

## Применение сигналов с ортогонально частотным разделением в гидроакустическом канале

Б.И. Шахтарин, А.А. Федотов, К.А. Балахонов

МГТУ им. Н.Э. Баумана

Российская Федерация, 105005, Москва, ул. 2-я Бауманская, д. 5, [fdotovaa@yandex.ru](mailto:fdotovaa@yandex.ru)

*В докладе описывается специфика использования беспроводной связи в условиях применения в гидроакустическом канале (ГАК) передачи данных. Рассматривается принцип работы одного из перспективных видов сигнально-кодовых конструкций - ортогонально частотного мультиплексирования (OFDM), как способа борьбы с эффектом реверберации и межсимвольной интерференцией (МСИ). Приводятся результаты имитационного моделирования системы связи на основе алгоритма OFDM в программном продукте MATLAB Simulink. Рассматривается влияние зашумленности канала передачи данных на точность получаемой приемником информации.*

*This paper describes the specifics in use of wireless communication in underwater acoustic channel. The principle of operating of one of the most promising types of signal-code structures - orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is suggested as a way to deal with the effect of reverberation and symbol interference. The article presents results of the simulation of the communication system based on OFDM algorithm in software product MATLAB Simulink. Also the influence of noise in transmission channel on the accuracy of receiving data is considered.*

Применения беспроводной связи в водной среде является стремительно развивающимся направлением научной и инженерной деятельности. Передача информации между несколькими коммуницирующими устройствами, находящимися под водой, — задача, регулярно возникающая в коммерческой и военной. Наблюдается все возрастающая потребность в создании подводных сенсорных сетей и автоматических аппаратов (роботов), используемых для мониторинга загрязнений окружающей среды, климатических изменений, проведения исследований дна, контроля нефтяных месторождений, слежения за акваторией портов и т.д.

**Подводные средства связи.** На сегодняшний день существует четыре типа средств связи, используемых для обмена информацией как подводными аппаратами между собой, так и между подводным устройством и надводными объектами [1]:

- Проводные. Данный тип канала обеспечивает надежную связь, однако развертывание такого рода систем оказывает очень дорогим. Кроме того, данный вид средств связи делает их использование на подвижных аппаратах затруднительным, что побуждает к использованию преимущественно беспроводных систем передачи данных.

- Оптические. Использование оптических волн в подводных средствах связи имеет большое преимущество в виде высокой скорости передачи информации, однако высокий уровень зашумленности среды (особенно вблизи поверхности), сильное рассеивание и поглощение в мутной воде позволяет использовать данные системы лишь на ограниченном расстоянии.

- Акустические. Средства связи на основе использования акустических волн рассматриваются как основной способ беспроводной передачи данных для подводных систем, благодаря свойству к относительно малому поглощению их окружающей средой.

- Радиочастотные. Использование радиочастотных систем, так же как и оптических средств связи имеет преимущество перед акустическими в виде высокой

скорости передачи данных. Ключевое ограничение использования электромагнитных волн в подводной связи - сильное подавление их из-за поглощающей природы молекул воды, делающее возможным использование радиочастотных систем с большой длиной волны, так как чем больше длина волны, тем меньше поглощение претерпевает радиосигнал.

В таблице 1 приведены основные характеристики беспроводных средств связи.

Таблица 1. Основные характеристики беспроводных средств связи

	Акустические	Электромагнитные	Оптические
Номинальная скорость распространения (м/с)	1500	$3 \cdot 10^8$	$3 \cdot 10^8$
Ширина полосы частот	300 Гц-100 кГц	3 Гц-300 ГГц	10-150 МГц
Эффективная дальность	десятки км	10 м	10-100 м
Недостатки для использования в подводной среде	малая скорость, ограничение по полосе частот	сильное поглощение молекулами воды	сильное рассеивание в мутной воде, высокий уровень зашумленности среды

Очевидно, что каждый тип систем связи имеет свои преимущества и недостатки, однако системы на основе использования акустических волн хорошо распространяются в морской воде и позволяют достичь больших дистанций, что объясняет использование акустических волн в большинстве систем подводной беспроводной связи.

