

## ПРИМЕНЕНИЕ НЕКОГЕРЕНТНЫХ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В НЕСТАЦИОНАРНОЙ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ СРЕДЕ

© 2023 г. А. Ю. Родионов<sup>а</sup>, Л. Г. Стаценко<sup>а, \*</sup>, Д. А. Кузин<sup>а</sup>, М. М. Смирнова<sup>а</sup>

<sup>а</sup>Дальневосточный федеральный университет, п. Аякс 10, о. Русский, Владивосток, 690922 Россия

\*e-mail: statsenko.lg@dyfu.ru

Поступила в редакцию 28.02.2023 г.

После доработки 01.06.2023 г.

Принята к публикации 22.06.2023 г.

Представлен класс цифровых некогерентных методов передачи информации на базе многочастотных сигналов для мобильных подводных комплексов, не требующий регулярной и точной оценки параметров канала и априорно устойчивый к различным типам помех в нестационарных гидроакустических каналах связи, и ориентированный на решение задач связи и навигации для подводных робототехнических комплексов. Показано ограничение спектральной эффективности подобных многочастотных систем передачи информации величиной 0.5 бит/с/Гц в различных частотных диапазонах, нестационарных гидроакустических условиях, с достижением максимальной дальности действия при приемлемых уровнях вероятности ошибки при декодировании информации. Работоспособность предложенного класса многочастотных методов уплотнения подтверждалась численными и натурными морскими экспериментами на шельфе на дистанциях от 2.5 до 7 км при взаимном дрейфе судов и при волнении моря до 3 баллов.

*Ключевые слова:* многочастотные сигналы, цифровая гидроакустическая связь, OFDM, нестационарные каналы связи

DOI: 10.31857/S0320791923600208, EDN: NEZIQH

### ВВЕДЕНИЕ

Цифровые системы гидроакустической связи и навигации являются важнейшим элементом при проведении морских работ и исследований — в морском экологическом мониторинге, геологических изысканиях, нефте- и газодобыче, сборе данных о биоресурсах акваторий, осуществлении поисковых и прочих работ, выполняемых с помощью автономных роботов в совокупности с судами сопровождения, донными станциями. Зачастую результаты выполнения подводных миссий во многом зависят от качества работы гидроакустических систем связи и навигации. Активное развитие цифровой радиосвязи, проводных и волоконно-оптических систем дает широкий выбор решений по организации коммуникаций, однако в подводной среде использование данных способов крайне ограничено. Ввиду высокой мобильности подводных робототехнических комплексов, судов сопровождения и значительной динамики гидроакустической среды распространения сигналов сейчас особенно актуальными являются вопросы организации связи и навигации в подобных нестационарных условиях. Несмотря на большое число работ, направленных на изучение

цифровых гидроакустических систем связи и навигации в различных гидроакустических условиях, системы, работающие при значительной динамике параметров среды распространения сигнала, изучены недостаточно [1, 2].

Основной проблемой при передаче данных является необходимость выделения дополнительного времени на оценку параметров канала гидроакустической связи, а также на передачу сообщений об успешной доставке пакетов или запросов на повторную передачу поврежденных пакетов информации. Для больших дальностей на оценку требуется значительное время, зачастую превышающее время когерентности канала. В связи с этим актуальны алгоритмы и методы передачи информации, априорно устойчивые к различным типам помех в нестационарных гидроакустических каналах связи и ориентированные на решение задач связи и навигации подводных робототехнических комплексов [3–8].

Высокие скорости передачи информации с помощью современных гидроакустических модемов достигаются за счет использования сложных и энергоемких методов обработки сигналов. Качество работы промышленных гидроакустических

модемов зависит от множества внешних параметров, и наличие дестабилизирующих факторов приводит либо к снижению реальной скорости передачи данных, либо к отсутствию связи вообще. В основном, оборудование разных производителей обеспечивает энергетическую дальность действия до нескольких километров, со скоростями информационного обмена порядка  $10 \dots 10^3$  бит/с [9–11].

### МНОГОЧАСТОТНЫЕ СИГНАЛЫ В НЕСТАЦИОНАРНОЙ СРЕДЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

В последнее время для гидроакустической связи было предложено множество схем модуляции. В большинстве случаев невозможно достоверно сравнить характеристики этих схем, потому что производители оборудования и исследователи обычно проводят морские испытания в различных условиях. Даже в ходе одного эксперимента разброс характеристик канала может быть очень велик [12, 13]. Используемые модели каналов и имитаторы каналов имеют разную степень реалистичности, полноты и доступности. В отличие от наземной радиочастотной связи, подводная акустическая связь — это технологическая область, лишенная стандартных тестовых каналов. Неизвестно, какая структура и модель является лучшей, и, по всей вероятности, порядок выбора зависит от типа канала и выбранных показателей производительности. В данных случаях возможно использование численных моделей, полученных путем прямых измерений характеристик подводного канала в различных частотных диапазонах и на разных дистанциях. Одним из современных инструментов моделирования гидроакустического канала сейчас является симулятор Watermark, который был представлен в 2016 г. [14–16]. Модели Watermark представляют собой программную оболочку для испытываемого имитатора канала, который управляется проведенными ранее измерениями в реальных морских акваториях на различных частотах и дистанциях, а именно, изменяющейся во времени импульсной характеристикой. Watermark запрограммирован в MATLAB и может использоваться в операционных системах Windows и Linux.

Данный симулятор искажает входные сигналы, выполняя динамическую свертку с измеренными импульсными характеристиками тестовых каналов:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{h}(t, \tau) x(t - \tau) d\tau + n(t),$$

где  $x(t - \tau)$  — входной сигнал,  $\hat{h}(t, \tau)$  — оценка изменяющейся во времени импульсной характери-

стики,  $n(t)$  — шумовая составляющая, а  $y(t)$  — искаженный выходной сигнал. Воспроизведение канала может быть выполнено несколькими способами [15–19], и в последнее время этот способ также используется для моделирования гидроакустических сетей с измеренной статистикой ошибок пакетов [20]. Важным свойством симулятора Watermark является реалистичная нестационарность гидроакустического (ГА) канала связи, возможность повторяемости эксперимента и сравнения исследуемых сигналов в системах связи и навигации. Существует множество причин нестационарности водной среды, таких как относительное движение объектов, изменение погодных условий, движение приливов и т.п. [13, 21].

