#### УДК 621.391.8.018.782.4

# ОЦЕНКИ ПРИМЕНЕНИЯ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ С ПОСТОЯННОЙ ОГИБАЮЩЕЙ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

А.Ю. Родионов<sup>1</sup>, П.П. Унру<sup>2</sup>, С.Ю. Кулик<sup>1</sup>, А.А. Голов<sup>3</sup>

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт проблем морских технологий ДВО РАН<sup>1</sup> Дальневосточный федеральный университет<sup>2</sup> Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Тихоокеанский океанологический институт ДВО РАН<sup>3</sup>

Для организации гидроакустической связи с подводными подвижными объектами в настоящее время активно используются все более сложные методы сигнальной обработки. В данном исследовании представляется метод, основанный на формировании многочастотных сигналов (OFDM) с постоянной огибающей. Рассмотрен режим с применением точной кадровой синхронизации многочастотных символов OFDM-FM с QPSK манипуляцией поднесущих, а также режимы с коэффициентами расширения спектра FM сигнала, равные 2, 4 и 10. По результатам численных экспериментов в условиях гауссовского шума без дополнительного помехоустойчивого кодирования получены значения вероятности ошибки приема от 0,15 до 10<sup>-3</sup> для многолучевых откликов, типичных для гидроакустических каналов связи. Проведены эксперименты с OFDM-FM-QPSK на дистанции 25 км при использовании низкочастотной (400 Гц) гидроакустической аппаратуры. Получены импульсные и частотные характеристики линии связи и значения BER при различном коэффициенте расширения спектра OFDM-FM-QPSK сигнала.

# введение

Многочастотные методы обработки сигналов, такие как OFDM, не только получили широкое распространение в радиосвязи, но также упрочнили свое положение в гидроакустике. Нынешняя популярность многочастотных методов, используемых в гидроакустической связи, связана с возможностью эффективно использовать тот незначительный частотный ресурс, который характерен для подводных систем связи. Для растущих потребностей во всем мире по использованию автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА) в целях освоения и изучения Мирового океана крайне необходимо применять эффективные с точки зрения пропускной способности и помехозащищенности системы связи, на которых базируются и системы подводной навигации.

АНПА и надводные/подводные объекты обеспечения миссии (суда, буи, автономные необитаемые водные аппараты (АНВА), стационарные донные гидроакустические станции) требуют организации качественной системы гидроакустической связи и навигации в условиях нестабильности параметров подводной среды. Для навигационной составляющей системы обычно требуются надежные алгоритмы регистрации времени распространения сигнала (для ДБ, СДБ и КБ систем) и фазы (для УКБ систем). Требуется также знание лучевого отклика гидроакустического канала и скорости звука [1, 2]. Скорость информационного обмена обычно здесь не является определяющим фактором, и значения bitrate в несколько десятков-сотен бит/с могут быть достаточными, что актуально и для телеметрии. Для организации связи с АНПА пропускная способность канала должна быть на порядок выше и может составлять единицы кбит/с при усложняющих факторах. К таким факторам относятся знакопеременные ускорения подводного аппарата или надводного объекта связи, частотные и временные селективные замирания сигнала, наличие мощных импульсных помех и

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> 690091, г. Владивосток, ул. Суханова, 5а. Тел.: +7 (924) 2452975. E-mail: deodar1618@yandex.ru, kulikser@mail.ru

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> 690091, г. Владивосток, ул. Суханова, 8. Тел.: + 7 (800) 5503838. E-mail: unrupp@gmail.com

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup> 690041, г. Владивосток, ул. Балтийская, 43. Тел.: +7 (423) 2311400. E-mail: golov\_alexander@inbox.ru

доплеровские сдвиги частот. Здесь одним из ключевых параметров, определяющих скорость передачи данных, является совокупная полоса пропускания тракта передатчика приемопередающих антенн. Определяющим звеном здесь обычно является передающая гидроакустическая антенна и сама линия подводной связи с ярко выраженной неравномерной частотной характеристикой.

