и  $s(t)$ :  $R(\omega) = \text{FT}\{r(t)\}$  и  $S(\omega) = \text{FT}\{s(t)\}$ ;
- предвычислить весовую функцию  $\Phi(\omega)$ ;
- вычислить обобщенную корреляционную функцию  $\hat{y}(p) = \text{IFT}\{\Phi(\omega) R(\omega) S^*(\omega)\}$ , где  $R(\omega) S^*(\omega) = Y(\omega)$ ;
- определить  $t_d = \arg \max_p \hat{y}(p)$ .

Существуют различные реализации обобщенного корреляционного де-

тектора в зависимости от выбора весовой функции  $\Phi(\omega)$ . Наиболее используемые весовые функции для однолучевого распространения сигнала приведены в таблице. Представленные весовые функции обладают различными свойствами. Некоторые делают детектирование сигнала более устойчивым к наличию аддитивного шума, другие более устойчивы к эффекту многолучевого распространения. Поэтому выбор весовой функции должен обуславливаться конкретными требованиями приложения и условиями передачи сигнала.

#### Весовая функция

Method	$\Phi(\omega)$	Reference
Cross correlation	1	
Phase transform	$1/ Y(\omega) $	[14]
Eckart	$S(\omega)/N(\omega)$	[15]
Maximum likelihood	$\alpha^2(\omega)/ Y(\omega) [1 - \alpha^2(\omega)]^*$	[16]

\*  $\alpha(\omega) \in [0, 1]$  – настроенный параметр.

В идеальной акустической системе присутствует только затухание и задержка сигнала, поэтому максимум корреляционной функции будет всегда соответствовать реальному времени распространения пилотного сигнала. На практике шум и повторяющееся эхо (в английской литературе обозначенное термином – *reverberation*), обусловленное многолучевой структурой распространения, часто приводят к ложному срабатыванию корреляционного детектора.

Альтернативная концепция решения задачи позиционирования посредством детектирования акустического сигнала реализована методами, измеряющими не TOF, а задержку распространения сигнала между несколькими гидрофонами, разнесенными в пространстве. В литературе данная задача именуется *time delay estimation* (TDE). Особенной чертой данных методов является то, что они менее восприимчивы к многолучевому распространению звука и, как следствие, являются более надежными. Кроме того, в данных алгоритмах предполагается «слепой» прием сигнала, т. е. посылаемый сигнал  $s(t)$  заведомо неизвестен на приемной стороне.

Представим принимаемые сигналы в виде

$$r_i(t) = h_i \otimes s(t) + n_i(t),$$

где  $i \in [1, m]$  – индекс приемной антенны,  $m$  – общее число приемников,  $n_i$  – аддитивный шум,  $s(t)$  – исходный сигнал,  $h_i$  – импульсная характеристика канала для  $i$  антенны, которая включает в себя как эффект ослабления сигнала, так и многократные повторения его эхокопий.

В простейшем случае  $m = 2$ , и требуется определить  $\tau_{12}$  – время прохождения сигнала  $s(t)$  между первым и вторым гидрофоном. В работе [17] был предложен алгоритм решения данной задачи. Метод получил название *адаптивный алгоритм разложения собственных значений*. Идея данного метода



заключается в том, чтобы оценить импульсные характеристики канала  $h_1$  и  $h_2$ , используя выходные сигналы с приемных антенн, а затем, используя данные характеристики, определит временную задержку  $\tau_{12}$ . При отсутствии шума легко показать справедливость выражения:

$$r_1(t) \otimes h_1 = s(t) \otimes h_1 \otimes h_2 = r_2(t) \otimes h_1.$$

Данное выражение можно переписать в матричную форму

$$r_1 h_2 - r_2 h_1 = ru = 0.$$

Домножая левую часть на  $r^T$ , получаем

$$C_r u = 0,$$

где  $C_r$  – ковариационная матрица сигналов  $r_1$  и  $r_2$ , а искомый вектор  $u$  соответствует собственному вектору матрицы  $C_r$  с собственным значением  $\lambda = 0$ . Временная задержка определяется как

$$\tau_{12} = \arg \max_l |h_2(l)| - \arg \max_l |h_1(l)|.$$

Очевидно, имея в наличии лишь  $\tau_{12}$ , установить местоположение источника звука не представляется возможным. Поэтому представленный алгоритм получил свое логическое продолжение в работах, где авторы демонстрируют решение задачи TDE-измерений для линейки гидрофонов. Обзор и анализ эффективности современных методов измерения задержки распространения акустического сигнала представлен в [18, 19].

