

УДК 621.391.6

**ИМИТАЦИОННАЯ ПРОГРАММА ДЛЯ ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ
НЕЛИНЕЙНЫХ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА ПОКАЗАТЕЛИ
КАЧЕСТВА СИГНАЛОВ В ОПТИЧЕСКОМ ТРАКТЕ****В.А. Варданян, А.С. Максимов***Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики*

Рассматривается влияние на многоканальные, спектрально-разделенные сигналы нелинейных фазовых помех – фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции, возникающих в оптическом волокне. Создана имитационная программа в среде объектно-ориентированного языка программирования C#, позволяющая рассчитать BER в приемной части в зависимости от параметров оптического тракта. Программа имеет несколько степеней свободы по следующим параметрам: скорость передачи, используемый линейный код сигналов, уровень оптической мощности в индивидуальных каналах, длина и тип оптического волокна. Показано, что для достижения требуемых BER необходимо оптимально выбрать уровни оптической мощности в канальных сигналах. Приводятся результаты моделирования передачи сигналов на расстояние 100 км для количества каналов 40, 80 и 160 с канальными скоростями 10 и 40 Гбит/с в линейных кодах NRZ и RZ.

Ключевые слова: волоконно-оптическая система передачи, DWDM, фазовая самомодуляция, фазовая кросс-модуляция, Q -фактор, BER.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-18-30

Введение

Современные магистральные волоконно-оптические системы передачи (ВОСП) используют технологию плотного мультиплексирования с разделением по длине волны (DWDM – Dense Wavelength Division Multiplexing), что позволяет передавать по одному волокну от нескольких десятков до сотен спектральных каналов [1, 2]. На сегодняшний день в таких системах передачи в приемо-передающем оборудовании используются методы прямого фотодетектирования оптического сигнала. Намечается переход к методам когерентного приема, что позволит снять ряд технических ограничений для роста пропускной способности оптического тракта, таких как хроматическая дисперсия, возникающая в волокне [3]. Для компенсации хроматической дисперсии вместо волокон с большой отрицательной дисперсией (DCF – Dispersion Compensating Fiber), которые вносят в тракт значительные по величине нелинейные искажения, на приемной стороне используются корректоры фазочастотной характеристики – эквалайзеры или методы цифровой обработки данных [4, 5]. Таким образом, можно увеличить пропускную способность оптического тракта путем добавления спектральных каналов и/или уменьшения частотного интервала между каналами. Однако с увеличением количества спектральных каналов увеличивается суммарная оптическая мощность в волокне, что приводит к нелинейному режиму функционирования оптического тракта, так как появляются нежелательные нелинейные явления: фазовая самомодуляция (ФСМ) и фазовая кросс-модуляция (ФКМ), четырехволновое смешение и вынужденное комбинационное рассеяние Рамана [6, 7]. Из-за этих явлений приходится ограничивать сверху суммарную мощность в волокне, следовательно, использовать меньше спектральных каналов. Оценка характера и величины влияния нелинейных явлений на показатели качества сигналов является актуальной задачей,

так как позволит в дальнейшем разработать специальные компенсаторы для минимизации влияния нелинейных явлений.

В данной работе исследуется влияние ФСМ, ФКМ и накопленного в тракте шума усиленного спонтанного излучения ASE (Amplified Spontaneous Emission) оптических усилителей на показатели качества сигнала. Рассматривается оптическая импульсная модуляция несущих каналов и когерентный (гомодинный) метод фотодетектирования на приеме. По мере распространения сигнала по волокну фазы несущих оптических каналов искажаются из-за явления ФСМ и ФКМ, а после фотодетектирования эти нелинейные фазовые искажения преобразуются в амплитудные [6, 7]. В модели не учитываются дисперсионные искажения, в предположении, что они компенсируются в приемной части эквалайзером. Данное предположение сделано для того, чтобы была возможность оценить сверху только влияние вклада ФСМ и ФКМ на показатели качества сигнала, так как при определенных уровнях мощности в волокне и в спектральном диапазоне «C+L» может произойти частичная компенсация вклада ФСМ за счет хроматической дисперсии в волокне, что связано с противоположными знаками паразитных частотных модуляций несущей, возникающих из-за ФСМ и из-за хроматической дисперсии. Показателями качества канальных сигналов являются Q-фактор, рассчитанный на приеме после фотодетектирования, и вероятность появления ошибки (BER – Bit Error Rate) [6].

Целью работы является оценка влияния нелинейных фазовых искажений на показатели качества сигналов в многоканальных ВОСП-DWDM-системах, определение оптимальных значений уровней канальных мощностей при заданном числе спектральных каналов, что достигается имитационным моделированием передачи импульсных сигналов по волокну, работающему в нелинейном режиме. Имитационная модель реализована в среде объектно-ориентированного языка программирования C#.

1. Структурная схема модели

На рис. 1 показана структурная схема имитационной модели M-канальной когерентной ВОСП-DWDM.

