

ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ ЛИНИИ СВЯЗИ

Численное моделирование многомодовых волоконно-оптических линий связи

О.С.Сидельников, С.Сиглетос, Ф.Феррейра, М.П.Федорук

Представлены результаты численного моделирования нелинейного распространения оптического сигнала в многомодовых волокнах с малой дифференциальной групповой задержкой. Установлено, что зависимость величины вектора ошибки (EVM) от дифференциальной групповой задержки может быть ослаблена при увеличении числа отсчетов АЦП на один символ при численной реализации в приемнике алгоритма компенсации дифференциальной групповой задержки. Продемонстрирована возможность использования многомодовых волокон с малой дифференциальной групповой задержкой для передачи данных в современных системах цифровой связи, и показано, что режим сильной связи при увеличении числа мод обеспечивает меньший уровень EVM, чем режим слабой связи мод.

Ключевые слова: многомодовое волокно, дифференциальная групповая задержка, математическое моделирование, уравнения Манакова.

1. Введение

Сегодня более 99% глобальных информационных потоков обслуживаются с помощью волоконно-оптической связи. Волоконно-оптические линии связи – самое эффективное решение для передачи больших объемов данных на дальние расстояния. Экспоненциально растущий спрос на пропускную способность линий связи является движущей силой исследований в области мощных оптических систем передачи данных. С помощью когерентного детектирования, автономной обработки сигналов и формата модуляции 128-QAM была достигнута скорость передачи 101.7 Тбит/с со спектральной эффективностью 11 бит·с⁻¹·Гц⁻¹ при передаче по трем пролетам длиной 55 км с рамановским усилением сигналов [1]. Как показали недавние эксперименты, по волокну с низким уровнем нелинейности при использовании эффективных методов цифровой обработки сигналов данные могут быть переданы со скоростью 400 Гбит/с на расстояние более 12000 км с межканальным промежутком 100 ГГц [2]. Проводимые в настоящее время исследования, направленные на дальнейшее увеличение пропускной способности стандартного одномодового волокна [3, 4], затруднены ввиду ограничений рабочего диапазона волоконных усилителей, высоких требований к отношению сигнал/шум, а также ограничений на мощность сигнала, вводимого в оптоволокно. Ежегодный рост трафика уже превышает рост пропускной способности, и, если не будет предложена новая технология, которая позволит значительно уве-

личить пропускную способность линий связи, в ближайшие годы мы можем столкнуться с проблемой превышения объемами трафика возможностей технологий передачи данных.

Разработка систем связи, основанных на многомодовых волокнах, рассматривается сейчас в качестве перспективного пути решения данной проблемы [5, 6]. Многомодовые волокна позволяют увеличить пропускную способность оптических сетей за счет одновременной передачи сигналов по разным модам волокна. Кроме того, эти волокна имеют следующие преимущества: диаметр сердцевины в них в несколько раз больше, чем в одномодовых волокнах, что удобно при монтаже; многомодовый кабель проще обеспечить концевыми оптическими разъемами с малыми потерями (до 0.3 дБ) на стыке; на многомодовое волокно рассчитаны излучатели, генерирующие на длине волны 0.85 мкм, – самые доступные и дешевые излучатели, выпускаемые в очень широком ассортименте. Метод передачи сигналов с использованием различных пространственных мод оптического волокна называют пространственным уплотнением (space-division multiplexing, SDM). С помощью спектрального уплотнения каналов (WDM), уплотнения по времени (TDM), уплотнения по поляризации (PDM), прямой коррекции ошибок (FEC) в многомодовом волокне были достигнуты скорости передачи данных от 100 Тбит/с до 1 Пбит/с [7–9]. Использование технологии Multiple Input Multiple Output (MIMO) в таких волокнах сделало доступной передачу данных с высокой скоростью на большие расстояния [10]. Также на основе многомодовых волокон уже создаются высокоэффективные мощные волоконные рамановские лазеры [11]. Кроме того, эти волокна нашли широкое применение в биомедицине – на их основе делаются биосенсоры [12], в оптике – при изготовлении интерферометров [13]. Многомодовые волокна повсеместно внедряются в локальные сети, заменяя одномодовые волокна [14].