Современные гидроакустические средства связи можно разделить на три категории по типу обработки сигналов: с высокой спектральной эффективностью (от 2 до 4 бит/с/Гц), использующие параллельное частотное разделение информационных символов (OFDM) и M-QAM методы. Существуют методы со средними значениями спектральной эффективности (от 0,1 до 1 бит/с/Гц), реализованные по принципу последовательного частотного разделения (S2C и т.п.) [3, 4] и с низкой эффективностью использования полосы частот (от 0,1 бит/с/Гц и ниже) – это ШПС (DSSS) методы [5].

Теоретически, заявленная спектральная эффективность систем (с рабочими частотами до 60 кГц) позволяет организовать достаточно высокоскоростные каналы передачи данных под водой (до нескольких десятков кбит/с), но данные значения достижимы при стабильности параметров линии связи и при весьма сложной предварительной настройке системы приема-передачи. На практике характеристики реальной пропускной способности системы связи зависят от множества совокупных факторов: используемого МАС-протокола обмена, времени реверберации, текущего отношения сигнал/шум, импульсных помех, скорости движения приемника и передатчика и т.д. Обилие подобных факторов на практике приводит к реальным значениям скорости передачи от сотен бит/с до единиц кбит/с.

Цель данного исследования заключается в разработке и тестировании алгоритмов сигнальной обработки, толерантных к совокупности вышеперечисленных параметров при достаточно высокой пропускной способности. Для этого необходимо решить задачу использования алгоритмов, работающих без регулярной оценки параметров канала связи и многократной передачи тестовых пакетов, что особенно актуально при движении приемопередающих объектов связи, для экономии временного ресурса и повышения общей пропускной способности. Также время реверберации при изменении его в широких пределах должно минимально влиять на характеристику пропускной способности. Актуальна устойчивость системы к доплеровскому сдвигу частот, необходимы возможности применения несложных алгоритмов подавления мощных импульсных помех в приемном тракте и некогерентный режим работы приемника.

В работе рассматриваются методы с ортогональным частотным уплотнением в комбинации с дополнительной частотной модуляцией (OFDM-FM). В первой части рассматриваются особенности формирования многочастотного сигнала с угловой модуляцией и алгоритм демодуляции. Приведены аналитические выражения для оценки BER при использовании QPSK манипуляции поднесущих OFDM. Также рассмотрены особенности работы цифрового частотного демодулятора при воздействии многолучевых компонент на входе детектора.

Во второй части проведен анализ эффективности работы режима OFDM-FM-QPSK (с расширением спектра с коэффициентами 1, 2, 4, 10) при применении точной кадровой синхронизации OFDM символов. Представлены аналитические выражения для вероятности ошибки и результаты численного моделирования BER для различных многолучевых откликов гидроакустического канала связи.

В третьей части приведены результаты экспериментов на дистанции 25 км при использовании низкочастотной гидроакустической аппаратуры с рабочей частотой 400 Гц. Получены значения вероятности ошибки приема для OFDM-FM-QPSK (с расширением спектра с коэффициентами 1, 2, 4, 10).

## Метод OFDM-FM

Значительная доля современных исследований в области подводной цифровой связи посвящена методам, использующим ортогональное частотное уплотнение [6]. Данное направление заимствовано с систем радиосвязи, реализованных, в своем большинстве, по принципу OFDM. Если для радиоканалов принцип OFDM внедрен как стандарт, обеспечивающий высокую пропускную способность при высокой устойчивости к многолучевому распространению, то, в свою очередь, многообразие OFDM-решений для гидроакустических систем связи показывает, что ведется активный поиск методов, позволяющих сохранить преимущества OFDM при всех сложностях гидроакустической связи [7].

С активным внедрением робототехники в задачах исследования Мирового океана возросли требования к высокоточной навигации под водой, качественной ГА-связи при высокой пропускной способности. Несомненно, данные требования касаются организации связи в условиях высокой мобильности подводных аппартов и надводных подвижных объектов, участвующих в миссии. Именно в мобильных системах ГА-связи OFDM методы показывают уязвимость, и во избежание этого используются различные методы предкоррекции сигнала в комбинациях с помехоустойчивым кодированием, позволяющим добиться приемлемой помехоустойчивости.