Передача сигнала в гидроакустическом канале гораздо более трудоемкая задача, чем обмен информацией в воздушной среде. Серьезное влияние имеет эффект реверберации (множественного переотражения от поверхности воды и дна водоема), из-за которого приемник получает многолучевой сигнал, с различными искажениями и задержками [2–4]. Кроме того, гидроакустический канал претерпевает быстрые временные и пространственные искажения (из-за наличия слоев воды с разной температурой). Так же стоит отметить, что скорость распространения звука под водой составляет 1500 м/с, что в сотни раз меньше, чем скорость электромагнитных волн в воздухе. Немало важным является эффект Доплера, проявляющийся в подводной среде в виде двух составляющих: сдвиг по частоте в связи с движением объектов и сдвиг по времени, связанной с различной дисперсностью среды [5,6].

Таким образом, в связи с тем, что гидроакустический канал отличается избирательностью по времени, и по частоте, высокочастотная коммуникация вызывает множество затруднений, поэтому, многие методы (например, основанные на модуляции одной несущей) применяемые в воздушной среде, либо не применимы под водой, либо их использование приводит к появлению эффекта межсимвольной интерференции.

Одним из перспективных видов модуляции для использования в под водной является ортогональное частотное мультиплексирование OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), которое несет в себе уникальную способность к высокой скорости передачи информации в дисперсной среде и [7-12].

## **Принципы функционирования сигналов с ортогонально частотным разделением каналов.**

Первые научные работы, предполагающие использование сигналов с несколькими несущими, были предложены в 60-70-е годы 20-го века авторами R.W. Chang, B.R. Salzberg, S.B.Weinstein и P.M.Ebert, однако применение данной технологии было ограничено в основном использованием в военных целях в связи с недостаточными возможностями технической базы.

В процессе развития микроэлектроники и появлением недорогих вычислительных средств возникла возможность создания устройств для коммерческого и гражданского применения. Функционирование таких широко известных сейчас технологий как Wi-Fi и WiMAX, LTE основывается именно на технологии использования нескольких несущих для передачи сигналов - ортогонально частотное мультиплексирование или OFDM [13].

При передаче информации с помощью одной несущей частоты для ослабления эффекта межсимвольной интерференции необходимо, чтобы длительность отклика канала на передаваемый символ была лишь немногим больше длительности самого символа. При достаточно высоком уровне МСИ это привело бы к необходимости значительно увеличить длительность передачи символа, что в свою очередь означало бы уменьшение скорости передачи данных [14].

Идея технологии OFDM заключается в замене последовательной передачи потока данных с помощью одной несущей на параллельную передачу символов с помощью разделения канала на несколько поднесущих частот (ортогональных подканалов), каждая из которых формирует отдельный подпоток. В данном случае длительность каждого передаваемого символа становится значительно больше, что приводит к снижению влияния МСИ, которая влияет лишь на отдельный подканал (или подканалы) не будет оказывать сильных искажений на передаваемую информацию в целом. Кроме того, использование параллельной передачи символов способствует увеличению скорости передачи информации.

Основной задачей является расположение некоторого количества ортогональных подканалов таким образом, чтобы, один подканал не являлся помехой для другого, и кроме того спектры подканалов перекрывались. При этом необходимо, чтобы ширина каждого подканала являлась достаточно узкой для минимизации искажений передаваемого сигнала и достаточно широкой для осуществления передачи информации на необходимой скорости. Так же стоит обеспечить экономичное использование полосы канала, для этого необходимо обеспечить достаточную плотность в расположении поднесущих частот, при этом избегая появления их взаимного влияния.

На рисунке 1 в качестве примера проиллюстрирован спектр OFDM сигнала, состоящего из 6 поднесущих частот (подканалов).

