

# ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СКРЫВАЮЩИХ СВОЙСТВ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ СВЯЗИ С ЛИНЕЙНОЙ РАЗВЕРТКОЙ НЕСУЩЕЙ

К.Г. Кебкал

Evologics GmbH<sup>1</sup>

На результатах численного моделирования продемонстрировано, что распределения вероятностей огибающей и фазы смеси гауссова шума и (слабого) гидроакустического сигнала связи, характеризуемого линейной разверткой несущей, могут иметь исчезающе малые отличия от аналогичных распределений, характерных для просто гауссова шума. Использование непрерывного расширения спектра сигнала связи может представлять интерес для задач скрытого обмена данными, в которых обнаружение сеанса связи устройствами перехвата должно быть затруднительным или невозможным. С применением численных моделей проанализированы возможности использования сигналов с непрерывным расширением спектра для скрытой цифровой гидроакустической связи посредством штатных приемоизлучающих гидроакустических систем, находящихся на вооружении действующих кораблей.

## ВВЕДЕНИЕ

К основным требованиям, предъявляемым к специальным средствам цифровой гидроакустической (г/а) связи относится обеспечение помехоустойчивой и скрытой работы. Распространенный в радиосвязи способ повышения помехоустойчивости и скрытности состоит в существенном расширении спектра передаваемого сигнала посредством применения псевдослучайных последовательностей [1]. Этот способ, однако, не нашел широкого применения в гидроакустике по причине сильного ограничения на ширину частотной полосы, доступной для реализации практических задач [2].

Для использования в г/а каналах с высоким уровнем реверберации в работе [3] разработан альтернативный способ, состоящий в непрерывном расширении спектра сигнала связи, в частности, линейной развертки его несущей. В [4] показано, что при достаточно больших значениях базы сигнала ширина его спектра равна удвоенному значению девиации частоты. Путем подбора длительности и девиации частоты может быть сформирован сигнал связи, соответствующий доступному по ширине диапазону частот излучателя.

Благодаря непрерывному изменению частоты передаваемого сигнала мгновенные частоты много-

лучевых компонентов принимаемого сигнала всегда различны. Это существенно снижает эффект наложения многолучевых составляющих (интерференции) и позволяет с большей достоверностью восстанавливать искаженные многолучевостью параметры сигнала связи (обеспечивая тем самым высокую устойчивость связи в условиях многолучевых помех). Дополнительным эффектом применения расширенного по спектру сигнала связи (в частности, сигнала связи с линейной разверткой несущей) является проявление его скрывающих свойств – возможности скрытия самого факта осуществления цифровой г/а связи. Это объясняется равномерным распределением энергии передаваемого сигнала по широкому диапазону частот: пиковые значения энергии расширенного по спектру сигнала на каждой из частот могут быть существенно меньше пиковых значений энергии нерасширенного сигнала. Выделение таких сигналов на фоне шумов является затруднительным. Кроме того, наличие в канале связи наиболее эффективных на сегодняшний день (преднамеренных) узкополосных помех [6] может оказывать лишь ограниченное влияние на качество связи посредством таких сигналов, т.к. при создании помех в отдельных точ-

<sup>1</sup> 13355, Germany, Berlin Ackerstrasse, 76. E-mail: kebkal@evologics.de

ках частотно-временного пространства сигнала весь остальной диапазон является свободным от преднамеренных шумов. Причем, чем больше расширение, тем большая часть сигнала свободна от помех, что также делает затруднительным намеренное противодействие обмену данными между станциями связи.

Следует обратить внимание на то, что в г/а связи обычно не ставятся задачи по передаче видеозаписей или речи в реальном времени. Наиболее часто встречаются задачи по передаче управляющих воздействий и навигационных данных между объектами на поверхности и в толще воды, задачи по передаче телеметрической информации о медленно меняющихся процессах, в частности от датчиков температуры, давления, химического состава воды. Соответственно скорости передачи данных, требуемые в г/а связи, существенно меньше скоростей, типичных для радио- и/или проводной связи. Для многих приложений скорости, измеряемые сотнями битов в секунду, удовлетворяют условиям передачи в реальном времени.

Целью данной статьи является аналитическое и численное моделирование характеристик смеси гауссова шума и г/а сигнала связи с непрерывным (линейным) расширением спектра несущей, а также определение скрывающих свойств таких сигналов. Будем полагать, что устройству перехвата могут быть известны частоты, на которых может вестись цифровая г/а связь, но ни функция развертки несущей, ни интервалы следования цифровых символов ему не известны (авторизованные пользователи могут легко менять эти параметры по только им известной закономерности). Также допустим, что устройство перехвата способно выполнять не только самые простые функции, например, оценивать изменение энергии акустической активности на входе приемника сигнала (т.е. действовать по принципу простого «радиометра»), но способно также выполнять более сложные функции, например, оценивать распределение огибающей и фазы случайного процесса (СП), регистрируемого на входе приемника.

Для определения скрывающих свойств сигнала оценим, насколько распределения огибающей и фазы смеси сигнала и гауссова шума отличаются от распределения огибающей и фазы только гауссова шума.

### 1. Аналитическая модель распределения смеси слабого г/а сигнала и шума

В [7] показано, что при малом отношении сигнал/шум статистические характеристики смеси г/а сигнала с линейной разверткой несущей и шума окружа-

ющей среды могут пренебрежимо мало отличаться от характеристик СП. В частности, путем проверки значений первого и второго моментов распределения в разные моменты времени с помощью аналитических зависимостей установлена стационарность СП, содержащего смесь слабого сигнала с линейной разверткой несущей и гауссова шума. Также путем проверки выполнения условия Слуцкого установлена его эргодичность.

