

12. Трубникова Е.И. Методология анализа институционального воздействия на экономическое развитие общества // Terra Economicus. Т.7, №2, Ч.3, 2009. – С. 36-40.
13. Demsetz H. Toward a theory of property rights // American Economic Review. V. 57, №2, 1967. – Р. 17.
14. Олейников А. Развитие мирового высокотехнологического рынка и пути увеличения присутствия Украины на нем // <http://www.inventure.com.ua> (15.08.2010).
15. Познер Р. Экономический анализ права. Пер. с англ. СПб.: Экономическая Школа, 2004 // <http://seinst.ru/page26> (10.03.2012).
16. Trubnikov D., Trubnikova E. Efficient Use of «Intellectual Rights» in a Resource-Based Economy // Journal of Entrepreneurship & Innovation. University of Ruse, Bulgaria. – Issue 4, Year IV, Nov., 2012. – Р. 31-37.
17. Трубников Д.А., Трубникова Е.И. Эффективность использования инструментов интеллектуального права: нужны ли России чужие «голубые океаны»? // ИКТ. №1, 2012. – С. 102-112.
18. Федулова Л.И. Состояние и перспективы инновационно-технологического взаимодействия Украины и России: потенциал Украины // Проблемы прогнозирования. №4, 2009. – С. 127-148.

INTELLECTUAL RIGHTS: MODIFICATION OF THE COASE THEOREM

Trubnikova E.I., Trubnikov D.A.

This paper presents research of the model R. Coase in «intellectual rights». Analyze the phenomenon of technological rents and the factors factor in its formation.

Keywords: *intellectual property rights, Coase theorem, externalities, technological rent.*

Трубникова Екатерина Ивановна, к.э.н., доцент Кафедры экономики и организации производства Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Тел. 8-846-224-07-17; 8-927-202-42-37. E-mail: ek_trubnikova@mail.ru

Трубников Дмитрий Алексеевич, к.э.н., ассистент Кафедры общего и стратегического менеджмента Самарского государственного университета. Тел. 8-927-202-42-37. E-mail: da.trubnikov@gmail.com

ТЕХНОЛОГИИ РАДИОСВЯЗИ, РАДИОВЕЩАНИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЯ

УДК 621.391

ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБКИ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ С OFDM И QAM В КАНАЛЕ С АБГШ

Пушкина Е.О.

В статье исследуются BER-характеристики системы связи с OFDM и 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM, получены выражения для BER-характеристик поднесущей, QAM-символа, OFDM-символа, построены графики по этим выражениям. Анализируется потенциальная помехоустойчивость систем связи с OFDM.

Ключевые слова: OFDM, QAM, отношение «сигнал/шум», BER-характеристика, вероятность правильного обнаружения, сигнальное кодирование, поднесущая, помехоустойчивость.

Введение

Постановка задачи: определение требуемого отношения «сигнал/шум» (ОСШ) при заданной

вероятности ошибки в системах связи с OFDM и 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM. Технология OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing – ортогональное мультиплексирование с частотным разнесением), обеспечивающая большую скорость передачи цифрового потока в относительно узкой полосе частот и высокую помехоустойчивость в условиях многолучевого распространения, – одна из наиболее перспективных в сетях радиодоступа четвертого поколения. Эти достоинства достигаются благодаря использованию ортогональных несущих, применению алгоритмов быстрого преобразования Фурье и внедрению защитных временных интервалов [1]. Один из главных критериев оценки качества цифровой системы связи – рабочие характеристики прием-

ника, показывающие зависимость вероятности ошибочного приема от ОСШ.

Пусть на передающей стороне сигнал формируется с использованием QAM. Вероятность правильного обнаружения одной поднесущей обозначим $q_f = 1 - p_f$, где p_f – вероятность ошибки ее приема, а вероятность правильного приема одного QAM-символа $q_{\text{QAM}} = 1 - p_{\text{QAM}}$.

Тогда совместная вероятность правильного приема поднесущей и QAM-символа $Q_{\text{OFDM}} = (1 - p_f)(1 - p_{\text{QAM}})$, а вероятность ошибки поднесущей и QAM-символа $P_{\text{OFDM}} = 1 - (1 - p_f)(1 - p_{\text{QAM}})$.