Однако при передаче данных на большие расстояния с помощью многомодового волокна возникает ряд про-

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, mifester@gmail.com
S.Sygletos, F.Ferreira. Aston University, England, Birmingham, B4 7ET;
e-mail: s.sygletos@aston.ac.uk, f.ferreira@scton.ac.uk

Поступила в редакцию 17 апреля 2015 г., после доработки – 21 октября 2015 г.

блем. Одна из них – сложность выравнивания сигнала при его детектировании в приемнике [15]. Сигналы, передаваемые по разным модам волокна, движутся с разными скоростями, и поэтому перед детектированием сигнала в приемнике эквалайзер должен принимать и хранить сигналы более быстрых мод, пока не придет сигнал самой медленной моды. Существуют два подхода к снижению дифференциальной групповой задержки (DGD) волокна с целью уменьшения требований к объему памяти эквалайзера MIMO: использование волокон с низким значением DGD [16] или волокон с компенсированной дифференциальной групповой задержкой, состоящих из чередующихся сегментов с DGD противоположных знаков [17].

В случае волокон с компенсированной дифференциальной групповой задержкой возникают проблемы со сваркой, поэтому для простоты использования было решено рассматривать многомодовое волокно с малым значением DGD. В настоящей работе исследуется процесс распространения электромагнитного излучения в многомодовых волокнах. В качестве основной рассмотрена предложенная в [18, 19] модель, базирующаяся на уравнениях Манакова и описывающая нелинейное распространение сигнала в многомодовых волокнах. Целью настоящей работы является поиск оптимальной в плане уменьшения величины вектора ошибки (error vector magnitude, EVM) конфигурации системы цифровой связи в зависимости от количества распространяющихся мод, режима связи мод и типа модуляции. Для сравнения различных конфигураций находятся коэффициент битовых ошибок (BER) и EVM как функции оптического отношения сигнал/шум (OSNR).

2. Нелинейное распространение в многомодовых волокнах

Электрическое поле в многомодовом волокне можно представить в виде суммы полей по M различным пространственным модам волокна в частотной области [18]:

$$\tilde{E}(x, y, z, \omega) = \sum_m^M \exp(i\beta_m(\omega)z) \tilde{A}_m(z, \omega) F_m(x, y) / \sqrt{N_m},$$

где $\tilde{A}_m(z, \omega) = [\tilde{A}_{mx}(z, \omega), \tilde{A}_{my}(z, \omega)]^T$ – Фурье-образ огибающей поля во временной области m -й моды, включающий в себя амплитуды обеих компонент поляризации пространственной моды с пространственным распределением $F_m(x, y)$ и постоянной распространения $\beta_m(\omega)$. Константа нормализации $N_m = \frac{1}{3} \varepsilon_0 n_{\text{eff}} c I_m$, где

$$I_m = (n_m/n_{\text{eff}}) \iint F_m^2(x, y) dx dy;$$

ε_0 – электрическая постоянная; n_{eff} – эффективный показатель преломления фундаментальной моды; n_m – эффективный показатель преломления m -й моды; c – скорость света.

В работе мы рассматриваем два важных случая распространения сигнала в многомодовых волокнах, представляющие практический интерес, – режимы слабой связи и сильной связи. В первом из них линейная связь между различными пространственными модами слаба по сравнению со связью между двумя поляризационными компонентами одной пространственной моды. В режиме сильной связи оба типа связи являются величинами

одного порядка. На практике некоторые пространственные моды многомодового волокна могут быть слабо связаны, тогда как другие моды могут быть связаны сильнее.

