

К. Г. КЕБКАЛ, А. А. КАБАНОВ

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ МАЛОЗАМЕТНОЙ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ ПРИ ГРУППОВОЙ НАВИГАЦИИ АНПА

Задачи по передаче данных под водой на дальность более десятков метров в настоящее время решаются с помощью гидроакустических (ГА) модемов. В частности, ГА-модемы предназначены для обмена данными при позиционировании и навигации как единичных подводных аппаратов, так и их группы.

В последнее время при групповом использовании автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА) широко востребованы методы сетевой связи для обмена навигационными данными. В частности, они применяются для поддержания точного геометрического построения АНПА в группе (так называемой формации) и/или для обмена навигационными и другими данными с сопровождающими плавсредствами. Эти методы могут быть комбинированными, т.е. обеспечивать не только собственно обмен данными между аппаратами об их взаимной/относительной позиции (для поддержания формации), но и геопривязанное позиционирование под водой для групповой навигации в системе географических координат.

Тем не менее при создании технологий координированного или кооперированного использования групп АНПА надо учитывать ряд факторов. С увеличением числа взаимодействующих подводных аппаратов их частое обращение к ГА-среде является нежелательным, поскольку узкая пропускная способность ГА-канала связи значительно ограничивает трафик данных под водой. Кроме того, важным требованием к ГА-системе АНПА является минимизация ее воздействия на ГА-среду, в частности для снижения заметности подводного аппарата при работе его бортовой системы ГА-связи и позиционирования.

Ключевые слова: АНПА, гидроакустический модем, групповая навигация.

Введение

Одним из очевидных способов снижения воздействия средств цифровой (сетевой) ГА-связи на среду распространения сигнала, а следовательно, и акустической заметности подводного аппарата является уменьшение спектральной плотности энергии излучения.

Например, если отказаться от излучения гармонического сигнала (сигнала одной частоты) и перераспределить энергию излучаемого сигнала между двумя частота-

Кебкал Константин Георгиевич. Доктор технических наук, старший научный сотрудник, Институт радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем (Севастополь); ведущий научный сотрудник, Севастопольский государственный университет.

Кабанов Алексей Александрович. Кандидат технических наук, доцент, Институт радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем; Севастопольский государственный университет.

ми, то спектральная плотность его энергии на каждой из двух частот может быть снижена вдвое. При наличии методов обработки принимаемого сигнала, способных объединить энергии на этих двух частотах, можно достичь дальностей и других параметров системы связи, сопоставимых с теми, что и при использовании исходного гармонического сигнала.

Путем перераспределения энергии исходного гармонического сигнала между тремя, четырьмя или большим числом частот спектральная плотность мощности сигнала на каждой из них может быть снижена еще больше. Если равномерно перераспределить энергию излучаемого сигнала на бесконечно большое число частот (заданного диапазона), он может представлять собой последовательность сигналов с линейной частотной модуляцией между частотами среза требуемого диапазона.

Этот простой подход «лежит на поверхности», однако для него требуется широкая полоса частот, что для гидроакустики в течение многих десятилетий было нетипичным и получило развитие только в последнее время (менее 10 лет назад).

Ранее использовались узкорезонансные приемоизлучатели, которые сравнительно просто изготавливались в промышленных масштабах и обеспечивали высокий уровень ГА-сигнала при небольшой потребляемой мощности (это позволяло легко и малозатратно реализовать излучающий тракт).

После появления в нулевых годах текущего столетия приемоизлучателей на основе новых композитных пьезоматериалов, например производства компании Piezo Composite Transducers Ltd (Великобритания), ширина используемой полосы частот сильно возросла, достигая октавы – $2/3$ от среднего значения частоты этой полосы. Отчасти это произошло и за счет более глубокого демпфирования пьезокерамического элемента и, соответственно, компромисса между его энергоэффективностью и рабочей полосой частот. Тем не менее уровни акустического сигнала достигали 190-195 дБ относительно (1 мкПа / 1 м) при неравномерности АЧХ около 3-5 дБ, что было достаточно для передачи данных на многие километры. Например, ГА-модем S2CR7/17 производства компании Evologics (Германия) с рабочей полосой частот 8-16 кГц (полная октава) обеспечивает дальность связи до 10 км при скорости передачи данных до 7 кбит/с.

В диапазонах более высоких частот, например 40-80 кГц (полная октава, на основе пьезокерамики компании Piezo Composite Transducers Ltd), дальность передачи была меньше – до 2 км, но скорость намного больше – до 36 кбит/с.

С разработкой множества коммерческих моделей ГА-модемов с широкими диапазонами частот (от полуоктавы до октавы) появилась возможность значительного расширения базы сигнала и, соответственно, использования в ГА-связи методов расширения спектра.

В [3] была предложена непрерывная, в частности линейная, частотная модуляция для расширения спектра несущей. Сигнал с такой несущей продемонстрировал существенные преимущества в ГА-среде с высоким уровнем реверберации. В [4] показано, что при достаточно больших значениях базы сигнала ширина его спектра равна удвоенной величине девиации частоты и путем подбора длительности и девиации частоты может быть сформирован сигнал связи, соответствующий доступному диапазону частот излучателя.

Благодаря непрерывному изменению частоты передаваемого сигнала с расширением спектра несущей мгновенные частоты многолучевых компонентов принимаемого сигнала всегда различны. Это существенно снижает эффект наложения мно-

голучевых составляющих (интерференции) и позволяет с большей достоверностью восстанавливать искаженные многолучевостью параметры сигнала связи (что обеспечивает высокую устойчивость связи в условиях многолучевых помех).

Дополнительное преимущество использования расширенного по спектру сигнала связи, в частности сигнала связи с линейным расширением спектра несущей, состоит в снижении воздействия сигналов цифровой ГА-связи на окружающую среду их распространения, что обуславливает и меньшую заметность (вплоть до полной скрытности) АНПА.

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. Выделить такие сигналы на фоне шумов затруднительно. Кроме того, на качество обеспечиваемой ими связи наиболее эффективные на сегодняшний день (преднамеренно созданные) узкополосные помехи [5] оказывают лишь ограниченное влияние, так как при их создании в отдельных точках частотно-временного пространства сигнала весь остальной диапазон остается от них свободным. Причем чем больше расширение, тем большая часть сигнала не затрагивается помехами, что также затрудняет намеренное противодействие обмену данными между объединенными группами АНПА.