Вероятность ошибочного приема поднесущей

Пусть каждый QAM-символ передается на своей поднесущей, причем все поднесущие колебания имеют одинаковые амплитуды и нулевые начальные фазы. Тогда набор ортогональных сигналов (поднесущих) имеет вид

$$\left. \begin{aligned} Z_1(t) &= a \cos k_1 \omega_1 t, \\ Z_2(t) &= a \cos k_1 \omega_1 t, \\ &\dots\dots\dots \\ Z_m(t) &= a \cos k_m \omega_m t, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\omega_0 = 2\pi/T$; T – длительность QAM-символа; m – размерность ортогонального базиса. Тогда вероятность правильного приема одной поднесущей [2]

$$q_f = \frac{1}{\sqrt{2\pi} 2^{m-1}} \int_{-\infty}^{\infty} [1 + \Phi(u)]^{m-1} \cdot \exp\left[\frac{-(u - \sqrt{2}h)^2}{2}\right] du,$$

где $\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{u/\sqrt{2}} \exp(-y^2) dy = \text{erf}\left(\frac{u}{\sqrt{2}}\right)$ – интеграл вероятности. Для ортогональной системы (1) ОСШ

$$h^2 = P_s T_s / N_0, \quad (2)$$

где P_s и T_s – средняя мощность OFDM-символа и его длительность; N_0 – спектральная плотность аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ).

Вероятность ошибочного приема хотя бы одной из m поднесущих

$$P_f = 1 - \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi} 2^{m-1}} \int_{-\infty}^{\infty} (1 + \text{erf}(u/\sqrt{2}))^{m-1} \times \exp\left[\frac{-(u - \sqrt{2}h)^2}{2}\right] du \right]^m. \quad (3)$$

Зависимость (3) выражает вероятность ошибки на символ, ее также называют SER-характеристикой (SER – symbol error rate), но обычно используют BER-характеристику (BER – bit error rate), как более универсальную и нормированную для всех систем связи. Для перехода к BER преобразуем выражение (2) к виду $h^2 = \frac{P_s T_s}{N_0} = \frac{E_s}{N_0} = \frac{E_s \log_2 M}{N_0}$, где M – число уровней модуляции. Тогда

$$P_f = 1 - \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi} 2^{m-1}} \int_{-\infty}^{\infty} (1 + \text{erf}(u/\sqrt{2}))^{m-1} \times \exp\left[\frac{-(u - \sqrt{2E_b/N_0 \log_2 M})^2}{2}\right] du \right]^m. \quad (4)$$

Зависимость вероятности ошибки приема одной поднесущей от ОСШ на бит (4), где $\log_2 M = 1$, то есть сигнальное кодирование отсутствует, показана на рис. 1.

Так как рассматривается канал с АБГШ, возможные потери ортогональности, которые могут возникать, например, в каналах с замираниями, не учитываются. Выражение (4) подтверждает, что количество ортогональных поднесущих слабо влияет на вид BER-характеристики, для разных m функция принимает близкие значения. Рис. 1 показывает, что достаточно поддерживать ОСШ в пределах от 7 до 9 дБ, чтобы полностью исключить ошибки приема поднесущей в случае отсутствия сигнального кодирования.

Вероятность ошибочного приема QAM-символа

QAM-сигнал имеет две составляющие: квадратурную Q и синфазную I, при демодуляции половина мощности шума на несущей попадет в детектор Q-канала, а другая половина – в детектор I-канала. Тогда характеристики ошибок для QAM могут быть рассчитаны с числом уровней $L = \sqrt{M}$.

Согласно [3] вероятность ошибочного приема на бит в многоуровневой системе

$$P_{\text{QAM}} = \frac{1}{\log_2 L} \frac{L-1}{L} \times \left[1 - \text{erf}\left(\frac{\sqrt{\log_2 L}}{L-1} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \right]. \quad (5)$$

Зависимость (5) для 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM иллюстрирует рис. 2.