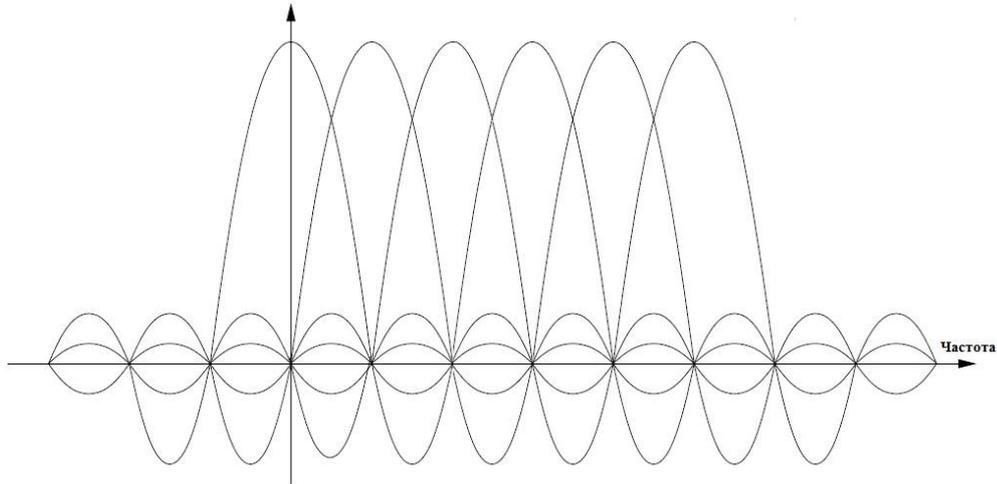


Рис. 1. Спектр OFDM сигнала

В непрерывном времени амплитуда OFDM-сигнала может быть представлена следующим образом:

$$S(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} A_k e^{j\omega_k t}, \quad t \in [0; T_c] \quad (1)$$

где  $A_k$  - комплексная амплитуда  $k$ -ой поднесущей;

$\omega_k$  - частота;

$N$  - количество поднесущих;

$T_c$  - длительность информационной части символа.

Следует учесть, что при использовании OFDM сигнала может возникнуть случайная задержка на одной поднесущей относительно любой другой, что может привести к нарушению ортогональности между ними. Именно поэтому для снижения влияния межсимвольной и межканальной интерференции перед началом каждого полезного символа добавляют так называемый защитный интервал (циклический префикс), представляющий собой точную копию окончания символа. Его использование, безусловно, снижает скорость передачи данных, так как увеличивает длительность каждого символа, однако положительный эффект компенсирует потери от воздействия МСИ [14,15].

Изменим выражение (1) с учетом добавления защитного интервала:

$$S(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} A_k e^{j\omega_k (t - T_3)}, \quad t \in [0; T_c + T_3] \quad (2)$$

где  $T_3$  - длительность защитного интервала.

После прохождения канала связи с аддитивным белым гауссовским шумом на входе приемника амплитуда сигнала, описанная выражением (2), выглядит следующим образом:

$$R(t) = S(t - \tau) e^{j(\Delta\omega t + \varphi_0)} + n(t), \quad (3)$$

где  $\tau$  - задержка между передаваемым и принимаемым сигналами;

$\Delta\omega$  - рассогласование между передатчиком и приемником по частоте;

$\varphi_0$  - начальная фаза сигнала;

$n(t)$  - шумовая составляющая сигнала  $S(t)$ .

При многолучевом распространении сигнала выражение (3) можно представить в виде [16]:

$$R(t) = \sum_i \alpha_i S(t - \tau_i) e^{j(\Delta\omega_i t_i + \varphi_i)} + n(t), \quad (4)$$

где  $\alpha_i$  - амплитуда  $i$ -ого луча;

$\tau_i$  - задержка между приемом и передачей  $i$ -ого луча;

$\Delta\omega_i$  - рассогласование для  $i$ -ого луча;

$\varphi_i$  - фаза сигнала, распространяющегося вдоль  $i$ -ого луча.

При многолучевом распространении сигнала происходит либо усиление, либо ослабление сигнала, так как отраженные копии исходного сигнала с некоторой задержкой «накладываются» друг на друга в момент приема.