Если распределение смеси слабого сигнала с линейной разверткой несущей и гауссова шума исчезающее мало отличается от нормального, то можно утверждать, что сигналы с линейной разверткой несущей могут использоваться для минимизации акустического воздействия излучаемых сигналов на окружающую морскую среду, а также на акустическое оборудование, находящееся в окрестности приемников цифровой г/а связи. Кроме того, они могут обладать преимуществами для использования в устройствах скрытой связи, перехват и/или обнаружение факта осуществления связи между которыми будут затруднены или невозможны.

#### Распределение огибающей и фазы смеси слабого сигнала и гауссова шума

Зададимся интервалом времени  $-T/2 \leq t \leq T/2$ , где  $T$  – длительность сигнала, и построим двумерное распределение смеси сигнала и шума,  $\eta(t) = s(t) + \xi(t)$ , где  $s(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + Gt^2 + \theta)$ ,  $a_0$  – амплитуда,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ,  $f_0$  – центральная частота,  $G = 2\pi f_d/T$  – градиент частоты,  $f_d$  – девиация частоты,  $\theta$  – дискретная фаза (цифровая информация), а  $\xi(t)$  – гауссов шум, а также оценим степень тесноты связи ее квадратурных составляющих. Корреляционная функция квадратурных составляющих смеси может быть записана в виде:

$$\begin{aligned} R_{cs}(0) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a_{c0}(t) a_{s0}(t) dt = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a^2(t) \sin \phi(t) \cos \phi(t) dt + \\ &+ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{a_0}{T} \int_{-T}^T a(t) \sin(Gt^2 - \phi(t)) dt + \\ &+ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{a_0^2}{2T} \int_{-T}^T \sin(2Gt^2) dt, \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} a_{co}(t) &= a(t) \cos \phi(t) + a_0 \cos(Gt^2 + \theta), \\ a_{so}(t) &= a(t) \sin \phi(t) + a_0 \sin(Gt^2 + \theta) - \end{aligned}$$

квадратурные составляющие смеси сигнала и шума,  $a(t)$ ,  $\phi(t)$  – мгновенные амплитуды и фазы СП.

Для гауссова процесса первое и второе слагаемые выражения (1) равны нулю [7]. Тогда

$$R_{cs}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{a_0^2}{2T} \int_{-T}^T \sin(2Gt^2) dt = \frac{a_0^2}{8\sqrt{B}}, \text{ где } B = 2\pi f_d - \text{ база сигнала.}$$

Соответственно, нормированное значение корреляции определится в виде:

$$r = \frac{R_{cs}(0)}{\sigma^2} = \frac{a_0^2}{8\sigma^2\sqrt{B}}, \quad (2)$$

где  $\sigma^2$  – дисперсия случайного процесса.

Как следует из выражения (2), корреляция между квадратурными составляющими смеси сигнала и шума отлична от нуля. Однако при выполнении условия  $a_0 < \sigma^2$ , а также при больших значениях базы сигнала она принимает пренебрежимо малое значение. Соответственно зависимость между  $a_{co}(t)$  и  $a_{so}(t)$  является очень слабой.

С учетом полученных в [7] моментов распределения квадратурных составляющих смеси сигнала и шума, значений их корреляции (и принимая для удобства  $\theta = 0$ ) двумерное распределение СВ может быть записано в виде [8]:

$$W_{\xi}^2(a_{co}, a_{so}) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-r^2}} \exp\left(-\frac{\mu^2}{\sigma^2(1+r)}\right) \times \exp\left(-\frac{a_{co}^2 + a_{so}^2 - 2ra_{co}a_{so} - 2\mu(a_{co} + a_{so})(1-r)}{2\sigma^2(1-r^2)}\right),$$

$$\text{где } \mu = \frac{a_0}{2\sqrt{2B}}.$$

Преобразовывая прямоугольные координаты в полярные ([1], [7]) и, таким образом, переходя к огибающей и фазе, получим:

$$W_{\eta}^2(\rho, \phi) = \frac{\rho}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-r^2}} \exp\left(-\frac{\mu^2}{\sigma^2(1+r)}\right) \exp \times \left(\frac{\sqrt{8}\mu\rho(1-r)\sin(\phi + \pi/4) + r\rho^2 \sin 2\phi}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) \exp \times \left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right), \quad (3)$$

где  $\rho$  – амплитуда огибающей,  $\phi$  – фаза смеси сигнала и шума.

Вторая экспонента выражения (3) содержит малый аргумент ( $r$  и  $\mu$  малы), тогда используя разложение экспоненты в ряд Маклорена и ограничиваясь только очевидно значимыми (первыми двумя)

членами, выражение для плотности вероятности огибающей и фазы может быть записано в виде:

$$W_{\eta}^2(\rho, \phi) \approx \frac{C_1}{2\pi\sigma^2} \rho \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) + \frac{\mu C_2}{2\pi\sigma^2} \rho^2 \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) \sin(\phi + \pi/4) + \frac{r C_3}{2\pi\sigma^2} \rho^3 \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) \sin 2\phi,$$

где коэффициенты:

$$C_1 = \frac{1}{\sqrt{1-r^2}} \exp\left(-\frac{\mu^2}{\sigma^2(1+r)}\right),$$

$$C_2 = \frac{\sqrt{2}}{\sigma^2(1+r)\sqrt{1-r^2}} \exp\left(-\frac{\mu^2}{\sigma^2(1+r)}\right),$$

Воспользовавшись свойством согласованности плотностей вероятностей, путем интегрирования по независимым переменным сначала получим распределение плотности вероятности для огибающей смеси сигнала и шума:

$$W_{\eta}^2(\rho) \approx \int_0^{2\pi} W_{\eta}^2(\rho, \phi) d\phi = \frac{C_1}{\sigma^2} \rho \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right).$$

Как следует из полученного выражения, при  $r < 1$  и  $\mu < 1$  коэффициент  $C_1 \approx 1$  и  $(1-r^2) \approx 1$ , а распределение плотности вероятности для огибающей смеси сигнала и шума будет пренебрежимо мало отличаться от релеевского.

