

УДК 621.391.6

МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ ПЕРЕДАЧИ М-QAM-СИГНАЛОВ ПО ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОМУ ТРАКТУ ПО ТЕХНОЛОГИИ ОПТИЧЕСКОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ OFDM

© В. А. Варданян

*Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
630102, г. Новосибирск, ул. Кирова, 86
E-mail: vardgesvardanyan@mail.ru*

Разработан метод моделирования передачи канальных сигналов формата модуляции М-QAM по технологии СО-OFDM по волоконно-оптическому тракту, функционирующему в нелинейном режиме. С помощью полученных нормированных аналитических выражений моделируются искажения сигналов на приёмной стороне при заданных параметрах системы передачи, и на основе статистического анализа параметров сигнала и шума рассчитывается показатель качества сигнала (Q-фактор). Модель позволяет наглядно представить искажение сигнала в созвездии сигнальных точек в IQ-диаграмме при заданных параметрах системы передачи. Приводится пример моделирования системы передачи OFDM-сигнала с суммарной скоростью 4Тбит/с по стандартному одномодовому оптическому волокну на 80, 160 и 240 км; для достижения максимального показателя качества сигналов на таких расстояниях передачи найдены оптимальные уровни оптической мощности сигнала +5,5, +4 и +2,5 дБм.

Ключевые слова: волоконно-оптические системы передачи, OFDM, М-QAM, нелинейный фазовый шум, ASE-шум, Q-фактор, FEC.

DOI: 10.15372/AUT20250210

EDN: TQEKZX

Введение. Динамика развития волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) имеет тенденцию перехода от технологий с прямым фотодетектированием к когерентным технологиям, где оптические канальные сигналы формируются с помощью спектрально-эффективных многоуровневых амплитудно-фазовых форматов модуляции, например квадратурно-амплитудного формата модуляции разного уровня М-QAM (Quadrature Amplitude Modulation, М — число уровней) [1, 2]. Основными драйверами роста пропускной способности ВОСП считаются такие факторы, как: увеличение количества центров обработки данных (DC — Data Center), наращивание их мощности и инфраструктуры, обеспечение связи между ними (DCI — DC Interconnection), а также быстрый рост облачных сервисов, внедрение сетей 5G, активное развитие Интернета вещей (IoT — Internet of Things) и виртуальной реальности. В настоящее время в таких системах передачи используется технология DWDM (Dense Wavelengths Multiplexing) с современными методами цифровой обработки канальных сигналов (DSP — Digital Signal Processing) [3]. Для дальнейшего увеличения пропускной способности в таких системах необходимо увеличивать количество каналов и частотную полосу, выделенную на один канал [4]. Производители оборудования также применяют собственные разработки для улучшения пропускной способности системы, например, используя в каналах гибридные форматы модуляции и форматы модуляции с неравными вероятностями реализации значений символов (PCS — Probabilistic Constellation Shaping) [4, 5]. На сегодняшний день для перехода к скоростям передачи в каналах более 100 Гбит/с в ITU-T G.694.1 предложена технология гибкой настройки частотной сетки (Flex Grid), принцип которой заключается в выделении для каждого канала необходимой частотной полосы в диапазоне от 12,5 до 100 ГГц на основе минимального шага перестройки центральной частоты несущих каналов 6,25 ГГц [6]. Также

ведутся разработки компонент оптического тракта (передатчиков, приёмников, цифровых сигнальных процессоров), ориентированных на всё более высокие символьные скорости от 30 до 120 Гсимволов/с [1, 7, 8]. Однако на современном этапе развития технологии дальнейшее увеличение полосы пропускания одиночного канала затруднительно из-за сложности практической реализации высокоскоростных (широкополосных) цифровых сигнальных процессоров, оптических и электрических компонент, обеспечивающих такие высокие символьные скорости. Одним из альтернативных способов увеличения пропускной способности может стать использование технологии ортогонального частотного мультиплексирования (CO-OFDM — Coherent Orthogonal Frequency Division Multiplexing) в оптическом диапазоне [9, 10]. Технология оптического мультиплексирования OFDM имеет почти удвоенную спектральную эффективность по сравнению с традиционной технологией DWDM, а также использует современные методы цифровой обработки сигналов на передающей и приёмной стороне. Можно рассматривать OFDM-сигнал как один сверхскоростной спектральный канал на определённой длине волны. Например, можно сформировать OFDM-сигнал, имеющий суммарную битовую скорость 3,2 Тбит/с, состоящий из 32-канальных сигналов формата 16-QAM, битовая скорость информационных данных в каждом из которых может составлять 100 Гбит/с. Располагая в оптическом спектре несколько таких OFDM-сигналов, можно создать «суперканалы» с ещё большей пропускной способностью [11, 12].