Рассмотрим пример многолучевого (количество лучей равно четырем) распространения OFDM сигнала (рисунок 2).

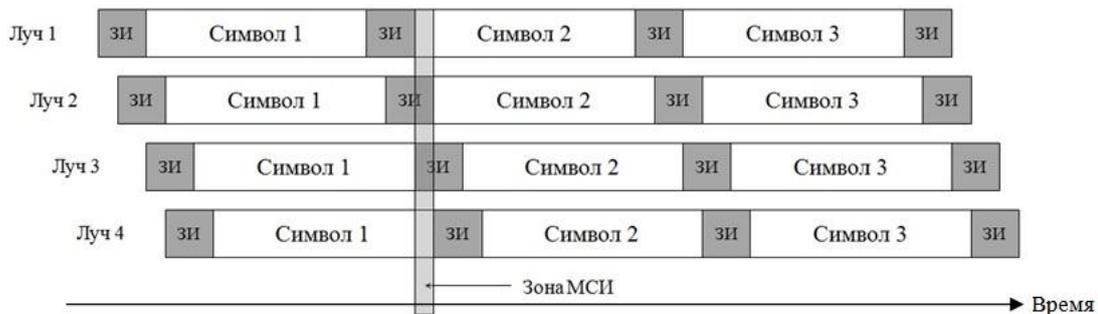


Рис. 2. Многолучевое распространение OFDM сигнала

Предположим, что на вход приемника поступает сигнал, описываемый выражением (4), который раскладывается по ортогональным функциям с помощью, например, быстрого преобразования Фурье (БПФ). Так как БПФ является линейным преобразованием, то суммарный сигнал в частотной области представляет собой суперпозицию его составляющих:

$$R(f) = \sum_4 \alpha_i * S_i(f),$$

где  $\alpha_i$  - амплитуда  $i$ -ого луча;

$S_i(f)$  - представление сигнала  $S_i(t)$  в частотной области.

Будем считать, что приемник синхронизирован таким образом, что задержка первого луча нулевая, тогда:

$$C_1(f) = БПФ(S_1(t)), \quad (5)$$

где БПФ – быстрое преобразование Фурье.

Так как сигналы  $S_2(t)$  и  $S_3(t)$  являются задержанным на время  $\tau_2$  и  $\tau_3$  соответственно сигналом  $S_1(t)$ , то выражение (5) для них примет вид:

$$C_2(f) = БПФ(S_2(t)) = БПФ(S_1(t - \tau_2)) = C_1(f)e^{-j2\pi f \tau_2} T \quad (6.1)$$

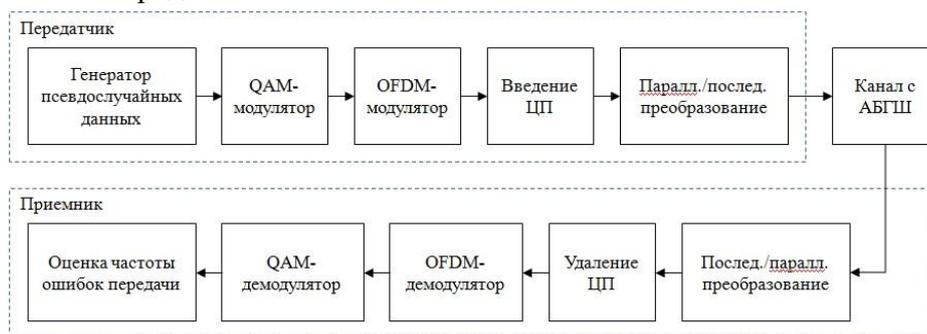
$$C_3(f) = БПФ(S_3(t)) = БПФ(S_1(t - \tau_3)) = C_1(f)e^{-j2\pi f \tau_3} T \quad (6.2)$$

Из выражений (6.1 и 6.2) видно, что  $C_2(f)$  и  $C_3(f)$  представляют собой сигнал  $C_1(f)$  с некоторой фазовой добавкой.

