

Моделирование передачи сигнала со скоростью 40 Гбит/с в формате NRZ ADPSK в сетке 50 ГГц

Н.В.Гуркин, Ю.А.Капин, О.Е.Наний, А.Г.Новиков, В.Н.Павлов, С.О.Плаксин, А.Ю.Плоцкий, В.Н.Трещиков

Численно исследовано влияние линейных и нелинейных искажений на передачу сигнала формата модуляции NRZ ADPSK со скоростью 40 Гбит/с. Результаты численного моделирования совпадают в пределах точности измерений с экспериментальными данными, что свидетельствует об адекватности используемой математической модели линии связи, передатчика и приемника. Экспериментально и численным моделированием установлено, что в системах связи на основе стандартного телекоммуникационного волокна введение отрицательной дисперсии (примерно -160 пс/нм) в передаваемый сигнал обеспечивает увеличение максимальной допустимой мощности сигнала, вводимой в пролет, и величины допустимого затухания пролетов на 2 дБ. Установлено, что нелинейные искажения, обусловленные наличием соседних каналов в частотной сетке с шагом 50 и 100 ГГц (перекрестные помехи), незначительны по сравнению с внутриканальными нелинейными искажениями.

Ключевые слова: оптическая связь, DWDM, дифференциальная фазовая модуляция, оптическое отношение сигнал/шум, нелинейные искажения, перекрестные помехи, хроматическая дисперсия, оптимальная мощность, дисперсионный план.

1. Введение

Переход от действующих систем связи с канальными скоростями 10 Гбит/с к системам с канальными скоростями 40 Гбит/с требует проведения ряда исследований. Импульсы сигнала, передаваемого со скоростью 40 Гбит/с, испытывают существенно более сильное влияние хроматической дисперсии волокна по сравнению с сигналами, передаваемыми со скоростью 10 Гбит/с. В стандартном световоде импульсы начинают перекрываться уже после прохождения участков волокна очень небольшой длины. Усиленная межканальная интерференция в условиях нелинейности волокна приводит к проявлению таких нелинейных эффектов, как внутриканальная перекрестная фазовая модуляция (iXPM) и внутриканальное четырехволновое смешение (iFWM) [1–3].

В оптических системах связи с канальной скоростью до 10 Гбит/с преимущественно используются бинарные амплитудные форматы модуляции сигнала. При канальной скорости 40 Гбит/с наиболее экономически эффективным форматом модуляции для реализации DWDM-систем связи является адаптивный дифференциальный фазовый формат модуляции (ADPSK) [2–5]. Экспериментально и при численном моделировании продемонстрирована возможность совместной работы разнородных спектральных каналов (10 Гбит/с, формат NRZ и 40 Гбит/с, формат NRZ ADPSK) в сети DWDM с межканальным интервалом

50 ГГц [6, 7]. Это позволяет осуществлять экономичную модернизацию действующих 80-канальных DWDM-систем связи с канальной скоростью 10 Гбит/с путем постепенного поканального перехода к более скоростному оборудованию на 40 Гбит/с.

Для применения в DWDM-линиях связи ранее исследовался в основном дифференциальный фазовый формат с возвращением к нулю (формат RZ DPSK) [2]. Использование этого формата обеспечивает некоторый выигрыш в величине требуемого оптического отношения сигнал/шум (OSNR) по сравнению с форматом без возвращения к нулю (NRZ DPSK). Кроме того, благодаря солитоноподобной форме импульсов формат RZ DPSK несколько менее чувствителен к внутриканальным нелинейным искажениям, однако из-за широкого спектра сигнала он неприменим в 80-канальных DWDM-сетях с межканальным интервалом 50 ГГц. Как недавно было продемонстрировано экспериментально, в таких сетях может использоваться адаптивный бинарный фазовый формат без возвращения к нулю (NRZ ADPSK) [4–7]. Возможность работы системы связи на 40 Гбит/с в формате DPSK в сети, содержащей перестраиваемые оптические мультиплексоры ввода–вывода, продемонстрирована в работе [6]. В ней приведены результаты полевых испытаний совместной работы каналов на 40 и 10 Гбит/с в сети связи компании Google.