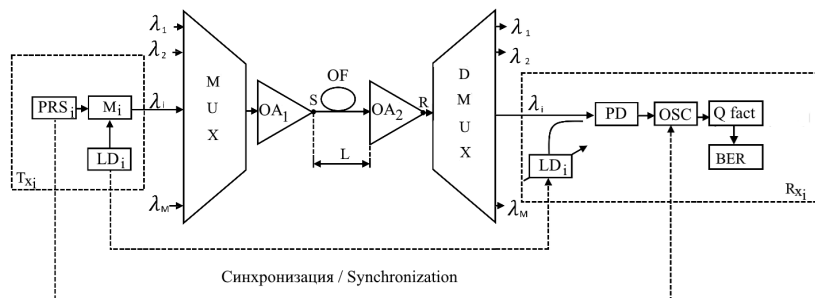


Рис. 1 – Структурная схема имитационной модели M-канальной когерентной ВОСП-DWDM

Fig. 1 – Structural scheme of the simulation model of the M-channel coherent FOTS-DWDM

В передающих модулях Tx_i формируются оптические каналные сигналы путем импульсной модуляции излучения лазерных диодов LD_i в модуляторах M_i , где $i = 1, 2, \dots, M$. В качестве информационной битовой последовательности

используются генераторы псевдослучайных последовательностей PRS_i (Pseudo Random Sequence). В данной работе рассматриваются PRS с битовыми скоростями 10 Гбит/с и 40 Гбит/с в кодах NRZ (Non Return to Zero – код без возвращения к нулю) и RZ (Return to Zero – код с возвращением к нулю). Сформированный оптический каналный сигнал на длине волны λ_i вместе с каналными сигналами на других длинах волн, сформированными таким же образом, поступает в оптический мультиплексор (MUX), где происходит спектральное уплотнение каналов, дальнейшее усиление многоканального сигнала в оптическом усилителе OA1 (optical amplifier) и ввод сигнала в оптическое волокно OF (optical fiber) длиной L . Таким образом на выходе OA1, в точке «S», имеем групповой многоканальный сигнал с уровнем мощности P_S , состоящий из суммы мощностей каналных сигналов. В данной работе предполагаем одинаковую мощность индивидуальных каналных сигналов, следовательно, $P_S = \sum_{i=1}^M P_i \approx MP_i$, где P_i – уровень оптической мощности в оптическом канале с индексом i .

После распространения по оптическому волокну многоканальный сигнал усиливается в предварительном усилителе (OA2) и поступает на демультиплексор (DMUX), где выделяются оптические каналные сигналы, которые далее поступают на приемные модули Rx_i , где $i = 1, 2, \dots, M$. В данной работе предполагаем, что потери мощности в оптическом тракте полностью компенсируются обоими оптическими усилителями. На входе каждого Rx_i происходит смешивание поступившего из DMUX оптического сигнала с опорным сигналом местного гетеродина, в качестве которого используется высокостабильный LD_i , имеющий такую же длину волны, как LD_i в соответствующих передающих модулях Tx_i (гомодинный прием). Для смещения сигналов используется оптический направленный ответвитель, к выходу которого подключен фотодиод PD (Photodiode). После фотодетектирования сигнал поступает на осциллограф OSC (Oscilloscope), далее на блоки расчета показателей качества сигнала: Q -фактора (Q fact) и BER. Как в оптической, так и в электрической части схемы предусмотрены цепи синхронизации: между источниками излучения в передающей и приемной части и между генератором PRS и осциллографом – для формирования на экране осциллографа глаз-диаграммы.

2. Теоретическое обоснование

Рассмотрим искажение оптического поля в индивидуальных каналах начиная с выхода Tx_i до входа Rx_i . В высокоскоростных волоконно-оптических системах передачи (со скоростью передачи более 10 Гбит/с) оптические импульсы в волокне, в силу специфики амплитудно-частотной характеристики волокна и оптических модуляторов, принимают почти гауссову форму. На выходе передающего модуля Tx_i оптическое поле можно представить в виде суммы N случайных гауссовых битовых последовательностей:

$$E_i(t) = \left\{ \sum_{TS=1}^N \sqrt{P_i} \{m_{TS}\} e^{-\frac{(t-(TS)T_c)^2}{2T_0^2}} \right\} \cos(\omega_i t + \phi_{LDi}(t)) =$$

$$= A(t) \cos(\omega_i t + \phi_{LDi}(t)), \quad (1)$$

$$A(t) = \sum_{TS=1}^N \sqrt{P_i} \{m_{TS}\} e^{-\frac{(t-(TS)T_c)^2}{2T_0^2}}, \quad (2)$$

где $\omega_i = 2\pi c / \lambda_i$ – несущая частота канала; λ_i – длина волны канала с индексом i ; c – скорость света; $\varphi_{LDi}(t)$ – фазовые шумы LD_i ; TS (Time Slot) – индекс временного интервала, в течение которого передается битовая информация $TS = 1, 2, \dots, N$; T_c (Clockrate) – тактовый интервал, который непосредственно связан с битовой скоростью передачи данных $B = 1/T_c$ и со скважностью импульсной последовательности $q = T_c / T_{0,5}$; $T_{0,5}$ – длительность импульса на половинном от пикового значения уровня мощности; между длительностью T_0 и $T_{0,5}$ существует связь $T_0 = T_{0,5} / (2\sqrt{\ln 2})$; m_{TS} – равно 0 или 1 в зависимости от передаваемых логических «0» или «1» в тактовом интервале.