Следует обратить внимание также на то, что в ГА-связи обычно не ставятся задачи передавать видеозаписи или речь в реальном времени. Наиболее часто возникает необходимость в передаче управляющих воздействий и навигационных данных между объектами на поверхности и в толще воды, телеметрической информации о медленно меняющихся процессах, в частности температуре, давлении, химическом составе воды. Соответственно, скорость передачи данных, требуемая в ГА-связи, существенно ниже, чем в радио- и/или проводной связи. Для многих задач под водой скорость связи в сотни битов в секунду удовлетворяет условиям передачи данных в реальном времени.

В настоящей статье излагаются результаты исследования (аналитического и численного моделирования) ГА-сигнала связи в дальней зоне, например, при обмене навигационными данными внутри группы АНПА. Произведена также оценка статистических характеристик смеси таких ГА-сигналов с шумом окружающей среды. Под дальней будем понимать зону распространения сигнала, в которой его уровень соизмерим или ниже уровня шумов и его выделение возможно только с помощью специальных средств сравнения с согласованным (известным приемнику) сигналом.

Благодаря таким моделям открывается возможность определения взаимных дальностей, позволяющих АНПА объединенной группы действовать без опасности потерять связь друг с другом из-за перенасыщения канала связи пакетами данных, которыми обменивается множество аппаратов группы. Кроме того, можно оценить предельные взаимные дальности, на которых АНПА будут оставаться все еще на связи друг с другом и, соответственно, будут обеспечены данными для сохранения их формации и для навигации в группе [2].

Ко всему прочему такие модели позволяют оценить возможность перехвата сигнала (смеси ГА-сигнала связи и шума) неавторизованным пользователем ГА-сети. Анализируя такую вероятность, будем полагать, что устройству перехвата известны частоты цифровой ГА-связи, но не известны ни функция расширения спектра несущей, ни интервалы следования цифровых символов с такой несущей, тем более

что авторизованные пользователи могут легко менять эти параметры по только им известной закономерности.

Предположим также, 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 и более сложные, в том числе оценивать распределения огибающей и фазы случайного процесса, регистрируемого на входе приемника. В связи с этим в статье представлены оценки (для дальней зоны) того, насколько распределения огибающей и фазы смеси сигнала и гауссова шума отличаются от распределения огибающей и фазы только гауссова шума.

В следующих разделах описываются модели ГА-сигнала связи с традиционной несущей постоянной частоты (гармонического сигнала) и с линейным расширением спектра несущей, при этом сравнивается спектральная плотность энергии каждого из этих сигналов. В отношении сигнала связи с линейным расширением спектра несущей смоделировано распределение огибающей и фазы случайного процесса, представленного смесью слабого сигнала (в дальней зоне распространения) и шума окружающей среды (гауссова). Оценены расстояния, допустимые для взаимодействия АНПА объединенной группы, и дальности, достаточные для обнаружения неавторизованным пользователем сети факта взаимодействия между аппаратами (обмена данными между ними).

Спектр цифрового гидроакустического сигнала

В традиционной технике, где используется цифровая связь несущей с постоянной частотой, энергия ГА-сигнала сосредоточена в узкой полосе частот. На практике всегда существует некоторый предел, ограничивающий максимально допустимую спектральную плотность мощности или энергии, излучаемой в окружающую среду. Кроме сокрытия факта передачи акустических сигналов от неавторизованных пользователей ГА (станций перехвата) [6], такой предел может быть обусловлен возникновением кавитации в окрестности излучателя или требованиями по ограничению акустического воздействия на окружающую морскую среду, в частности по экологическим соображениям.

В практических задачах, требующих обеспечения на заданной дальности достаточной энергии сигнала с несущей постоянной частоты, единственным параметром, позволяющим настраивать спектральную плотность энергии (СПЭ), является время. Так, если уменьшать СПЭ посредством удлинения сигнала, излучаемого с меньшей мощностью, то эта мера приведет к снижению скорости ГА-связи. Однако если вместо сигнала с несущей постоянной частоты использовать сигнал с расширением спектра (в том числе путем циклического линейного изменения частоты его несущей), то СПЭ может быть снижена даже при сохранении его длительности (скорости передачи данных) и суммарной энергии. Конечно, это потребует доступности более широкой частотной полосы и более широкополосного приемоизлучателя.

Текущая статья является продолжением работы, ранее опубликованной в журнале «Подводные исследования и робототехника» [7]. В отличие от предыдущего исследования здесь особенности используемой формы несущей сигнала ГА-связи поясняются одновременно по двум направлениям – с точки зрения модели спектра и модели распределения вероятностей обнаружения огибающей и фазы сигнала.

В результате проведенных аналогий и сравнения спектров получено количественное отношение СПЭ сигнала с расширением спектра несущей к СПЭ сигнала без него. На практике это количественное сравнение позволит выбирать нужную степень расширения спектра сигнала для достижения требуемых характеристик скрытности связи. Помимо этого, в настоящей статье рассмотрен также аспект размещения АНПА в группе на таких допустимых дальностях, на которых отсутствует риск оказаться в зоне перенасыщенного трафика данных (множественного обмена пакетами данными между множеством аппаратов) или неприемлемо низких уровней принимаемого сигнала (за пределами рабочей дальности средства цифровой ГА-связи и/или позиционирования АНПА). С развитием технологий группового применения АНПА вопрос их скрытности под водой, а также геометрического построения для достижения неконфликтной сетевой связи приобретает все большую актуальность.

В следующем разделе сравнивается энергия сигналов с (традиционной) несущей постоянной частоты (гармонического сигнала) и с линейным изменением частоты несущей в дальней зоне.

Спектр сигнала с постоянной по частоте несущей

Пусть огибающая каждого сигнала является прямоугольной, а центральное значение частоты равно ω_0 . Воспользуемся общеизвестной записью спектра сигнала

$$S_h(\omega) = \frac{U_h(\omega - \omega_0)}{2} + \frac{U_h^*(\omega + \omega_0)}{2},$$

где ω – частота, U_h – спектр комплексной огибающей сигнала, а U_h^* – его комплексно-сопряженное значение.

Для гармонического сигнала прямоугольной формы спектр комплексной огибающей может быть записан в виде [4]

$$U_h(\omega) = \frac{AT}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T}{2}\right),$$

где A – амплитуда, T – длительность сигнала, и $\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$.