Аналогично может быть получено распределение плотности вероятности для фазы смеси сигнала и шума:

$$W_{\eta}^2(\phi) \approx \int_0^{\infty} W_{\eta}^2(\rho, \phi) d\rho = \frac{C_1}{2\pi\sigma^2} \int_0^{\infty} \rho \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) d\rho + \frac{m C_2 \sin(\phi + \pi/4)}{2\pi\sigma^2} \int_0^{\infty} \rho^2 \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) d\rho + \frac{r C_3 \sin 2\phi}{2\pi\sigma^2} \int_0^{\infty} \rho^3 \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) d\rho.$$

Каждый из интегралов правой части может быть представлен в форме обобщенного интеграла Гаусса. Воспользуемся решением этого интеграла в виде [9], [10]:

$$\int_0^{\infty} e^{-ax^2} x^n dx = \begin{cases} \frac{(n-1)!!}{2^{n/2+1} a^{n/2}} \sqrt{\frac{\pi}{a}}, & \text{для четных } n \\ \frac{((n-1)/2)!}{2a^{(n+1)/2}}, & \text{для нечетных } n, \end{cases} \quad (4)$$

где  $n > 0$ ,  $a \neq 0$  и может принимать комплексные значения, причем действительная часть – положительное число, а двойной факториал минус единицы определяется как  $(-1)!! = 1$ . С использованием интеграла Гаусса, т.е. с помощью выражения (4), получим

$$W_{\eta}^2(\phi) \approx \frac{C_1(1-r^2)}{2\pi} + \frac{\mu C_2(1-r^2)\sqrt{\sigma^2(1-r^2)}}{2\sqrt{2\pi}} \times \\ \times \sin(\phi + \pi/4) + \frac{r\sigma^2(1-r^2)(1-r^2)C_3}{\pi} \sin 2\phi$$

и с учетом того, что квадраты малых  $r$  ( $r < 1$ ) принимают исчезающе малые значения, распределение плотности вероятности фазы смеси сигнала и шума можно аппроксимировать выражением:

$$W_{\eta}^2(\phi) \approx \frac{1}{2\pi} + \frac{\mu}{(1+r)\sqrt{4\pi\sigma^2}} \sin(\phi + \pi/4) + \frac{r}{2\pi} \sin 2\phi. \quad (5)$$

Как следует из (5), при  $r \rightarrow 0$  и  $\mu \rightarrow 0$  отличие распределения фазы от равномерного является исчезающе малым, т.е. стремится к  $W_{\eta}^2(\phi) = \frac{1}{2\pi}$ .

## 2. От теории к практике

Выше продемонстрировано, что распределения огибающей и фазы смеси сигнала с линейной разверткой несущей и шума зависит от  $r$  и  $\mu$ , которые, в свою очередь, обратно пропорциональны квадратному корню базы сигнала. Чем больше база сигнала, тем ближе распределения огибающей и фазы смеси такого сигнала и гауссова шума к аналогичным распределениям только гауссова шума. Соответственно требование к ширине полосы приемоизлучающего тракта цифровой системы г/а связи является одним из ключевых.

Однако создание отдельной системы цифровой г/а связи корабля является трудоемким и очень затратным процессом. Скорее всего, практическое воплощение новых методов цифровой г/а связи сегодня возможно лишь при условии их адаптации к гидроакустическим системам (ГАС), уже находящимся на вооружении эксплуатируемых плавсредств.

Поскольку большинство корабельных г/а систем основаны на использовании процессорной техники, дополнение их программного обеспечения модулем,

обеспечивающим формирование и обработку сигнала цифровой гидроакустической связи, представляется задачей, не требующей больших затрат (по крайней мере, по сравнению с модификацией аппаратного обеспечения или созданием нового приемоизлучающего оборудования).

Так как метод цифрой г/а связи с непрерывной разверткой несущей предполагает использование сложных сигналов (чем шире полоса частот, тем более эффективным является применение метода), ниже рассмотрены возможности существующих корабельных гидроакустических систем по излучению и приему широкополосных г/а сигналов. Далее выполнены численное моделирование и анализ свойств сложного г/а сигнала, сформированного в диапазоне частот, практически доступном для корабельной г/а системы.

### *Выборочный анализ действующих ГАС на предмет их частотной широкополосности*

Среди действующих ГАС, стоящих на вооружении кораблей флотов различных государств, большинство спроектированы для излучения узкополосных сигналов нижних частот, которые без модификации аппаратного обеспечения вряд ли могут использоваться для цифровой г/а связи, основанной на методе непрерывного расширения спектра несущей.

