

# Компенсация нелинейных воздействий на оптический мультиплексированный с ортогональным частотным разделением каналов сигнал с использованием метода адаптивной модуляции

А.С.Скидин, О.С.Сидельников, М.П.Федорук

*Исследовано влияние нелинейных эффектов на статистику символьных ошибок при передаче 16-квадратурного мультиплексированного с ортогональным частотным разделением каналов сигнала по волокну длиной 1000 км. Предложена техника адаптивной модуляции для получения сигналов, устойчивых к нелинейным искажениям. Показано значительное повышение качества передачи при использовании адаптивной схемы модуляции.*

**Ключевые слова:** оптическое волокно, нелинейные эффекты, OFDM сигнал, адаптивная модуляция.

## 1. Введение

На сегодняшний день одним из главных факторов, ограничивающих пропускную способность волоконно-оптических линий связи, являются нелинейные эффекты, влияние которых на оптический сигнал увеличивается с ростом его мощности [1]. Поскольку рост мощности сигнала является естественным следствием всё более плотного использования полосы пропускания линии связи, проблема компенсации нелинейных воздействий становится актуальной в контексте современных высокоскоростных линий связи.

В современных оптоволоконных линиях связи для наиболее полного использования имеющейся полосы пропускания в дополнение к технологии спектрального уплотнения каналов применяются методы мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) [2–5], представляющим собой разделение одного спектрального канала на множество подканалов. Эффективность методов OFDM обусловлена главным образом минимизацией межсимвольного взаимодействия в сочетании с большим количеством близкорасположенных ортогональных подканалов, за счёт которых достигается высокая скорость передачи информации [3]. При этом наряду с позитивными следствиями применения OFDM-модуляции [6] стоит отметить и наличие негативных факторов, ограничивающих возможность использования технологии. Среди них особую роль играет влияние на передаваемый OFDM сигнал нелинейностей, обусловленных, в частности, четырёхволновым смещением [7], особенно заметное при большом количестве подканалов и значительной суммарной мощности сигнала.

А.С.Скидин, О.С.Сидельников, М.П.Федорук. Новосибирский государственный университет, Россия, 630090 Новосибирск, ул. Пирогова, 2; Институт вычислительных технологий СО РАН, Россия, 630090 Новосибирск, просп. Акад. Лаврентьева, 6; e-mail: o.s.sidelnikov@gmail.com

Поступила в редакцию 30 сентября 2016 г., после доработки – 16 ноября 2016 г.

В настоящей работе исследуется влияние нелинейности на распространение OFDM сигнала в волоконно-оптических линиях. Каждый из частотных OFDM каналов (суперканал) делится на множество подканалов; нами исследован сигнал, содержащий от 100 до 500 подканалов; в качестве формата модуляции для подканала был выбран формат 16-QAM (quadrature amplitude modulation – квадратурная амплитудная модуляция).

## 2. Нелинейное искажение 16-QAM сигнала

Используемая в работе система передачи данных схематически изображена на рис.1. Линия передачи состоит из 10 пролётов стандартного одномодового волокна (SSMF) длиной 100 км каждый. В конце каждого пролёта все потери компенсируются с помощью оптических усилителей EDFA. Шум, соответствующий усиленному спонтанному излучению EDFA, добавлялся к оптическому сигналу после каждого усилителя. Хроматическая дисперсия и нелинейный фазовый сдвиг идеально компенсируются при прохождении оптического сигнала через приёмник.