Спектр на нулевой частоте может быть представлен отношением

$$|U_h(0)|^2 = \frac{\pi A^2 T}{2\Omega_0} = \frac{\pi E}{\Omega_0}, \quad (1)$$

где $E = \frac{A^2 T}{2}$ – энергия, $\Omega_0 = 2\pi \frac{1}{T}$ – полоса частот, занимаемая сигналом. Как следует из (1), амплитуда и длительность достаточно полно определяют плотность энергии гармонического сигнала (размерность величины СПЭ определяется как Дж/Гц).

Спектр сигнала связи с линейным изменением частоты несущей

В общем случае для ГА-сигнала связи с расширением спектра несущей аналитическая запись спектра зависит от закона изменения частоты. При линейном изменении частоты несущей спектр сигнала может иметь вид [4]

$$U_s(\omega) = \frac{AT}{\sqrt{2B}} \exp\left(-i\frac{\pi B}{4}\left(\frac{\omega}{|\omega - \omega_d|}\right)^2\right) \{[C(z_1) + C(z_2)] + i[S(z_1) + S(z_2)]\},$$

где ω_d – максимальная девиация частоты расширенного по спектру сигнала от частоты ω , $B = \frac{\omega_d T}{\pi}$ – база сигнала, $z_1 = \sqrt{\frac{B}{2}}\left(1 + \frac{\omega}{|\omega - \omega_d|}\right)$, $z_2 = \sqrt{\frac{B}{2}}\left(1 - \frac{\omega}{|\omega - \omega_d|}\right)$, $C(z)$, $S(z)$ – косинус- и синус-интеграл Френеля соответственно.

При больших значениях базы плотность энергии комплексной огибающей может быть аппроксимирована отношением

$$|U_s(0)|^2 \approx \frac{A^2 T \pi}{2\omega_d} = \frac{\pi E}{\Omega_d}, \quad (2)$$

где $\Omega_d = 2\omega_d$ – полоса частот, занимаемая сигналом с линейной разверткой несущей. Как следует из (2), ширина полосы частот и плотность энергии сигнала в этой полосе определяется не только амплитудой и длительностью, но и девиацией ω_d . Причем при фиксированных A и T с увеличением девиации частоты плотность энергии на каждой из частот уменьшается. Тогда в отличие от сигнала с постоянной по частоте несущей СПЭ сигнала с линейной разверткой несущей может задаваться путем изменения Ω_d (величиной расширения спектра несущей).

Из выражений (1)–(2) следует, что для одинаковой излучаемой энергии СПЭ сигнала с линейным расширением спектра несущей может быть существенно меньше СПЭ гармонического сигнала, что и будет определять снижение акустического воздействия на окружающую среду и, соответственно, повышать скрытность работы подводных аппаратов.

Количественно отношение СПЭ гармонического сигнала к СПЭ сигнала с линейным изменением частоты несущей можно оценить как

$$m = \frac{|U_s(0)|^2}{|U_h(0)|^2} = \frac{\Omega_0}{\Omega_d} = \frac{2\pi}{2\omega_d T} = \frac{1}{B}. \quad (3)$$

Согласно выражению (3), путем задания значения базы сигнала связи с линейным изменением частоты несущей можно настроить ожидаемое значение СПЭ сигнала на выходе излучающего тракта и с помощью модели распространения сигнала – настройки допустимого СПЭ сигнала в дальней зоне его распространения.

Распределение вероятностей огибающей и фазы смеси гауссова шума и слабого ГА-сигнала связи

В [8] показано, что при малом отношении «сигнал–шум» статистические характеристики смеси ГА-сигнала с линейным изменением частоты несущей и шума окружающей среды могут пренебрежимо мало отличаться от характеристик случайного процесса. Например, путем проверки значений первого и второго моментов распределения в разные моменты времени с помощью аналитических зависимостей установлена стационарность случайного процесса, содержащего смесь слабого сигнала с линейной разверткой несущей и гауссова шума. Кроме того, проверка выполнения условия Слуцкого установила его эргодичность.

Если распределение смеси слабого сигнала с линейной разверткой несущей и гауссова шума исчезающее мало отличается от нормального, то сигналы с линейной разверткой несущей могут использоваться для минимизации акустического воздействия излучаемых сигналов на окружающую морскую среду, а также на акустическое оборудование в окрестности приемников цифровой ГА-связи. Помимо этого, их применение в устройствах скрытной связи имеет ряд преимуществ, поскольку затрудняет или делает невозможным обнаружение самого факта наличия этой связи.

Аналитическая модель распределения огибающей и фазы смеси слабого сигнала и гауссова шума

Зададим интервал 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, θ – дискретная фаза (цифровая информация), $\xi(t)$ – гауссов шум, а также оценим корреляцию ее квадратурных составляющих [6]. Корреляционная функция квадратурных составляющих смеси может быть записана в виде

$$R_{cs}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a_{c0}(t) a_{s0}(t) dt =$$

$$= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a^2(t) \sin \phi(t) \cos \phi(t) dt + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{a_0}{T} \int_{-T}^T a(t) \sin(Gt^2 - \phi(t)) dt + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{a_0^2}{2T} \int_{-T}^T \sin(2Gt^2) dt, \quad (4)$$

где $a_{co}(t) = a(t) \cos \phi(t) + a_0 \cos(Gt^2 + \theta)$, $a_{so}(t) = a(t) \sin \phi(t) + a_0 \sin(Gt^2 + \theta)$ – квадратурные составляющие смеси сигнала и шума, $a(t)$, $\phi(t)$ – мгновенные амплитуды и фазы случайного процесса.

Для гауссова процесса первое и второе слагаемые выражения (4) равны нулю [8].

Тогда $R_{cs}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{a_0^2}{2T} \int_{-T}^T \sin(2Gt^2) dt = \frac{a_0^2 \sqrt{\pi}}{4\sqrt{B}}$, где $B = 2f_d T$ – база сигнала.

Соответственно, нормированное значение корреляции определится в виде

$$r = \frac{R_{cs}(0)}{\sigma^2} = \frac{a_0^2 \sqrt{\pi}}{4\sigma^2 \sqrt{B}}, \quad (5)$$

где σ^2 – дисперсия случайного процесса.