В предположении, что ОА1 компенсирует потери мощности в передающих оптических компонентах (в MUX и оптических соединениях), то после мультиплексирования M -канальных сигналов в MUX и усиления в ОА1 оптическое суммарное поле в точке «S» определяется как

$$E_S(t) = \sum_{i=1}^M E_i(t) = \sum_{i=1}^M A(t) \cos(\omega_i t + \varphi_{LDi}(t)). \quad (3)$$

По мере распространения по волокну оптическое поле в каналах затухает и приобретает нелинейные фазовые сдвиги $\varphi_{NLi}(t)$, обусловленные явлением ФСМ и ФКМ. Для сокращения математических обозначений предположим, что затухание сигнала в волокне и в приемных оптических компонентах (в DMUX и оптических соединениях) компенсируется предварительным усилителем ОА2, поэтому на приемной части амплитуда поля не изменится, а изменится только фаза. Следовательно, оптическое поле в точке «R» с учетом вышеуказанных предположений:

$$E_R(t) = \sum_{i=1}^M A(t) \cos(\omega_i t + \varphi_{LDi}(t) + \varphi_{NLi}(t)), \quad (4)$$

где нелинейный фазовый сдвиг в канале определяется через уровень мощности в канале (ФСМ) и удвоенное значение суммы уровней мощностей в остальных каналах (ФКМ) [6, 7]:

$$\varphi_{NLi}(t) = \gamma L_{eff} \left[P_i \{m_{TS}\}_i e^{-\frac{(t-(TS)T_c)^2}{T_0^2}} + 2P_i \sum_{j=1}^{M-1} \{m_{TS}\}_j e^{-\frac{(t-(TS)T_c - \Delta t(i,j))^2}{T_0^2}} \right], \quad (5)$$

где γ – нелинейный коэффициент оптического волокна; $L_{eff} = (1 - \exp(-\alpha L)) / \alpha$ – эффективная длина при длине оптического волокна L ; α – погонные потери

волокна; $\Delta t(i, j)$ – случайный временной сдвиг оптических импульсов в интервале T_c в каналах, обусловленный асинхронностью канальных генераторов PRS. Отметим, что $\Delta t(i, j) = \text{const}$ для определенного канального сигнала.

После демультиплексирования в DMUX оптическое поле канального сигнала с индексом i :

$$E_i^*(t) = A(t) \cos(\omega_i t + \varphi_{LDi}(t) + \varphi_{NLi}(t)) \quad (6)$$

смешивается с сигналом местного гетеродина

$$E_0(t) = \sqrt{P_0} \cos(\omega_i t + \varphi_{LD0}(t)), \quad (7)$$

где P_0 и $\varphi_{LD0}(t)$ – уровень оптической мощности и фазовые шумы LD приемного модуля Rx_i .

Таким образом на входе ФД оптическое поле для канала с индексом i :

$$E(t) = E_i^*(t) + E_0(t). \quad (8)$$

На выходе PD с учетом, что фототок $I_{pi} \sim |E(t)|^2$, имеем

$$I_{pi} \sim \sqrt{P_i P_0} \left\{ \sum_{TS=1}^N \{m_{TS}\} e^{-\frac{(t-(TS)T_c)^2}{2T_0^2}} \right\} \cos[\varphi_{LDi}(t) - \varphi_{LD0}(t) + \varphi_{NLi}(t)]. \quad (9)$$

Электрический выход PD подключен к осциллографу, который синхронизируется тактовой частотой от генератора PRS, что позволяет отобразить на экране осциллографа принятые фототоки при передаче логических «0» «1» в виде глаз-диаграммы. На рис. 2 показан пример глаз-диаграммы при фотодетектировании канального сигнала с битовой последовательностью 10 Гбит/с. Искажения сигнальных импульсов в глаз-диаграмме из-за ФСМ и ФКМ обусловлены преобразованием фазовых искажений в амплитудные при фотодетектировании. С помощью глаз-диаграммы можно найти Q -фактор [6]:

$$Q_{NL} = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \quad (10)$$

где I_1 – уровень фототока сигнала при передаче логической «1»; I_0 – уровень фототока сигнала при передаче логического «0»; σ_1 – среднее квадратическое отклонение флуктуаций фототока из-за ФСМ и ФКМ при передаче логической «1»; σ_0 – среднее квадратическое отклонение флуктуации фототока из-за ФСМ и ФКМ при передаче логического «0».