Одним из наиболее эффективных режимов приема для нестационарных каналов связи является некогерентный прием высокочастотного сигнала. Использование частотной модуляции для OFDM сигналов позволяет реализовать некогерентные режимы приема [8].

Для формирования OFDM-FM сигнала принимается модель многочастотного стохастического сигнала с нормальным распределением в мнимой части сигнала OFDM. Сигнал OFDM после нормирования имеет вид:

$$s(t) = \sqrt{\frac{1}{8N}} \sum_{n=1}^{N} C_n sin(2\pi\Delta fnt), \qquad (1)$$

где  $\Delta f = \Delta F / 2N$ ;  $C_n$  – информационный символ на *n*-й поднесущей [9].

Сигнал OFDM-FM для  $f_0 = \omega_0 / 2\pi$  и при индексечастотной модуляции  $m_{FM}$  может быть описан выражением:

$$S_{FM}(t) = U_0 sin\left(\int_0^t \left[\omega_0 + \frac{\pi}{2}\Delta f Nm_{FM} s(t)\right] dt\right), \quad (2)$$

где U<sub>0</sub> – амплитуда несущей составляющей.

Формирование FM сигнала в передатчике и его демодуляция в приемном тракте выполняются с помощью квадратурной обработки в DSP. Выражение (2) представляется, как сумма двух квадратурных компонент, где квадратурные низкочастотные сигналы I и Q:  $x_I = \cos\left(\Delta\omega \int_{0}^{t} \overline{s(t)} dt\right), x_Q = -\sin\left(\Delta\omega \int_{0}^{t} \overline{s(t)} dt\right).$ 

Для демодуляции FM выражение алгоритма приведено в [9]:

$$s_{RX}(t) = \frac{1}{\Delta\omega} \left( \frac{dx_I}{dt} x_Q(t) - \frac{dx_Q}{dt} x_I(t) \right).$$
(3)

Применяя некогерентное квадратурное детектирование с произвольной начальной фазой несущей частоты  $f_0$  на выходе демодулятора, согласно выражению (3), получим идентичный нормированный сигнал  $\overline{s_{RX}(t)}$ . Также можно отметить значительную устойчивость данного метода демодуляции к доплеровскому сдвигу частоты несущей, приводящий обычно к появлению в демодулированном сигнале постоянной составляющей, не влияющей негативно на процесс FFT-преобразования мнимой части OFDM символа.

Для увеличения спектральной эффективности системы передачи данных целесообразно использование М-QAM систем модуляции поднесущих частот OFDM, однако существенным фактором, ограничивающим использование подобных схем, является нестабильность параметров ГА-канала, особенно в условиях движения объектов связи. Данное явление приводит к значительной изменчивости амплитуд сигнала на интервале передачи символов, что вынуждает использовать дифференциальные методы передачи информации. В другом варианте компромиссом по пропускной способности и помехоустойчивости может выступать ортогональная двухполярная система передачи символов (QPSK), что снижает амплитудную неоднозначность при декодировании символов в подобных условиях.

При использовании QPSK манипуляции поднесущих OFDM в выражении (1) информационный символ  $C_n$  будет заменен на комплексный информационный символ QPSK  $G_n$  на n-й поднесущей OFDM.

Для кадровой синхронизации OFDM-QPSK символов используется псевдослучайная двоичная последовательность с согласованным фильтром на приеме. Требование к точности кадровой синхронизации OFDM символов также может быть проблемой при многолучевом распространении ГА сигнала. Особенное усложнение ситуации с кадровой синхронизацией создает динамичная смена параметров канала ГА связи в условиях перемещения объектов связи, сильного волнения моря, при подводных течениях.

Для последующей оценки вероятности ошибки OFDM-FM при режиме QPSK в условиях АБГШ со спектральной плотностью мощности, равной  $N_o$ , воспользуемся выражением соотношения сигнал/шум в полосе частот модулирующего сигнала [9]. Здесь коэффициент изменения отношения сигнал/шум на входе FM демодулятора и его выходе будет равен

 $\beta \approx 5 \cdot m_{FM}^{-1,6}$ .