Как следует из выражения (5), корреляция между квадратурными составляющими смеси сигнала и шума отлична от нуля. Однако при выполнении условия $a_0 \ll \sigma^2$, а также при больших значениях базы сигнала она принимает пренебрежимо малое значение. Таким образом, квадратурные составляющие $a_{co}(t)$ и $a_{so}(t)$ связаны друг с другом слабой зависимостью.

С учетом полученных в [8] моментов распределения квадратурных составляющих смеси сигнала и шума, а также значений их корреляции (для удобства $\theta = 0$) двумерное распределение случайной величины может быть записано в виде [10]

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

где $\mu = \frac{a_0}{2\sqrt{2B}}$.

Преобразовывая прямоугольные координаты в полярные [1, 8] и, таким образом, переходя к огибающей и фазе, получим:

$$W_{\eta}^2(\rho, \phi) = \frac{\rho}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-r^2}} \exp\left(-\frac{\mu^2}{\sigma^2(1+r)}\right) \exp\left(\frac{\sqrt{8}\mu\rho(1-r)\sin(\phi + \pi/4) + r\rho^2 \sin 2\phi}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right), \quad (6)$$

где ρ – амплитуда огибающей, ϕ – фаза смеси сигнала и шума.

Вторая экспонента выражения (6) содержит малый аргумент (r и μ малы). Используя разложение экспоненты в ряд Маклорена и ограничиваясь только очевидно значимыми первыми тремя членами, выражение для плотности вероятности огибающей и фазы запишем в виде

$$W_{\eta}^2(\rho, \phi) \approx \frac{C_1}{2\pi\sigma^2} \rho \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) + \frac{\mu C_2}{2\pi\sigma^2} \rho^2 \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) \sin(\phi + \pi/4) + \frac{rC_3}{2\pi\sigma^2} \rho^3 \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) \sin 2\phi,$$

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

$$C_2 = \frac{\sqrt{2}}{\sigma^2(1+r)\sqrt{1-r^2}} \exp\left(-\frac{\mu^2}{\sigma^2(1+r)}\right), \quad C_3 = \frac{1}{2\sigma^2(1-r^2)\sqrt{1-r^2}} \exp\left(-\frac{\mu^2}{\sigma^2(1+r)}\right).$$

Воспользовавшись свойством согласованности плотностей вероятностей [9], 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, для малых значений аргументов r и μ ($r \ll 1$ и $\mu \ll 1$) 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 (характерного для гауссова шума).

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

$$W_{\eta}^2(\phi) \approx \int_0^{\infty} W_{\eta}^2(\rho, \phi) d\rho = \frac{C_1}{2\pi\sigma^2} \int_0^{\infty} \rho \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) d\rho + \frac{mC_2 \sin(\phi + \pi/4)}{2\pi\sigma^2} \int_0^{\infty} \rho^2 \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) d\rho + \frac{rC_3 \sin 2\phi}{2\pi\sigma^2} \int_0^{\infty} \rho^3 \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2(1-r^2)}\right) d\rho.$$

Каждый из интегралов правой части может быть представлен в форме обобщенного интеграла Гаусса. Представим решение этого интеграла как [11, 12]

$$\int_0^{\infty} e^{-ax^2} x^n dx = \begin{cases} \frac{(n-1)!!}{2^{n/2+1} a^{n/2}} \sqrt{\frac{\pi}{a}}, & \text{для четных } n \\ \frac{((n-1)/2)!}{2a^{(n+1)/2}}, & \text{для нечетных } n, \end{cases} \quad (7)$$

где $n > 0$, $a \neq 0$ и может принимать комплексные значения, причем действительная часть – положительное число, а двойной факториал -1 определяется как $(-1)!! = 1$. С помощью интеграла Гаусса, т.е. выражения (7), получим

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

Учитывая, что квадраты малых r ($r \ll 1$) принимают исчезающе малые значения, распределение плотности вероятности фазы смеси сигнала и шума можно аппроксимировать выражением

$$W_n^2(\phi) \approx \frac{1}{2\pi} + \frac{\mu}{(1+r)\sqrt{4\pi\sigma^2}} \sin(\phi + \pi/4) + \frac{r}{2\pi} \sin 2\phi. \quad (8)$$

Как следует из (8), при $r \rightarrow 0$ и $\mu \rightarrow 0$ отличие распределения фазы от равномерного является исчезающе малым, иначе говоря, стремится к $W_n^2(\phi) = \frac{1}{2\pi}$, т.е. к распределению фазы гауссова шума.

Таким образом, для сигнала с линейным изменением частоты несущей установлено:

- 1) СПЭ смеси гауссова шума и слабого ГА-сигнала связи в дальней зоне распространения может быть намного меньше СПЭ традиционного сигнала связи, основанного на несущей постоянной частоты (гармоническом сигнале);
- 2) распределения огибающей и фазы смеси сигнала с линейной разверткой несущей и шума зависит от r и μ , которые, в свою очередь, обратно пропорциональны квадратному корню базы сигнала;
- 3) чем больше база сигнала, тем ниже уровень сигнала с линейным изменением частоты несущей в смеси с гауссовым шумом и тем ближе распределение огибающей и фазы смеси такого сигнала и гауссова шума к аналогичному распределению только гауссова шума, т.е. распределение огибающей и фазы трудно отличить от распределения шума окружающей среды.

Очевидно, что требование к ширине полосы приемоизлучающего тракта цифровой системы ГА-связи является одним из ключевых.

Выборочный анализ существующих ГАС на предмет их частотной широкополосности

Среди существующих гидроакустических станций (ГАС), стоящих на вооружении кораблей флотов различных государств, большинство предназначены для излучения узкополосных сигналов нижних частот, которые без модификации аппаратного обеспечения вряд ли могут применяться для цифровой ГА-связи, основанной на методе непрерывного расширения спектра несущей.

Тем не менее все же существуют ГАС, способные излучать сравнительно широкополосные сигналы, поэтому обеспечение цифровой связи с их помощью можно считать осуществимым при условии их доработки и оснащения модулями с функцией цифровой ГА-связи.