Q -фактор также уменьшается под влиянием ASE-шума оптических усилителей:

$$Q_{ASE} \approx \frac{I_1 - I_0}{2\sigma_{ASE}}, \quad (11)$$

где σ_{ASE} – среднее квадратическое отклонение флуктуации фототока вследствие ASE-шума.

Учитывая независимость возникновения ASE -шума и нелинейного фазового шума, суммарный Q -фактор определяется [8] как

$$\frac{1}{Q_{\Sigma}^2} = \frac{1}{Q_{NL}^2} + \frac{1}{Q_{ASE}^2}. \quad (12)$$

Вероятность появления ошибки BER вычисляется с помощью суммарного Q -фактора [6]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q_{\Sigma}}{2} \right), \quad (13)$$

где erfc – функция интеграла ошибки.

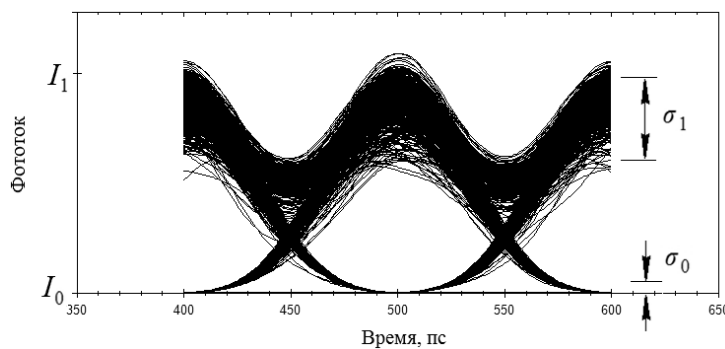


Рис. 2 – Глаз-диаграмма для определения показателя качества импульсного сигнала

Fig. 2 – Eye-diagram for determining the indicator of the quality of the pulse signal

3. Алгоритм и результаты моделирования

Имитационная модель реализована в среде объектно-ориентированного языка программирования C#. Программа позволяет рассчитать суммарный Q -фактор и BER с возможностью изменения количества спектральных каналов, длины и типа оптического волокна, уровня мощности в канальных сигналах, скорости передачи в индивидуальных каналах. Алгоритм моделирования заключается в следующем.

1. На передающей стороне в блоке PRS генерируются случайные последовательности из 8 бит для каждого канала, с возможностью изменения длительности импульса, тактовой частоты, а также уровня мощности в каналах. Сгенерированные случайным образом 8 бит объединяются в циклические последовательности и непрерывно передаются в каналах. Количество этих циклов (прогонов) задается пользователем. Отметим, что первый байт циклических последовательностей содержит кодовую последовательность «10101010», что на приемной стороне позволяет определять средние уровни фототока I_0 и I_1 в середине тактовых интервалов при передаче логических «0» и «1» при исключении шумов, возникающих в оптическом тракте.

2. На приемной стороне частота дискретизации отчетов сигнала выбрана таким образом, чтобы в 64 раза превышать максимальную частоту сигнала. Отклонения величин отсчетов от средних уровней фототоков при передаче логиче-

ских «0» и «1» определяют среднеквадратичные величины шумов. На рис. 2 показан фрагмент глаз-диаграммы имитационной модели, соответствующий временному интервалу пятого бита кодовой последовательности (временной отсчет начинается с первого бита) при следующих параметрах: битовая скорость и уровень оптической мощности канальных сигналов – 10 Гбит/с и $P_i = 0$ дБм, количество каналов $M = 40$, уровень мощности местного гетеродина (лазера) $P_0 = 10$ мВт, стандартное одномодовое оптоволокно (SSMF – Standard Single Mode Fiber) длиной 100 км, скважность импульсов $q = 1,5$ (генерация ASE-шумов отключена). Как видно из рис. 2, вследствие преобразования нелинейных фазовых искажений в амплитудные раскрыв глаза сужается и $BER \leq 10^{-3}$ (волокно функционирует в нелинейном режиме). Заметим, что в приведенном примере скважность импульсов $q = 1,5$, что соответствует коду NRZ и, как видно из рис. 2, соседние импульсы перекрываются, что также учитывается в модели.

3. Для учета влияния ASE-шума в приемной части модели реализован генератор гауссова шума со среднеквадратическим отклонением фототока σ_{ASE} с помощью вызова метода класса NormalDistribution библиотеки Meta.Numerics (.NET Framework):

$$\sigma_{ASE} \cong \sqrt{\frac{P_i}{OSNR_{ASE}}}, \quad (14)$$

где $OSNR_{ASE}$ (Optical Signal-to-Noise Ratio) – оптическое отношение сигнала к ASE-шуму без учета нелинейных фазовых искажений [8]:

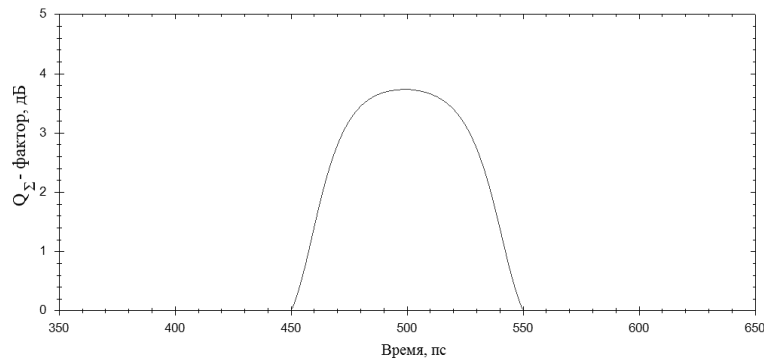
$$OSNR_{ASE} \cong \frac{P_i}{2hf\Delta fNF}, \quad (15)$$

где h – постоянная Планка; f – оптическая частота канала с индексом i ; Δf – электрическая полоса ширины спектра канального сигнала, NF – коэффициент шума оптических усилителей (в модели предполагаем, что $NF = 5$ дБ).

4. Производится расчет Q_Σ -фактора по (12) по всем временным отсчетам битового интервала. Анализ показал, что при принятых предположениях и достаточно больших прогонах (более 500) Q_Σ -фактор принимает наибольшее значение около середины тактового интервала. На рис. 3 показана зависимость Q_Σ -фактора (в ед. измерения дБ) от битового интервала для приведенного выше примера. В программе предполагается, что решающее устройство синхронизировано и оптимизировано таким образом, что принятие решения производится около середины битового интервала, где величина Q_Σ -фактора максимальная.

5. По значению Q_Σ -фактора рассчитывается BER по (13), где функция «erfc» определяется с помощью библиотеки Meta.Numerics (.NET Framework).

6. Программа также позволяет автоматически оценить BER в зависимости от уровня канальной мощности на входе волокна и при изменении параметров системы передачи, что позволяет найти оптимальные уровни канальных мощностей для обеспечения работы системы передачи с минимальным значением BER.

Рис. 3 – Значения Q -фактора в битовом интервале при скорости 10 Гбит/сFig. 3 – Q -factor values in a bit interval at a speed of 10 Gbps

Приведем результаты оценки BER при моделировании передачи 40, 80 и 160 каналов с канальными скоростями 10 и 40 Гбит/с в кодах NRZ и RZ на расстояние 100 км. Заметим, что при таких параметрах максимальная суммарная скорость передачи в оптическом тракте составляет 1,6 Тбит/с при канальных сигналах 10 Гбит/с и 6,4 Тбит/с при канальных сигналах 40 Гбит/с. В качестве примера представим результаты расчета BER в зависимости от уровня канальной мощности, полученные при моделировании. На рис. 4 и 5 показаны зависимости BER для сигнала с битовой скоростью 10 Гбит/с (коды NRZ и RZ) от уровня канальной мощности при $M = 40; 80; 160$, а на рис. 6 и 7 – с битовой скоростью 40 Гбит/с (коды NRZ и RZ). Было проведено 500 прогонов программы с изменением уровня канальных мощностей от -15 дБм до $+5$ дБм с шагом $0,5$ дБм. Оказалось, что этого количества прогонов достаточно для полной картины модели и анализа результатов, так как при дополнительных 250 прогонах результаты не ухудшали BER.

Как видно из рис. 4–7, величина BER имеет экстремум относительно значений канальной мощности и, с точки зрения помехоустойчивости сигналов, систему передачи необходимо проектировать так, чтобы уровни канальных мощностей находились вблизи минимальных значений BER (оптимальные значения мощности). С увеличением уровня канальных мощностей, начиная с -15 дБм до оптимальных значений, происходит улучшение показателя BER, однако дальнейшее увеличение уровня канальных мощностей приводит к резкому увеличению уровней нелинейных фазовых искажений, ухудшающих BER, и невозможности организовать прием сигналов с требуемым качеством. Отметим, что при увеличении числа каналов оптимальные значения мощности канальных сигналов «смещаются» в сторону уменьшения, что в свою очередь может стать ограничивающим фактором снизу из-за невозможности обеспечить дальность передачи при заданной чувствительности фотоприемника. В таблице приведены оптимальные уровни мощностей канальных сигналов в зависимости от битовой скорости передачи в каналах, числа каналов и используемого линейного кода.

Оптимальные уровни мощности оптических канальных сигналов

Optimal power levels of optical channel signals

Скорость	Код	$M = 40$	FEC	$M = 80$	FEC	$M = 160$	FEC
10 Гбит/с	NRZ	-3 дБм	+	$-5,5$ дБм	+	-8 дБм	+
	RZ	$-1,5$ дБм	–	-3 дБм	–	-6 дБм	+
40 Гбит/с	NRZ	$-2,2$ дБм	+	$-4,5$	+	$-7,5$ дБм	+
	RZ	0	+	$-2,5$ дБм	+	-4 дБм	+

Как видно из рис. 5, для обеспечения $BER \leq 10^{-12}$ в системах передачи с битовой скоростью 10 Гбит/с (код RZ) с числом спектральных каналов $M = 40$ необходимо выбрать уровни канальных сигналов в диапазоне от -6 дБм до $+2$ дБм. В этих случаях системы передачи могут работать без применения на приемопередающих сторонах упреждающих методов коррекции ошибок FEC (Forward Error Correction).