С ростом позиционности модуляции для достижения одного и того же значения вероятности оши-

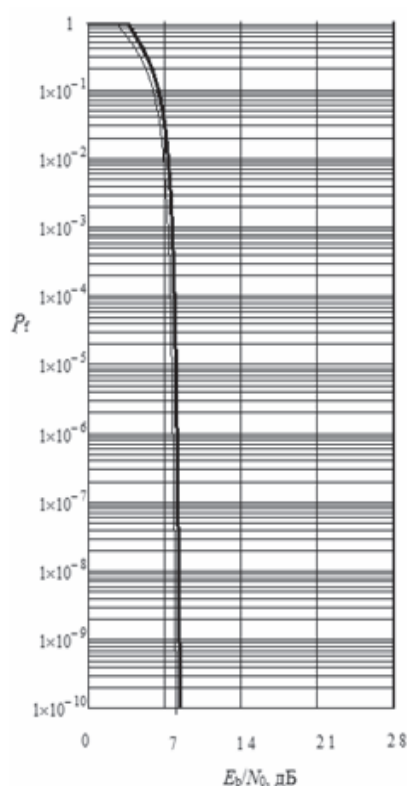


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибочного приема одной из m поднесущих от ОСШ

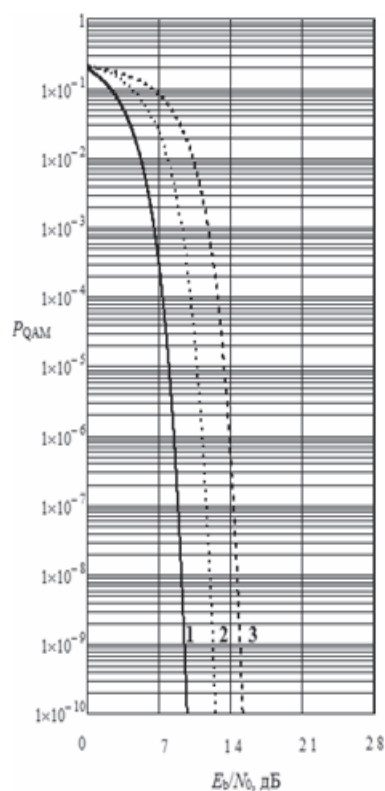


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибочного приема одного QAM-символа для 8-QAM (1), 16-QAM (2), 64-QAM (3) от ОСШ

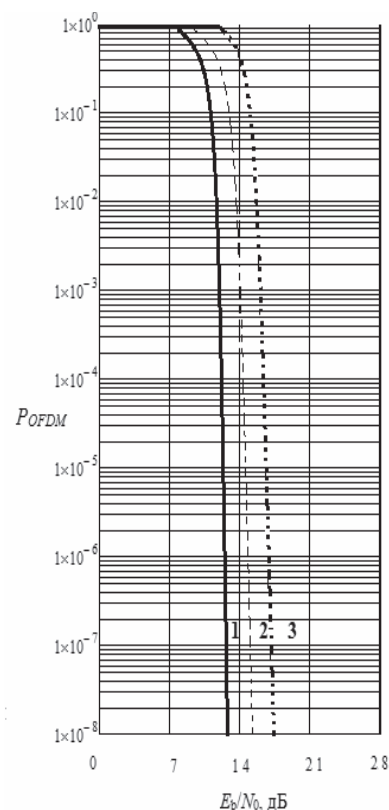


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибочного приема одного OFDM-символа с 8-QAM(1), 16-QAM(2), 64-QAM(3) от ОСШ

бочного приема требования к ОСШ повышаются. Например, вероятность ошибки ниже 10^{-8} обеспечивается значением ОСШ = 10 дБ для 8-QAM; 13 дБ для 16-QAM и 15 дБ для 64-QAM.

Вероятность ошибочного приема OFDM-символа

Опираясь на (4)-(5), выведем полную вероятность ошибки (см. рис 3):

$$P_{\text{OFDM}} = 1 - \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi} 2^{m-1}} \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{u}{\sqrt{2}} \right) \right]^{m-1} \times \right. \\ \left. \times \exp \left(- \left(u - \sqrt{\frac{2}{\log_2 M}} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)^2 \right) du \right]^m \times \\ \times \left(1 - \frac{1}{\log_2 L} \frac{L-1}{L} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{\sqrt{\log_2 L}}{L-1} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right] \right)^m. \quad (6)$$

Из (4) и (6) следует, что с ростом числа поднесущих вероятность ошибки не меняется. Если увеличивать позиционность QAM-модуляции, «спад» рабочей характеристики будет более медленным, особенно это заметно при числе уровней 64. Если сравнить BER-характеристики для поднесущей (см. рис. 1) для QAM-символа (см. рис. 2) и OFDM-символа с использованием QAM (см. рис. 3), можно сделать вывод, что основное влияние на увеличение вероятности ошибки вносит позиционность QAM: чем больше число уровней, тем выше требования к ОСШ.