Характер воздействия линейных и нелинейных искажений на характеристики систем связи на 40 Гбит/с в формате NRZ DPSK исследован значительно меньше [3], при этом ранее не изучались характеристики исследуемого в данной работе формата NRZ ADPSK и возможности улучшения качества связи за счет автоподстройки параметров оптического приемника.

В настоящей работе для передачи сигналов со скоростью 40 Гбит/с в формате NRZ ADPSK численно исследована зависимость требуемого OSNR от хроматической дисперсии и мощности сигнала в системах DWDM с различным числом пролетов (от 1 до 10), а также исследова-

Н.В.Гуркин, Ю.А.Капин, А.Г.Новиков, В.Н.Павлов, А.Ю.Плоцкий, В.Н.Трещиков. ООО «Т8», Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатая, 44/1, оф. 826

О.Е.Наний, С.О.Плаксин. Московский государственный университет им. М.В.Ломоносова, физический факультет, Россия, 119991 Москва, Воробьевы горы; ООО «Т8», Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатая, 44/1, оф. 826; e-mail: naniy@t8.ru, plaksin@t8.ru

Поступила в редакцию 3 мая 2012 г., после доработки – 9 ноября 2012 г.

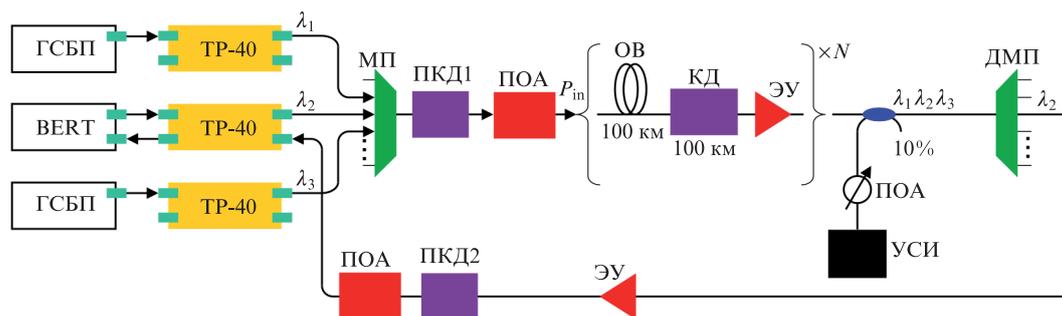


Рис.1. Схема экспериментальной оптической установки:

ГСБП – генератор случайной битовой последовательности; BERT – BER-тестер; TP-40 – транспондер со скоростью передачи 40 Гбит/с; ПОА – переменный оптический аттенуатор; ЭУ – волоконный эрбиевый усилитель; УСИ – источник усиленного спонтанного излучения; МП – мультиплексор; ДМП – демультиплексор; КД – компенсатор дисперсии; ОВ – оптическое волокно; ПКД – переменный компенсатор дисперсии; P_{in} – мощность, введенная в пролет линии; $\lambda_1 = 1561.42$ нм, $\lambda_2 = 1560.61$ нм, $\lambda_3 = 1559.79$ нм.

но влияние наличия соседних каналов с битовой скоростью 10 и 40 Гбит/с. Результаты численного моделирования сравниваются с экспериментальными результатами, приведенными в [9, 10]. Достаточно хорошее совпадение численных и экспериментальных результатов свидетельствует об адекватности численной модели и применимости использованного программного обеспечения для моделирования высокоскоростных систем связи с разнородными каналами с битовыми скоростями 10 и 40 Гбит/с.

2. Эксперимент и его численная модель

Численно моделировалась реальная экспериментальная установка, схема которой представлена на рис.1. Оптический приемопередатчик, используемый в эксперименте, имел формат модуляции NRZ-ADPS и битовую скорость 44.2 Гбит/с. Сигнал с этого передатчика, несущий информацию, сгенерированную тестером ошибок (BER-тестер), проходил через линию, представляющую собой N одинаковых участков, содержащих оптическое волокно, компенсатор дисперсии и эрбиевый усилитель, затем детектировался оптическим приемником и возвращался на BER-тестер, где прямым подсчетом количества ошибочных битов вычислялся коэффициент ошибок BER. И в начале, и в конце линии расположены переменные компенсаторы дисперсии. Для регулирования уровня шума в конце линии через разветвитель подключен источник усиленного спонтанного излучения с переменным аттенуатором. Подробно данная установка описана в [10].