Рассматривалась модель канала Кауаи 1 (KAU1). KAU1 — это канал с одиночным излучателем и вертикально подвешенной антенной решеткой с 16 приемными гидрофонами. Этот эксперимент проводился на мелководье на дистанции 1080 м и регистрировался в полосе 4–8 кГц между буксируемым источником и приемной системой [22, 23].

Рис. 1 характеризует канал, где гидрофон расположен в центре антенной решетки. Первый луч (прямой путь) — это острый пик в профиле задержки. Более поздние поступления становятся слабее, шире и характеризуются увеличивающимся доплеровским разбросом. Это вызвано увеличением количества отражений от поверхности при увеличении углов скольжения.

На рис. 2 показан срез нормированной импульсной характеристики канала связи на временном интервале от 0 до 1.5 с, с характерным нестационарным поведением отдельных лучевых компонент (численный эксперимент в Watermark и оценки импульсных и фазовых характеристик выполнены авторами).

В дополнение к доплеровскому расширению из-за изменчивости среды существует изменяющийся во времени доплеровский сдвиг из-за движения буксирующего судна. Это также влияет на прямой луч и объясняет, почему в доплеровском спектре нет зеркального пика [15, 21]. Корреляционные тестовые сигналы дают сверхширокополосные оценки канала  $\hat{h}(t, \tau)$  [24], где передаточные функции гидроакустического канала связи, оборудования и тестового зондирующего сигнала накладываются друг на друга.

Были выполнены также оценки фазовой стабильности канала связи на разных частотах внутри полосы пропускания (5, 6 и 7 кГц) на 20-ти секундном временном интервале для KAU1 на первом приемном гидрофоне (рис. 3). Проведенный численный анализ нестационарного канала KAU1 в частотном диапазоне 4–8 кГц показывает, что применение в системах связи и навигации сигналов, чувствительных к фазовой и амплитудной неустойчивости затруднительно, ввиду существен-

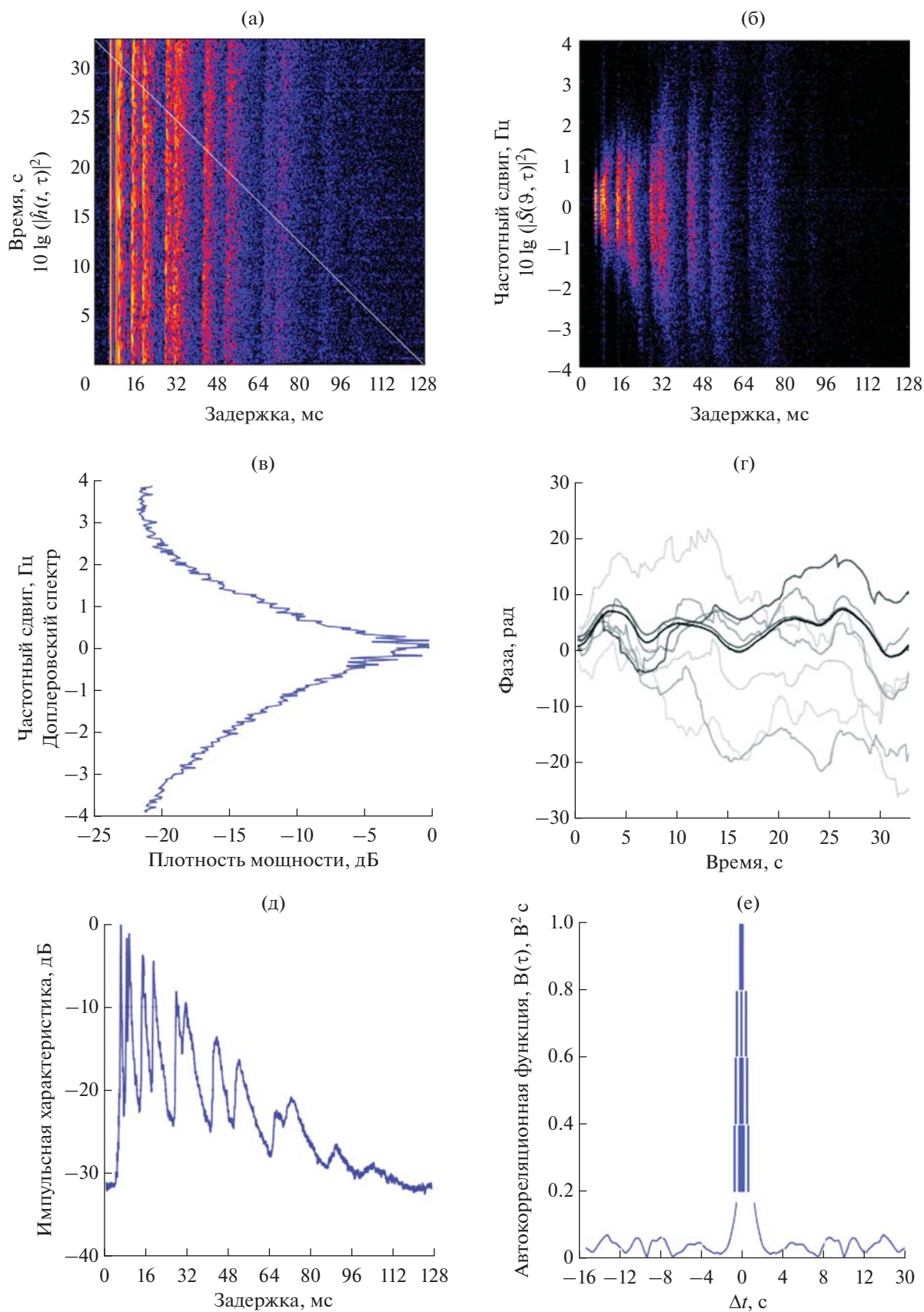
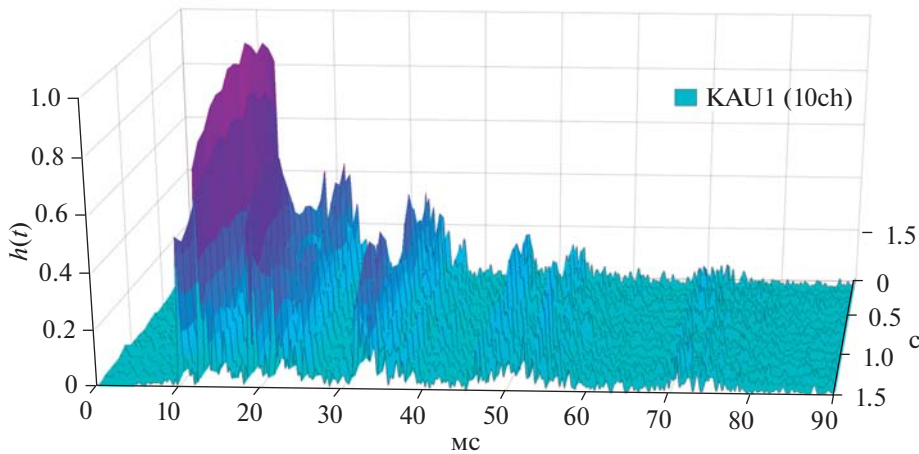
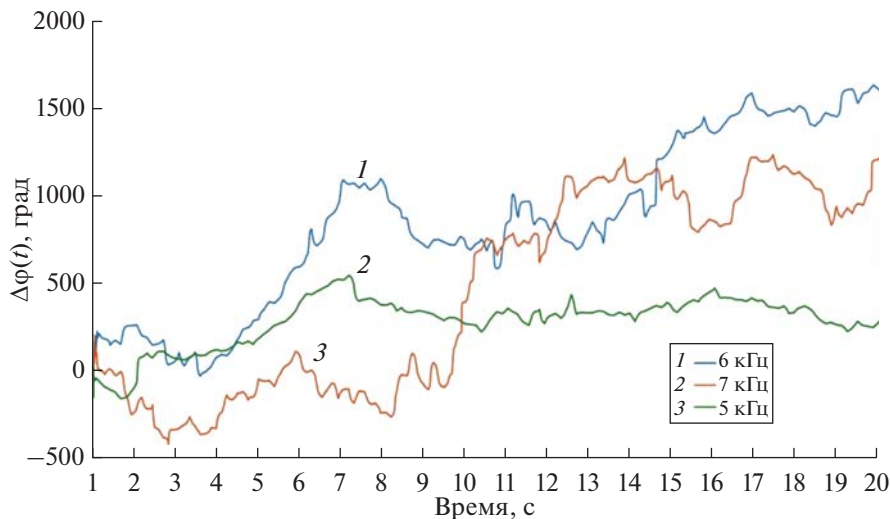