Другие ГАС, стоящие на вооружении и способные излучать сравнительно широкополосные сигналы, находятся в меньшинстве. Однако используется их все же немало, и поэтому задачу цифровой связи с их помощью стоит рассмотреть. Тем более, что в статье использованы лишь данные открытых источников. В действительности же современных ГАС, способных излучать и принимать широкополосные сигналы, может оказаться намного больше.

Краткая справка по ГАС практического интереса (в основном по данным обзора [11]) приведена ниже.

Основа г/а вооружения НК ВМС США ГАС AN/SQS-23, ГАС AN/SQS-26, ГАС AN/SQS-56 производства General Electric – опускаемые станции или станции в носовом бульбовом обтекателе. Эти станции работают в активно-пассивном режиме, устанавливаются на кораблях многих типов, в частности крейсерах и фрегатах. ГАС AN/SQS-23 в штатном исполнении способна излучать частотно-модулированные (ЧМ) сигналы в диапазоне частот 4,55–5,55 кГц. ГАС AN/SQS-26 способна формировать сигналы в диапазоне частот 3–4 кГц, а ГАС AN/SQS-56 является еще более широкополосной, способной излучать сигналы 2,4 кГц в диапазоне 6–8,4 кГц (достигая 33% от

значения центральной частоты). Малогабаритная (опускаемая или буксируемая) активно-пассивная ГАС DE-1167 (AN/SQS-58) производства Rytheon, устанавливаемая на носителях класса корвет, также предоставляет возможность излучения ЧМ сигналов шириной до 2 кГц в диапазонах 6,5–8,5 кГц и 11–13 кГц.

Кроме США другие страны также производят и используют активно-пассивные ГАС, способные формировать широкополосные сигналы. Среди г/а средств Франции следует отметить активно-пассивную подкильную ГАС Diodon TSM 2630 производства Thales Underwater Systems, предназначенную для оснащения кораблей среднего и малого водоизмещения (ВМС Аргентины, Эквадора, Португалии, Саудовской Аравии). Она также способна излучать и принимать ЧМ сигналы в диапазоне частот 11–13 кГц. ГАС Spherion TSM 2633 производства Thales Underwater Systems – основа г/а вооружения кораблей среднего водоизмещения ВМС Франции, Норвегии, Австралии, Новой Зеландии Индии, Малайзии, Тайваня – способна излучать и принимать сложные сигналы в еще более широком диапазоне частот: 11–14 кГц. В составе кораблей класса фрегат ВМС Франции, Норвегии и Саудовской Аравии используется активно-пассивная ГАС дальнего обнаружения Captas 20 TSM 2651/2652 производства Thales Underwater Systems, одним из режимов работы которой является излучение/прием ЧМ сигналов в диапазоне частот 1,4–2,2 кГц.

Среди г/а средств Германии ГАС ACTAS (ASA-92) производства Atlas Elertronik приспособлена для излучения/приема сложных сигналов в окрестности 2 кГц. ГАС PRS 3–15, также производства Atlas Elektronik, устанавливаемая на подводных лодках Германии, Греции, Турции, Колумбии, Индонезии, способна излучать сигналы даже шириной до 4 кГц (в диапазоне частот 4–8 кГц).

Среди г/а средств Великобритании следует отметить наиболее широкополосные станции дальнего обнаружения ГАС Type 184M/Psonar (G750 sonar) и Type 2016 sonar производства Marcom Defence, способные излучать сложные сигналы в диапазонах частот 7–9 кГц и 4,5–7,5 кГц соответственно. ГАС Type 2074 Sonar производства Thomson Marconi Sonar способны излучать широкополосные сигналы в диапазоне 3–13 кГц (предположительно в трех поддиапазонах частот этой полосы).

ГАС российского производства тоже позволяют излучать и принимать сложные сигналы. Например, ГАС «Платина» (МГК-335), «Полином» (МГК-335) включают работу в активных режимах гидролокации

и гидроакустической связи, что означает наличие у этих систем сравнительно широкой полосы частот, которая может использоваться для приема-передачи сложных сигналов цифровой г/а связи. По данным открытых источников, ГАС МГК-335 ЭМ-03 способна излучать ЧМ сигналы в диапазоне частот 7–10,7 кГц. ГАС «Титан-2» (МГ-332), корабельная поисковая гидроакустическая станция кругового обзора и целеуказания, имеет режим эхопеленгования и способна излучать сложные сигналы в частотном диапазоне 8–9 кГц [12].

Из этого следует, что в составе г/а вооружения действующих кораблей существует немало активно-пассивных ГАС, способных излучать сравнительно сложные сигналы. Частоты станций (в активном режиме) и излучаемые мощности обеспечивают возможность передачи г/а сигналов на расстояния десятков или даже сотен километров. Относительная ширина частотной полосы часто составляет 20–30% от значения центральной частоты используемого диапазона и по абсолютному значению достигает 4 кГц (чаще 3 кГц и меньше). Далее, для оценочных расчетов примем среднее значение ширины частотной полосы, равное 3,15 кГц, и выполним численное моделирование скрывающих свойств сигнала связи с непрерывным расширением спектра несущей.

### 3. Численная модель распределения смеси слабого г/а сигнала и гауссового шума

При использовании для связи сравнительно высоких для гидроакустики частот, в частности около десяти килогерц (которые часто используются в г/а телеметрии [2]), случайный процесс обычно характеризуется стационарностью, по крайней мере на интервале передачи одного символа данных, эргодичностью и нормальным распределением значений реализации случайного процесса (см. [6]). Далее, эти сведения используются для численного моделирования шумового процесса, а также распределений вероятностей огибающей и фазы принимаемой смеси сигнала и шума.