В экспериментальном приемопередатчике был реализован стандартный код, исправляющий ошибки, FEC i7 (стандарт G.975.1) с избыточностью 10.7%, который обеспечивал понижение коэффициента ошибок BER, как указано в табл.1. Из полученного численного значения BER по известной передаточной функции вычислялось значение BER после FEC.

Табл.1. Значения коэффициента BER до и после реализации кода FEC i7 с избыточностью 10.7%.

BER до FEC	BER после FEC
4.92×10^{-3}	10^{-9}
4.85×10^{-3}	10^{-10}
4.74×10^{-3}	10^{-11}
4.63×10^{-3}	10^{-12}
4.58×10^{-3}	10^{-13}
4.50×10^{-3}	10^{-14}
4.44×10^{-3}	10^{-15}

Чтобы обеспечить совпадение результатов моделирования с экспериментом, необходим корректный выбор математических моделей всех компонентов системы и их параметров. Для численных расчетов использовалась коммерческая программа OptSimTM, с помощью которой моделировалась передача оптического сигнала по оптоволоконной линии связи. Подробное описание моделирования дано в Приложении.

Требуемый OSNR ($OSNR_R$) – это минимальное значение OSNR, позволяющее обеспечить коэффициент ошибок BER не ниже заданного уровня. В современных системах связи $BER \leq 10^{-12}$. При расчете $OSNR_R$ сигнал с мультиплексора МП (рис.1, канал на длине волны λ_2) подавался на разветвитель, через который вводилось излучение от источника шума УСИ, минуя линию связи. С помощью переменного аттенуатора ПОА варьировалось значение OSNR. Переменный компенсатор дисперсии ПКД2 использовался для измерения зависимости $OSNR_R$ от накопленной хроматической дисперсии. Мощность на входе в приемник поддерживалась постоянной (5 дБм) с помощью переменного аттенуатора.

Измеренное экспериментально значение $OSNR_R$ совпадает с полученным при моделировании и равно 11.3 дБ, если используется демультиплексор с межканальным интервалом 100 ГГц и шириной фильтра 0.37 нм, или равно 12.3 дБ, если используется демультиплексор с межканальным интервалом 50 ГГц и шириной фильтра 0.34 нм. Полученная численным способом зависимость требуемого OSNR от накопленной хроматической дисперсии совпадает с экспериментально измеренной зависимостью. В отсутствие волокна и, следовательно, нелинейных искажений оптимальное значение дисперсии и в том, и в другом случае равно нулю. Совпадение результатов моделирования с экспериментом свидетельствует об адекватности численной модели передатчика и приемника.

3. Ослабление нелинейных искажений при оптимальной предкомпенсации дисперсии

В общем случае вследствие нелинейности оптического волокна оптимальные значения остаточной дисперсии, предварительно компенсируемой дисперсии (предкомпенсации) и дисперсии, компенсируемой в промежуточном пункте, отличны от нуля. Для систем со скоростью 10 Гбит/с оптимальной является, например, симметричная схема компенсации дисперсии, когда в нечетные пролеты сигнал вводится без предкомпенсации, а в четные – с пред-

компенсацией, равной по величине и противоположной по знаку дисперсии в пролете [12, 13]. Однако реальное внедрение каналов 40 Гбит/с в уже существующие линии связи происходит постепенно. В течение длительного времени по одному волокну может передаваться по разным DWDM-каналам информация с разной скоростью (4, 10 и 2.5 Гбит/с) с использованием разных форматов модуляции. Оптимальные дисперсионные планы для таких разнородных каналов совершенно разные, поэтому управлять дисперсией в промежуточных пунктах нецелесообразно. В результате этого дисперсионный план большинства линий дальней связи таков, что после каждого пролета осуществляется компенсация дисперсии, накопленной в этом пролете. Нами исследована возможность ослабления нелинейных искажений в таких линиях связи за счет оптимальной предкомпенсации. Для ее создания используется компактный перестраиваемый компенсатор дисперсии, оптимизируемый индивидуально для каждого DWDM-канала. При этом не требуется изменять дисперсионный план линии связи.