Рис. 1. Параметры гидроакустического канала связи КАУ1 1080 м (8-ой гидрофон).



**Рис. 2.** Динамика нормированной импульсной характеристики гидроакустического канала связи KAU1 (1080 м, 4–8 кГц) на 10-ом приемном гидрофоне. Временной интервал наблюдения 0–1.5 с.



**Рис. 3.** Пример изменения фаз в канале связи KAU1 (1-ый гидрофон).

ной динамики этих параметров. Изменение фазы сигнала на отдельных частотах может достигать 1000 градусов в течение нескольких секунд. Применение сложных адаптационных алгоритмов оправдано для стационарных и относительно стабильных гидроакустических сред распространения сигналов, но зачастую динамика канала связи настолько значительна, что требует иных подходов в разработке методов цифровой сигнальной обработки.

Анализируя усложняющие факторы организации гидроакустической связи в нестационарных условиях, а также современные наработки в области многочастотных систем связи в радио и гидроакустике, была выработана концепция нового класса многочастотных (Orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM) методов уплотнения

для передачи цифровых данных на основе новых псевдослучайных последовательностей, найденных авторами ранее [11, 26]. OFDM-мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов является цифровой схемой модуляции, которая использует большое количество близко расположенных ортогональных поднесущих. Данный вид цифровой модуляции является основным трендом в последние десятилетия для всех физических каналов связи, ввиду максимизации пропускной способности и значительной устойчивости к многолучевому распространению [27].

Для предлагаемого класса многочастотных методов должны выполняться следующие требования: биполярное или униполярное кодирование поднесущих частотных компонент OFDM ввиду существенной динамики амплитудно-частотной

характеристики гидроакустического канала связи, либо использование дифференциальных методов кодирования фазы ввиду значительной нестабильности фазочастотных характеристик подводных трасс связи; использование комбинированных матриц рандомизации для OFDM на базе новых псевдослучайных последовательностей для минимизации пиковой мощности (пикфактора) многочастотных сигналов; излучение сигнала без предварительных оценок передаточной характеристики гидроакустической среды распространения; выполнение кадровой самосинхронизации многочастотных символов без использования окна быстрого преобразования Фурье (БПФ); некогерентная демодуляция символов OFDM без использования окна БПФ; устойчивость к нелинейным искажениям для высокой энергетической эффективности предлагаемых решений; выбор оптимальных значений частотного интервала между поднесущими для устойчивости к доплеровским смещениям в гидроакустической среде распространения сигнала; единая модель сигнальной обработки для узкополосных OFDM и широкополосных многочастотных сигналов.

Исходя из основных перечисленных требований для предлагаемого класса некогерентных многочастотных методов OFDM, была выработана следующая аналитическая модель для излучаемых спектров и сигналов:

$$\begin{aligned} \dot{G}(f) &= \dot{W}(f) \times \\ &\times \left[ \frac{1}{A_A(f)} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{M_n P_n \sin\left(\pi \frac{(f - f_0 - \Delta f n)}{\Delta f}\right)}{\pi (f - f_0 - \Delta f n)} \right], \\ s(t) &= \frac{1}{h_A(t)} \times \\ &\times \left\{ a(t) \sum_{n=0}^{N-1} M_n P_n \operatorname{Re} \left\{ \exp(i2\pi t (f_0 + \Delta f n)) \right\} \right\}, \end{aligned}$$

где  $\dot{G}(f)$  – спектр излучаемого сигнала,  $\dot{W}(f)$  – спектр оконной функции для многочастотного символа (прямоугольная/приподнятого косинуса),  $A_A(f)$  – передаточная характеристика антенного тракта линии связи,  $N$  – количество поднесущих частот в OFDM символе,  $M_n$  – матрица-вектор рандомизации на базе новых псевдослучайных последовательностей,  $P_n$  – модуляционный символьный вектор,  $f_0$  – нижняя частота спектра OFDM,  $\Delta f$  – частотный разнос между поднесущими частотами,  $s(t)$  – сигнал, подаваемый на излучатель,  $h_A(t)$  – импульсная характеристика антенного тракта,  $a(t)$  – оконная функция для символа OFDM.