Приведем данные обзора [13]:

- одна из основ ГА-вооружения НК ВМС США – ГАС AN/SQS-56 (General Electric) способна излучать сигналы шириной 2,4 кГц в диапазоне 6–8,4 кГц, достигая 33% от значения центральной частоты;

- малогабаритная опускаемая активно-пассивная ГАС DE-1167 (AN/SQS-58) производства Raytheon излучает ЧМ-сигналов шириной 2 кГц в диапазоне 6,5–8,5 кГц, достигая ширины полосы в 30%;
- французская активно-пассивная ГАС дальнего обнаружения Captas 20 TSM 2651/2652 производства Thales Underwater Systems в одном из режимов работы использует ЧМ-сигналы в диапазоне частот 1,4–2,2 кГц, достигая ширины полосы в 44%;
- немецкая ГАС PRS3-15 производства Atlas Elektronik, устанавливаемая на подводных лодках Германии, Греции, Турции, Колумбии, Индонезии, приспособлена для излучения/приема сложных сигналов шириной в полную октаву в диапазоне частот 4–8 кГц (67% от значения центральной частоты);
- британская широкополосная ГАС дальнего обнаружения Type 2016 Sonar производства Marcom Defence способна излучать сложные сигналы в диапазоне частот 4,5–7,5 кГц, достигая ширины полосы в 50%.

Приведенные примеры показывают значения ширины частотной полосы, достижимые с техническими средствами, выпускаемыми иностранными компаниями. Эти значения ширины частотной полосы демонстрируют, что с использованием уже существующих (промышленно производимых) ГА-трактов для излучения и приема ГА-сигналов связи можно добиться существенного увеличения базы сигнала. При этом при типичной для них мощности излучения до 200 дБ относительно (1 мкПа / 1 м) на указанных выше частотах дальность передачи ГА-сигналов связи может достигать многих десятков или даже сотен километров.

За скобками обсуждения таких ГА-трактов остаются вопросы сложности их технического переоснащения для целей скрытной ГА-связи или создания нового, усовершенствованного (специализированного) тракта скрытной ГА-связи с существенно более широкой рабочей полосой частот, например на основе композитной пьезокерамики.

Что касается общедоступных коммерческих приемопередатчиков, то за последние несколько лет на примере композитных приемопередатчиков компании RST (Великобритания) или Evologics (Германия), а также разработанных в 2023 году АО «Латена» (Россия) можно заключить, что за счет применения новых материалов и их сравнительно глубокого демпфирования (и, соответственно, компромисса между шириной частотной полосы и энергоэффективностью) достигается сравнительно высокий уровень сигнала – порядка 190–195 дБ относительно (1 мкПа / 1 м) в широкой полосе рабочих частот (50–70% от центральной частоты).

Далее для оценочных расчетов за основу возьмем ширину полосы коммерческого модема S2C7/17 производства Evologics, которая составляет 9,45 кГц по уровню –6 дБ. При этом допустим, что АНПА в группе или подгруппы аппаратов между собой должны обмениваться навигационными данными – по возможности одновременно. Для этого кроме разделения во времени предусмотрим также разделение по частоте. Выделим три равных по ширине поддиапазона в указанной выше полосе частот. Тогда значение ширины частотной полосы, выделенное для формирования расширенного по спектру сигнала связи, будет равно 3,15 кГц.

Ниже выполнено численное моделирование скрывающих свойств сигнала с непрерывным расширением спектра несущей.

Численная модель распределения смеси слабого ГА-сигнала и гауссова шума

При действии для связи сравнительно высоких для гидроакустики частот, в частности от нескольких единиц килогерц и выше (такие частоты нередко используются в ГА-телеметрии [14]), случайный процесс обычно характеризуется стационарностью, по крайней мере на интервале передачи одного символа данных, эргодичностью и нормальным распределением значений реализации случайного процесса [5]. Далее эти сведения привлекаются для численного моделирования шумового процесса, а также распределений вероятностей огибающей и фазы принимаемой смеси сигнала и шума.

Пусть передача данных по ГА-каналу связи осуществляется со скоростью 200 бит/с при длительности 10 мс каждого сигнала – цифрового символа данных, что обеспечивается двукратной фазовой манипуляцией расширенной по спектру несущей. База сигнала – произведение ширины полосы (3,15 кГц) на длительность 10 мс – составит $B = 3150 \cdot 0,01 = 31,5$. В этом случае в результате обработки принимаемого и опорного (согласованного) сигналов на корреляторе отклик на его выходе возрастет на 30 дБ ($A = 20 \lg 31,5 = 30$ дБ) по сравнению с уровнем принимаемого сигнала.

При вероятности 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. иметь СПЭ в 10 раз меньше, чем СПЭ шума окружающей среды. Используя принятую в цифровой связи меру шума – его дисперсию σ^2 и считая σ^2 нормированной к единице, получим допустимое (в точке приема) значение амплитуды принимаемого сигнала с расширением спектра на входе приемника, равное $a_0 = 0,1 B$.

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

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

Для более детального анализа на рис. 2 в виде гистограммы представлено одномерное распределение вероятностей значений случайного процесса для смеси сигнала и шума $\eta(t)$. Измеренные по этому распределению значения моментов (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: закон распределения смеси сигнала и шума $\eta(t)$ близок к нормальному и при использовании распространенных методов статистического анализа, вероятно, неотличим от нормального.

Для проверки этого предположения выполнена оценка степени согласованности экспериментальных значений случайного процесса с (гипотетически) нормальным законом их распределения. С этой целью использован критерий χ^2 Пирсона. В качестве нулевой H_0 выбиралась гипотеза о нормальном распределении реализаций случайного процесса.

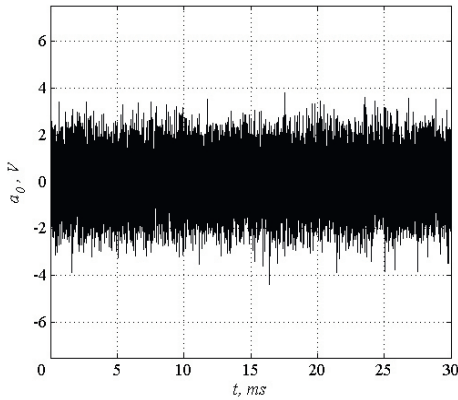


Рис. 1. Случайный процесс – смесь сигнала и шума $\eta(t)$ в координатах времени

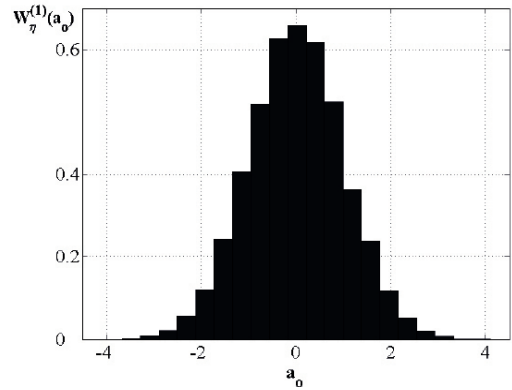


Рис. 2. Одномерное распределение вероятностей значений случайного процесса смеси сигнала и шума