В результате проведенных исследований обнаружен достаточно неожиданный факт: оптимальное значение дисперсии, создаваемой на входе в линию связи переменным компенсатором дисперсии ПКД1 (предкомпенсация), равно -160 пс/нм и не зависит от числа пролетов (при условии полной компенсации дисперсии в каждом пролете). Исследовались линии связи с числом пролетов от 1 до 10.

Зависимость требуемого OSNR от вводимой в волокно мощности в однопролетной линии P_{in} без предкомпенсации и при ее наличии представлены на рис.2,а (эксперимент и численное моделирование). В случае предкомпенсации критическая мощность сигнала, при которой значение требуемого OSNR увеличивается на 1.5 дБ из-за

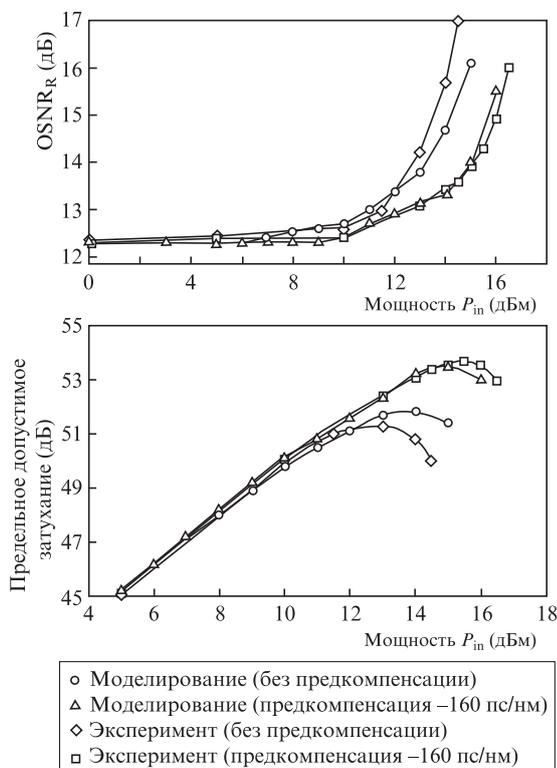


Рис.2. Расчетная и экспериментальная зависимости требуемого OSNR (а) и предельного допустимого (перекрываемого) затухания (б) от вводимой в волокно мощности без предкомпенсации и при ее наличии.

нелинейных искажений, составляет 15 дБм, что на 2 дБ больше критической мощности сигнала в отсутствие предкомпенсации.

Увеличение критической мощности сигнала на 2 дБ позволяет увеличить примерно на 10 км максимальную длину однопролетной линии связи (при затухании волокна 0.2 дБ/км), что следует из графика зависимости перекрываемого затухания от вводимой в волокно мощности (рис.2,б).

4. Нелинейное воздействие соседнего канала

Для расчета влияния нелинейных эффектов на требуемый OSNR в однопролетной линии связи с несколькими каналами моделировалась система, представленная на рис.1. Во всех расчетах начальная дисперсия была равна -160 пс/нм. Проведенные нами численные исследования нелинейного воздействия на рабочий канал соседнего спектрального канала показали, что вызываемое таким воздействием изменение требуемого OSNR мало. Исследовалось воздействие соседних каналов формата NRZ-ADPSK с битовой скоростью 40 Гбит/с и каналов с амплитудной модуляцией и битовой скоростью 10 Гбит/с. Расчеты проводились для двух значений межканальных расстояний Δf : 50 ГГц (длины волн каналов λ_2 и λ_3) и 100 ГГц (длины волн каналов λ_1 и λ_3). Экспериментальные данные и результаты моделирования представлены на рис.3, 4. Видно, что соседний канал существенно влияет на величину требуемого OSNR только в том случае, когда мощность основного канала (0 дБм) значительно меньше мощности соседнего канала (14 дБм). Если же мощности этих каналов одинаковы, то увеличение требуемого OSNR либо совсем отсутствует (в случае $\Delta f = 100$ ГГц),