Распространение сигнала по оптическому волокну описывается нелинейным уравнением Шредингера:

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2}A - i\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + i\xi|A|^2A, \quad (1)$$

где  $A(z, t)$  – медленно меняющаяся огибающая оптического сигнала;  $\alpha$  – потери в волокне;  $\beta_2$  – хроматическая дисперсия;  $\xi$  – нелинейность волокна. Данное уравнение решалось численно с помощью симметричного метода Фурье-расщепления по физическим процессам. Для числен-

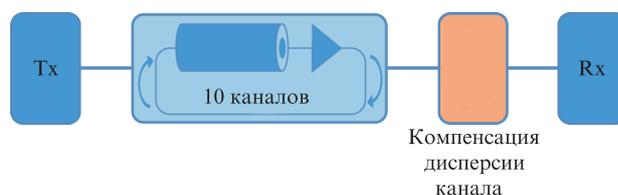


Рис.1. Схема исследуемой линии.

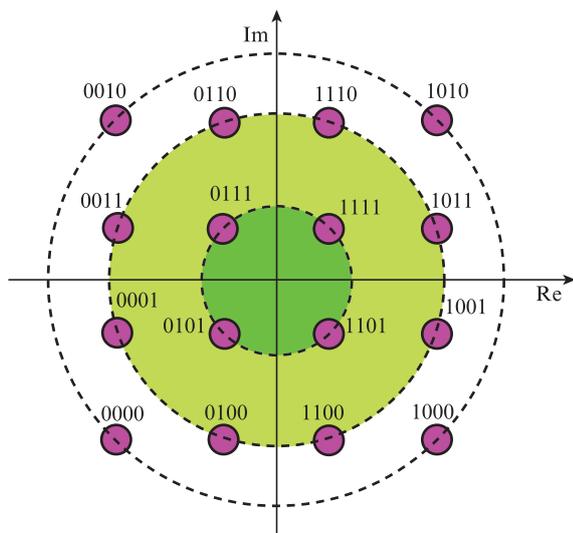


Рис.2. Сигнальное созвездие формата 16-QAM (названия осей Re и Im являются обозначениями соответственно действительной и мнимой составляющих сигнала).

ного моделирования мы использовали следующие параметры: число OFDM символов  $N_s = 2^{12}$ ,  $\alpha = 0.2$  дБ/км,  $\xi = 1.4$  Вт<sup>-1</sup>·км<sup>-1</sup>,  $\beta_2 = -25$  пс<sup>2</sup>/км, длина волны сигнала  $\lambda = 1.55$  мкм, коэффициент шума усилителя  $NF = 4.5$ , максимальное число OFDM каналов равно 1024, ширина полосы пропускания  $BW = 100$  ГГц.

Целью исследования являлось изучение зависимости количества ошибок от расположения символов внутри сигнального 16-QAM созвездия. Все ошибки делятся на три категории по мощности точек созвездия, соответствующие трем «кольцам», изображенным в виде штриховых окружностей на рис.2. Все точки сигнального созвездия имеют равные вероятности, что соответствует равномерному распределению входного сигнала.

На рис.3 показана зависимость коэффициента символьных ошибок (symbol error rate, SER) от количества используемых OFDM каналов при распространении сигнала в нелинейном режиме. Предполагалось, что символы с внешнего кольца, имеющие большую мощность, вследствие нелинейности будут подвержены большому ис-

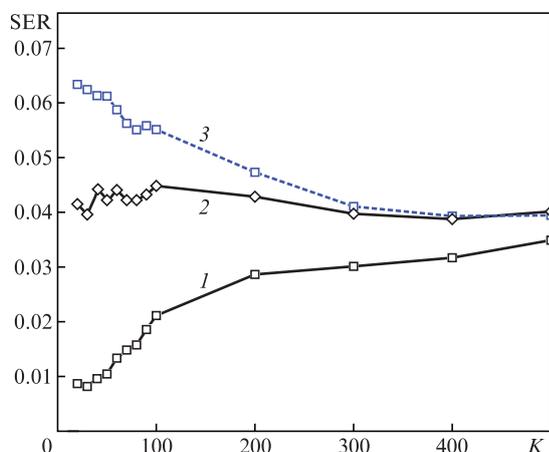


Рис.3. Зависимости количества символьных ошибок SER от числа используемых подканалов  $K$  для внутреннего (1), центрального (2) и внешнего (3) колец.