Пусть передача данных по г/а каналу связи осуществляется со скоростью 200 бит/с при длительности символа данных 10 мс (что обеспечивается двукратной фазовой манипуляцией несущей). База сигнала (произведение ширины полосы, 3,15 кГц, на длительность 10 мс) будет составлять  $B = 3150 * 0,01 = 31,5$ . При такой базе принимаемый сигнал будет сжиматься, сопровождаясь увеличением амплитуды на  $A = 20 \lg 31,5 = 30$  дБ. Допуская вероятность битовой ошибки порядка  $10^{-4}$ , приемлемое

отношение сигнала (в сжатой форме) к шуму может составлять около 10 дБ. Соответственно амплитуда расширенного по спектру сигнала на входе приемника (до сжатия) может составлять – 20 дБ, т.е. быть в 10 раз слабее шума. Используя принятую в цифровой связи меру шума – его дисперсию  $\sigma^2$  и считая  $\sigma^2$  нормированной к единице, получим допустимое (в точке приема) значение амплитуды принимаемого сигнала с расширением спектра на входе приемника, равное  $a_0 = 0,1$  В.

Обозначим шум как  $\xi(t)$ , а смесь сигнала и шума как  $\eta(t)$ .

На рис. 1 на интервале времени между 10-й и 20-й миллисекундой продемонстрирован случайный процесс, представляющий собой смесь сигнала и шума  $\eta(t)$ . На других участках времени случайный процесс представляет собой только гауссов шум  $\xi(t)$ . Как следует из рисунка, интервал, заполненный смесью сигнала и шума, и интервалы, заполненные только шумом, визуально не отличаются.

Для более детального анализа на рис. 2 в виде гистограммы представлено одномерное распределение вероятностей значений смеси сигнала и шума. Измеренные по этому распределению значения моментов распределения (до четвертого включительно) соответственно равны:  $\mu_{\eta}^{(1)} = 0,014$ ,  $\mu_{\eta}^{(2)} = 0,999$ ,  $\mu_{\eta}^{(3)} = 2,984$ ,  $\mu_{\eta}^{(4)} = -0,021$ . Для сравнения аналогичные моменты, измеренные по распределению значений только шума  $\xi(t)$ , составляли  $\mu_{\xi}^{(1)} = 0,019$ ,  $\mu_{\xi}^{(2)} = 1,011$ ,  $\mu_{\xi}^{(3)} = 3,026$ ,  $\mu_{\xi}^{(4)} = -0,020$ . Отличия одноименных моментов не превышают двух процентов, что дает основания предполагать, что закон распределения смеси сигнала и шума  $\eta(t)$  близок к нормальному (и при использовании распространенных методов статисти-

ческого анализа он, вероятно, является не отличимым от нормального).

Для проверки этого предположения выполнена оценка степени согласованности экспериментальных данных с (предположительно) нормальным законом распределения этих данных. Для этого использован критерий хи-квадрат Пирсона. В качестве нулевой гипотезы  $H_0$  выбиралась гипотеза о нормальном распределении реализаций случайного процесса. Для применения критерия использовалась стандартная процедура построения статистического ряда, состоящего из 20 разрядов (по числу интервалов осреднения). На основании данных этого ряда общая степень расхождения между теоретическим и эмпирическим распределением рассчитывалась в виде взвешенной суммы квадратов разностей по всем разрядам статистического ряда. В результате сумма взвешенных квадратов отклонения составила  $\chi_n^2 = 14,11$ . Для выбора критического значения оценивалось число степеней свободы в виде  $k = 20 - 1 - 2 = 17$ . Наклонение накладывались две связи, поскольку определялись первый и второй моменты по экспериментальным данным; кроме того, накладывалась дополнительная связь из-за линейного соответствия между любой частотой события и суммой остальных частот, наблюдаемых в других столбцах вариационного ряда. Применяя критерий для уровня значимости 0,05, критическое значение хи-квадрат составило  $\chi^2(17; 0,05) = 27,587$ .

Как следует из сравнения суммы взвешенных квадратов отклонения и критического значения хи-квадрат,  $\chi_n^2 < \chi^2(17; 0,05)$ , гипотеза о нормальном распределении генеральной совокупности не противоречит экспериментальным данным.

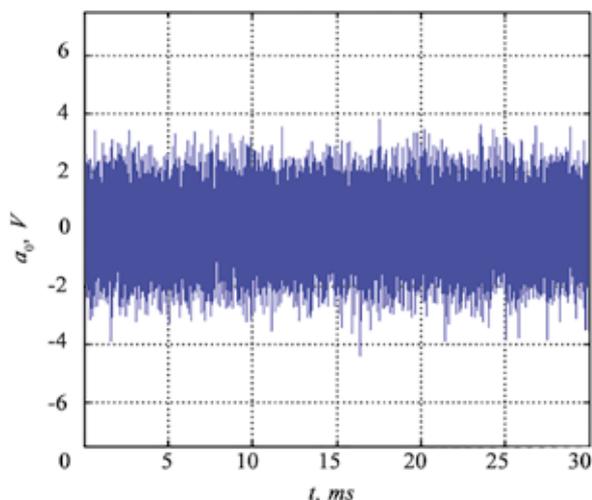


Рис. 1. Случайный процесс – смесь сигнала и шума  $\eta(t)$  в координатах времени

