Применение сложных широкополосных сигналов при измерении силы цели цилиндрической оболочки

Ю. Н. Попов,* Н. М. Лисенков[†]

Крыловский государственный научный центр. Россия, 196158, Санкт-Петербург, Московское шоссе, д. 44 (Статья поступила 11.07.2017; Подписана в печать 13.09.2017)

Показана возможность измерения силы цели с помощью широкополосных сигналов с кодовоимпульсной модуляцией. Обеспечение высокоточного отсчета для синхронизации работы приемника и излучателя обеспечивает определение точного угла и расстояния между приемником, источником и целью. Сила цели определяется путем сравнения корреляционных функций сигналов на приемнике, полученных при прохождении зондирующего сигнала и отраженного эхосигнала. Результаты могут быть использованы в задачах гидролокации при поиске подводных объектов.

РАСS: 43.30.+m УДК: 534.2 Ключевые слова: гидролокация, сила цели, зондирующий сигнал, эхосигнал.

введение

Традиционно сила цели (TS) на фиксированной частоте определяется как соотношение интенсивности отраженного эхосигнала (на расстоянии 1 м от объекта) к интенсивности тонового зондирующего сигнала:

$$TS = 10\log_{10}\frac{J_r}{J_i},\tag{1}$$

где J_r — интенсивность отраженного эхосигнала; J_i — интенсивность зондирующего сигнала.

На практике сила цели не может быть измерена путем непосредственных измерений и определяется лишь пересчетом уровней гидроакустического поля по различным методикам, в основе которых лежит основное уравнение гидролокации:

$$RL_r = SL - TL_1 + TS - TL_2, \tag{2}$$

где RL_r — уровень отраженного эхосигнала на приемнике; SL — уровень зондирующего сигнала в источнике; TL_1 — потери на распространение зондирующего сигнала от источника до цели; TL_2 — потери на распространение эхосигнала от цели до приемника.

Определение силы цели с учетом реальных гидрологических условий (внешних шумов, переотражением сигнала от дна, поверхности или других объектов и т.д.), вклад которых априорно определен быть не может, является одной из сложных задач в гидроакустике. Проблему повышения помехоустойчивости и достоверности определения силы цели можно частично решить за счет применения методов накопления информации путем многократных посылок зондирующих сигналов (подобно методам, применяемым в гидролокации) или за счет повышения амплитуды и длительности зондирующих сигналов. В данных задачах качестве зондирующих сигналов традиционно в гидроакустике применялись тоновые или узкополосные ЛЧМ сигналы, имеющие ряд ограничений, особенно при их последующей обработке в условиях переотражений и шумовых помех.

В последние десятилетия широкое развитие получил новый вид носителя информации –широкополосный сложный сигнал, имеющий широкое разрешение и специальные возможности его обработки. В соответствии с классификацией, введенной DARPA (Комиссией Управления перспективных военных НИОКР Министерства обороны США), сигналы, имеющие $\Delta F < 0.01~(<1\%)$, относятся к узкополосным; имеющие $0.01 < \Delta F < 0.25$ от 1 до 25% — к широкополосным, имеющие $0.25 < \Delta F < 2$ от 25 до 200% — к сверхширокополосным. Величина ΔF определяется как дробная полоса частот:

$$\Delta F = \frac{f_{\rm\scriptscriptstyle B} - f_{\rm\scriptscriptstyle H}}{f_{\rm\scriptscriptstyle B} + f_{\rm\scriptscriptstyle H}},\tag{3}$$

где $f_{\rm B}, f_{\rm H}$ — верхняя и нижняя границы полосы частот сигнала.

Применение сигналов с большой шириной спектра ΔF имеет множество преимуществ при выделении отраженного эхосигнала на фоне помех и сторонних переотражений и получило широкое применение в средствах связи и радиолокации. Однако применение сложных широкополосных сигналов в гидролокации препятствует влияние среды распространения и геометрии объекта локации на форму эхосигнала. Тем не менее, данные ограничения могут быть сняты за счет априорной информации о форме и расположении объекта и условиях распространения сигнала от источника до приемника.

1. МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ СИЛЫ ЦЕЛИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

Для определения силы цели представим выражение (2) в виде:

1751109 - 1

^{*}E-mail: krylov6@krylov.spb.ru

[†]E-mail:

$$S = RL_r - (RL_i + TL_i) + TL_1 + TL_2,$$
(4)

где RL_i — уровень зондирующего сигнала на приемнике; TL_i – потери на распространение зондирующего сигнала от источника до приемника.

Пересчет величины силы цели будет определяться аккуратностью определения сигналов только в источнике и приемнике с минимальными искажениями со стороны шумового поля, тракта распространения и влияния переотражений от других объектов. Величины TL_i , TL_1 , TL_2 должны быть определены заранее или получены непосредственно из эксперимента:

$$TL = 20 \log\left(\frac{\bar{P}_0}{\bar{P}}\right),\tag{5}$$

где \bar{P}_0 — среднее акустическое давление у источника; \bar{P} — среднее акустическое давление у приемника.