Для принимаемых дискретных информационных символов на  $n$ -ом частотном подканале:

$$\hat{P}_n = \left[ \frac{1}{\pi} \left( \begin{aligned} & \left| \dot{L}(t) [s_{RX}(t) \exp(i2\pi t (f_0 + \Delta f n))] \right|^2 \\ & \arg \left\{ \dot{L}(t) [s_{RX}(t) \exp(i2\pi t (f_0 + \Delta f n))] \right\} - \\ & - \arg \left\{ \dot{L}(t - aT) [s_{RX}(t - aT) \exp(i2\pi (t - aT) (f_0 + \Delta f n))] \right\} \end{aligned} \right) \right],$$

где  $\hat{P}_n$  – принимаемый символьный вектор,  $\dot{L}(t)$  – комплексная импульсная характеристика цифрового БИХ-фильтра,  $s_{RX}(t)$  – принятый сигнал на приемный гидрофон,  $T$  – длительность символа OFDM,  $aT$  – увеличенная длительность символа ( $a \geq 1$ ).

Оценка максимальной пропускной способности для предлагаемого нового класса многочастотных сигналов при работе в нестационарной многолучевой гидроакустической среде в зависимости от предполагаемой дальности действия в значительной степени определяется возможностями приемоизлучающей системы. Принимая во внимание, что ширина полосы пропускания высокочастотных излучателей составляет от 20 до 35% от центральной частоты излучения, получим соотношение полосы пропускания системы связи в зависимости от дальности согласно фор-

муле оптимальной частоты гидроакустики для связи:

$$\Delta F = 18.6r^{-2/3},$$

где  $r$  – расстояние в км,  $\Delta F$  – частота в кГц.

Оценка пропускной способности предлагаемого класса OFDM методов выполняется по формуле:

$$F_{\text{бит}} \approx \Delta F \frac{p}{a + T_{\text{guard}} T^{-1}},$$

где  $p$  – количество бит, передаваемое на каждой поднесущей частоте (данная величина может быть дробной, учитывая, что может быть сформирована широкополосная многочастотная система с расширенным спектром – Wide Band OFDM, OFDM-WB),  $T_{\text{guard}}$  – защитный временной интервал для компенсации реверберационной помехи. Соотношение  $T_{\text{guard}} T^{-1}$  защитного интервала к

**Таблица 1.** Значения максимальной пропускной способности в зависимости от дальности действия многочастотной системы с минимальным пикфактором

100 км	50 км	25 км	10 км	7 км	5 км	3 км
320 бит/с	509 бит/с	810 бит/с	1.5 кбит/с	1.9 кбит/с	2.4 кбит/с	3.4 кбит/с

символу OFDM выбирается обычно не более 25% для сохранения эффективной пропускной способности. Коэффициент  $a$  для максимизации скорости передачи данных также можно принять равным 1. Параметр  $p$  определяется структурой модуляционной матрицы  $P_n$  (для дифференциального кодирования параметр  $p = 1$ ).

Однако стоит принимать во внимание существенную нестабильность фазочастотной характеристики гидроакустической трассы распространения сигнала, где даже дифференциальные режимы могут приводить к сбоям и росту вероятности ошибок до уровня 50%. В таком случае параметр оптимально принять равным  $p = 0.5$ . Тогда максимальная пропускная способность для предлагаемого класса многочастотных сигналов с минимальным пикфактором на заданной дистанции будет определяться выражением:

$$F_{\text{кбит/с}} \approx 7r_{\text{км}}^{-2/3}.$$

Результаты вычислений пропускной способности приведены в табл. 1.

По результатам исследований было синтезировано выражение максимальной пропускной способности для некогерентных многочастотных систем в нестационарной многолучевой гидроакустической среде в зависимости от предполагаемой дальности действия, опираясь на выражение оптимальной частоты, полосы пропускания излучающих антенн.

### ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ НЕКОГЕРЕНТНЫХ АЛГОРИТМОВ OFDM

Вероятность появления ошибочного бита  $P_e$  (BER – Bit Error Rate) для данного класса некогерентных многочастотных сигналов в условиях аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) определяется выражениями [25]:

**Таблица 2.** Структура параметра  $P_n$  для предлагаемой многочастотной системы с расширенным спектром

$n$	1	2	3	4	5	6	7	...
	$P_1$	$P_2$	$\bar{P}_1$	$\bar{P}_2$	$P_1$	$P_2$	$\bar{P}_1$	...

$$P_e = \begin{cases} \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right), & P_n(k) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right), & P_n(k) = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \end{cases},$$

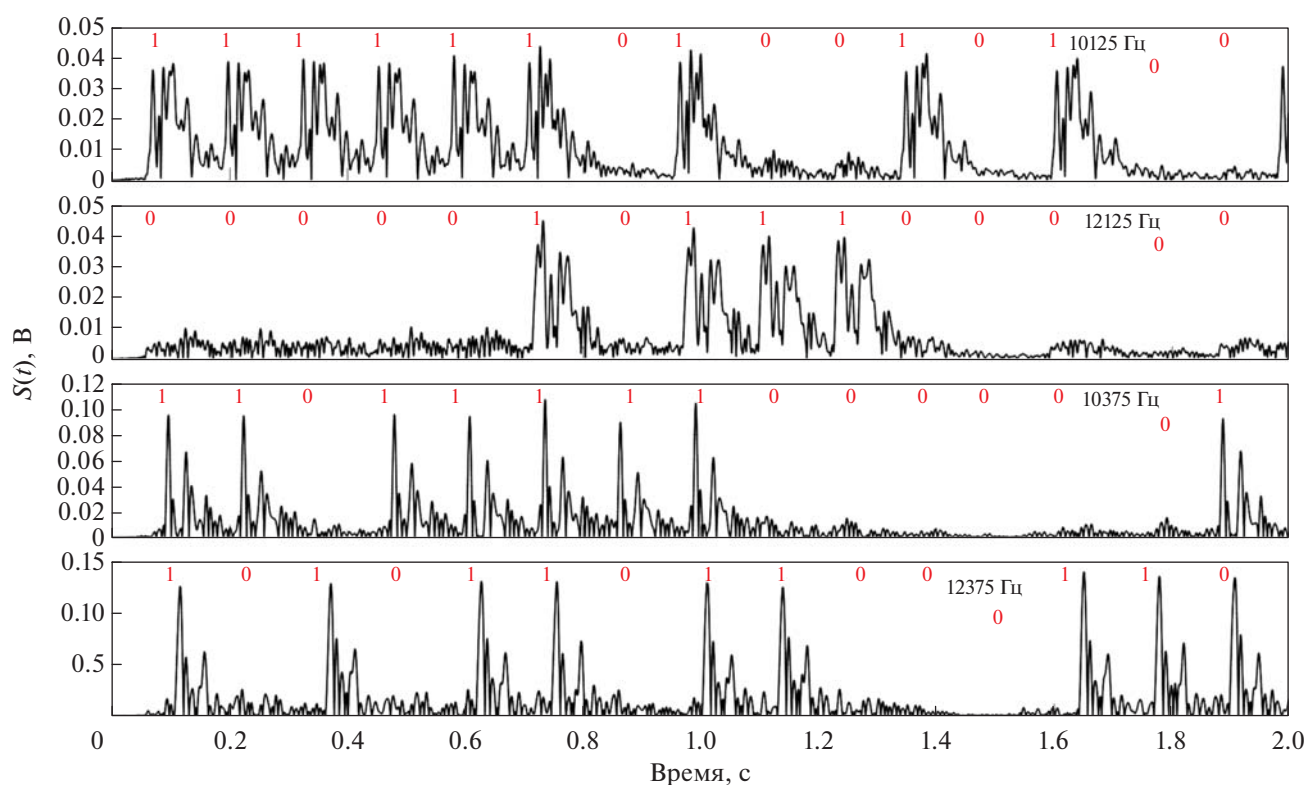
где  $E_b$  – энергия на бит,  $N_0$  – спектральная плотность мощности шума.