В других рассматриваемых случаях (рис. 4, 6, 7), когда передаются битовые последовательности со скоростями 10 Гбит/с (код NRZ) и 40 Гбит/с (коды NRZ и RZ), из-за увеличения вероятности ошибок необходимо использовать технологию FEC для восстановления требуемого качества передачи. В таблице в колонках FEC показана необходимость (знак «+») или необязательность (знак «-») применения технологии FEC в зависимости от битовой скорости сигналов, линейного кода сигналов и количества каналов. Заметим, что приведенные на рис. 6 и 7 зависимости BER от уровня канальной мощности при числе каналов $M = 160$ показывают такие низкие помехозащищенности высокоскоростных (40 Гбит/с и более) сигналов, что в коде NRZ передача становится нереальной даже с применением современных FEC с возможностью корректировки ошибок 310 BER, а передача в коде RZ становится труднореализуемой задачей, требующей серьезных вычислительных мощностей при цифровой обработке данных [9].

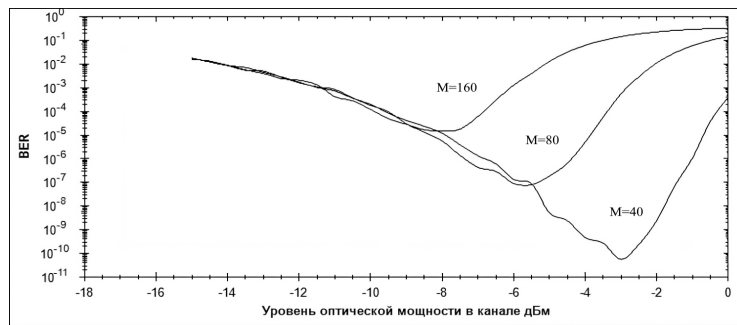


Рис. 4 – Зависимость BER для сигнала с битовой скоростью 10 Гбит/с (код NRZ) от уровня канальной мощности при $M = 40; 80; 160$

Fig. 4 – Dependence of BER for a signal with a bit rate of 10 Gbit/s (NRZ code) on the channel power level at $M = 40; 80; 160$

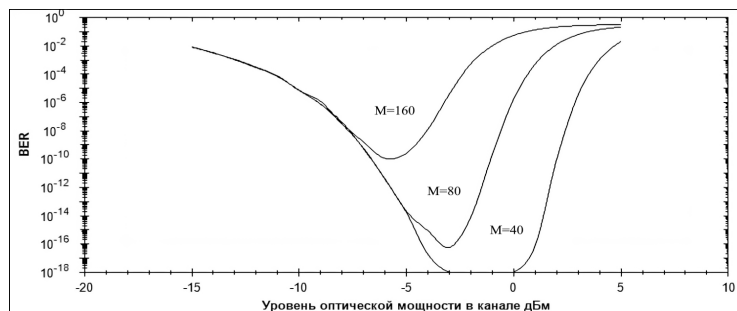


Рис. 5 – Зависимость BER для сигнала с битовой скоростью 10 Гбит/с (код RZ) от уровня канальной мощности при $M = 40; 80; 160$

Fig. 5 – Dependence of BER for a signal with a bit rate of 10 Gbit/s (RZ code) on the channel power level at $M = 40; 80; 160$

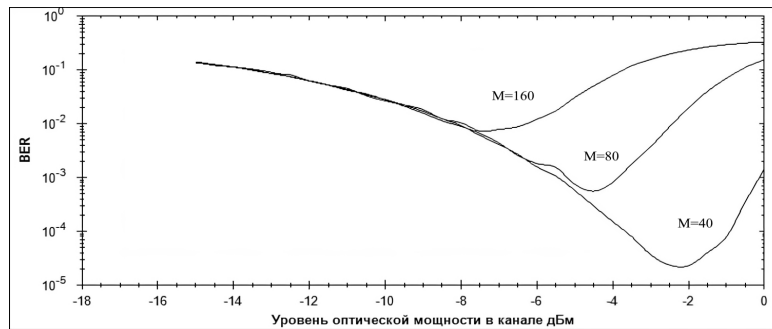


Рис. 6 – Зависимость BER для сигнала с битовой скоростью 40 Гбит/с (код NRZ) от уровня канальной мощности при $M = 40; 80; 160$

Fig. 6 – Dependence of BER for a signal with a bit rate of 40 Gbit/s (NRZ code) on the channel power level at $M = 40; 80; 160$