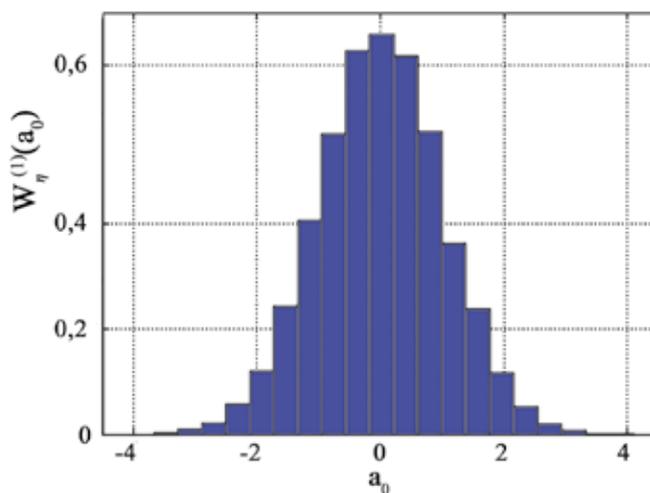


Рис. 2. Одномерное распределение вероятностей значений СП смеси сигнала и шума

На рис. 3 представлено распределение вероятностей огибающей смеси сигнала и шума. Распределение получено в результате многократного формирования суммы сигнала и гауссова шума с разными начальными условиями запуска. Аналогично можно показать, что представленное в виде гистограммы на рис. 3 распределение подчиняется релеевскому распределению (гипотеза  $H_0$ ). Путем построения вариационного ряда, состоящего также из 20 разрядов, общая степень расхождения между эмпирическим и предполагаемым (релеевским) распределением (в виде взвешенной суммы квадратов разностей по всем разрядам этого ряда) составила  $\chi_r^2 = 16,22$ . Для выбора критического значения оценивалось число степеней свободы в виде  $k = 20 - 1 - 3 = 16$  (на отклонение накладывались три связи, поскольку по экспериментальным данным определялись первые моменты распределения квадратурных компонентов  $\eta(t)$ , а также второй момент распределения  $\eta(t)$ ). Применяя критерий хи-квадрат Пирсона, при уровне значимости 0,05 и соответственно критическом значении  $\chi^2(16; 0,05) = 26,296$  полученный результат  $\chi_r^2 < \chi^2(16; 0,05)$  говорит в пользу того, что гипотеза о релеевском распределении огибающей смеси сигнала и шума также не противоречит экспериментальным данным.

В отношении распределения вероятностей фазы смеси сигнала и шума (рис. 4) гипотеза о равномерном распределении также не противоречит экспериментальным данным. В частности, общая степень расхождения между эмпирическим и предполагаемым (равномерным) распределением составила  $\chi_u^2 = 10,99$ . При этом число степеней свободы равнялось  $k = 20 - 1 - 1 = 18$  (на отклонение накладывались

две связи, поскольку по экспериментальным данным определялся только первый момент распределения  $\eta(t)$ ). Применяя критерий хи-квадрат Пирсона, при уровне значимости 0,05 и соответственно критическом значении  $\chi^2(18; 0,05) = 28,896$  полученный результат  $\chi_u^2 < \chi^2(18; 0,05)$  говорит о том, что имеются основания для принятия гипотезы о равномерном распределении фазы смеси сигнала и шума.

Следует отметить, что равномерное распределение фазы происходит у отметки 0,16 радиан, что соответствует полученной выше аппроксимации  $W_\eta^2(\phi) \approx \frac{1}{2\pi}$ . Это говорит о хорошей согласованности экспериментальных данных и аналитической модели, по крайней мере для слабо коррелирующих квадратурных компонентов (как, в частности, для рассматриваемого случая при  $r = \frac{a_0^2}{8\sqrt{B}} = 0,00016$ ).

Как следует из анализа результатов моделирования, статистические характеристики смеси слабого сигнала с расширением спектра и гауссова шума могут быть неотличимы от статистических характеристик только гауссова шума.

В то же время энергия сигнала, содержащаяся в смеси, вполне достаточна для осуществления цифровой связи (рис. 5). Для авторизованного пользователя канала связи, располагающего функцией расширения спектра сигнала, в результате согласованной обработки (на выходе коррелятора) энергия сигнала может быть перераспределена из широкого диапазона частот в узкий. В результате такой обработки отношение спектральной плотности энергии (СПЭ) узкополосного сигнала к СПЭ шума (в той же полосе) существенно возрастает. На рис. 5