Задержка распространения сигнала  $C_4(t)$  (четвертый луч) приводит к появлению помех, так как захват приемником происходит вне интервала ортогональности, что приводит к проявлению эффекта МСИ (рисунок 4). В результате на входе приемника образуется 3 луча с полезной информацией и один луч, вносящий искажения. Однако в связи с тем, что задержка четвертого луча представляет собой достаточно большую величину, то следует ожидать у него минимальную энергию при экспоненциальном профиле задержки мощности [17].

Стоит так же отметить, что отклик некоторого канала может не позволить пройти сигналам с определенной частотой (или сильно их ослабить). Данный эффект называется частотно-селективным замиранием. OFDM сигнал, распространяясь в канале с замиранием, имеет значительное преимущество перед сигналами с одной несущей, так как пропускные характеристики канала по частоте будут оказывать влияние лишь на определенную часть поднесущих. Таким образом, вместо потери символа целиком произойдет утрата лишь некоторого числа битов информации, которые при правильном кодировании могут быть восстановлены. Иными словами величина BER (Bit Error Rate) для OFDM сигнала в подобных условиях больше, чем для QPSK/FDM [18].

**Имитационное моделирование системы связи на основе технологии OFDM.** Блок-схема приемо-передающей OFDM-системы, описывающая основные преобразования сигнала, приведена на рисунке 3, где пунктиром выделены составные части приемника и передатчика.



**Рис. 3. Блок-схема OFDM-системы**

Поток данных из источника (блок – «генератор псевдослучайных данных») поступает на квадратурный модулятор (блок – «QAM-модулятор»), который преобразует цифровую информацию в амплитудно-модулированный сигнал. В OFDM модуляторе происходит объединение N-ого количества поднесущих в шумоподобный сигнал с помощью обратного преобразования Фурье. Объединение параллельных

поднесущих в последовательный сигнал (блок – «Паралл./послед. преобразование») происходит после введения циклического префикса (блок – «Введение ЦП»), что способствует уменьшению влияния МСИ.

Проходя через канал связи сигнал претерпевает искажения, вызванные шумами. К наиболее часто используемым при моделировании каналам связи относятся: канал с аддитивным белым гауссовским шумом (прямая видимость, отсутствуют отраженные лучи сигнала), релейевский канал (нет прямой видимости, сигнал является отраженным), райсовский канал (есть прямая видимость, присутствуют отраженные сигналы).

На стороне приемника происходят действия обратные тем, что наблюдаются в передающей части системы. Последовательный поток разбивается на параллельные поднесущие, происходит удаление циклического префикса, производится прямое преобразование Фурье, и демодуляция исходного сигнала.

В качестве иллюстрации работы реальной OFDM-системы, рассмотрим функционирование модели, спроектированной в программном продукте MATLAB Simulink (рисунок 4). Стоит отметить, что в библиотеке Simulink версии 2014 года присутствуют системные блоки OFDM модулятора и демодулятора, в ранних версиях программы их реализация была возможна только лишь из набора составных частей. Для моделирования используется Simulink версии 2011 года.

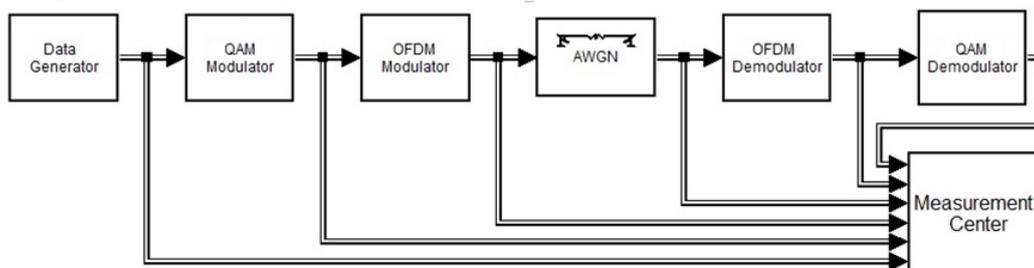


Рис. 4. Модель OFDM-системы в Simulink

Параметры OFDM-системы представлены в таблице 2.