Моделирование передачи канальных сигналов формата M-QAM по технологии CO-OFDM является актуальной задачей, позволяющей воспроизвести недоступные для прямого наблюдения искажения сигналов от отдельных шумовых источников, возникающих при распространении сигналов по волоконно-оптическому тракту. Это обусловлено тем, что на практике в нелинейном режиме функционирования волоконно-оптического тракта одновременно с основным, накопившимся в линии шумом оптических усилителей, на сигналы влияют специфические нелинейные фазовые шумы, которые совместно с шумами усилителей ухудшают показатели качества сигналов на приёме. Особо подвержены этим шумам канальные сигналы, сформированные амплитудно-фазовыми методами модуляции, как, например, M-QAM.

Цель исследования — разработка метода моделирования процессов, приводящих к искажениям канальных оптических сигналов M-QAM при передаче их по волокну с применением технологии CO-OFDM. Метод позволяет подробно исследовать влияние на сигналы (раздельно и вместе) нелинейных фазовых шумов и шумов оптических усилителей. Результатом моделирования являются представление принятых искажённых сигналов в виде созвездия сигнальных точек в IQ-диаграмме и расчёт показателя качества сигнала (Q-фактора) на основе анализа полученных статистических параметров сигнала и шума при заданных параметрах системы передачи. Моделирование позволяет определить оптимальные параметры системы передачи (например, оптимальную величину оптической мощности в волокне) для требуемого Q-фактора сигнала, не прибегая к дорогостоящему реальному эксперименту. Для достижения поставленной цели используются аналитические выражения для нахождения нелинейных фазовых шумов, приведённые в работах [13, 14], а также нормирование всех расчётных параметров, что позволяет воспроизвести данный метод моделирования и для других канальных форматов модуляции при разных режимах функционирования волоконно-оптического тракта.

Структурная схема системы передачи M-QAM-сигналов по технологии CO-OFDM. Структурная схема CO-OFDM-системы передачи представлена на рис. 1. Для генерации оптических несущих OFDM-сигнала используется высокостабильная несущая частота ω_0 лазерного диода (ЛД), которая подаётся на оптический синтезатор частот (Синтезатор), на выходе которого имеем N разнесённых по спектру оптических несущих частот ω_k , где $k = 1, 2 \dots N$. Выходной сигнал оптического синтезатора часто называют