В случае слабой связи мод нелинейное распространение сигнала вдоль одной моды многомодового волокна описывается следующим уравнением Манакова [18]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tilde{A}_p}{\partial z} + \langle \delta\beta_{0p} \rangle \tilde{A}_p + \langle \delta\beta_{1p} \rangle \frac{\partial \tilde{A}_p}{\partial z} + i \frac{\beta_{2p}}{2} \frac{\partial^2 \tilde{A}_p}{\partial z^2} = \\ = i \gamma \left(f_{pppp} \frac{8}{9} |\tilde{A}_p|^2 + \sum_{m \neq p} f_{mmp} \frac{4}{3} |\tilde{A}_m|^2 \right) \tilde{A}_p, \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} \langle \delta\beta_{0p} \rangle &= \frac{1}{2} (\beta_{px} + \beta_{py}) - \beta_0; \\ \langle \delta\beta_{1p} \rangle &= \frac{1}{2} \left(\frac{\partial \beta_{px}}{\partial \omega} \Big|_{\omega_0} + \frac{\partial \beta_{py}}{\partial \omega} \Big|_{\omega_0} \right) - \beta_{1p}; \end{aligned}$$

$\beta_{0p}, \beta_{1p} = 1/v_g, \beta_{2p}$ – постоянная распространения, обратная групповая скорость и дисперсия групповой скорости p -й пространственной моды (предполагается, что поляризационные компоненты пространственной моды имеют разные групповые скорости, но одинаковые дисперсии групповой скорости); $\gamma = \omega_0 n_2 / (c A_{\text{eff}})$ – нелинейный параметр; n_2 – нелинейный показатель преломления стекла; A_{eff} – эффективная площадь фундаментальной моды на центральной частоте ω_0 ;

$$f_{mnp} = \frac{A_{\text{eff}}}{(I_x I_m I_n I_p)^{1/2}} \iint F_l F_m F_n F_p dx dy \quad (2)$$

– коэффициент нелинейной связи между пространственными модами.

В режиме сильной связи, когда линейная связь между различными пространственными модами становится сравнимой со связью между поляризационными компонентами каждой моды, уравнение распространения принимает следующий вид [19]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A}{\partial t} + i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = i \gamma \kappa |A|^2 A, \quad (3)$$

где

$$\kappa = \sum_{k \leq l}^M \frac{32}{2^{\delta_{kl}}} \frac{f_{kkll}}{6M(2M+1)};$$

$1/v_g = \text{Tr}(B_1)/2M$ – средняя обратная групповая скорость; $\beta_2 = \text{Tr}(B_2)/2M$ – средняя дисперсия групповой скорости; B_1 и B_2 – диагональные матрицы, содержащие обратные групповые скорости и дисперсионные параметры каждой моды; δ_{kl} – символ Кронекера.

3. Результаты численного моделирования

Для решения уравнений распространения (1) и (3) использовался симметричный вариант фурье-метода расщепления по физическим процессам (SSFM), который имеет второй порядок точности по шагу эволюционной переменной z . Уравнения распространения решались численно с шагом 100 м. Как показали тестовые расчеты,

этот шаг является оптимальным с точки зрения скорости и точности расчетов.

Целью работы было нахождение EVM для систем передачи данных на большие расстояния, основанных на многомодовом волокне с низким значением DGD, в зависимости от количества распространяющихся мод, режима связи мод и типа модуляции. Для передачи данных использовалось уплотнение по поляризации и спектральное уплотнение каналов совместно с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK) и 16-уровневой квадратурной модуляцией (16-QAM). Для формирования импульса применялся фильтр с характеристикой типа «приподнятый косинус» с коэффициентом сглаживания 0.2. Это позволяло уменьшить полосу пропускания передаваемого сигнала и минимизировать межсимвольную интерференцию. Каждый сигнал состоял из 2^{15} символов с 32 отсчетами на каждый символ и передавался с символьной скоростью $R_s = 28.5$ Гбод. Мы использовали пять спектральных каналов с расстоянием между соседними каналами 50 ГГц.