Применялась стандартная процедура построения статистического ряда, имеющего 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. Сумма взвешенных квадратов отклонения составила $\chi_n^2 = 14,11$. Для выбора критического значения оценивалось число степеней свободы: $k = 20 - 1 - 2 = 17$. На уклонение накладывались две связи, поскольку по экспериментальным данным следует оценивать первый и второй моменты; кроме того, необходимо наложить дополнительную связь из-за линейного соответствия между любой частотой события и суммой остальных частот, наблюдаемых в других столбцах вариационного ряда. Воспользовавшись критерием для уровня значимости 0,05, критическое значение χ^2 получим равным $\chi^2(17; 0,05) = 27,587$.

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

На рис. 3 представлено распределение вероятностей огибающей смеси сигнала и шума, полученное в результате многократного формирования суммы сигнала и гауссова шума с разными начальными условиями запуска. Аналогично можно показать, что это распределение подчиняется релеевскому распределению (гипотеза H_0). Путем построения вариационного ряда, состоящего также из 20 разрядов, была получена общая степень расхождения между эмпирическим и предполагаемым (релеевским) распределением (в виде взвешенной суммы квадратов разностей по всем разрядам этого ряда) – $\chi_r^2 = 16,22$. Для выбора критического значения оценивалось число степеней свободы: $k = 20 - 1 - 3 = 16$. На уклонение накладывались три связи, поскольку по экспериментальным данным применимыми являются первые моменты распределения квадратурных компонентов $\eta(t)$, а также второй момент распределения $\eta(t)$. Применяя критерий χ^2 Пирсона при уровне значимости 0.05 и, соответственно, критическом значении $\chi^2(16; 0,05) = 26,296$, получим $\chi_r^2 < \chi^2(16; 0,05)$. Это доказывает, что гипотеза о релеевском распределении огибающей смеси сигнала и шума также не противоречит экспериментальным данным.

Кроме распределения вероятностей огибающей смеси сигнала и шума можно сравнить и распределение вероятностей фазы такой смеси. Гипотеза о его равномер-

ности также не противоречит экспериментальным данным (рис. 4). В частности, общая степень расхождения между эмпирическим и предполагаемым (равномерным) распределением фазы составила $\chi_u^2 = 10,99$. При этом число степеней свободы равнялось $k = 20 - 1 - 1 = 18$. На уклонение накладывались две связи, поскольку, согласно экспериментальным данным, применим только первый момент распределения $\eta(t)$. Используя критерий хи-квадрат Пирсона при уровне значимости 0.05 и, соответственно, критическом значении $\chi^2(18; 0,05) = 28,896$, получим $\chi_u^2 < \chi^2(18; 0,05)$. Это свидетельствует о справедливости 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 аналитической 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 коррелированных квадратурных компонентов, в частности для рассматриваемого случая при $r = \frac{a_0^2 \sqrt{\pi}}{4\sqrt{B}} = 0.00078$.

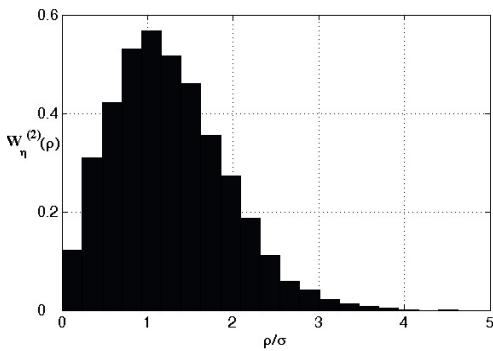


Рис. 3. Распределение вероятностей огибающей смеси сигнала и шума

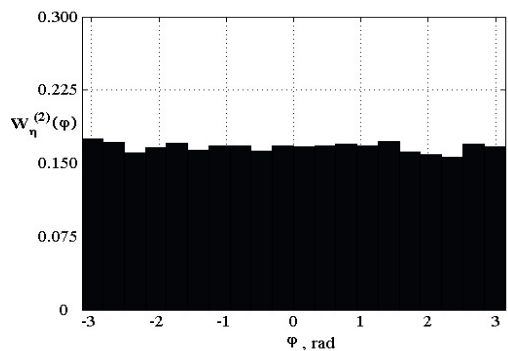


Рис. 4. Распределение вероятностей фазы смеси сигнала и шума

Как следует из анализа результатов моделирования, для рассмотренного случая статистические характеристики смеси слабого сигнала с расширением спектра и гауссова шума неотличимы от статистических характеристик гауссова шума.

В то же время энергия сигнала, содержащаяся в смеси, вполне достаточна для обеспечения цифровой связи (рис. 5). Для авторизованного пользователя канала связи с 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 СПЭ сжатого сигнала к СПЭ шума (в полосе сжатого сигнала) существенно возрастает. На рис. 5 представлен результат согласованной (корреляционной) обработки смеси сигнала и шума. Отношение корреляционного пика к боковым лепесткам, образованным в том числе в результате воздействия шума, составляет 10,5 дБ. Это значение согласуется с упомянутым выше прогнозным значением (10 дБ). Известно [5], что при наличии только гауссова шума 10 дБ 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 неотличима от шума. В то же время потреби-

тель, в распоряжении которого имеются данные о характеристиках согласованного сигнала, может достоверно оценить переносимую таким сигналом информацию с помощью смеси принимаемого (слабого) сигнала и шума.