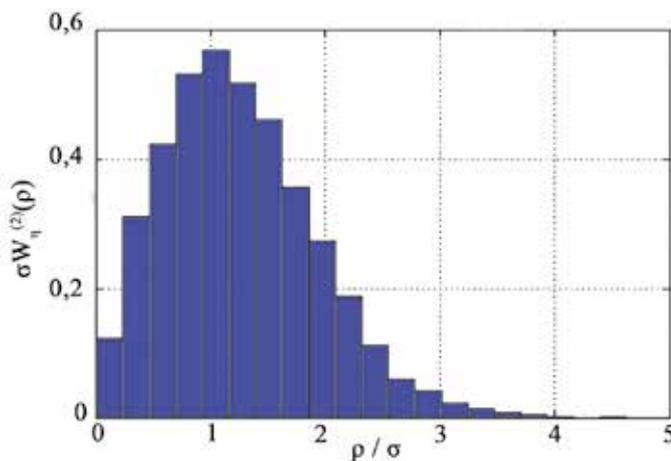


Рис. 3. Распределение вероятностей огибающей смеси сигнала и шума

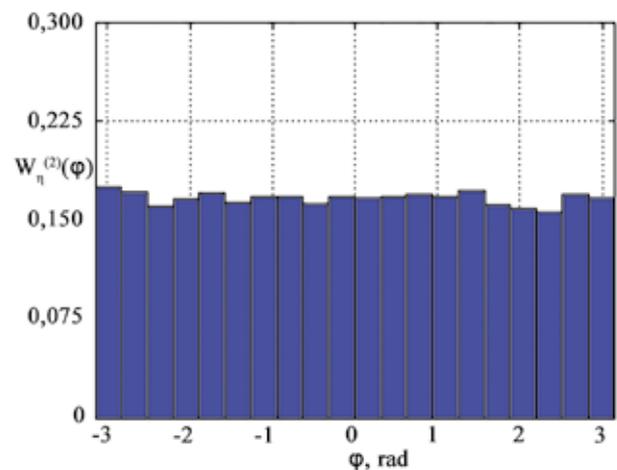


Рис. 4. Распределение вероятностей фазы смеси сигнала и шума

представлен результат согласованной (корреляционной) обработки смеси сигнала и шума. Отношение корреляционного пика к боковым лепесткам (образованным в т.ч. в результате воздействия шума) составляет 10,5 дБ. Это значение согласуется с упомянутым выше прогнозным значением (10 дБ). Известно [6], что при наличии только гауссова шума десяти децибел достаточно для приема данных с вероятностью битовой ошибки менее  $10^{-4}$ .

Таким образом, с точки зрения устройства перехвата, не располагающего точными сведениями о характеристиках непрерывного расширения спектра сигнала связи, принимаемая смесь сигнала и шума не отличается от шума. В то же время для пользователя, располагающего такими сведениями, смесь сигнала и шума может использоваться для достоверной оценки передаваемой сигналом информации.

### Интервал дальностей скрытой связи

Следует отметить, что какими бы скрывающими свойствами не обладал излучаемый сигнал, в непосредственной близости у передающей станции отношение мощности сигнала к мощности шума будет большим и факт передачи сигналов может быть обнаружен любыми, даже наиболее простыми, средствами. Скрывающие свойства сигнала будут проявляться уже на некотором удалении от передающей станции, в частности, на расстоянии, на котором в результате затухания сигнала отношение сигнал/шум будет достаточно малым для «мимикрии» смеси сигнала и шума под шумовой (гауссов) процесс.

Интерес представляет задача оценки минимальной дальности обнаружения факта передачи сигналов средствами перехвата. Для этого при условии,

что перехват осуществляется путем построения статистических зависимостей, подобных проанализированным выше, следует оценить критическое отношение сигнал/шум, при котором статистические характеристики смеси сигнала и шума станут статистически отличимыми от статистических характеристик шумового процесса.

В ходе многократного численного моделирования статистических распределений, подобных приведенным на рис. 2–5, а также проверки статистических гипотез на уровне значимости 0,05 было обнаружено, что (при дисперсии центрированного гауссова шума  $\sigma^2$ ) такое значение составляет  $a_0 = 0,37$ .

Тогда, задаваясь необходимой дистанцией гарантированной связи с указанными выше параметрами производительности (т.е. при номинальной скорости передачи данных 200 бит/с и вероятности битовой ошибки менее  $10^{-4}$ ) может быть определен интервал дальностей скрытой связи, на котором для неавторизованного пользователя (системы перехвата) сигнал связи с непрерывным расширением спектра будет полностью маскирован шумом. На рис. 6 представлена иллюстрация, позволяющая определить дистанцию связи посредством сигналов связи с непрерывным расширением спектра для средней частоты 10 кГц с невысоким уровнем излучения (150 дБ относительно 1 мкПа), в каналах, характеризующихся солёностью 18 промилле и температурой воды 10 градусов. В отсутствие многолучевых замираний связь посредством таких сигналов может поддерживаться до расстояния  $R_c = 5011$  м (при  $a_0 = 0,1$ ,  $\sigma^2 = 1$ , т.е. при отношении сигнал/шум не менее  $-20$  дБ). В то же время дистанция обнаружения факта передачи сигналов составляет только  $R_v = 1546$  м (при