Таблица 2. Параметры OFDM системы

Параметр	Единицы измерения	Величина
Длительность моделирования	с	100
Скорость передачи	Кбит/с	16
Количество информационных поднесущих	-	192
Защитный интервал	с	0,0039
Общее число поднесущих	-	256
Вид модуляции	-	M-QAM
Еб/No канала	дБ	[0,100]

На рисунке 5 представлен спектр сигнала на выходе приемника и сигнальное созвездие 16-QAM модулятора.

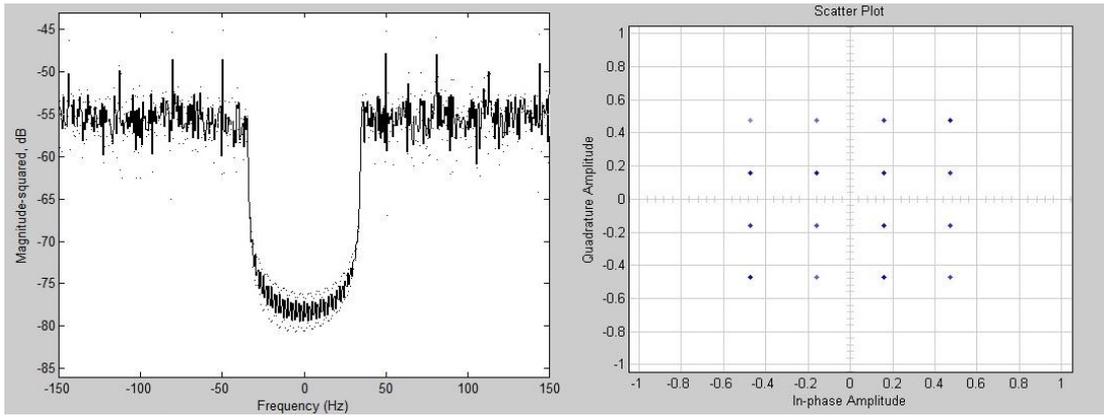


Рис. 5. Спектр сигнала на выходе передатчика (слева), сигнальное созвездие (справа)

На рисунке 6 представлены вещественная и мнимая части комплексной огибающей OFDM сигнала. Из рисунка видно, что сигнал имеет шумоподобную форму.

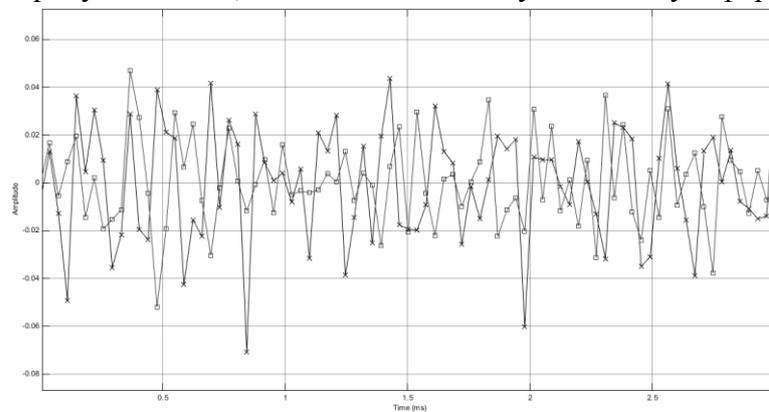


Рис. 6. Вещественная (маркер - «крест») и мнимая (маркер - «круг») части OFDM-сигнала.