Заключение

Проведенный анализ позволяет найти требуемое ОСШ в системах связи с OFDM в зависимости от заданной вероятности ошибки. Полученные результаты характеризуют потенциальную помехоустойчивость системы с OFDM в условиях передачи по идеальному каналу связи АБГШ. Реальная помехоустойчивость будет хуже из-за различных отклонений от теоретических величин, в частности, из-за неточного согласования характеристик входного фильтра приемника со спектром входного сигнала.

Более тщательный подход к анализу качества связи, основанный на имитационном моделировании с учетом наихудших условий распространения сигнала, является предметом дальнейших исследований.

Литература

1. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи, М.: Экотрендз, 2005. – 392 с.

2. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений, М.: Сов. радио, 1970. – 728 с.
3. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, М.; СПб.; Киев: Вильямс, 2003. – 1104 с.

BER PERFORMANCE OF OFDM-QAM OVER AWGN CHANNEL

Pushkina E.O.

In this essay we describe error performance in OFDM system with QAM-8, -16, -64. We present general expression for BER performance calculated for subcarrier, QAM-symbol, OFDM-symbol. BER-curves are given and illustrated in graph. We analyze potential noise immunity of OFDM system.

Keywords: OFDM, QAM, SNR, AWGN, BER performance, detection probability, signal encoding, subcarrier, noise immunity.

Пушкина Евгения Олеговна, инженер-электроник Филиала ФГУП НИИР-ЛОНИИР (г. Санкт-Петербург). Тел. (8-812) 323-58-95; 600-63-83; тел. 8-911-208-15-78. E-mail: evergrin@mail.ru

УДК 658.512

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО ЧИСЛА ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДАХ ОБРАБОТКИ В СИСТЕМАХ V-BLAST

Семенов Е.С., Тюхтяев Д.А.

Последнее время характеризуется бурным развитием систем беспроводной связи. В каналах радиосвязи таких систем действует комплекс помех и искажений. Замирания сигнала в таких каналах затрудняют оценку переданных сообщений и приводят к искажениям передаваемой информации. Наиболее перспективным путем решения данной проблемы является использование нескольких приемных и передающих антенн (так называемые MIMO-системы (MIMO – множественный вход множественный выход)). В работе исследована модель системы V-Blast в программном комплексе Matlab.

Ключевые слова: приемные антенны, передающие антенны, технология MIMO, моделирование, отношение «сигнал/шум», ошибка.

Глобализация экономической жизни и растущая роль технологических инноваций серьезно повысили роль информации как одного из ключевых факторов обеспечения конкурентоспособности в современной экономике. Телекоммуникации стали интегральной частью бизнеса и обеспечивают внутренние и международные потоки информации в процессе принятия деловых решений [1]. Увеличение информационных потоков в беспроводных сетях связи накладывает высокие требования на пропускную способность

и качество передачи информации (малая вероятность ошибки). Наиболее перспективным путем решения данной проблемы является использование нескольких приемопередающих антенн (так называемые MIMO-системы: «типа множественный вход – множественный выход» [5]).

Технология BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time), которая является примером таких MIMO-систем [4], получила одобрение специалистов, чему способствовали эксперименты [7], подтверждающие ее работоспособность. Суть V-Blast заключается в том, чтобы в одной полосе частот передавать несколько пространственноразнесенных информационных каналов – на приемной стороне эти каналы разделяют на основе их пространственных различий [2]. Целью работы является выбор оптимального числа приемопередающих устройств для применения в V-Blast-системах.

Архитектура V-Blast

Архитектура системы связи на основе V-Blast изображена на рис. 1. Единый поток данных демультиплексируется в M субпотоков, впоследствии каждый из них кодируется и передается в соответствующий передатчик. Каждый передатчик представляет