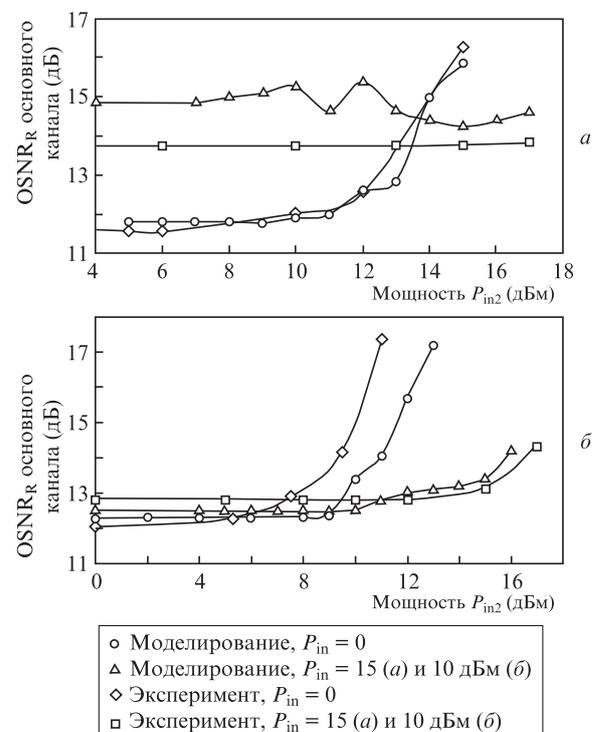


Рис.3. Расчетная и экспериментальная зависимости требуемого OSNR основного канала (40 Гбит/с, формат NRZ-DPSK) от вводимой в волокно мощности соседнего канала P_{in2} (40 Гбит/с, NRZ-DPSK) для одного пролета. Межканальный частотный интервал равен 100 (а) и 50 ГГц (б).

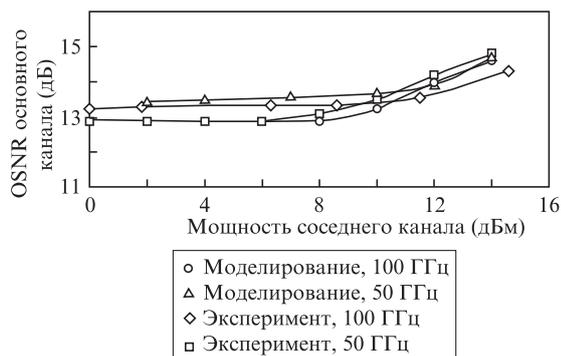


Рис.4. Расчетная и экспериментальная зависимости требуемого OSNR основного канала (40 Гбит/с, NRZ-DPSK) от вводимой в волокно мощности соседнего канала P_{in2} (10 Гбит/с, NRZ-ASK) для одного пролета при частотных расстояниях между каналами $\Delta f = 50$ и 100 ГГц (мощность в основном канале равна 0 и 10 дБм).

либо незначительное (в случае $\Delta f = 50$ ГГц). Поскольку в реальных системах связи мощности соседних каналов примерно одинаковы, то межканальное нелинейное взаимодействие в них не оказывает существенного влияния на работу DWDM-систем связи.

5. Заключение

Проведено моделирование многоканальной DWDM-системы связи со скоростью 40 Гбит/с в формате NRZ-ADPSK, результаты которого хорошо согласуются с экспериментально полученными данными. Установлено, что для широкого класса многоканальных линий связи оптимальная предкомпенсация дисперсии равна -160 пс/нм и не зависит от числа пролетов. Оптимальная предкомпенсация дисперсии увеличивает запас по OSNR (бюджет линии связи) на 2 дБ. Оптимальное значение накопленной хроматической дисперсии в большом диапазоне вводимых в волокно мощностей (до 13 дБм) остается постоянным и равно 0 пс/нм.

Показано, что ухудшение параметров сигнала, вызванное межканальным нелинейным взаимодействием, незначительно по сравнению с ухудшением параметров сигнала, вызванным внутриканальными эффектами. Это обеспечивает возможность совместного функционирования каналов с параметрами 40 Гбит/с (NRZ-ADPSK) и 10 Гбит/с (NRZ-ASK) в DWDM-системах связи с разнородными каналами.