Критически важным является устойчивость данного класса некогерентных многочастотных методов к мультипликативным помехам, появляющимся в многолучевых гидроакустических средах распространения, а также возникающие при этом важные аспекты цифровой сигнальной обработки. Ввиду значительной аналитической сложности и многовариантности получения характеристики вероятности ошибки в условиях воздействия мультипликативных помех (многолучевые искажения, доплеровские сдвиги) целесообразно для данного класса методов получить численные оценки параметра вероятности ошибки.

Вектор  $P_n$  может принимать следующие значения:  $P_n(k) = C_n(k) P_n(k-1)$  при  $P_n(0) = 1$ ;  $P_n(k) = [-1; 1]$  или  $P_n(k) = [0; 1]$ .

Таким образом, можно сформировать две модуляционные комбинации – с дифференциальным кодированием соседних символов OFDM на  $n$ -ой частоте, или с ООК (on-off keying) на  $n$ -ой поднесущей частоте. Оба данных режима поддерживают некогерентное детектирование информационных символов по алгоритму приема, либо в варианте квадратурной фильтрации на каждой частоте, либо в формате дифференциального декодирования. Следует отметить, что для формата дифференциального кодирования  $M_n$  – матрица-вектор рандомизации на базе новых псевдослучайных последовательностей – единичная. Параметр  $p$  определяется структурой модуляционной матрицы  $P_n$ , для дифференциального кодирования и для ООК режима  $p = 1$ . Для многочастотной системы с расширенным спектром  $P_n$  принимает иную структуру, как показано в табл. 2, и параметр  $p = 0.5$ .

Для оценки работоспособности и помехоустойчивости многочастотного метода с ООК на  $n$ -ой поднесущей частоте выполнена оценка их комплексных огибающих после излучения сигнала ООК-OFDM в квазистационарной и нестационарной гидроакустических средах распространения.



**Рис. 4.** Временные диаграммы декодированных сигналов четырех частотных каналов на выходе квадратурных фильтров при статичном положении антенн.

Для тестирования метода ООК-OFDM ( $N = 16$  частотных каналов) проводилась серия морских экспериментов в статичном положении антенн (полоса частот 10–14 кГц) и в динамике на относительной скорости до 0.5 м/с в мелководной акватории (глубина 10–14 м) на дистанции до 1 км. На приемном гидрофоне выполнялась процедура усиления, полосовой фильтрации и декодирования информационных символов по приемному алгоритму.

На рис. 4 показаны временные диаграммы четырех частотных каналов выборочно из 16-ти на выходе квадратурных фильтров при статичном положении антенн. Красным цветом отмечены передаваемые информационные символы.

На рис. 5 показаны временные диаграммы декодированных сигналов четырех частотных каналов выборочно из 16-ти на выходе квадратурных фильтров при движении на скоростях до 0.5 м/с. Для обоих экспериментов характерна собственная интерференционная картина на каждом из каналов. Наблюдаются частотно-селективные замирания отдельных каналов, где уровень сигнала соизмерим с фоновым уровнем шума и имеются трудности с пороговым декодированием подобных информационных символов. Для ООК выбор порога обусловлен точкой пересечения функ-

ций плотности распределения огибающей шумового сигнала  $\rho$  в частотном подканале:

$$W(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2}\right),$$

где  $\sigma^2$  — дисперсия шума в  $n$ -ом частотном канале, и функции плотности распределения при совместном воздействии шума и детектированного сигнала, которая имеет плотность распределения, подчиняющуюся закону Рэлея–Райса:

$$W_1(u, \rho, \sigma) = \frac{\rho}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\rho^2 + u^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{u\rho}{\sigma^2}\right),$$

где  $u$  — среднеквадратическое отклонение (СКО) полезного сигнала.

Для статического эксперимента наглядно показана необходимость подбора и настройки индивидуального порога детектирования для каждого частотного подканала OFDM, что может быть крайне затруднительным при большом количестве поднесущих.

Эксперимент, проведенный в динамических условиях (рис. 5), показывает невозможность установки статического амплитудного порога детектирования информационных символов 1/0 индивидуально для каждого частотного подканала