В качестве канала для передачи данных использовалось многомодовое волокно с оптимальными параметрами для низкой DGD [20], которое поддерживает распространение четырех мод (LP_{01} , LP_{11} , LP_{02} и LP_{21}). Данное волокно имеет градиентный профиль показателя преломления с «траншеей» в оболочке (GCCT), представленный на рис.1. Аналитический профиль показателя преломления описывается как

$$n(\rho) = \begin{cases} n(0)[1 - \Delta n_{co}(\rho/w_1)\kappa] & \text{при } |\rho| < w_1, \\ n_{cl} & \text{при } w_1 < |\rho| < w_1 + w_2, \\ n_{cl}(1 - \Delta n_{tr}) & \text{при } w_1 + w_2 < |\rho| < w_1 + w_2 + w_3, \\ n_{cl} & \text{при } |\rho| > w_1 + w_2 + w_3, \end{cases}$$

где ρ – радиус волокна; n_{co} , n_{cl} , n_{tr} – показатели преломления сердцевин, оболочки и «траншеи»; κ – показатель градиентности; w_1 , w_2 , w_3 см. на рис.1.

Рассматривалась линия связи длиной 1000 км, состоящая из 10 пролетов по 100 км. Оптические потери сигнала компенсировались с помощью расположенных после каждого пролета волоконно-оптических усилителей на волокне, легированном ионами эрбия (EDFA). Значения DGD и дисперсионного параметра D каждой из четырех мод представлены в табл.1, а коэффициенты нелинейной связи (2) всех мод – в табл.2.

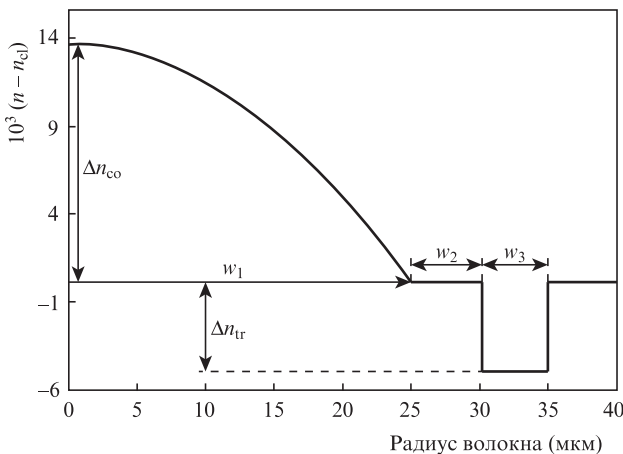


Рис.1. Профиль показателя преломления волокна с GCCT.

Табл.1. Дифференциальная групповая задержка и дисперсионный параметр для волокон с GCCT.

Мода	DGD (пс · км ⁻¹)	D (пс · км ⁻¹ · нм ⁻¹)
LP_{01}	0	22.1758
LP_{11}	-5.1044	22.1526
LP_{02}	-5.0867	21.6334
LP_{21}	-5.1044	21.8935

Табл.2. Коэффициенты нелинейной связи для волокна с GCCT (в Вт⁻¹ · км⁻¹).

Мода	LP_{01}	LP_{11}	LP_{02}	LP_{21}
LP_{01}	0.728304	0.361509	0.366151	0.182191
LP_{11}		0.540299	0.182238	0.272129
LP_{02}			0.365446	0.18328
LP_{21}				0.41122

Сигналы в форме приподнятого косинуса, получающиеся на выходе из передатчика, служат в качестве начальных данных для решения уравнений распространения (1) и (3) с помощью SSFM. Для учета шумов усиленной спонтанной эмиссии (ASE), генерируемой EDFA, в конце линии перед приемником комплексный модулированный сигнал, прошедший через канал, искусственно ухудшался путем добавления аддитивного белого гауссова шума (случайная величина с нулевым средним значением и дисперсией σ^2). Корректность добавления шума в конце канала обоснована тем, что нелинейное взаимодействие между ASE и сигналом намного слабее нелинейного взаимодействия сигнала с самим собой [18]. Спектральная плотность шума в случае EDFA определяется по формуле из [21]:

$$N_{ASE}^{EDFA} = N_A (\exp(\alpha L_A) - 1) / h\nu_s n_{sp},$$

где N_A – количество усилителей в канале; α – постоянная затухания; L_A – длина пролета; h – постоянная Планка; ν_s – оптическая частота; n_{sp} – коэффициент спонтанного излучения.