Аналитическое выражение вероятности ошибки для предложенного алгоритма в условиях АБГШ определяется коэффициентом изменения  $\beta$  отношения сигнал/шум на входе FM демодулятора и его выходе и формулы для расчета BER классической OFDM-QPSK:

$$P_{_{_{B}}} = \int_{u_{_{0}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{\frac{-u^{2}}{2}} du, \qquad (4)$$

где  $u_0 = \sqrt{\frac{2}{\beta} \cdot SNR_{in}}.$ 

Рассмотрим особенность работы цифрового частотного демодулятора по алгоритму (3) при

воздействии многолучевых компонент на входе детектора. Для модели распространения с одной отраженной компонентой с амплитудой  $\rho(\rho \le l)$  и задержкой т импульсная характеристика линии связи описывается выражением  $h(t) = 1 + \rho \cdot e^{-i\omega \tau}$ . После подстановки в выражение (3) и преобразований получим следующее выражение:

$$s_{RX}(t) = \overline{s(t)} \left[ 1 + \rho \cdot \cos\left(\Delta \omega \int_{0}^{t} (\overline{s(t)} - \overline{s(t-\tau)}) dt \right) \right] + \frac{1}{(5)} + \overline{s(t-\tau)} \cdot \rho \left[ \rho + \cos\left(\Delta \omega \int_{0}^{t} (\overline{s(t)} - \overline{s(t-\tau)}) dt \right) \right].$$

Здесь видно, что демодулированный OFDM сигнал подвергается паразитной амплитудной модуляции при возникновении на входе FM детектора прямого и сильного задержанного сигнала, что может приводить к нарушению ортогональности поднесущих частот OFDM пакета. Символ OFDM-FM при наличии мощной отраженной компоненты  $(\rho = 1, \tau = 100 ms)$  модулируется по амплитуде функцией  $\alpha(t)$ :

$$s_{RX}(t) = \overline{s}_{+}[1 + \cos(\Delta \omega \int_{0}^{t} \overline{s}_{-} dt)] = \alpha(t) \cdot \overline{s}_{+}, \qquad (6)$$

١٦

где

$$\alpha(t) = \left[1 + \cos\left(\Delta\omega \int_{0}^{t} \overline{s}_{-} dt\right)\right],$$
  
$$\overline{s}_{+} = \overline{s}(t) + \overline{s}(t-\tau), \overline{s}_{-} = \overline{s}(t) - \overline{s}(t-\tau).$$

Г

Для существенного ослабления данного эффекта на входе FM демодулятора вводится адаптивный амплитудный ограничитель. Определение оптимальных уровней ограничения сигнала связано с существенными сложностями аналитического характера. Поэтому были произведены численные оценки BER при различных профилях многолучевого распространения сигнала в зависимости от параметра сатурации  $\gamma = U_{Limit} / U_0$  В табл. 1 приведены значения BER в зависимости от параметра сатурации у для OFDM-FM-QPSK при свертке с многолучевыми профилями канала с частотными характеристиками  $H1(\omega), H2(\omega)$ :  $H1(\omega) = 1 + 0.9 \cdot e^{-10.625 \cdot 10^{-3} j\omega} H2(\omega) = 1 + 0.9 \cdot e^{-11.25 \cdot 10^{-3} j\omega}$ 

Параметры численной модели адаптировались для морских экспериментов, несущая частота FM сигнала составляла 400 Гц, полоса OFDM-QPSK равнялась 100 Гц, число поднесущих OFDM-100, частота дискретизации 8 – кГц.

При данном способе ограничения входного сигнала по амплитуде на уровнях, соответствующих  $\gamma = [0,3...0,5]$ , BER принимает минимальные значения. Также производится эффективное ограничение

Таблица 1. Значения BER для OFDM-FM-QPSK в зависимости от параметра сатурации

γ	BER	γ	BER
2	0,1768	2	0,2147
1,5	0,1697	1,5	0,2123
1,3	0,1626	1,3	0,2013
1,1	0,1594	1,1	0,1823
0,9	0,1476	0,9	0,1563
0,7	0,1239	0,7	0,1279
0,5	0,1	0,5	0,089
0,3	0,096	0,3	0,101
0,1	0,1342	0,1	0,1949
0,05	0,1436	0,05	0,1965
0,02	0,146	0,02	0,1965
0,01	0,1515	0,01	0,1965

мощных импульсных помех, характерных для мелкого моря и зашумленных акваторий.