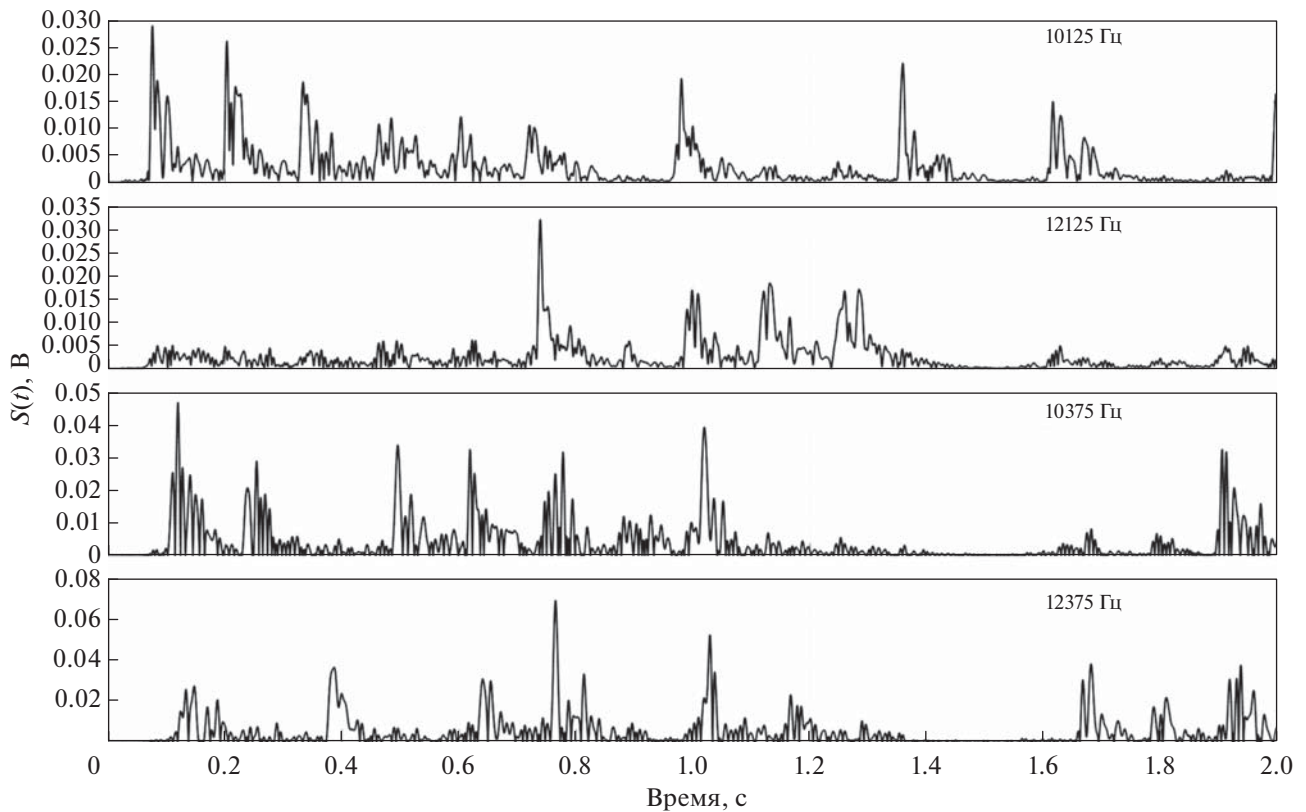


Рис. 5. Временные диаграммы декодированных сигналов четырех частотных каналов на выходе квадратурных фильтров при движении антенн.

OFDM ввиду малой величины времени когерентности гидроакустического канала связи (менее секунды в данных условиях). В этом случае становится очевидным практическая невозможность применения режима ООК для предлагаемых режимов многочастотной модуляции OFDM с минимальным пикфактором, ввиду крайне сложной и неэффективной схемы адаптации порогов детектирования каждого частотного канала в отдельности.

Ввиду сложности реализации некогерентной ООК-OFDM схемы декодирования и ее адаптации к нестационарной гидроакустической среде распространения сигнала, иными вариантами модуляционной матрицы  $P_n$  может быть дифференциальный режим кодирования, либо много-

частотная система с расширенным спектром, где  $P_n$  принимает структуру, показанную в табл. 2. Для дифференциального режима стоит принимать во внимание существенную нестабильность фазочастотной характеристики гидроакустической трассы распространения сигнала, где применение подобных методов может приводить к сбоям и росту вероятности ошибки до уровня 50%, ввиду малого значения времени когерентности канала связи.

Следует также отметить, что для формата дифференциального кодирования  $M_n$  – матрица-вектор рандомизации на базе новых псевдослучайных последовательностей – единичная, что может быть причиной увеличенных значений пикфактора OFDM сигнала и приводить к снижению энергетической эффективности системы в целом.

В численных и морских экспериментах много-частотную систему с расширенным спектром, формируемую по матрице  $P_n$ , обозначим OFDM-WB (OFDM-Wide Band). Параметры для системы OFDM-WB представлены в табл. 3.

В методе широкополосного ортогонального частотного уплотнения с некогерентным детектированием OFDM-WB возможно амплитудное ограничение сигнала и формирование практиче-

Таблица 3. Исходные параметры для OFDM-WB

$\Delta f$ , Гц	$T$ , с	$N$	$T_{\text{guard}}$ , с	$F_{\text{кбит}}/с$
100	0.01	20	0.5	2
50	0.02	40		
20	0.05	100		
10	0.1	200		



ски постоянной огибающей сигнала. Это позволяет максимально эффективно использовать энергетический ресурс излучающих трактов и как следствие — увеличить дальность действия подобных цифровых связей. Согласно аналитической модели, предельное значение спектральной эффективности для режима OFDM-WB составляет 0.5 бит/с/Гц и менее.

Учитывая, что средний пикфактор OFDM сигналов даже с учетом рандомизации фаз поднесущих частот составляет 12 дБ, снижение до значений 3–5 дБ за счет амплитудного ограничения дает энергетический выигрыш до 7–9 дБ. Существенное снижение пикфактора OFDM в данном случае достигается применением новых предложенных псевдослучайных последовательностей с наилучшими автокорреляционными свойствами по минимаксному критерию [11, 26, 28]. Результаты численного эксперимента показывают, что уровни вероятности ошибки (BER) при нелинейном преобразовании OFDM-WB сигнала в условиях АБГШ практически не зависят от количества поднесущих частот. Ограничение сигнала по уровню среднеквадратического отклонения  $\pm\sigma$  ухудшает все характеристики BER примерно на 3–4 дБ по уровню  $10^{-3}$  по сравнению с ограничением по уровню  $\pm 5\sigma$  — пиковой мощности OFDM. Учитывая то, что амплитудное ограничение дает энергетический выигрыш до 7–9 дБ при ухудшении характеристик BER на 3–4 дБ, то выигрыш в 3–6 дБ при использовании некогерентного режима OFDM-WB позволяет достичь лучших показателей по энергетике.

Для оценки работоспособности предложенного алгоритма были проведены численные и морские эксперименты в нестационарных многолучевых гидроакустических средах распространения сигнала. В качестве тестового канала была выбрана численная модель гидроакустической трассы в симуляторе Watermark на дальности 1080 м с параметрами, указанными в табл. 4. Для проводимых численных и последующих морских экспериментов были выбраны одинаковые параметры сигнала, указанные в табл. 3. Частотный диапазон был выбран эквивалентным модели канала Watermark: 4–8 кГц.