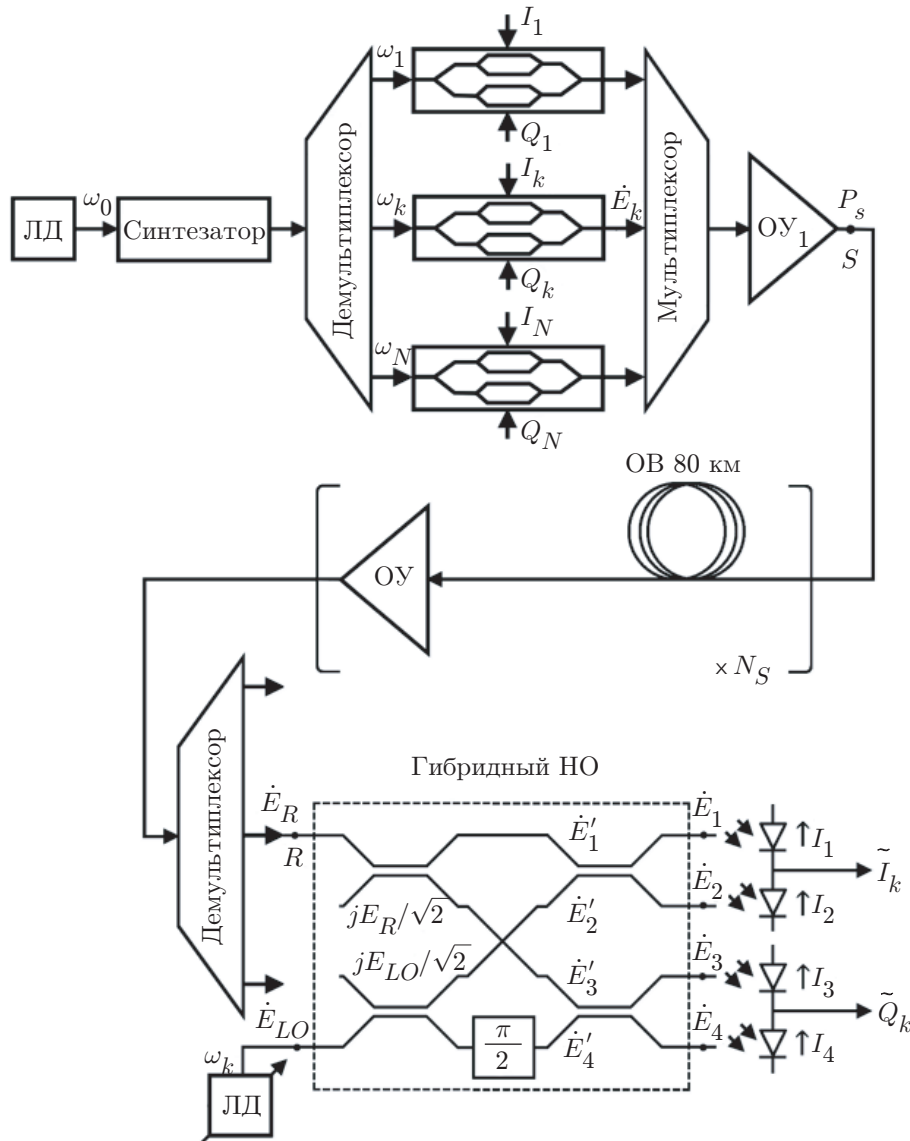


Рис. 1. Структурная схема системы передачи M-QAM-сигналов по технологии CO-OFDM

оптическим частотным «комбом» (Optical Frequency Comb) [15, 16]. Частотный интервал между несущими соответствует частотному интервалу $\Delta\omega = 2\pi \Delta\nu$ OFDM-сигнала. Для пространственного разделения оптических несущих частот «комба» на выходе синтезатора подключён оптический демультиплексор (Демультимплексор). Далее в зависимости от формата модуляции каждая оптическая несущая модулируется информационными сигналами по амплитуде и фазе. Для формирования в оптическом канале амплитудно-фазовых многопозиционных сигналов M-QAM используются сигналы с квадратурными амплитудами: I_k (синфазная) и Q_k (квадратурная по отношению к синфазной). Совокупность парных квадратурных амплитуд I_k и Q_k формирует созвездие сигнальных точек в IQ-диаграмме с комплексной амплитудой $\dot{E}_k = I_k + jQ_k$, где $k = 1, 2, \dots, N$. Количество сигнальных точек равно M, и они имеют углы отклонения φ_k , соответствующие фазам сигнала в этой точке. Отметим, что I_k , Q_k , φ_k изменяются соответственно изменению информационных сигналов и постоянны в течение длительности передачи одного символа. При нормировании M-QAM-сигнала квадратурные амплитуды в течение длительности

одного символа принимают следующие дискретные значения: $I_k = \pm\sqrt{2}/(2(\sqrt{M} - 1))$; $Q_k = \pm\sqrt{2}/(2(\sqrt{M} - 1))$ [17, 18]. Реализуются такие оптические модуляторы на основе объединения интерферометров Маха — Цандера с фазовращением в плечах интерферометра [10]. После объединения в мультиплексоре (Мультиплексор) всех канальных сигналов с комплексной амплитудой \dot{E}_k , где $k = 1, 2 \dots N$, формируется оптический OFDM-сигнал, который усиливается в оптическом усилителе (ОУ₁) и вводится в волоконно-оптическую линию в точке S . Линия состоит из N_S (S — span) пролётов стандартного оптического волокна (ОВ) (при моделировании длина ОВ составляет 80 км), в конце пролётов подключены ОУ. В настоящее время в системах передачи сигналов в качестве ОУ используются волоконные оптические усилители, легированные эрбием (EDFA — Erbium Doped Fiber Amplifier). В приёмной части системы передачи происходит демультиплексирование (фильтрация) оптических канальных сигналов и балансное фотодетектирование сигналов. Балансный фотоприёмник состоит из гибридного направленного ответвителя (Гибридный НО) и четырёх фотодиодов, каждая пара которых предназначена для выделения искажённых в волоконно-оптическом тракте квадратурных амплитуд \tilde{I}_k и \tilde{Q}_k сигнала [19, 20]. В качестве местного гетеродина (LO — Local Oscillator) используется перестраиваемый высокостабильный ЛД с комплексной амплитудой поля излучения \dot{E}_{LO} и несущей частотой ω_k , настроенной для приёма определённого канального сигнала $k = 1, 2 \dots N$.