кажениям, а среди символов с внутреннего кольца за счёт меньшей мощности будет меньше ошибок. Однако рис.3 показывает, что соотношение между символьными ошибками на разных кольцах сигнального созвездия также зависит от количества используемых каналов. При небольшом их числе распределение ошибок оказывается таким же, как и ожидалось, однако с ростом числа каналов количество ошибок на разных кольцах становится примерно одинаковым. Наблюдаемая асимметрия вероятностей появления ошибок для различных колец предполагает применение ограниченного кодирования для повышения производительности системы.

### 3. Адаптивный модулятор

Как видно из рис.3, наличие столь неоднородного распределения ошибок даёт основание полагать, что применение специальных методов формирования сигнала в данном случае способно существенно уменьшить количество ошибок в линии. С теоретической точки зрения это возможно посредством уменьшения вероятности появления символов из множества с максимальной вероятностью ошибок. Этот процесс в общем случае может быть назван адаптивной модуляцией, т. к. основная его цель заключается в специальном выборе используемых символов из конstellационной диаграммы. Его также называют форматом гибридной квадратурной модуляции [8,9]. При этом реализация такого подхода предполагает, что разные символы в потоке данных формируются с помощью различных модуляционных форматов, каждый из которых представляет собой «усечённый» вариант формата модуляции 16-QAM (рис.2). Например, часть символов можно сформировать только из внутреннего кольца, а часть – только из среднего.

Выше уже говорилось, что мы разбиваем все точки сигнального 16-QAM созвездия на три множества с одинаковой мощностью, т. е. на три кольца, как показано на рис.2. Пронумеруем эти множества в порядке увеличения амплитуды, тогда первым будет множество, состоящее из точек внутреннего кольца, а третьим – из точек внешнего кольца.

Для оценки влияния нелинейных эффектов на 16-QAM сигнал мы предполагаем, что частота появления символьных ошибок на конкретном кольце зависит только от его мощности и числа использованных каналов, т. е. в каждом конкретном случае эта частота считается постоянной. Частота символьных ошибок  $i$ -го множества обозначается  $q_i$ , а вероятность появления в потоке данных символа из  $i$ -го набора –  $P_i$ . Тогда коэффициент символьных ошибок может быть найден по формуле

$$SER(P_1, P_2, P_3) = P_1q_1 + P_2q_2 + P_3q_3. \quad (2)$$

Поскольку  $P_3 = 1 - P_1 - P_2$ , то в рассматриваемом случае SER зависит только от двух неизвестных вероятностей.

Следует отметить, что, изменяя вероятность появления символов в различных кольцах, мы в общем случае уменьшаем информационную энтропию потока данных, что, в свою очередь, увеличивает избыточность передаваемого сообщения. Это приводит к снижению фактической скорости канала. Энтропию  $H$  потока данных на один символ для формата модуляции 16-QAM можно найти следующим образом:

$$H(P_1, P_2) = -P_1 \log_{16} \frac{P_1}{4} - P_2 \log_{16} \frac{P_2}{8} - (1 - P_1 - P_2) \times \log_{16} \frac{1 - P_1 - P_2}{4}. \quad (3)$$

Из уравнения (2) можно получить, что первоначальный коэффициент символьных ошибок (т.е. SER без использования любого кодирования) имеет вид

$$SER_0 = \frac{1}{4} q_1 + \frac{1}{2} q_2 + \frac{1}{4} q_3. \quad (4)$$

В общем же случае закодированный сигнал имеет другой коэффициент символьных ошибок – SER<sub>c</sub>. Обозначим  $\gamma$  степень снижения SER ( $0 \leq \gamma \leq 1$ ), которая определяется выражением

$$\gamma = \frac{SER_c}{SER_0}. \quad (5)$$

Этот коэффициент можно рассматривать как меру производительности кодирования. Тем не менее всегда существует компромисс между снижением SER и избыточностью в потоке данных, необходимой для реализации такого кодирования.