### Численные эксперименты с OFDM-FM-QPSK в многолучевых каналах

В данной части статьи проведен анализ эффективности работы режима OFDM-FM-QPSK (с расширением спектра с коэффициентами 1, 2, 4, 10) с применением точной кадровой синхронизации OFDM символов по максимальному значению отклика согласованного фильтра для ПСП преамбулы, размещенной впереди пакета данных.

Для оценки эффективности работы системы с OFDM-FM-QPSK были разработаны численные модели с различным коэффициентом расширения спектра. Параметры численных моделей были адаптированы под экспериментальное гидроакустическое оборудование (рабочая частота 400 Гц, полоса пропускания  $\Delta F = 200 \, \Gamma$ ц) в целях проведения последующих морских экспериментов. Модели были разработаны с коэффициентами расширения спектра 1, 2, 4 и 10. Параметры тестируемых моделей приведены в табл. 2, где N – количество поднесущих OFDM,  $\Delta f$  – частотный интервал между поднесущими,  $T_{guard}$  – защитный интервал, f<sub>b</sub> - скорость передачи информации. Защитный интервал T<sub>euard</sub> между символами OFDM выбран равным 200 мс, согласно проведенным ранее экспериментам по измерению импульсных характеристик и передаче данных в данной акватории на частоте 400 Гц [10, 11].

Соотношение длительности многочастотного символа к защитному интервалу  $T_{oFDM}/T_{guard}$  выбрано равным 5 для всех режимов.

Таблица 2. Параметры численных моделей OFDM-FM-QPSK для рабочей частоты 400 Гц и полосы пропускания 200 Гц

	К1	К2	K4	K10
Ν	100	50	25	10
∆f	1 Гц	1 Гц	1 Гц	1 Гц
T <sub>guard</sub>	200 мс	200 мс	200 мс	200 мс
fb	167 бит/с	83 бит/с	42 бит/с	17 бит/с
n <sub>f</sub>	0,835 бит/с/Гц	0,418 бит/с/Гц	0,21 бит/с/Гц	0,083 бит/с/Гц



Puc. 2. Тестовые лучевые отклики ГА канала

Выбирая режимы работы OFDM-FM-QPSK с расширенным спектром, следует ожидать снижения спектральной эффективности системы, рассчитыва-

е мое по формуле 
$$n_f = \frac{2N}{\left(T_{OFDM} + T_{guard}\right)\Delta F}$$

Одним из достоинств систем, использующих параллельное частотное разделение информационных символов (OFDM), является более медленное снижение функции спектральной эффективности в зависимости от значения времени защитного интервала  $T_{guard}$ , по сравнению с методами, реализованными по принципу последовательного частотного разделения, где эффективность использования спектра оценива-

ется выражением  $n_f \approx \frac{1}{\sqrt{2\Delta F \cdot T_{guard}}}$  [3, 4].

Для режимов К1, К2, К4 и К10 были выполнены численные эксперименты для определения зависимости вероятностей ошибок, полученной в линии



связи, от соотношения сигнал/шум на входе FM демодулятора. Определялись значения BER без введения помехоустойчивых кодеров. Результаты моделирования в условиях АБГШ представлены на рис. 1.

Характер и значения BER(SNR) для выбранных режимов согласуются с аналитическими выражениями, согласно выражению 5.

Для оценки помехоустойчивости исследуемого метода были выбраны отклики многолучевого распространения, характерные для гидроакустического канала связи, и импульсные характеристики UAC каналов, описанные в литературе [12].

Первые два тестовых отклика аналитически могут быть описаны выражением  $H_i(\omega)$  в варианте с мощными отраженными лучами и в варианте с половинными уровнями отраженных компонент (рис. 2):

$$H_{i}(\omega) = 1 + 0.72 \cdot e^{-5.7 \cdot 10^{-3} j\omega} + 0.34 \cdot e^{-22.83 \cdot 10^{-3} j\omega} + 0.19 \cdot e^{-57.12 \cdot 10^{-3} j\omega} + 0.09 \cdot e^{-100 \cdot 10^{-3} j\omega}.$$

Также для всех четырех режимов были проведены численные расчеты BER в зависимости от SNR при свертке передаваемых сигналов с откликами канала  $H_1(\omega)$  и  $H_{0.5}(\omega)$ . Результаты моделирования представлены на рис. 3.