Теоретическое обоснование модели. Для упрощения математического описания влияния на сигналы линейных шумов, возникающих в оптических усилителях, и нелинейных фазовых шумов, возникающих в оптическом волокне, предположим, что применяемые в системе оптические усилители полностью компенсируют потери в оптическом тракте, а также нормируем величины сигналов и шумов, что позволит унифицировать модель. Сначала определим влияние на канальный сигнал нелинейных фазовых искажений, возникающих в волокне, а затем в приёмной части к этому искажённому сигналу добавим накопившиеся в линии шумы оптических усилителей. Далее рассмотрим прохождение искажённого фазовыми шумами сигнала с добавленным шумом усилителя через гибридный НО и определим токи на выходе фотодиодов.

Влияние на сигналы нелинейных фазовых шумов и шумов усилителей. На выходе каждого модулятора комплексное оптическое поле M-QAM-сигнала описывается как

$$\dot{E}_k(t) = |\dot{E}_k(t)| \exp[j(\omega_k t + \varphi_k(t))] = |\dot{E}_k(t)| \exp(j\varphi_k(t)) \exp(j\omega_k t), \quad (1)$$

где $|\dot{E}_k(t)| = \sqrt{(I_k(t))^2 + (Q_k(t))^2}$ — нормированная амплитуда сигнала, $\varphi_k(t)$ — углы отклонения амплитуд (фазовый сдвиг):

$$\varphi_k(t) = \arctan\left(\frac{Q_k(t)}{I_k(t)}\right). \quad (2)$$

Отметим, что во время длительности передачи одного символа $T = 1/\Delta\nu = 2\pi/\Delta\omega$, амплитуда сигнала $|\dot{E}_k(t)| = |\dot{E}_k| = \sqrt{(I_k)^2 + (Q_k)^2}$ и фаза сигнала φ_k не зависят от времени, следовательно, сигнальные точки характеризуются квадратурными амплитудами

$$I_k = |\dot{E}_k| \cos[\varphi_k]; \quad Q_k = |\dot{E}_k| \sin[\varphi_k]. \quad (3)$$

Если предположить идентичность параметров оптических модуляторов, то после мультиплексирования оптических каналов и усиления OFDM-сигнала оптическая мощ-

ность в точке S (в точке ввода излучения в волокно) равномерно распределена между спектральными каналами, следовательно,

$$P_S = \sum_{k=1}^N |\dot{E}_k(t)|^2 \simeq N |\dot{E}_k(t)|^2 \simeq N P_k, \quad (4)$$

где P_k — нормированная средняя мощность канального сигнала формата М-QAM [17, 18]:

$$P_k = \frac{(M-1)}{6} (\Delta I_k)_{\min}^2 = \frac{(M-1)}{6} (\Delta Q_k)_{\min}^2 = \frac{(M-1)/3}{(\sqrt{M}-1)^2}, \quad (5)$$

где $(\Delta I_k)_{\min} = (\Delta Q_k)_{\min} = \sqrt{2}/(\sqrt{M}-1)$ — минимальные расстояния между нормированными сигнальными точками информационных данных в IQ-диаграмме М-QAM-сигнала; для QPSK-сигнала $M = 4$, $(\Delta I_k)_{\min} = (\Delta Q_k)_{\min} = \sqrt{2}$, $P_k = 1$; для 16-QAM-сигнала $M = 16$, $(\Delta I_k)_{\min} = (\Delta Q_k)_{\min} = \sqrt{2}/3$, $P_k = 5/9 \approx 0,556$.