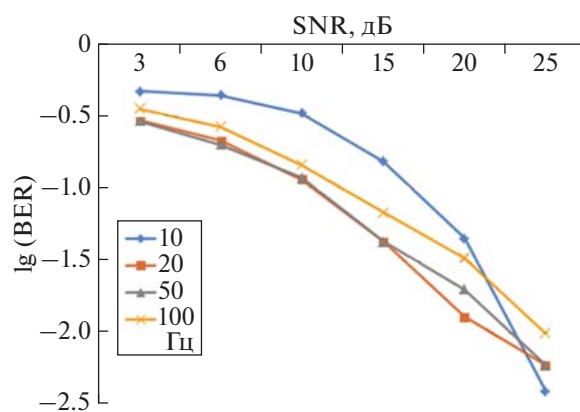
Количество информационных бит в многочастотном пакете OFDM-WB выбиралось для 4-х различных режимов разнесения поднесущих частот и указано в табл. 3. Результаты BER для многочастотного режима OFDM-WB (рис. 6) с рандомизацией и амплитудным ограничением по уровню  $\pm\sigma$  показывают стабильное уменьшение ошибок с ростом отношения сигнал/шум (SNR — signal to noise ratio). Здесь требование к высоким значениям отношения сигнал/шум (свыше 20 дБ для уровня BER  $< 10^{-2}$ ) обусловлено динамическими частотно-селективными замираниями поднесу-

**Таблица 4.** Параметры тестового канала KAU1 гидроакустической связи Watermark

Имя	KAU1
Местность	Отмель
Время года	Июль
Дальность	1080 м
Глубина	100 м
Место установки передатчика	Верх
Место установки приемника	Центр
Тип сигнала	ЛЧМ
Полоса частот	4–8 кГц
Roll-off фактор	1/8
Длительность сигнала	32.9 с
Задержка	128 мс
Доплеровское расширение	7.8 Гц
Тип	SIMO
Количество гидрофонов	16
Разнос элементов	3.75 м
Количество циклов	1
Общее время	33 с

щих, где для отдельных частотных компонент уровень отношения сигнал/шум становится за предельно низким.

Частотный разнос поднесущих в 20 Гц показывает лучшие результаты по минимизации BER. Величина длительности символа OFDM (0.05 с) в данном случае близка к интервалу когерентности канала и многочастотный символ не испытывает значительного влияния дополнительной паразитной амплитудной модуляции, нарушающей ортогональность поднесущих частот.



**Рис. 6.** Характеристика вероятности ошибки BER (SNR) для режима OFDM-WB с рандомизацией на гидроакустической трассе симулятора Watermark KAU1 (8-ой приемный гидрофон в середине толщи воды).

**Таблица 5.** Результаты BER для режима OFDM-WB в морском эксперименте на дальности 2.5 км

Частотный разнос $\Delta f$ , Гц	Уровень ограничения	BER
100	$\pm 5\sigma$	0.193
	$\pm \sigma$	0.086
50	$\pm 5\sigma$	0.113
	$\pm \sigma$	0.066
20	$\pm 5\sigma$	0.031
	$\pm \sigma$	0.058
10	$\pm 5\sigma$	0.05
	$\pm \sigma$	0.088

Морской эксперимент был проведен осенью на двух судах с излучающей антенной в диапазоне 4–8 кГц и приемным гидрофоном на дистанциях от 2.5 до 7 км. Волнение моря в день проведения эксперимента достигало 3 баллов. Была осуществлена передача цифровых данных со схожими параметрами, указанными ранее в численном эксперименте. Скорость передачи в информационном пакете OFDM-WB режима составляла 2 кбит/с.

Было выполнено излучение сигнала со стационарно закрепленного на якорю судна, глубина в точке излучения 32 метра, излучатель располагался на 15-ти метровой глубине. В точках приема сигнала глубина составляла порядка 40 м, приемная антенна аналогично излучающей располагалась на 15-ти метровой глубине. Длительность посылок составляла 60 с при длительности защитного интервала между символами OFDM 500 мс.

В эксперименте на дистанции 7 км режим OFDM-WB в условиях сильной качки судна и нестабильности положения приемного гидрофона показал уровни вероятности ошибки BER не хуже  $10^{-1}$ , что для подобных условий и пропускной способности 2 кбит/с являлось успешным результатом разработки и анализа всей системы на предмет возможных улучшений. Результаты декодирования BER для режима OFDM-WB в морском эксперименте на дальности 2.5 км в частотном диапазоне 4–8 кГц показаны в табл. 5. Для данной дистанции излучались сигналы без амплитудного ограничения  $\pm 5\sigma$ , а также с ограничением OFDM-WB сигнала по уровню  $\pm \sigma$ . Минимальные значения вероятности ошибки (0.031–0.05) были достигнуты для частотного разнеса поднесущих OFDM, равного 10–20 Гц. Здесь так же, как и в численном эксперименте величина длительности символа (0.05–0.1 с) близка к интервалу когерентности гидроакустической трассы распространения сигнала и многочастотный символ не испытывает значительного влияния дополнительной паразитной амплитудной моду-

ляции, нарушающей ортогональность поднесущих частот.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подводя итоги комплексного исследования нового класса многочастотных (OFDM) методов уплотнения для передачи цифровых данных на основе новых псевдослучайных последовательностей с некогерентной демодуляцией символов в условиях многолучевой нестационарной гидроакустической среды распространения, можно отметить следующее: излучение сигнала происходит без предварительных оценок передаточной характеристики гидроакустической среды распространения. Установлено, что униполярное кодирование поднесущих частотных компонент из-за нестационарности амплитудно-частотной характеристики гидроакустического канала связи неприменимо из-за практической сложности реализации декодирования данных. Использование комбинированных матриц рандомизации для OFDM на базе новых псевдослучайных последовательностей для минимизации пиковой мощности многочастотных сигналов повышает устойчивость OFDM-WB к нелинейным искажениям при высокой энергетической эффективности предлагаемых решений для передачи данных в нестационарных гидроакустических средах.

Работоспособность предложенного класса многочастотных методов уплотнения подтверждена численными и морскими экспериментами на шельфе на дистанциях от 2.5 до 7 км при взаимном дрейфе судов и при волнении моря до 3 баллов. Была достигнута пропускная способность 2 кбит/с при BER порядка  $10^{-2}$  в частотном диапазоне 4–8 кГц.