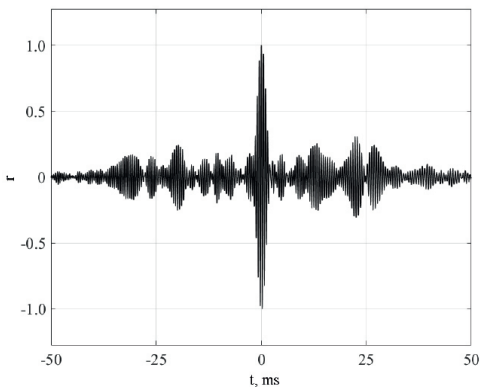


Рис. 5. Нормированная корреляционная функция

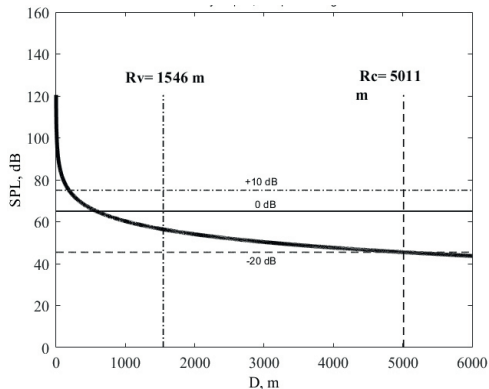


Рис. 6. Интервал дальностей (скрытой) связи

Интервалы дальности связи

Следует отметить, что какими бы скрывающими свойствами ни обладал излучаемый сигнал, в непосредственной близости от 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 проявятся уже на некотором удалении от передающей станции, когда в результате затухания сигнала отношение «сигнал–шум» будет достаточно малым для «мимикрии» смеси сигнала и шума под шумовой (гауссов) процесс.

Интерес представляет задача определения минимальной дальности, на которой средства перехвата способны обнаружить факт передачи сигналов. 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 отличимыми от 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 $\sigma^2 = 1$ такое значение составляет $a_0 = 0,37$.

Тогда, если задать необходимую дистанцию, гарантированно обеспечивающую связи с указанными выше параметрами производительности, т.е. при номинальной скорости передачи данных 200 бит/с и вероятности битовой ошибки менее 10^{-4} , можно определить интервал дальностей для скрытой связи, на котором для неавторизованного пользователя системы перехвата сигнал связи с непрерывным расширением спектра будет полностью маскирован шумом. Рис. 6 показывает расчет необходимой дистанции с использованием сигналов связи с непрерывным расширением спектра для средней частоты 10 кГц с невысоким уровнем излучения (150 дБ относительно 1 мкПа) в каналах, где соленость Черного моря составляет 18 промилле, температура воды – 10° . В отсутствие многолучевых замираний связь посредством таких сигналов может поддерживаться на расстояния до $R_c = 5011$ м (при $a_0 = 0,1$, $\sigma^2 = 1$, т.е. при

отношении сигнала с расширением спектра к шуму не менее -20 дБ). Одновременно дистанция, на которой обнаруживается факт передачи сигналов, составляет только $R_v = 1546$ м (при определенном выше критическом $a_0 = 0,37$, $\sigma^2 = 1$, т.е. при отношении сигнала с расширением спектра к шуму более -8.5 дБ). Иными словами, на расстоянии свыше 1546 м и до 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, сможет успешно принимать цифровые символы данных.

По сути на рис. 6 проиллюстрированы скрывающие возможности систем связи, основанных на использовании сигналов с непрерывным расширением спектра несущей по линейной зависимости. Количественное сравнение дальностей R_v и R_c позволяет говорить как минимум о трехкратном уменьшении дистанции, на которой обнаруживается передача сигналов (по крайней мере в указанных условиях).

Очевидно, что при таком же уровне излучаемого сигнала в той же полосе, но при более продолжительном символе данных (и, соответственно, меньшей их скорости передачи) количество содержащейся в сигнале энергии возрастет и дальность скрытной передачи данных, а также отношение R_c/R_v увеличится. С другой стороны, при сохранении длительности цифрового символа и скорости передачи данных повышение уровня излучаемого сигнала приведет к росту дистанции обнаружения обмена сигналами, но при этом значительно увеличится и дальность передачи данных (и, соответственно, интервал дальностей скрытой связи).

На рис. 6 показаны также допустимые дальности, при размещении на которых АНПА в группе не окажутся в зоне перенасыщенного трафика данных или неприемлемо низких уровней принимаемого сигнала.

Например, при использовании приведенных выше характеристик излучаемых сигналов и при размещении АНПА в группе с шагом $R_v = 1546$ м соседние аппараты будут связываться друг с другом сигналами, уровень которых превышает на 10 дБ и более сигналы, принимаемые АНПА на взаимных расстояниях $2R_v$ и больше. Благодаря этому обстоятельству коллизии сигналов в точке их приема аппаратом, в частности «соседних» и «несоседних» сигналов, будут разрешаться в пользу более энергоемких сигналов от соседнего АНПА в силу их существенно более высокого уровня – на 10 дБ и выше. Т.е. при одновременном приеме более слабый сигнал от несоседнего АНПА будет выступать лишь в роли дополнительного шума в полосе приема сигнала от соседнего аппарата. Конечно, дополнительный шум приведет к большей вероятности битовой ошибки на приеме. Однако увеличение этой вероятности даже на 2 порядка (до значений порядка 10^{-2}) несложным образом компенсируется встроенными в ГА-модем процедурами помехозащищенного кодирования, например выполненными в соответствии с широко распространенными методами БЧХ, Голея, сверточного кодирования и другими [5].

Что касается возможности приема сигналов от несоседних АНПА, объединенных ГА-сетью при их групповой навигации, то при отсутствии коллизий с сигналами других аппаратов данные могут перенаправляться в сеть далее их конечному получателю, где бы он ни был в группе (в соответствии с используемыми алгоритмами сетевого уровня – уровнем маршрутизации данных). Такое свойство позволяет значительно улучшить информационную связность сети/группы АНПА при работе в сложных гидрологических или помеховых условиях, таких как, например, стесненный водоем в бухтах, портах, на относительно мелководье.

Следует также отметить, что благодаря изложенной выше аналитической и численной модели возможен поиск соответствующих конкретной задаче частотных диапазонов и уровней излучаемых сигналов, позволяющих АНПА группы находиться на взаимных расстояниях, достаточно больших, чтобы исключить локальное перенасыщение трафика данных, но не превышающих допустимую рабочую дальность связи.

Кроме того, немаловажно, что рис. 6 может быть также использован для оценки минимальной дальности от излучающего АНПА, после превышения которой воздействие ГА-сигналов на окружающую среду будет исчезающе малым. Другими словами, предполагается, что смесь сигнала и шума, близкая по характеристикам к гауссову процессу, вряд ли может наносить вред окружающей среде.

Выводы

Одно из важных преимуществ расширения спектра несущей сигнала связи состоит в возможности снижения СПМ/СПЭ, что позволяет уменьшить заметность (до полной скрытности) обмена данными между подводными аппаратами. Скорость передачи данных при этом оказывается невысокой, но все же достаточной для задач групповой навигации АНПА, в том числе обмена данными о их взаимном местоположении при движении в группе, требующей сохранения заданного геометрического построения.