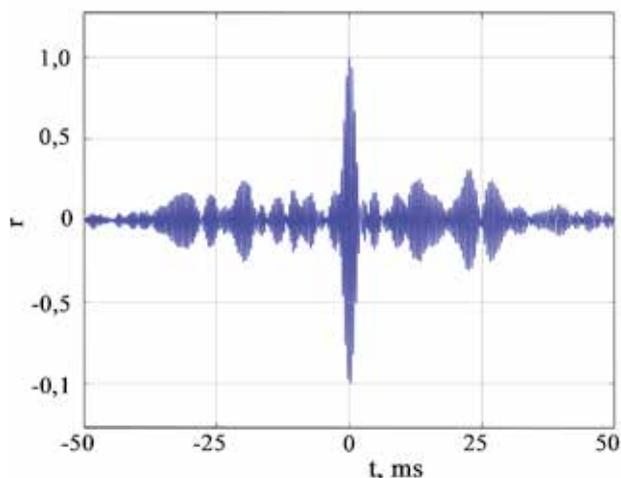


Рис. 5. Нормированная корреляционная функция

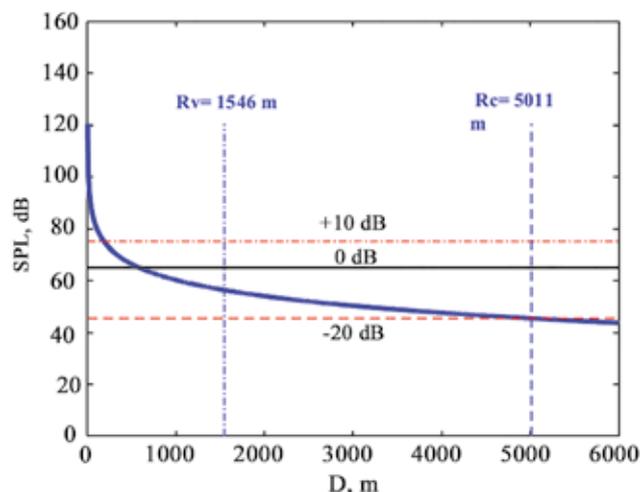


Рис. 6. Интервал дальностей (скрытой) связи

определенном выше критическом  $a_0 = 0,37$ ,  $\sigma^2 = 1$ , т.е. при отношении сигнал/шум более  $-8,5$  дБ), т.е. за пределами дальностей 1546 м и до дальностей 5011 м сигнал по своим статистическим характеристикам будет неотличим от шума (и соответственно скрыт от перехвата), но с его помощью авторизованный получатель (которому известны частотно-временные характеристики излучаемого сигнала) все еще будет способен успешно принимать цифровые символы данных.

По сути, рис. 6 иллюстрирует скрывающие возможности систем связи, основанных на использовании сигналов с линейной разверткой несущей. Количественное сравнение дальностей  $R_v$  и  $R_c$  позволяет утверждать о, как минимум, трехкратном уменьшении дистанции обнаружения передачи сигналов (по крайней мере, в приведенных выше условиях связи).

Очевидно, что при том же уровне излучаемого сигнала в той же полосе, но при более продолжительном символе данных (и, соответственно, меньшей скорости передачи данных) количество содержащейся в сигнале энергии возрастет, и дальность скрытой передачи данных (и отношение  $R_c/R_v$ ) увеличится. С другой стороны, при сохранении длительности цифрового символа (скорости передачи) данных, увеличение уровня излучаемого сигнала приведет к увеличению дистанции обнаружения факта передачи сигналов, но при этом (намного более существенно) вырастет и дальность передачи данных (и, соответственно, интервал дальностей скрытой связи).

## ВЫВОДЫ

1. Для количественной оценки акустического воздействия излучаемых сигналов на окружающую морскую среду, а также способности скрытой передачи информации выполнен качественный и количественный анализ распределений огибающей и фазы смеси слабого сигнала с линейной разверткой несущей и гауссова шума.

2. Несмотря на сравнительно узкую полосу частот штатных ГАС, находящихся на вооружении кораблей многих флотов мира, метод цифровой связи, основанный на непрерывном расширении спектра несущей, в частности для сигналов связи с линейной разверткой несущей, может быть реализован путем программной модификации, по крайней мере, части ГАС с внесением в их программное обеспечение дополнительных модулей формирования и обработки сигнала связи.

3. По результатам численного моделирования установлено, что при осуществлении цифровой г/а связи со скоростями передачи данных порядка сотен бит в секунду база сигнала может достигать достаточно больших значений. При этом распределения плотностей вероятности огибающей и фазы смеси сигнала и гауссова шума на входе принимающей антенны могут лишь ничтожно мало отличаться от распределений, характерных для аналогичных распределений только гауссова шума.

4. Путем простой параметризации излучаемого сигнала (по длительности и уровню излучения) дистанция обнаружения факта цифровой связи, а также интервал дистанций скрытой связи может несложным образом приводиться в соответствие с требованиями текущей задачи.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970.
2. Kilfoyle D. B., Baggeroer A.B. The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry // IEEE Journ. of Oceanic Engineering. 2000. Vol. 25, No. 1. P. 4–27.
3. Кебкал К.Г., Кебкал А.Г., Яковлев С.Г. Метод цифровой передачи данных в горизонтально-стратифицированных подводных акустических каналах // Акустический журнал. 2004. Т. 50, № 2. С. 220–230.
4. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. М.: Горячая линия-Телеком, 2005. 704 с.
5. Урик Р.Д. Основы гидроакустики. Л.: Судостроение, 1978. 448 с.
6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и применение, 2-е издание: пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
7. Кебкал К.Г. Теоретическое обоснование и практическая реализация средств цифровой связи для гидроакустических сред с характеристиками повышенной сложности : дисс. ... д-ра техн. наук.: 05.09.08 – прикладная акустика и звукотехника. Киев, 2011. 450 с.
8. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и Связь, 2004. 608 с.
9. Weisstein E.W. Gaussian Integral. MathWorld – A Wolfram Web Resource. 2010. – URL: <http://mathworld.wolfram.com/GaussianIntegral.html>. (дата обращения: 05.05.2020).
10. Ramanujan G.H. Twelve Lectures on Subjects Suggested by His Life and Work. Chelsea Pub Co. Auflage: UK ed., 1999. 254 p. ISBN-10: 0821820230.
11. Корякин Ю.А., Смирнов С.А. Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника: Состояние и актуальные проблемы. СПб: Наука, 2004. 410 с.
12. Аверин А.Б. Адмиралы и маршалы. Корабли проектов 1134 и 1134 А. М.: Военная книга, 2007. 80 с. ISBN 978-5-902863-16-8.