Данная работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России в сфере научной деятельности по проекту № FZNS-2023-0008.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Моргунов Ю.Н., Безответных В.В., Голов А.А., Буренин А.В., Лебедев М.С., Петров П.С. Экспериментальное и теоретическое исследование времен прихода и эффективных скоростей при дальнем распространении импульсных акустических сигналов вдоль кромки шельфа в мелком море // Акуст. журн. 2021. Т. 67. № 3. С. 291–297.
2. Петров П.С., Голов А.А., Безответных В.В., Буренин А.В., Козицкий С.Б., Сорокин М.А., Моргунов Ю.Н. Экспериментальное исследование импульсной характеристики волновода Японского моря с использованием псевдослучайных последовательностей в приложении к навигации удаленных объектов // Акуст. журн. 2020. Т. 66. № 1. С. 20–33.
3. Автономные подводные роботы: системы и технологии: монография / Агеев М.Д. и др.; под общ.

- ред. Агеева М.Д. Рос. акад. наук, Дальневосточное отделение, Институт проблем морских технологий. М.: Наука, 2005. ISBN 5-02-033526-6. 398 с.
4. Андреев М.Я., Ключин В.В., Охрименко С.Н., Рубанов И.Л., Яковлев В.А. Интегрированная система наблюдения для наводных кораблей // Морской сборник. 2006. № 8. С. 50–51.
  5. Богусевич А.Я., Красненко Н.П. Эффект Доплера в акустике неоднородной движущейся среды // Акуст. журн. 1988. Т. 34. № 4. С. 598–602.
  6. Бурдинский И.Н., Карабанов И.В., Миронов А.С. Обработка фазоманипулированных шумоподобных сигналов гидроакустических систем с учетом эффекта Доплера // Вестник Тихоокеанского государственного университета. 2016. № 4(43). С. 13–22.
  7. Кебкал К.Г., Машошин А.И. Гидроакустические методы позиционирования автономных необитаемых подводных аппаратов // Гироскопия и навигация. 2016. Т. 24. № 3. С. 115–130.
  8. Корякин Ю.А., Лисс А.Р., Рыжиков А.В. Концепция создания систем обработки сигналов в гидроакустике на базе отечественной микроэлектроники // Морская радиоэлектроника. 2006. № 1(15). С. 30–33
  9. van Walree P., Sangfelt E., Leus G. Multicarrier spread spectrum for covert acoustic communications // Oceans. 2008. V. 1–4. P. 264–271.
  10. Proakis J.G., Stojanovic M., Catipovic J. Adaptive equalization algorithms for high rate underwater acoustic communications // Proc. IEEE Symp. Autonomous Underwater Vehicle Technology (AUV'94). 1994. P. 157–164.
  11. Rodionov A.Y., Unru P.P., Kirianov A.V., Dubrovin F.S., Kulik S.Yu. Some algorithms for DSSS signal processing with time-shift keying for long-distance underwater communication // IEEE OES Int. Symp. Underwater Technology. 2017. P. 7890287. <https://www.doi.org/10.1109/UT.2017.7890287>
  12. Preisig J. Acoustic propagation considerations for underwater acoustic communications network development // ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review. 2007. Т. 11. № 4. С. 2–10.
  13. van Walree P.A. Propagation and scattering effects in underwater acoustic communication channels // IEEE J. Ocean. Eng. 2013. V. 38. № 4. P. 614–631.
  14. van Walree P., Otnes R., Jenserud T. Watermark: A realistic benchmark for underwater acoustic modems // IEEE Third Underwater Communications and Networking Conf. (UComms). 2016. P. 1–4.
  15. van Walree P.A., Jenserud T., Smedsrud M. Adiscrete-time channel simulator driven by measured scattering functions // IEEE J. Sel. Areas Commun. 2008. V. 26. № 9. P. 1628–1637.
  16. Otnes R., van Walree P.A., Jenserud T. Validation of replay-based underwater acoustic communication channel simulation // IEEE J. Ocean. Eng. 2013. V. 38. № 4. P. 689–700.
  17. Socheleau F.-X., Laot C., Passerieux J.-M. Stochastic replay of non-WSSUS underwater acoustic communication channels recorded at sea // IEEE Trans. Sig. Proc. 2011. V. 59. № 10. P. 4838–4849.
  18. Isukapalli Y., Song H.C., Hodgkiss W.S. Stochastic channel simulator based on local scattering function // JASA Express Lett. 2011. V. 130. № 4. P. EL200–EL205.
  19. Socheleau F.-X., Laot C., Passerieux J.-P. Parametric replay-based simulation of underwater acoustic communication channels // IEEE J. Ocean. Eng. 2015. V. 40. № 4. P. 796–806.
  20. Petrioli C., Petrocchia R., Potter J.R., Spaccini D. The SUNSET framework for simulation, emulation and at-sea testing of underwater wireless sensor networks // Ad Hoc Networks. 2015. V. 34. P. 224–238.
  21. van Walree P. Channel sounding for acoustic communications: Techniques and shallowwater examples // Forsvarets Forskningsinstitut, FFI-rapport 2011/00007, 2011.
  22. Hodgkiss W.S., Preisig J.C. Kauai Acomms MURI 2011 (KAM11) experiment // Proc. ECUA'12, Edinburgh, UK, July 2012. P. 993–1000.
  23. Song H.C., Hodgkiss W.S. Efficient use of bandwidth for underwater acoustic communication (L) // J. Acoust. Soc. Am. 2013. V. 134. № 2. P. 905–908.
  24. van Walree P.A., Otnes R. Ultrawideband underwater acoustic communication channels // IEEE J. Ocean. Eng. 2013. V. 38. № 4. P. 678–688. <https://doi.org/10.1109/JOE.2013.2253391>
  25. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. 2-е изд., испр. М.: Вильямс, 2004. 1104 с.
  26. Kovylin A.A., Zlobin D.V., Rodionov A.Y. The analysis of RLE-blocks repetition frequency in the binary codes family with the best minmax criteria of autocorrelation function // Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics. 2013. Т. 1. № 83. С. 99–103.
  27. Berger C.R., Huang J., Moura J.M.F. Study of pilot overhead for iterative OFDM receivers on time-varying and sparse underwater acoustic channels // OCEANS'11 MTS/IEEE KONA. 2011. С. 1–8.
  28. Bezotvetnykh V.V., Burenin A.V., Morgunov Y.N., Strobyskin D.S. Specificities of applying pseudorandom sound signals to measuring impulse responses on the shelf of the Sea of Japan // Acoust. Phys. 2012. V. 58. № 1. P. 125–128.