Распространяясь по волокну, OFDM-сигнал искажается, так как канальные сигналы приобретают дополнительные нелинейные фазовые сдвиги. Величина нелинейного набег фазы в каналах имеет флуктуирующий характер около среднего и зависит не только от средней оптической мощности P_S , вводимой в волокно, а также от параметров самого волокна и фактических значений информационных квадратурных амплитуд I_k , Q_k , передаваемых в это же время в других каналах [13, 14]:

$$\begin{aligned} \Phi_{NL}(t) \simeq \gamma L_{eff} P_S \left\{ 1 + \frac{1}{N P_k} \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N I_l I_p \cos [(\omega_l - \omega_p)t] + \right. \\ \left. + \frac{1}{N P_k} \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N Q_l Q_p \cos [(\omega_l - \omega_p)t] + \frac{1}{N P_k} \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N I_l Q_p \sin [(\omega_l - \omega_p)t] \right\}, \quad (6) \end{aligned}$$

где γ и L_{eff} — нелинейный коэффициент и эффективная длина оптического волокна соответственно.

В [13, 14] показано, что после первого пролёта квадратурные компоненты сигнала определяются как

$$\begin{aligned} I_k^{(1)}(t) &= I_k \cos [\Phi_{NL}(t)] - Q_k \sin [\Phi_{NL}(t)], \\ Q_k^{(1)}(t) &= Q_k \cos [\Phi_{NL}(t)] + I_k \sin [\Phi_{NL}(t)]. \end{aligned} \quad (7)$$

В дальнейшем для упрощения опустим временную зависимость квадратурных компонент канального сигнала, предполагая, что рассматриваем искажения этих компонент во временной области передачи одного символа. Как видно из (7), искажения сигнала после прохождения первого пролёта можно описать с помощью матрицы поворота сигнальных точек в евклидовом пространстве:

$$H_{NL} = \begin{pmatrix} \cos [\Phi_{NL}(t)] & -\sin [\Phi_{NL}(t)] \\ \sin [\Phi_{NL}(t)] & \cos [\Phi_{NL}(t)] \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Таким образом, (7) можно переписать в матричной форме с учётом обозначения (8):

$$\begin{pmatrix} I_k^{(1)} \\ Q_k^{(1)} \end{pmatrix} = H_{NL} \begin{pmatrix} I_k \\ Q_k \end{pmatrix}, \quad (9)$$

где $I_k^{(1)}$ и $Q_k^{(1)}$ — квадратурные составляющие сигнала на выходе первого пролёта; I_k и Q_k — квадратурные составляющие сигнала на входе первого пролёта.

После прохождения N_S идентичных пролётов квадратурные компоненты $I_k^{(N_S)}$ и $Q_k^{(N_S)}$ канального сигнала на выходе линии (в точке R) определяются:

$$\begin{pmatrix} I_k^{(N_S)} \\ Q_k^{(N_S)} \end{pmatrix} = (H_{NL})^{N_S} \begin{pmatrix} I_k \\ Q_k \end{pmatrix}, \quad (10)$$

где $(H_{NL})^{N_S}$ означает, что матрица H_{NL} возведена в степень N_S :

$$\begin{aligned} (H_{NL})^{N_S} &= \begin{pmatrix} \cos [\Phi_{NL}(t)] & -\sin [\Phi_{NL}(t)] \\ \sin [\Phi_{NL}(t)] & \cos [\Phi_{NL}(t)] \end{pmatrix}^{N_S} = \\ &= \begin{pmatrix} \cos [N_S \Phi_{NL}(t)] & -\sin [N_S \Phi_{NL}(t)] \\ \sin [N_S \Phi_{NL}(t)] & \cos [N_S \Phi_{NL}(t)] \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (11)$$

определитель которой равен единице ($\det (H_{NL})^{N_S} = 1$).