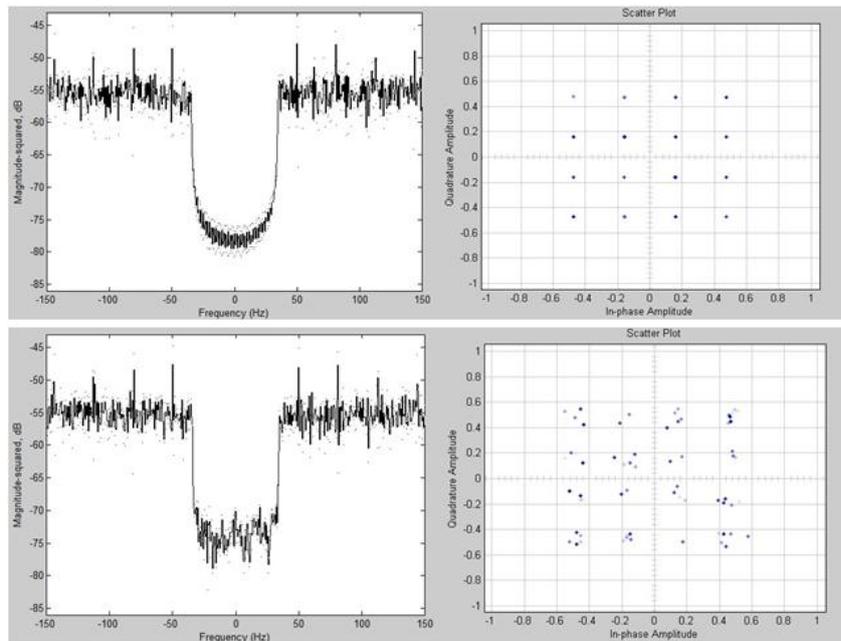


Рис. 7. Спектр сигнала на выходе QAM демодулятора и сигнальное созвездие при SNR=60 дБ (сверху соответственно), при SNR=29 дБ (снизу соответственно).

Рисунок 7 демонстрирует возникающие искажения спектра принимаемого сигнала и размытие точек сигнального созвездия на входе приемника, вызванное влиянием шумов в канале связи. Число и доля некорректно принятых битов в общем потоке данных BER (Bit Error Rate) рассчитывается в блоке Measurement center.

Интересной задачей является исследование изменения величины BER в зависимости от используемого типа QAM модуляции и интенсивности шумов в канале, а так же самого типа канала (AWGN, Rayleigh Fading Channel или Rician Fading Channel).

Исследование релейского канала (Rayleigh Fading Channel) или райсовского канала (Rician Fading Channel) с частотно селективным замиранием, позволяющее воспроизвести эффект многолучевого распространения, требует значительного усложнения модели, так как в данном случае необходимо учитывать рассогласование по фазе поступающих на приемник сигнала отраженных лучей. Таким образом, для правильной синхронизации принимаемого сигнала, требуется введение так называемых пилотных (опорных) сигналов с известной комплексной амплитудой, относительно которых происходит корреляционный поиск повторяющихся последовательностей в символах.

Для простоты используем канал с белым гауссовым шумом. Результаты моделирования представлены на рисунке 8.

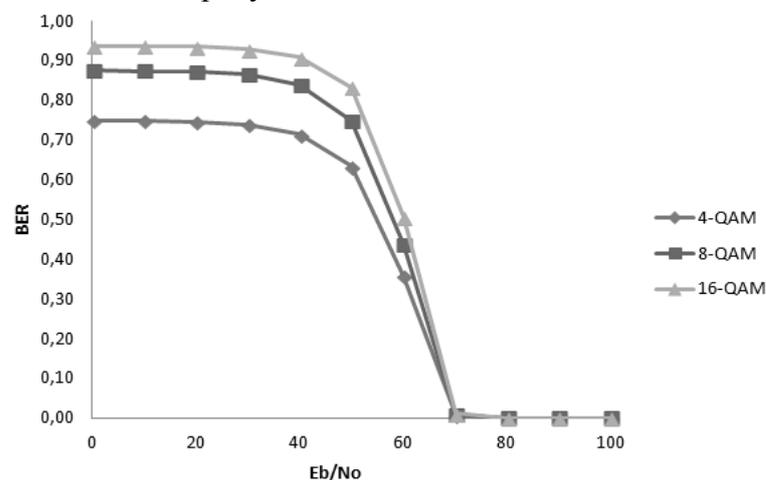


Рис. 8. Зависимость BER от величины Eb/No.