Данную задачу можно рассматривать с точки зрения нахождения таких вероятностей распределения входного сигнала  $\mathbf{P} = (P_1, P_2, P_3)$ , которые соответствуют максимуму информационной энтропии для заданной степени снижения частоты ошибок  $\gamma$  и заданного набора  $\mathbf{Q} = (q_1, q_2, q_3)$ . При этом искомые вероятности могут быть найдены перебором для каждого входного вектора  $\mathbf{Q}$ . Как только они найдены, формирование сигнала осуществляется таким образом, чтобы в каждом частотном подканале наблюдалось одно и то же распределение используемых символов. Это может быть достигнуто за счёт применения блочного подхода к получению адаптивно модулированных данных.

### 4. Численные результаты

Оценка улучшения производительности системы передачи данных при использовании адаптивного подхода была выполнена для 20, 100 и 500 каналов. Используя статистику ошибок (рис.3), мы нашли оптимальный вектор вероятности  $\mathbf{P}$ , обеспечивающий максимальную энтропию. Для оценки работы модулятора при различных  $\gamma$  мы и изменяли степень снижения SER от 0.5 до 1.

На рис.4 показаны полученные численно значения  $\gamma$  как функции избыточности кода для различного числа используемых каналов. Избыточность кода  $R = 1 - C$ , где  $C$  – кодовая скорость, т.е. доля символов относительно формата 16-QAM, которая задействована в формировании сигнала. Здесь мы видим, что применение адаптивной модуляции позволяет значительно уменьшить SER для небольших значений  $\gamma$ .

Помимо оценки эффективности адаптивной модуляции через снижение количества ошибок, эта эффективность также была оценена традиционным для телекоммуникационных систем способом – путём нахождения параметра качества передачи данных ( $Q$ -фактора) для OFDM системы с использованием и без использования адаптивной модуляции. На рис.5 и 6 приведены зависи-

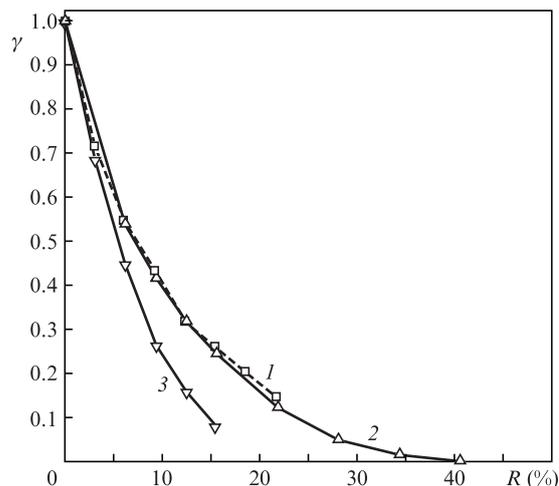


Рис.4. Зависимости  $\gamma$  от избыточности кода  $R$  при числе подканалов  $K = 20$  (1), 100 (2) и 500 (3).

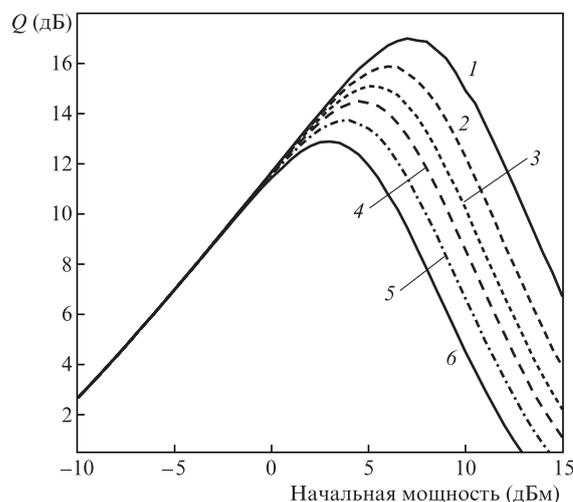


Рис.5. Зависимости  $Q$ -фактора от начальной мощности для 100 каналов при  $\gamma = 0.55$  (1), 0.60 (2), 0.65 (3), 0.70 (4), 0.80 (5) и 1.00 (6).