Таким образом, на приёмной стороне (в точке R) квадратурные амплитуды исказились относительно переданных и оптическое поле сигнала можно записать в виде

$$\dot{E}_k^{(N_S)}(t) = |\dot{E}_k^{(N_S)}(t)| \exp [j(\omega_k t + \varphi_k(t))] = |\dot{E}_k^{(N_S)}(t)| \exp (j\varphi_k(t)) \exp (j\omega_k t), \quad (12)$$

где нормированная амплитуда $|\dot{E}_k^{(N_S)}(t)| = \sqrt{(I_k^{(N_S)})^2 + (Q_k^{(N_S)})^2}$ определяется квадратурными амплитудами сигнала $I_k^{(N_S)}$ и $Q_k^{(N_S)}$ в точке R :

$$I_k^{(N_S)} = |\dot{E}_k^{(N_S)}(t)| \cos [\varphi_k]; \quad Q_k^{(N_S)} = |\dot{E}_k^{(N_S)}(t)| \sin [\varphi_k]. \quad (13)$$

Рассмотрим влияние на канальные сигналы накопившихся в многопролётной линии спонтанных шумов оптических усилителей (ASE — Amplified Spontaneous Emission). Наиболее популярной моделью описания ASE-шумов оптических усилителей является модель ограниченного в частотной полосе канального сигнала гауссова случайного шума, оптическое поле которого находится как

$$\dot{E}_{ASE}(t) = |\dot{E}_{ASE}(t)| \exp [j(\omega_k t + \varphi_{ASE}(t))] = |\dot{E}_{ASE}(t)| \exp (j\varphi_{ASE}(t)) \exp (j\omega_k t), \quad (14)$$

где $|\dot{E}_{ASE}(t)|$ — нормированная амплитуда ASE-шума, которая определяет величину дисперсии шума (средней мощности на интервале времени передачи одного символа); $\varphi_{ASE}(t)$ — мгновенное значение фазы ASE-шума, определяемое как случайное значение в интервале времени от 0 до 2π .

Поскольку сигнал описывается квадратурными амплитудами, то случайный ASE-шум также можно разложить на квадратурные амплитуды

$$E_{ASEx}(t) = |\dot{E}_{ASE}(t)| \cos [\varphi_{ASE}(t)]; \quad E_{ASEy}(t) = |\dot{E}_{ASE}(t)| \sin [\varphi_{ASE}(t)], \quad (15)$$

где индексы x и y обозначают синфазную и квадратурную амплитуды ASE-шума соответственно.

Учитывая независимость нелинейных фазовых шумов и ASE-шумов, можно предположить, что оптическое поле сигнала, дошедшего до гибридного ответвителя (в точке R), состоит из суммы полей сигнала (12) и ASE-шума (14):

$$\begin{aligned} \dot{E}_R(t) &= \dot{E}_k^{(Ns)}(t) + \dot{E}_{ASE}(t) = \\ &= \{|\dot{E}_k^{(Ns)}(t)| \exp(j\varphi_k(t)) + |\dot{E}_{ASE}(t)| \exp(j\varphi_{ASE}(t))\} \exp(j\omega_k t). \end{aligned} \quad (16)$$

Процесс балансного фотодетектирования сигнала. Как видно из рис. 1, для реализации балансного фотодетектирования на вход гибридного НО подаётся излучение местного гетеродина (LO) на несущей частоте канала ω_k , $k = 1, 2 \dots N$, оптическое поле которого имеет вид

$$\dot{E}_{LO}(t) = |\dot{E}_{LO}(t)| \exp[j(\omega_k t + \varphi_{LO})] = |\dot{E}_{LO}(t)| \exp(j\varphi_{LO}) \exp(j\omega_k t), \quad (17)$$

где $|\dot{E}_{LO}(t)|$, φ_{LO} — амплитуда и начальная фаза сигнала местного гетеродина.

На другой порт гибридного НО (в точке R) подаётся смесь сигнала с шумом, определяемым (16). Гибридный НО состоит из четырёх делителей мощности, подключённых специальным образом, имеющим также в одном плече фазовращатель на $\pi/2$. Найдём взаимосвязь по оптическому полю между выходными и входными портами гибридного НО. При этом необходимо учитывать тот факт, что на выходных портах одиночных делителей, кроме деления мощности сигнала, происходит сдвиг фазы на $\pi/2$ в диагонально-противоположных портах, что соответствует умножению сигнала на j , где $j^2 = -1$ [21]. Поле на выходных портах двух оптических делителей мощности, которые подключены к фотодиодам, можно описать в матричной форме согласно обозначениям, приведённым на рис. 1:

$$\begin{pmatrix} \dot{E}_1(t) \\ \dot{E}_2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{E}'_1(t) \\ \dot{E}'_2(t) \end{pmatrix}, \quad (18)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{E}_3(t) \\ \dot{E}_4(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{E}'_3(t) \\ \dot{E}'_4(t) \end{pmatrix}, \quad (19)$$