Данные значения показывают рост помехоустойчивости системы с увеличением коэффициента расширения спектра OFDM-FM при достаточно сложных многолучевых откликах ГА канала связи. Выбор оптимального режима работы для реальных условий связан с компромиссом в отношении спектральной эффективности системы связи и помехоустойчивости. При уровне канальной ошибки ниже 10<sup>-1</sup> ..10<sup>-2</sup> возможно получение удовлетворительных значений BER при использовании эффективных методов помехоустойчивого кодирования [13].

Для оценки соответствия полученных численных и экспериментальных данных были выбраны



Рис. 3. Вероятности ошибки в зависимости от SNR (при воздействии АБГШ) для откликов канала *H*<sub>1</sub>(ω) и *H*<sub>0.5</sub>(ω): 1 – K1; 2 – K2; 3 – K4; 4 – K10

два лучевых отклика, схожих с полученными оценками АЧХ реального гидроакустического канала на дистанции 25 км. Аналитически отклики канала с двумя лучами с разницей прихода в 13 мс можно представить в виде:

$$\begin{split} H_{(a)} &= 1 + 0, 7 \cdot e^{-13 \cdot 10 - 3j\omega}, \\ H_{(a)} &= 0, 7 + 1 \cdot e^{-13 \cdot 10 - 3j\omega}. \end{split}$$

Система кадровой синхронизации OFDM-FM настраивалась в двух вариантах: на работу по первому лучу и на синхронизацию по наиболее сильному лучу. Результаты BER при свертке сигналов в режимах K1, K2, K4 и K10 с откликами  $H_a=(\omega)$  и  $H_b=(\omega)$ при SNR = 15 dB и различным типом синхронизации показаны в табл. 3.

Результаты моделирования с различным типом синхронизации показывают необходимость в точной кадровой синхронизации демодулированных OFDM-QPSK символов по наиболее сильному лучу. Последующие данные BER, полученные в ходе морских экспериментов, показали соответствие данным вышеописанного численного эксперимента и возможность корректировки лучевого отклика методом оценки АЧХ ГА канала связи.

#### • Морские эксперименты

Морские эксперименты проводились совместно с лабораторией акустической томографии ТОИ ДВО РАН в июле 2017 г. в заливе Петра Великого в Японском море. Комплекс передающей аппаратуры располагался на берегу, гидроакустическая излучающая антенна с рабочей полосой частот от 300 до 500 Гц располагалась в 1 м от дна на расстоянии 150 м от береговой черты. В условиях летней гидрологии (отрицательный градиент скорости звука) акустическая энергия на шельфе фокусировалась в придонном слое с постепенным выходом энергии на ось

Таблица 3. Вероятность ошибки для режимов OFDM-FM для каналов с откликами H<sub>a</sub>= (ω) и H<sub>b</sub>= (ω) при SNR = 15 dB и различным типом синхронизации

	$H_{(a)} = I + 0, 7 \cdot e^{-13 \cdot 10 \cdot 3j\omega}$			$H_{_{(b)}}=0,7+1{\cdot}e^{-l3{\cdot}l0{\cdot}3j\omega}$				
	K1	К2	K4	K10	K1	К2	K4	K10
SYNC по лучу 1	0,075	0,057	0,015	0	0,069	0,03	0,01	0
SYNC по лучу 0,7	0,39	0,52	0,26	0,031	0,37	0,53	0,26	0,025

подводного звукового канала в глубоком море в целях организации сверхдальней связи [14].

На судне на расстоянии 25 км от передающей антенны осуществлялся прием сигнала на неподвижный гидрофон, расположенный вблизи дна при глубине места 100 м.