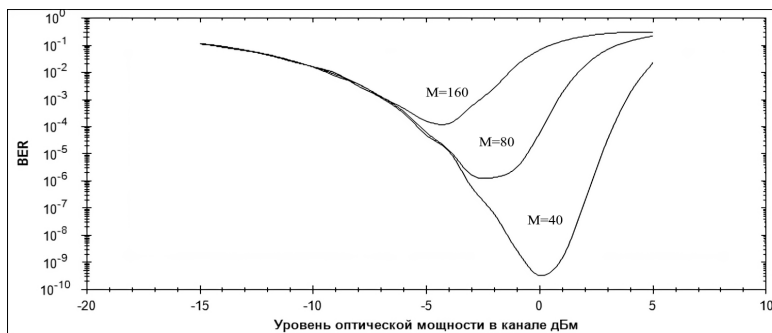


Рис. 7 – Зависимость BER для сигнала с битовой скоростью 40 Гбит/с (код RZ) от уровня канальной мощности при $M = 40; 80; 160$

Fig. 7 – Dependence of BER for a signal with a bit rate of 40 Gbit/s (RZ code) on the channel power level at $M = 40; 80; 160$

Заключение

Созданная имитационная модель передачи многоканальных спектрально разделенных канальных сигналов по нелинейному волоконно-оптическому тракту позволяет учесть влияние фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции, возникающих в оптическом волокне, на импульсные сигналы в каналах. Учитываются также шумы волоконных усилителей, установленных как на передающей, так и на приемной стороне. Результаты моделирования для 40, 80 и 160-канальных систем передачи сигналов на расстояние 100 км показали:

1) необходимость оптимального выбора уровня канальных мощностей для достижения минимального BER. Эти оптимальные уровни канальных мощностей зависят от конкретных характеристик системы передачи – числа каналов, типа линейного кода, типа волокна, количества используемых оптических усилителей;

2) улучшенную помехоустойчивость от нелинейных фазовых шумов кода RZ по сравнению с NRZ-кодом. Например, при битовых скоростях передачи 10 Гбит/с (код RZ) можно организовать 80-канальную систему передачи сигналов

(суммарная скорость 800 Гбит/с) на 100 км без применения в приемопередающих транспондерах упреждающих методов коррекции ошибок или организовать систему передачи с увеличенной в четыре раза битовой канальной скоростью (суммарная скорость 3,2 Тбит/с), но с применением методов коррекции ошибок;

3) труднореализуемость передачи 160-канального группового сигнала с битовыми скоростями в каналах 40 Гбит/с из-за значительных нелинейных фазовых искажений, так как требуется разработка методик компенсации этих искажений.

Предложенная имитационная программа может использоваться при проектировании высокоскоростных волоконно-оптических систем передачи импульсных сигналов по технологии DWDM, что позволяет намного ускорить и упростить инженерные расчеты по выбору оптимальных величин уровня канальных мощностей. Программу также можно использовать в учебном процессе в высших учебных заведениях для исследования помехоустойчивости импульсных сигналов при их передаче по волокну, функционирующему в нелинейном режиме.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Листвин В.Н., Трешиков В.Н.** DWDM-системы. – 3-е изд. – М.: Техносфера, 2017. – 333 с.
2. **Варданын В.А.** DWDM-SCM-PON-сети: монография. – СПб.: Лань, 2020. – 304 с.
3. Тенденции развития оптических систем дальней связи / А.В. Леонов, О.Е. Наний, М.А. Слепцов, В.Н. Трешиков // Прикладная фотоника. – 2016. – Т. 3, № 2. – С. 123–145.
4. **Schmidt B.J.C., Lowery A.J., Armstrong J.** Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM // Journal of Lightwave Technology. – 2008. – Vol. 26, N 1. – P. 196–203.
5. Advanced chromatic dispersion compensation in optical fiber FBMC-OQAM systems / F. Rottenberg, T.-H. Nguyen, S.-P. Gorza, F. Horlin, J. Louveaux // IEEE Photonics Journal. – 2017. – Vol. 9, N 6. – DOI: 10.1109/jphot.2017.2773667.
6. **Agrawal G.** Lightwave technology: telecommunication system. – Hoboken, USA: Wiley-Interscience, 2005. – 461 p.
7. **Schneider T.** Nonlinear optics in telecommunications. – Berlin; Heidelberg: Springer-Verlag, 2004. – 415 p.
8. Принципы проектирования современных волоконно-оптических линий связи / В.А. Кобышев, О.Е. Наний, А.Г. Новиков, В.Н. Трешиков, Р.Р. Убайдуллаев // Квантовая электроника. – 2019. – Т. 49, № 12. – С. 1149–1153.
9. **Chandrasekhar S., Liu X.** Experimental study on 42.7-Gb/s Forward-error-correction performance under burst errors // IEEE Photonics Technology Letters. – 2008. – Vol. 20 (11). – P. 927–929. – DOI: 10.1109/LPT.2008.922374.

A SIMULATION PROGRAM FOR ASSESSING THE EFFECT OF NONLINEAR PHASE DISTORTIONS ON THE QUALITY OF SIGNALS IN THE OPTICAL PATH

Vardanyan V.A., Maksimov A.S.