Для исследования данной системы при передаче сигналов по различным комбинациям пространственных мод в режиме сильной и слабой связи вычислялись BER и параметр $1/EVM^2$ как функция OSNR в каждом случае и сравнивались полученные результаты. Следует отметить, что в случае QPSK-сигналов параметр $1/EVM^2$ равен Q^2 -фактору. Для нахождения BER и EVM выполнялось 1000 расчетов со случайной реализацией шума и вычислялось медианное среднее полученных данных. В этом случае среднеквадратичное отклонение BER и EVM было порядка 10^{-4} .

На рис.2 показана зависимость параметра $1/EVM^2$ от OSNR после передачи битовых потоков по одной моде при использовании QPSK и 16-QAM. Для сравнения сигнал запускался отдельно в каждую моду (LP_{01} , LP_{11} , LP_{02} или LP_{21}). Следует отметить, что в данном случае QPSK и 16-QAM дают полностью совпадающие результаты для величины вектора ошибки. Как видно из рис.2, моды с меньшими нелинейными коэффициентами (см. табл.2) демонстрируют меньший EVM, так как в этом случае нелинейный вклад в уравнениях (1) и (3) уменьшается.

На рис.3 показан параметр $1/EVM^2$ как функция OSNR при передаче данных по модам LP_{01} и LP_{11} в условиях сильной и слабой связи при использовании QPSK и

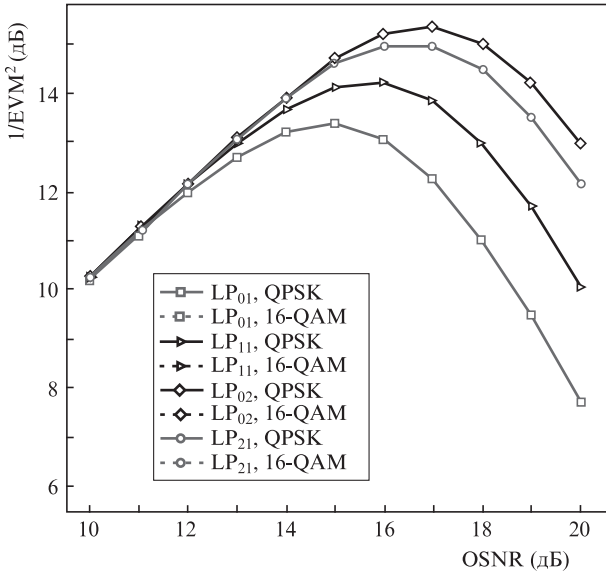


Рис.2. Зависимость $1/EVM^2$ от OSNR при передаче битовых потоков по одной моде многомодового волокна протяженностью 1000 км.

16-QAM. Видно, что в данном случае сильная связь мод обеспечивает меньший уровень EVM по сравнению с EVM при слабой связи. Это объясняется тем, что коэффициент перед нелинейной частью в случае сильной связи (3) меньше этого же коэффициента в случае слабой связи (1).

Отметим, что при использовании значения $DGD = -5 \text{ пс} \cdot \text{км}^{-1}$ вместо $DGD = -5.1044 \text{ пс} \cdot \text{км}^{-1}$ из табл.1 параметр $1/EVM^2$ увеличивается в случаях сильной и слабой связи мод (рис.4). Таким образом, в нашем случае дифференциальная групповая задержка может влиять на величину вектора ошибки системы передачи данных.