Предварительно выполнялись оценки вертикального распределения скорости звука в точке приема, измерялось распределение температуры и солености воды в зависимости от глубины. Также посредством излучения тестовых М-последовательностей длиной 63 элемента и свертки коррелятором на приемной стороне были получены оценки импульсной характеристики ГА канала связи. Формат излучения М-последовательности был задан в виде фазово-манипулированного сигнала с 10 периодами излучения несущей (400 Гц) на символ.

Последующая кадровая синхронизация OFDM-FM-QPSK сигналов выполнялась по лучу с максимальной амплитудой, и согласно тестовым откликам ГА канала связи происходило предварительное наложение более слабых по уровню копий OFDM-FM сигналов на основной символ, что создавало более «мягкие» условия приема OFDM символов. В данном случае условия численных экспериментов (по сравнению с морскими) превосходили по уровню сложности задаваемых многолучевых профилей в линии связи, что обусловило более высокие значения BER в численных экспериментах. В ходе морского эксперимента сформированные wav файлы последовательно излучались в течение 53 с на передающей стороне в формате: ПСП  $\rightarrow$  10 символов в режиме K1 (OFDM-FM-QPSK с коэффициентом расширения спектра 1)  $\rightarrow$  10 символов K2  $\rightarrow$  10 символов K4  $\rightarrow$  10 символов K10. Выполнена трехкратная серия передачи файлов.

Временные диаграммы записанных сигналов показаны на рис. 4. На второй и третьей диаграмме отмечается присутствие сильных импульсных шумов для режимов К4 и К10, вызванных внешними факторами и порожденных судовым оборудованием. Среднее значение отношения сигнал/шум составляло от 20 дБ и выше.

Для записанных данных применялось амплитудное ограничение с параметром сатурации  $\gamma = 0.5$ , что позволило значительно снизить как и общий уровень BER при декодировании OFDM-FM-QPSK сигналов, так и влияние мощных импульсных помех, присутствующих в записях.

Для всех трех фрагментов была выполнена посимвольная оценка АЧХ гидроакустического канала связи в полосе пропускания 300–500 Гц путем 2048 точечного FFT сравнения оригинальных и принятых сигналов.

Выполняя оценку динамики АЧХ канала, можно заключить, что за интервал передачи трех пакетов информации (3.53 с) передаточная характеристика ГА канала претерпевает значительные изменения на



Mode OFDM-FM-QPSK	BER1	BER2	BER3	Bitrate, бит/с
K1	0,1093	0,138	0,1343	167
K2	0,05618	0,0749	0,06991	83
K4	0,01247	0,0698	0,04489	42
K10	Без ошибок 161 бит	0,031	0	17

Таблица 4. Результаты декодирования сигналов OFDM-FM-QPSK, записанных в ходе морских экспериментов на 25 км

## данных дистанциях, что необходимо учитывать в системах, опирающихся на использование импульсной характеристики канала связи. Интервал частотной когерентности канала при проведении эксперимента составлял порядка 70–80 Гц, что определяет разницу хода лучей равную порядка 13 мс.

Результаты декодирования принятых в морских экспериментах сигналов приведены в табл. 4.

Полученные в морских экспериментах данные хорошо согласуются с результатами численного моделирования в табл. 3, однако в численных моделях не осуществлялось воздействие мощных импульсных помех на принимаемый сигнал и как результат наблюдаются более высокие значения BER в натурных испытаниях. Для повышения достоверности приема передаваемых данных возможно использование полной комплексной передаточной характеристики канала для коррекции группы символов OFDM по первому оценочному символу, с периодическим повторением оценки канала.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе рассмотрены методы с ортогональным частотным уплотнением в комбинации с дополнительной частотной модуляцией (OFDM-FM-QPSK). По результатам экспериментов на дистанции 25 км при использовании низкочастотной гидроакустической аппаратуры с рабочей частотой 400 Гц получены значения вероятности ошибки приема от 0,13 до 10-3 в условиях частотно-селективных замираний в ГА канале связи при пропускной способности до 167 бит/с. Схожие значения были получены в результате численных экспериментов в условиях гауссовского шума без дополнительного помехоустойчивого кодирования для многолучевых откликов аналогичных, полученным в ходе морских испытаний. Чувствительность к точности кадровой синхронизации ОFDM-FM-QPSK метода допускает его использование в ГА каналах с достаточно стабильными характеристиками на интервале времени передачи всего пакета информации. В случаях активного перемещения приемника относительно передатчика нестационарность канала существенно затруднит кадровую синхронизацию символов OFDM.