Если форма сигнала априорно известна, тогда относительные уровни RL_r и RL_i могут быть измерены методом взаимной корреляции зондирующего $A_i s(t) + \sigma_i(t)$ и отраженного эхосигнала $A_r s(t) + \sigma_r(t)$ и относительно опорного сигнала $A_0 s(t)$. Такой подход имеет следующие преимущества:

- Автоматически определено время отсчета, а также период зондирующего импульса и эхосигнала. Корреляционная функция повторяема с поправкой на эффект Доплера.
- Применение корреляционной обработки сигнала с кодово-импульсной модуляцией позволяет выделить эхосигнал от цели на фоне сигналов от других объектов.

В частности, корреляционная функция для непрерывного зондирующего сигнала имеет вид:

$$A_0 s(t) \cdot (A_i s(t) + \sigma_i(t)) =$$

=
$$\int_{-\infty}^{+\infty} A_0 s(\tau) (A_i s(t+\tau) + \sigma_i(t+\tau)) d\tau. \quad (6)$$

Очевидно, что максимум корреляционной функции (момент времени t = 0) будет определяться выражением:

$$\langle E_i \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(A_0 A_i s^2(\tau) + A_0 s(\tau) \sigma_i(\tau) \right) d\tau.$$
 (7)

Если s(t) является сигналом с псевдослучайной кодовой модуляцией (с периодичностью τ) тогда $s^2(t) = 1$ для любых t, в таком случае выражение (7) примет вид:

$$\langle E_i \rangle = A_0 A_i \tau + \sum_{k=0}^N A_0 s_{ik} \sigma_{ik}, \qquad (8)$$

где N — число импульсов кодовой последовательности.

При усреднении по серии измерений составляющая корреляционной функции, обусловленная случайной погрешностью, должна стремиться к минимуму и окончательное выражение имеет вид:

$$\langle E_i \rangle = A_0 A_i \tau + A_0 \sigma_i. \tag{9}$$

Учитывая, что:

$$RL_r - RL_i = 20\log\left(\frac{\langle E_r \rangle}{\langle E_i \rangle}\right),$$
 (10)

окончательный вид выражения для расчета силы цели для сигнала с кодово-импульсной модуляцией имеет вид:

$$TS = 20 \log \left(\frac{A_i + \sigma_i}{A_r + \sigma_r}\right) - TL_i + TL_1 + TL_2.$$
(11)

2. АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ ВЫРАЖЕНИЙ

Как было отмечено, применение ЛЧМ сигналов, в том числе и широкополосных, в гидроакустике наталкивается на серьезные трудности, связанные с изменением формы эхосигналов и необходимостью модификации спектральной модели при увеличении широкополостности. Серьезным недостатком таких сигналов является большой уровень боковых лепестков корреляционной функции, что может приводить к значительным ошибкам при определении $\langle E_i \rangle$ и $\langle E_r \rangle$ и требует применения специальных методов обработки. Измерение силы цели с помощью сигнала с кодово-импульсной модуляцией сводится к определению амплитуд зондирующего и эхосигнала на приемнике (11) и является более предпочтительной с точки зрения выделения полезного сигнала на фоне помех. В качестве таких сигналов может быть рассмотрена последовательность сигналов, модулированная псевдослучайной тпоследовательностью (рис. 1).

Сверхширокополосные сигналы могут быть представлены сверхкороткими импульсами, OFDMсигналами, хаотическими сигналами, сигналами с ЛЧМ-модуляцией. В радиосвязи используются только сигналы, удовлетворяющие условию излучения (первому постулату Рэлея):

$$S(i\omega)|_{f=0} = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)dt = 0.$$
(12)

С учетом этого условия для формы сверхкоротких импульсов может быть выбрана форма, описываемая моноциклом Гаусса (т.е. первой производной от известного распределения Гаусса):

$$s(t) = A \frac{\sqrt{2e}}{\tau} t e^{-(t/\tau)^2},$$
 (13)

где A — амплитуда импульса; $2\pi\tau$ — длительность импульса.

УЗФФ 2017

1751109 - 2



Рис. 1: Алгоритм определения A_i , A_r при обработке измеренного сигнала, модулированного псевдослучайной m-последовательностью

Спектральная плотность сигнала:

$$S(i\omega) = A\omega\tau^2 \sqrt{2\pi e} t e^{-(\omega\tau)^2/2}.$$
 (14)

Возможность применения вышеизложенного алгоритма по определению силы цели для данного зондирующего сигнала определяется возможностью выделения максимума его корреляционной функции при распространении в морской воде в условиях помех и отражении от объекта.

Очевидно, что центральная частота такого сигнала $f_0 = 1/2\pi\tau$. По уровню –3 дБ полоса сигнала ограничена частотами $f_{=} = 0,319f_0, f_2 = 1,922f_0$. Таким образом $\Delta F = 160\%$. Регулярная последовательность таких импульсов не несет никакой информации, спектр сигнала имеет выраженный «гребенчатый» характер и, следовательно, может интерферировать с другими сигналами. В предлагаемом алгоритме зондирующий сигнал может быть закодировка которых позволяет разделить каналы распространения и выделить нужный сигнал. При кодировке спектр сигнала сглаживается, становится шумоподобным и не мешает другим устройствам, работающим в той же полосе.