На рис.5 показано изменение параметра $1/EVM^2$ в зависимости от DGD для различного числа отсчетов на один символ (OSF) при передаче данных по двум модам. В данном случае OSNR = 12 дБ. Видно, что с ростом OSF параметр $1/EVM^2$ увеличивается и становится постоянным, то есть для достаточно большого числа отсчетов на

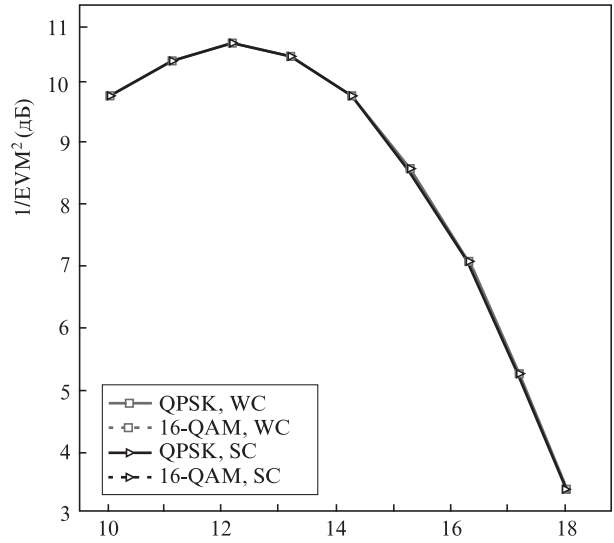


Рис.4. Зависимость параметра $1/EVM^2$ от OSNR при передаче битовых потоков по двум модам (LP₀₁ и LP₁₁) многомодового волокна протяженностью 1000 км в условиях сильной и слабой связи при $DGD = -5 \text{ пс} \cdot \text{км}^{-1}$.

один символ величина вектора ошибки остается такой же при изменении DGD, и полученные графики совпадают с графиками, изображенными на рис.4. Это можно объяснить численной реализацией в приемнике компенсирования смещения сигнала по времени, вызванного дифференциальной групповой задержкой. При распространении по каналу длиной L сигнал смещается во времени на величину $\beta_1 L$, и для компенсации этого смещения мы должны переместить сигнал на $N_c = \beta_1 L \cdot OSF / T_s$ (T_s – период сигнала) отсчетов в обратную сторону. Однако, как правило, эта величина не является целой, а значит при смещении сигнала на наиболее близкое к N_c целое число отсчетов мы не сможем полностью компенсировать смещение сигнала, вызванное дифференциальной групповой задержкой. Точность этого смещения будет расти с ростом числа отсчетов на один символ.

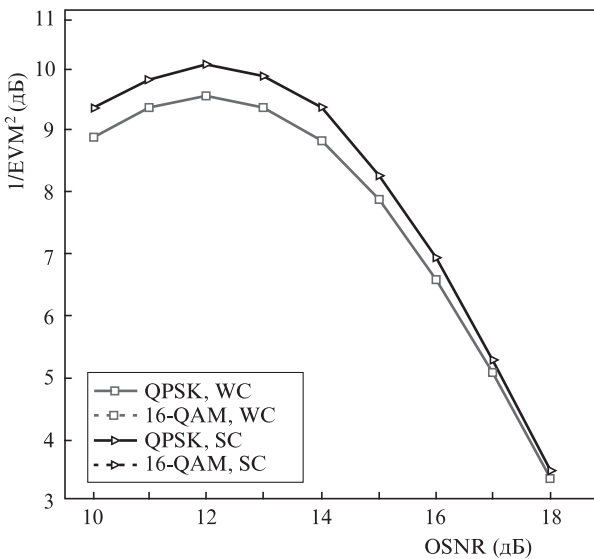


Рис.3. Зависимость $1/EVM^2$ от OSNR при передаче битовых потоков по модам LP₀₁ и LP₁₁ многомодового волокна протяженностью 1000 км в условиях сильной (SC) и слабой (WC) связи.