Дальнейшие исследования группы будут проводиться в области использования многочастотных методов для организации ГА дальней связи при нестационарности канала, для связи с АНПА в акваториях с ледовым покровом.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-00038).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Кебкал К.Г., Машошин А.И. Гидроакустические методы позиционирования автономных необитаемых подводных аппаратов // Гироскопия и навигация. 2016. № 3 (94). С. 115–130.

2. Матвиенко Ю.В., Рылов Н.И., Рылов Р.Н., Каморный А.В. Гидроакустическая навигационная система подводного робота без опорных навигационных маяков // Подводные исследования и робототехника. 2009. № 1 (7). С. 15–21.

3. Kebkal K.G., Kebkal V.K., Kebkal O.G., Petroccia R. Underwater acoustic modems (s2cr series) for synchronization of underwater acoustic network clocks during payload data exchange // IEEE J. Ocean. Eng. 2016. Vol. 1. 41. P. 428–439.

4. Rodionov A.Y., Unru P.P., Statsenko L.G. Orthogonal frequency-pulsed frequency-division multiplexing in underwater communications systems // Proc. Mtgs. Acoust. 2015.

Ling J., He H., Li J., Roberts W., Stoica P. Covert underwater acoustic communications // J. Acoust. Soc. Am. 2010. Vol, 128. P. 2898–2909.
Yan H., Wan L., Zhou S., Shi Z., Cui J., Huang J., Zhou H. DSP based receiver implementation for OFDM acoustic modems // Phys. Commun. 2012. Vol. 5. P. 22–32.

7. Berger C.R., Zhou S., Preisig J.C., Willett P. Sparse channel estimation for multicarrier underwater acoustic communication: From subspace methods to compressed sensing // IEEE Trans. Signal Process. 2010. Vol. 58. P. 1708–1721.

8. Rodionov A.Y., Unru P.P., Statsenko L.G., Kir'yanov A.V., Chusov A.A., Scherbatyuk A.F. Development of the preamble-based FM-OFDM underwater acoustic communication system using high-performance computing // Proc. of the 2016 17th Int. Conf. on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA). Sousse, Tunisia, 2016.

9. Rodionov A.Y., Kulik S.Y., Unru P.P. Some trial results of the hydro acoustical communication system operation for AUV and ASV group control and navigation // Proc. of the OCEANS 2016 MTS/IEEE. Monterey, CA, USA, 2016.

10. Безответных В.В., Буренин А.В., Моргунов Ю.Н., Половинка Ю.А. Экспериментальные исследования особенностей распространения импульсных сигналов из шельфа в глубокое море // Акуст. журн. 2009. Т. 55, № 3. С. 374–380.

11. Акуличев В.А., Безответных В.В., Буренин А.В., Войтенко Е.А., Моргунов Ю.Н. Эксперимент по оценке влияния вертикального профиля скорости звука в точке излучения на шельфе на формирования импульсной характеристики в глубоком море // Акуст. журн. 2010. Т. 56, № 1. С. 51–52.

12. Kumar P., Trivedi V.K., Kumar P. Performance evaluation of DQPSK OFDM for underwater acoustic communications // Proc. of the 2015 IEEE Underwater Technology (UT). Chennai, India, 2015. Appl. Sci. 2018. Vol. 8, No. 402. 17 p.

13. Jin L., Li Y., Zhao C., Wei Z., Li B., Shi J. Cascading polar coding and lt coding for radar and sonar networks // EURASIP J. Wirel. Commun. Netw. 2016. Vol. 2016. P. 254.

14. Моргунов Ю.Н., Безответных В.В., Буренин А.В., Войтенко Е.А. Исследование влияния гидрологических условий на распространение псевдослучайных сигналов из шельфа в глубокое море // Акуст. журн. 2016. Т. 62, № 3. С. 341–347.