Результаты исследования демонстрируют, что с увеличением числа бит, передаваемых одной несущей увеличивается величина BER, что свидетельствует об увеличении количества ошибок относительно общего числа переданных бит полезной информации. Из рисунка 8 видно, что величина BER для случая 16-QAM выше, чем для 4-QAM. Так же очевидна зависимость величины BER от отношения Eb к No, при которой с ростом мощности сигнала уменьшается число неверно принятых битов данных.

### Литература

1. S. Zhou, Z. Wang. OFDM for underwater acoustic communications. Wiley. –2014. 410 p.
2. Ian F. Akyildiz, Dario Pompili, and Tommaso Melodia. Underwater acoustic sensor networks: Research challenges. AD HOC NETWORKS. – 2005. Pp. 257–279.
3. M. Speth, S. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr. Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission .II. A case study. Communications, IEEE Transactions on, 49(4). – April 2001. Pp. 571–578.

4. Milica Stojanovic, John G. Proakis, and Josko Catipovic. Analysis of the impact of channel estimation errors on the performance of a decision-feedback equalizer in fading multipath channels. *IEEE Transactions on Communications*, 43(234). – 1995. Pp. 877–886.
5. G. Palou, Milica Stojanovic. Underwater Acoustic MIMO OFDM: An experimental analysis. Massachusetts Institute of Technology. – September 2009. 74 pages.
6. J. Xavier, A. Moura, Modulation Analysis for an Underwater Communication Channel. University of Porto. – October 2012. 102 pages.
7. B. C. Kim and I. T. Lu, “Parameter study of OFDM underwater communications system,” in *Proc. of MTS/IEEE Oceans*, Providence, Rhode Island, – Sept. 2000. Pp. 11-14.
8. M. Chitre, S. H. Ong, and J. Potter, “Performance of coded OFDM in very shallow water channels and snapping shrimp noise,” in *Proc. of MTS/IEEE OCEANS*, – 2005. Pp. 996–1001.
9. P. J. Gendron, “Orthogonal frequency division multiplexing with on-off-keying: Noncoherent performance bounds, receiver design and experimental results,” *U.S. Navy Journal of Underwater Acoustics*, vol. 56, no. 2. – Apr. 2006. Pp. 267–300
10. M. Stojanovic, “Low complexity OFDM detector for underwater channels,” in *Proc. of MTS/IEEE OCEANS*, Boston, MA, – Sept. 2006. Pp. 18-21.
11. B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett, “Non-uniform Doppler compensation for zero-padded OFDM over fast-varying underwater acoustic channels,” in *Proc. Of MTS/IEEE OCEANS*, Aberdeen, Scotland, –June 2007.
12. B. Li, S. Zhou, J. Huang, P. Willet. Scalable OFDM design for underwater acoustic communications. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Connecticut. ICASSP. – 2008. Pp. 5304-5307.
13. R. Prasad. OFDM for Wireless Communication Systems. Artceh House Publishers. – 2003. 280 p.
14. Варгаузин В. А., Цикин И. А. Б. «Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи» - С-П.: «БХВ-Петербург». – 2013. 347 с.
15. Прокис Д. Цифровая связь.— М.: Радио и связь, – 2000. 800 с.
16. Калашников К. С, Шахтарин Б. И. Синхронизация OFDM-сигналов во временной и частотной областях. Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана Сер. «Приборостроение». – 2011 №1, с. 18-27.
17. Ворошилин Е.П. Моделирование процессов и явлений в системах связи – ТУСУР. Томск. – 2012. 86 с.
18. Langton C. Orthogonal Frequency Division Multiplexing. Intuitive Guide to Principles of Communication. Tutorial 22. – 2013. 22 pages.  
URL: <http://complextoreal.com/wp-content/uploads/2013/01/ofdm2.pdf>