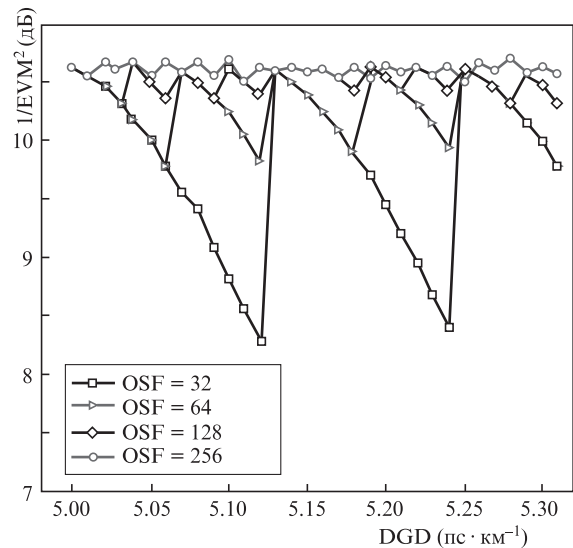


Рис.5. Зависимость $1/EVM^2$ от дифференциальной групповой задержки для различного числа отсчетов на один символ при передаче битовых потоков по модам LP₀₁ и LP₁₁ многомодового волокна протяженностью 1000 км.

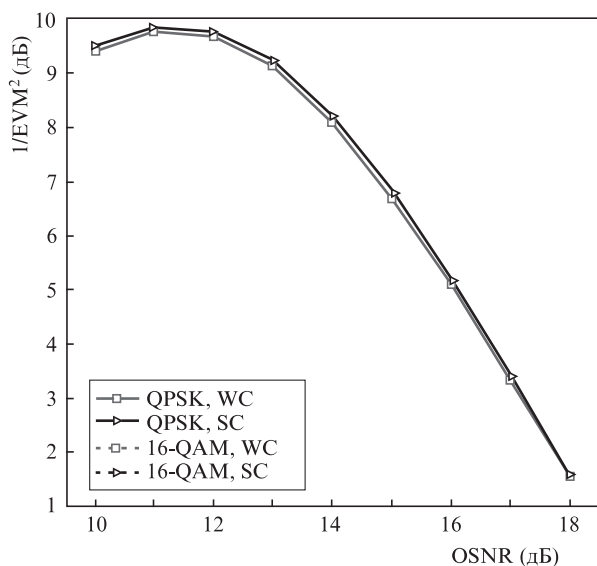


Рис.6. Зависимость $1/EVM^2$ от OSNR при передаче битовых потоков одновременно по четырем модам многомодового волокна протяженностью 1000 км в условиях сильной (SC) и слабой (WC) связи.

Рис.6 демонстрирует параметр $1/EVM^2$ как функцию OSNR при передаче сигналов одновременно по всем четырем модам. Видно, что с ростом числа задействованных мод EVM растет, так как увеличивается нелинейный вклад в уравнениях (1) и (3).

Рис.7 показывает зависимость BER от OSNR при передаче данных по четырем модам. Можно заметить, что QPSK здесь оказывается лучше, чем 16-QAM. Таким образом, можно сделать вывод, что при использовании подходящих параметров системы передачи данных и прямой коррекции ошибок можно получить $BER \approx 10^{-10}$, который обеспечивает безошибочную передачу данных в современных системах цифровой связи.

4. Заключение

Выполнено математическое моделирование эволюции электромагнитного излучения в многомодовых волокнах в рамках модели, основанной на уравнениях Манакова, в режимах сильной и слабой связи мод. Для этого реализован численный алгоритм на основе фурье-метода расщепления по физическим процессам.