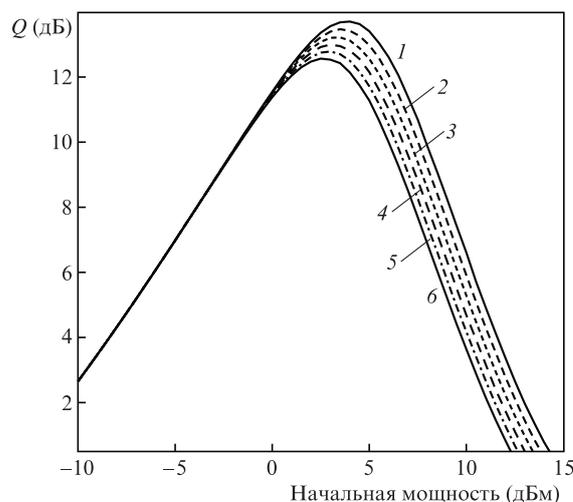


Рис.6. Зависимости  $Q$ -фактора от начальной мощности для 500 каналов при  $\gamma = 0.95$  (1), 0.96 (2), 0.97 (3), 0.98 (4), 0.99 (5) и 1.00 (6).

мости  $Q$ -фактора от начальной пиковой мощности для 100 и 500 каналов соответственно. Видно, что в линейном режиме  $Q$ -фактор не зависит от  $\gamma$ . Тем не менее в нелиней-

ном режиме заметно значительное улучшение  $Q$ -фактора благодаря использованию адаптивной модуляции.

## 5. Заключение

В настоящей работе рассмотрено влияние нелинейных эффектов на статистику символьных ошибок при передаче 16-QAM OFDM сигнала по волокну длиной 1000 км. Предложена техника адаптивной модуляции для получения этого сигнала, устойчивого к нелинейным искажениям. Продемонстрировано значительное повышение качества передачи при использовании адаптивной схемы модуляции

Работа была выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (проект RFMEFI57814X0029), гранта Президента РФ по государственной поддержке ведущих научных школ РФ № НШ-

9161.2016.9, а также при поддержке фонда Президента РФ для государственной поддержки молодых российских учёных (грант № МК-9240.2016.9).

1. Agrawal G.P. *Nonlinear Fiber Optics* (Boston: Academic Press, 2007).
2. Armstrong J. *J. Lightwave Technol.*, **27** (3), 189 (2009).
3. Bao H., Shen W. *Opt. Express*, **15** (8), 4410 (2007).
4. Chang R.W. US Patent US3488445 (1966).
5. Pechenkin V., Fair I.J. *J. Lightwave Technol.*, **29** (11), 1678 (2011).
6. Jansen S.L., Morita I., Schenk T.C.W., Takeda N., Tanaka H. *J. Lightwave Technol.*, **26** (1), 6 (2008).
7. Goebel B., Fesl B., Coelho L.D., Hanik N. *Proc. Optical Fiber Communication Conf. (OFC/NFOEC'2008)* (San Diego, Cal., USA, 2008, paper JWA58).
8. Le S.T., McCarthy M.E., Turitsyn S.K. *Proc. 9th IEEE/IET Int. Symp. on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing* (Manchester, United Kingdom, 2014).
9. Zhou X., Nelson L.E., Magill P., Isaac R., Zhu B., Peckham D.W., Borel P.I., Carlson K. *J. Lightwave Technol.*, **31** (7), 999 (2013).