Выполнено аналитическое и численное моделирование ГА-сигнала связи в дальней зоне, а также оценка статистических характеристик смеси шума окружающей среды и ГА-сигнала связи. Результаты моделирования продемонстрировали, что распределения вероятностей огибающей и фазы смеси гауссова шума и слабого ГА-сигнала связи, характеризуемого линейной разверткой несущей, могут практически не отличаться от аналогичных распределений, характерных лишь для гауссова шума. Показано, что при допустимой дальности обмена данными между АНПА до 6 км расстояние, на котором неавторизованный пользователь (станция перехвата) обнаруживает сам факт передачи информации, не превышает 1.5 км, при увеличении этой дистанции АНПА способны скрытно обмениваться данными. Как указано в статье, рабочие дальности, дальности скрытной работы и возможного перехвата могут настраиваться под конкретную задачу путем подбора частот, ширины частотной полосы (базы сигнала) и скорости обмена данными.

Модели позволяют определить взаимные расстояния между АНПА группы, на которых они будут оставаться доступными для обмена навигационными данными, а также выработать требования к их формации (геометрическому построению группы), в которой бы исключались локальные перегрузки ГА-канала связи.

С помощью полученных моделей продемонстрировано, что использование линейного расширения спектра сигнала связи может представлять интерес для задач скрытого обмена навигационными данными, в которых обнаружение сеанса связи устройствами перехвата должно быть затруднительным или невозможным. Анализ распределений огибающей и фазы для смеси слабого сигнала с линейным расширением спектра и гауссова шума позволяет количественно оценить расстояния перехвата ГА-сигналов связи неавторизованным пользователем ГА-сети и возможного обнаружения самого факта обмена данными между АНПА.

По результатам численного моделирования установлено, что при осуществлении цифровой ГА-связи со скоростью 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 только гауссова шума.

Проанализированы также возможности использования сигналов с непрерывным расширением спектра для скрытой цифровой ГА-связи с АНПА посредством промышленных моделей ГА-приемоизлучателей.

Авторский коллектив выражает благодарность Севастопольскому государственному университету за предоставление внутреннего гранта, идентификатор 42-01-09/241/2022-2, в рамках работы по которому была подготовлена статья.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Кебкал К.Г., Машошин А.И.** Гидроакустические методы позиционирования автономных необитаемых подводных аппаратов // *Гироскопия и навигация*. 2016. Т. 24. №3 (94). С. 115–130
2. **Кебкал К.Г., Машошин А.И., Мороз Н.В.** Пути решения проблем создания сетевой подводной связи и позиционирования // *Гироскопия и навигация*. 2019. Т. 27. №2 (105). С. 106–135. DOI 10.17285/0869-7035.2019.27.2.106-135.
3. **Кебкал К.Г., Кебкал А.Г., Яковлев С.Г.** Метод цифровой передачи данных в горизонтально-стратифицированных подводных акустических каналах // *Акустический журнал*. М., 2004. Т. 50. № 2. С. 220–230.
4. **Денисенко А.Н.** Сигналы. Теоретическая радиотехника. М.: Горячая линия-Телеком, 2005. 704 с.
5. **Скляр Б.** Цифровая связь. Теоретические основы и применение, 2-е изд.; пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
6. **Dillard, R.A.**, Detectability of Spread-Spectrum Signals, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, July 1979, vol. 15 (4), pp. 526–537.
7. **Кебкал К.Г.** Численное моделирование скрывающих свойств гидроакустических сигналов связи с линейной разверткой несущей // *Подводные исследования и робототехника*. 2020. №2. С. 4–12.
8. **Кебкал К.Г.** Теоретическое обоснование и практическая реализация средств цифровой связи для гидроакустических сред с характеристиками повышенной сложности. Дисс. ... д.т.н. К., 2011. 450 с.
9. Основы теории случайных процессов для радиофизиков: учебно-методические материалы для магистрантов и аспирантов исследовательской школы «Колебательно-волновые процессы в природных и искусственных средах». Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2014. 78 с.
10. **Тихонов В.И., Харисов В.Н.** Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и Связь, 2004. 608 с.
11. **Weisstein, E.W.**, Gaussian Integral. MathWorld – A Wolfram Web Resource, 2010. [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://mathworld.wolfram.com/GaussianIntegral.html>.
12. **Ramanujan Hardy, G.H.**, Twelve Lectures on Subjects Suggested by His Life and Work, *Chelsea Pub Co*; Auflage: UK ed., 25. November 1999, 254 s.
13. **Корякин Ю.А., Смирнов С.А. Яковлев Г.В.** Корабельная гидроакустическая техника: Состояние и актуальные проблемы. СПб.: Наука, 2004. 410 с.
14. **Kilfoyle, D.B., Baggeroer, A.B.**, The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, January 2000, vol. 25, no. 1, pp. 4–27.

Kebkal, K.G., and Kabanov, A.A. (Sevastopol State University, Sevastopol, Russia, St. Petersburg, Russia). Research on Feasibility of Low Observable Sonar Communication in AUV Group Navigation, *Гироскопия и Навигация*, 2023, vol. 31, no. 4 (123), pp. 78–95.

Abstract. Under the water, the data are transferred for ranges above dozens of meters using the acoustic modems. The acoustic modems are employed, in particular, for data transfer in positioning and navigation of both single and grouped underwater vehicles.

Network communication methods are widely used for exchanging the navigation data between grouped autonomous underwater vehicles (AUVs). They are applied, for example, to keep the AUV formation geometry and/or to exchange the navigation data with the master vehicles. These methods can be combined, i.e., provide not only the exchange of mutual/relative positions (for formation keeping) between the AUVs, but also underwater georeferenced positioning for the group navigation in the geographical frame.

However, a number of factors should be taken into account in the coordinated or cooperated AUV group navigation. As the number of interacting AUVs increases, their frequent addressing the acoustic medium is undesirable, because low capacity of the acoustic channel severely limits the underwater data traffic. Moreover, it is important to minimize the effect produced by the AUV acoustic system on the acoustic medium, particularly, to make the AUV less visible when its onboard acoustic communication and positioning system is operating.

Key words: AUV, acoustic modem, group navigation.

Материал поступил 28.10.2023