*Siberian State University of Telecommunications
and Information Science, Novosibirsk, Russia*

The influence of nonlinear phase interference of self-phase modulation and phase cross-modulation arising in an optical fiber on multichannel, spectrally separated signals is considered. A simulation program has been created in the environment of the object-oriented programming language C#, which makes it possible to calculate the BER in the receiving part depending on the

parameters of the optical path. The program has several degrees of freedom in the following parameters: transmission rate, used linear signal code, optical power level in individual channels, length and type of optical fiber. It is shown that in order to achieve the required BER, it is necessary to limit the optical power levels in the channel signals. The results of simulation of signal transmission over a distance of 100 km for the number of channels 40, 80 and 160 with channel rates of 10 Gbit/s and 40 Gbit/s in NRZ and RZ linear codes are presented.

Keywords: Fiber optic transmission system, DWDM, self-phase modulation, cross-phase modulation, Q -factor, BER.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-18-30

REFERENCES

1. Listvin V.N., Treshchikov V.N. *DWDM-sistemy* [DWDM systems]. 3rd ed. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2017. 333 p.
2. Vardanyan V.A. *DWDM-SCM-PON-seti* [DWDM-SCM-PON networks]. St. Petersburg, Lan' Publ., 2020. 304 p.
3. Leonov A.V., Nanii O.E., Sleptsov M.A., Treshchikov V.N. Tendentsii razvitiya opticheskikh sistem dal'nei svyazi [Trends in the development of backbone optical communication systems]. *Prikladnaya fotonika = Applied Photonics*, 2016, vol. 3, no. 2, pp. 123–145.
4. Schmidt B.J.C., Lowery A.J., Armstrong J. Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, vol. 26, no. 1, pp. 196–203.
5. Rottenberg F., Nguyen T.-H., Gorza S.-P., Horlin F., Louveaux J. Advanced chromatic dispersion compensation in optical fiber FBMC-OQAM systems. *IEEE Photonics Journal*, 2017, vol. 9, no. 6. DOI: 10.1109/jphot.2017.2773667.
6. Agrawal G. *Lightwave technology: telecommunication system*. Hoboken, USA, Wiley-Interscience, 2005. 461 p.
7. Schneider T. *Nonlinear optics in telecommunications*. Berlin, Heidelberg, Springer-Verlag, 2004. 415 p.
8. Konyshov V.A., Nanii O.E., Novikov A.G., Treshchikov V.N., Ubaydullaev R.R. Printsipy proektirovaniya sovremennykh volokonno-opticheskikh linii svyazi [Design principles for modern fibre-optic communication lines]. *Kvantovaya elektronika = Quantum Electronics*, 2019, vol. 49, no. 12, pp. 1149–1153. (In Russian).
9. Chandrasekhar S., Liu X. Experimental study on 42.7-Gb/s forward-error-correction performance under burst errors. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2008, vol. 20 (11), pp. 927–929. DOI: 10.1109/LPT.2008.922374.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Вардanian Вардгес Андраникович – родился в 1968 году, д-р техн. наук, профессор кафедры фотоники в телекоммуникациях Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Область научных интересов: волоконно-оптические телекоммуникационные системы и компоненты, нелинейные явления в оптическом волокне. Опубликовано более 90 научных работ. (Адрес: 630102, Россия, г. Новосибирск, ул. Кирова, 86, E-mail: vardgesvardanyan@mail.ru).

Vardanyan Vardges Andranikovich (b. 1968) – Doctor of Sciences (Eng.), Professor, Siberian State University of Telecommunications and Information Science. His research interests are currently focused on fiber-optic telecommunication systems and components, nonlinear fiber-optics. He is author of more than 90 scientific papers. (Address: 86, Kirova Str., Novosibirsk, 630102, Russian Federation, E-mail: vardgesvardanyan@mail.ru).

Максимов Артем Сергеевич – родился в 1995 году, аспирант кафедры фотоники в телекоммуникациях Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Область научных интересов: компьютерное моделирование процессов в волоконно-оптических линиях связи. Опубликовано 4 научные работы. (Адрес: 630009, Россия, Новосибирск, ул. Гурьевская, 51. E-mail: artem04.95@gmail.com).

Maksimov Artem Sergeevich (b. 1995) – Postgraduate student at the department of Photonics in Telecommunication, Novosibirsk, Siberian State University of Telecommunications and Information Science. His research interests are currently focused on computer simulation of processes in fiber-optic communication lines. He is author of 4 scientific papers. (Address: 51, Guryevskaya Str., Novosibirsk, 630009, Russia. E-mail: artem04.95@gmail.com).

Статья поступила 09 ноября 2022 г.

Received November 09, 2022

To Reference:

Vardanyan V.A., Maksimov A.S. Imitatsionnaya programma dlya otsenki vliyaniya nelineinykh fazovykh iska-zhenii na pokazateli kachestva signalov v opticheskom trakte [A simulation program for assessing the effect of nonlinear phase distortions on the quality of signals in the optical path]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2023, no. 1 (58), pp. 18–30. DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-18-30.