Найден параметр $1/EVM^2$ для системы цифровой связи, основанной на многомодовом волокне с низкой дифференциальной групповой задержкой, в режимах сильной и слабой связи мод при передаче сигнала по одной, двум и четырем модам. Показано, что EVM сильно зависит от DGD при небольшом числе отсчетов на один символ, а для достаточно больших OSF данная зависимость практически отсутствует. Продемонстрировано увеличе-

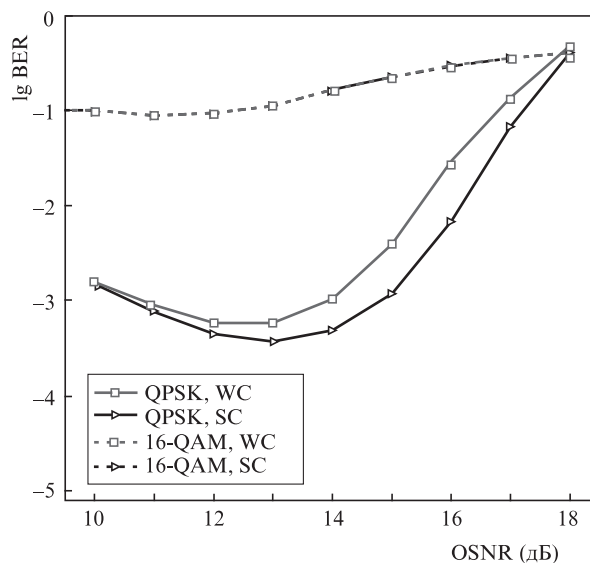


Рис.7. Зависимость BER от OSNR после передачи битовых потоков по четырем модам многомодового волокна протяженностью 1000 км в условиях сильной (SC) и слабой (WC) связи.

ние EVM системы при увеличении числа задействованных мод. Показано, что режим сильной связи обеспечивает меньший уровень EVM, чем режим слабой связи при росте числа мод. Отмечена возможность использования многомодовых волокон с низкой дифференциальной групповой задержкой для передачи данных в современных системах цифровой связи.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки Российской Федерации (проект RFMEFI57814X0029).

1. Qian D., in *Proc. OFC/NFOEC 2011* (Los Angeles, 2011, PDPB5).
2. Zhou X., in *Proc. OFC/NFOEC 2013* (Anaheim, 2013, OTu2B.4).
3. Юшко О.В., Наний О.Е., Редюк А.А. и др. *Квантовая электроника*, **45** (1), 75 (2015).
4. Redyuk A.A. et al. *Laser Phys. Lett.*, **12**, 1 (2015).
5. Ryf R., Randel S., Gnauck A.H., et al., in *Proc. OFC/NFOEC 2011* (Los Angeles, 2011, PDPB10).
6. Ip E. et al., in *Proc. ECOC 2011* (Geneva, 2011, Th.13.C.2).
7. Zhu B. *Opt. Express*, **19**, 17 (2011).
8. Sakaguchi J. et al., *J. Lightwave Technol.*, **31**, 4 (2013).
9. Takara H. et al., in *Proc. ECOC 2012* (Amsterdam, 2012, Th.3.C.1).
10. Appaiiah K. et al., in *Proc. ICC 2012* (Ottawa, 2012, 2972).
11. Liu J. et al. *Opt. Express*, **22**, 6 (2014).
12. Leunga A. et al. *Sens. Actuators B: Chem.*, **125**, 2 (2007).
13. Islam M. et al. *Sensors*, **14**, 4 (2014).
14. Carpenter J. *Opt. Express*, **22**, 3 (2014).
15. Inan B. et al., in *Proc. OFC/NFOEC 2012* (Los Angeles, 2012, OW3D.4).
16. Gruner-Nielsen L. et al., in *Proc. OFC/NFOEC 2012* (Los Angeles, 2012, PDP5A.1).
17. Ryf R. et al., in *Proc. ECOC 2011* (Geneva, 2011, Th.13.C.1).
18. Mumtaz S. et al. *J. Lightwave Technol.*, **31**, 3 (2013).
19. Mecozzi A. et al. *Opt. Express*, **20**, 11 (2012).
20. Ferreira F.M. et al. *J. Lightwave Technol.*, **32**, 3 (2014).
21. Essiambre R.J. et al. *J. Lightwave Technol.*, **28**, 4 (2010).