Следует отметить, что в цифровых системах передачи данных широкое распространение получили алгоритмы модулирования последовательности сигналов по знаку кодовой последовательности Баркера. Для этих сложных сигналов уровень боковых лепестков корреляционной функции является минимальным (их уровень уменьшается по сравнению с максимальным значением главного лепестка в N раз, где N — число импульсов последовательности). Кроме этого для данной кодировки существуют алгоритмы быстрой синхронизации приемника с передатчиком. Однако выполнения данной обработки возможно при сохранении формы сигнала. Для волн с произвольной зависимостью от времени закон затухания, вызываемый диссипативными потерями, очень сложен и учитывает изменение амплитуды и формы сигнала. Влияние поглощения можно найти методом Фурье, если известна скорость затухания волн на различных частотах

В общем случае, для морской среды коэффициент поглощения приближенно равен квадратичной зависимости от частоты («нормальное поглощение»). Это приводит к тому, что в широкополосном сигнале быстрее затухают высшие гармоники. Приближенно, полагая коэффициент затухания не зависящим от частоты, изменения сигнала могут быть описаны как:

$$A_{dist} = A / \left(1 + 2\beta r (2\pi\tau)^2 \right), \tag{15}$$

$$\tau_{dist} = \tau \Big/ \sqrt{1 + 2\beta r (2\pi\tau)^2},\tag{16}$$

где $\beta = \text{const} - \text{коэффициент}$ затухания; $2\pi\tau - \text{дли-тельность импульса.}$

Нормированная корреляционная функция для сигна-

ла может быть записана как:

$$R(t) = \left(1 - \frac{t^2}{2\tau_{dist}}\right) e^{-(t/2\tau_{dist})^2}.$$
 (17)

Очевидно, что сигнал в виде моноцикла Гаусса в такой среде сохраняет свою форму, что позволяет применять вышеизложенный алгоритм.

Отражение широкополосного сигнала от цилиндрической оболочки с частотнозависимыми импедансными граничными условиями является сложной задачей и может быть определено только численными методами. Однако общие сведения о характере отраженного сигнала могут быть получены из общих формулировок.

В литературе рассмотрена задача об отражении плоской волны от цилиндра с импедансными граничными условиями. Выражение для отраженной волны (в цилиндрических координатах) может быть представлено в виде:

$$p_s = e^{ikz} \sin \alpha \sum_{n=0}^{\infty} A_{ns} H_n^1 \left(kr \, \cos \alpha \right) \cos n\phi,$$

где A_{ns} — коэффициенты, определяющие амплитуду отраженного сигнала (зависят от угла падения и импедансных граничных условий);

В дальней зоне (с учетом асимптотики цилиндрических функций) отраженная волна описывается гармонической функцией при сохранении формы и несущей частоты.

Задача об отражении широкополостного сигнала (моноимпульс Гаусса) от цилиндра может быть решена с помощью преобразования Фурье:

$$p_s(\bar{r},t) = \int_0^\infty S(i\omega)B(i\omega,s)e^{i\omega t - k\bar{r}}d\omega.$$

Вычисление отраженного импульса $p_s(\bar{r},t)$ приводит к тому, что его форма остается гауссовой функцией. При отражении происходит сдвиг спектральных компонент импульса по оси времени. Сдвиг приводит к временному сдвигу огибающей импульса в целом. Поскольку сдвиг различных спектральных компонент различен, в общем случае импульс при отражении может достаточно сильно трансформироваться (наиболее сильная трансформация возникнет вблизи резонансных частот). Однако априорная информация об искажении импульса и синхронизация процесса излучения и приема позволит выделить нужную *m*-последовательность для анализа силы цели.

Using ultraWide band signals for target strength measurement of cylindrical shell

Y. N. Popov^{*a*}, N. M. Lisenkov

Krylov State Research Centre. St.-Petersburg, 196158, Russia E-mail: ^akrylov6@krylov.spb.ru

A methodology is proposed for target strength measurements by using UltraWide Band (UWB) signals. Using high stability clocks for synchronization of the transmitter and receiver? Accurate time-of-flight measurements can be made between transmitters and receivers via direct and reflected acoustic paths. Target strength is calculated by comparing the correlation of the signals received from the direct path and reflected paths, with reference signals. This technique enables target strength measurements in negative SNR environments. The implementation of this methodology is described.

PACS: 43.30+m *Keywords*: target strength, sonar pulse, measurements. *Received 11 July 2017*.

Сведения об авторах

1. Попов Юрий Николаевич — канд. техн. наук, нач. лаборатории; e-mail: krylov6@krylov.spb.ru.

2. Лисенков Николай Михайлович — нач. сектора; e-mail: krylov6@krylov.spb.ru.