Имея серию измерений  $\tau_{ij}$ , где  $i, j \in [1, m]$ , возможно определить координаты источника исходя из геометрии эксперимента. В реальных условиях в замерах  $\tau_{ij}$  присутствуют ошибки. На сегодняшний день существует большой спектр решений задачи минимизации ошибки позиционирования. Обзор методов геометрической локализации источника звука по серии TDE-измерений представлен в [12, 20].

Таким образом, при разработке программного и/или аппаратного обеспечения для обнаружения акустического сигнала в канале следует учесть следующие рекомендации:

- при проектировании детекторной системы следует оценить теоретическую границу детектирования;
- для разрабатываемого детектора стоит предоставить аналитические зависимости и/или результаты моделирования вероятностей детектирования и ложного срабатывания;
- использование сложных сигналов в качестве пилотного импульса предпочтительнее;
- при разработке детектора следует проанализировать влияние трех факторов: AGWN шума, эффекта Доплера, многолучевой структуры распространения;
- понизить порог детектирования реальной системы возможно путем увеличения длительности посылаемого сигнала и/или используемой полосы пропускания.

### Библиографические ссылки

1. *The Electrical Engineering Handbook*. / ed. R.C. Dorf. 2ed. CRC Press, 2000.
2. *Fundamentals of acoustics*. / L.E. Kinsler, A.R. Fray, A.B. Coppens, J.V. Sanders. – 4 ed. – Willey, 2000.
3. Бурдинский И. Н. Принципы функционирования и источники ошибок гидроакустических систем позиционирования // Вестник тихоокеанского государственного университета. 2009. № 3(14).
4. *Urlick R.J. Principles of Underwater Sound*. / R.J. Urlick. 3 ed. Peninsula Pub, 1996.
5. *Levy B.C. Principles of signal detection and parameter estimation*. / B.C. Levy. 1 ed. Springer, 2008.
6. *Springer handbook of robotics*. / O. Khatib, B. Siciliano. Springer, 2008.
7. *О применении сложных сигналов в гидроакустических системах навигации и управления подводными роботами* / И. Н. Бурдинский, Ю. В. Матвиенко, А. С. Миронов, Р. Н. Рылов. Подводные исследования и робототехника. 2008. № 1(5).
8. *Kilfoyle, D.B. The state of the art in underwater acoustic telemetry*. // D.B. Kilfoyle, A.B. Baggeroer. *Oceanic Engineering, IEEE Journal*, 2000. № 25.
9. *Wei W. Performance comparison of time synchronization algorithms for OFDM underwater communication system*. // W. Wei, H. Xiaoyi, W. Deqing, X. Ru, S. Haixin. – 14th International Conference on Mechatronics and Machine Vision in Practice, 2007.
10. *Deanghe B.A. Acoustic pulse time of arrival estimate by rising edge detection*. PhD thesis. [Electronic resource] // B.A. Deanghe. University of Waterloo, 1992
11. *Underwater vehicles*. [Electronic resource] // ed. A.V. Inzartsev. – In-tech, 2009.
12. *Huang Y. Acoustic MIMO Signal Processing*. / Y. Huang, J. Benesty, J. Chen. – 1 ed. – Springer, 2006.
13. *Knapp C.H. The generalized correlation method for estimation of time delay*. // C.H. Knapp, G.C. Carter. *IEEE Transaction on Acoustic Speech*, 1976. № 24.
14. *Carter G.C. The smoothed coherence transform*. *Proceedings of the IEEE*, 1973. № 61.
15. *Eckart C. Optimal rectifier systems for the detection of steady signals*. [Electronic resource] *Scripts Inst. Oceanography*, 1952.
16. *Hannan E.J. Estimating group delay*. / E. J. Hannan, P. J. Thomson *Biometrika*, 1973. № 60.
17. *Benesty J. Adaptive eigenvalue decomposition for passive acoustic source localization*. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2000. № 107.
16. *Huang Y. A blind channel identification-based two-stage approach to separation and dereverberation of speech signals in a reverberant environment*. // Y. Huang, J. Benesty, J. Chen. *Speech and Audio Processing, IEEE Transactions on*, 2005. №13(5).
19. *Chen J., Benesty J., Huang Y. Time delay estimation in room acoustic environments: an overview*. // J. Chen, – *EURASIP J. Appl. Signal Process* 2006, 2006.
20. *Brandstein M. A localization-errorbased method for microphone-array design*. // M. Brandstein, J. Adcock, H. Silverman. – *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1996. ICASSP-96. Conference Proceedings. IEEE International Conference on*, 1996. № 2(7).