Приложение

Для математического описания процесса распространения в оптическом волокне используется нелинейное уравнение Шредингера для комплексной огибающей электромагнитного поля

$$i \frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - i \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} + \gamma |A|^2 A = -i \frac{\alpha}{2} A. \quad (1)$$

Здесь A – комплексная огибающая электромагнитного поля; z – расстояние вдоль волокна; t – время; β_2 – параметр дисперсии групповой скорости; β_3 – дисперсионный член третьего порядка; α – коэффициент затухания; $\gamma = 2\pi n_2 / (\lambda_0 A_{eff})$ – коэффициент нелинейности; n_2 – нелиней-

ный показатель преломления материала волокна; λ_0 – несущая длина волны; A_{eff} – эффективная площадь моды волокна. Для численного решения уравнения в программе OptSimTM применяется метод расщепления по физическим процессам с использованием быстрого преобразования Фурье [8]. Ниже приведены параметры одномодового оптического волокна, использованные при моделировании:

α (дБ/км)	0.2
n_2 (м ² /Вт)	2.6×10^{-20}
A_{eff} (мкм ²)	.75

Зависимость коэффициента дисперсии D от длины волны передаваемого сигнала λ описывается следующей эмпирической формулой:

$$D(\lambda) = \frac{\lambda S}{4} \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^4 \right], \quad (2)$$

где $S = 90$ с/м³, $\lambda_0 = 1312$ нм. В рассмотренной модели компенсаторы дисперсии моделировались как линейные точечные устройства, увеличивающие или уменьшающие накопленную хроматическую дисперсию.

Для моделирования оптических фильтров мультиплексоров (демультиплексоров) использовалась передаточная функция типа «приподнятый косинус» с центром на несущей частоте сигнала и с параметрами $\Delta\lambda = 0.7$ и 0.34 нм для 100- и 50-гигагерцевого мультиплексора соответственно.

Волоконный эрбиевый усилитель аналогично компенсаторам хроматической дисперсии моделировался как точечное устройство, повышающее мощность оптического сигнала в G раз и добавляющее к сигналу шумовое спонтанное излучение.

Коэффициент битовых ошибок BER рассчитан с помощью полуаналитического метода, заключающегося в следующем. Сначала моделируется передача через линию связи оптического сигнала, состоящего из 1024 бит, и его детектирование фотоприемником. Затем полученные численным способом распределения уровней электрических сигналов, соответствующих единичным и нулевым битам, аппроксимируются двумя нормальными распределениями, и далее аналитически (см., напр., [11]) вычисляется BER.

1. Величко М.А., Наний О.Е., Сусьян А.А. *Lightwave Russian Edition*, № 4, 21 (2005).
2. Charlet G. *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **12** (4), 469 (2006).
3. Winzer P. J., Essiambre R.-J. *Proc. IEEE*, **94** (5), 952 (2006).
4. Редюк А.А. *Квантовая электроника*, **41** (10), 929 (2011).
5. Kamalov V. et al. *Optical Fiber Communication* (Los Angeles, 2010, Paper NTC2).
6. Наний О.Е., Трещиков В.Н. *Фотон-экспресс*, **85** (5), 28 (2010).
7. Наний О.Е., Трещиков В.Н. *Вестник связи*, № 4, 52 (2011).
8. Агравал Г. *Нелинейная волоконная оптика* (М.: Мир, 1996).
9. Гуркин Н.В., Капин Ю.А., Павлов В.Н., Плаксин С.О., Трещиков В.Н. *Электросвязь*, № 1, 56 (2012).
10. Наний О.Е., Новиков А.Г., Плоцкий А.Ю., Трещиков В.Н., Убайдуллаев Р.Р. *Электросвязь*, № 6, 40 (2012).
11. Agrawal G.P. *Fiber-Optic Communications Systems* (New York: John Wiley & Sons, 2002).
12. Breuer D., Kuppers F., Mattheus A., Shapiro E.G., Gabitov I., Turitsyn S.K. *Opt. Lett.*, **22** (13), 982 (1997).
13. Arora O., Garg A., Savita P. *Intern. J. Computer Sci. Issues*, **8** (6), 371 (2011).