где $\dot{E}_1(t)$, $\dot{E}_2(t)$, $\dot{E}_3(t)$, $\dot{E}_4(t)$ — напряжённости поля сигналов, излучение которых подаётся на соответствующие фотодиоды; $\dot{E}'_1(t)$, $\dot{E}'_2(t)$, $\dot{E}'_3(t)$, $\dot{E}'_4(t)$ — напряжённости поля сигналов во входных портах соответствующих делителей мощности сигналов:

$$\dot{E}'_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{E}_R(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\dot{E}_k^{(Ns)}(t) + \dot{E}_{ASE}(t)), \quad \dot{E}'_2(t) = \frac{j}{\sqrt{2}} \dot{E}_{LO}(t), \quad (20)$$

$$\dot{E}'_3(t) = \frac{j}{\sqrt{2}} \dot{E}_R(t) = \frac{j}{\sqrt{2}} (\dot{E}_k^{(Ns)}(t) + \dot{E}_{ASE}(t)), \quad \dot{E}'_4(t) = \frac{j}{\sqrt{2}} \dot{E}_{LO}(t). \quad (21)$$

После подстановок (20) в (18) и (21) в (19) получим:

$$\begin{aligned}\dot{E}_1(t) &= \frac{1}{2} (\dot{E}_k^{(NS)}(t) + \dot{E}_{ASE}(t) - \dot{E}_{LO}(t)), \\ \dot{E}_2(t) &= \frac{j}{2} (\dot{E}_k^{(NS)}(t) + \dot{E}_{ASE}(t) + \dot{E}_{LO}(t)),\end{aligned}\tag{22}$$

$$\begin{aligned}\dot{E}_3(t) &= \frac{j}{2} (\dot{E}_k^{(NS)}(t) + \dot{E}_{ASE}(t) + j\dot{E}_{LO}(t)), \\ \dot{E}_4(t) &= -\frac{1}{2} (\dot{E}_k^{(NS)}(t) + \dot{E}_{ASE}(t) - j\dot{E}_{LO}(t)).\end{aligned}\tag{23}$$

С учётом балансной схемы подключения фотодиодов (предполагая, что все фотодиоды идентичны и имеют одинаковую чувствительность S — sensitivity) результирующие токи на выходах парных фотодиодов определяются (см. рис. 1):

$$\begin{aligned}I_I(t) &= I_2(t) - I_1(t) = S(|\dot{E}_2(t)|^2 - |\dot{E}_1(t)|^2) = \\ &= S \times \text{Re} [\dot{E}_k^{(NS)}(t) \dot{E}_{LO}^*(t) + \dot{E}_{ASE}(t) \dot{E}_{LO}^*(t)],\end{aligned}\tag{24}$$

$$\begin{aligned}I_Q(t) &= I_4(t) - I_3(t) = S(|\dot{E}_4(t)|^2 - |\dot{E}_3(t)|^2) = \\ &= S \times \text{Im} [\dot{E}_k^{(NS)}(t) \dot{E}_{LO}^*(t) + \dot{E}_{ASE}(t) \dot{E}_{LO}^*(t)],\end{aligned}\tag{25}$$

где $\text{Re}[\dots]$ и $\text{Im}[\dots]$ означают, что необходимо взять вещественную и мнимую часть функции в квадратных скобках, а знак «*» над функцией означает, что необходимо взять функцию, комплексно-сопряжённую данной функции.

Подставляя (12), (14) и (17) в (24)–(25), получим:

$$I_I(t) = S|\dot{E}_{LO}(t)|\{|\dot{E}_k^{(NS)}(t)| \cos(\varphi_k(t) - \varphi_{LO}) + |\dot{E}_{ASE}(t)| \cos(\varphi_{ASE}(t) - \varphi_{LO})\},\tag{26}$$

$$I_Q(t) = S|\dot{E}_{LO}(t)|\{|\dot{E}_k^{(NS)}(t)| \sin(\varphi_k(t) - \varphi_{LO}) + |\dot{E}_{ASE}(t)| \sin(\varphi_{ASE}(t) - \varphi_{LO})\}.\tag{27}$$

Как видно из (26), на выходе одного из парных фотодиодов ток соответствует синфазной амплитуде сигнала, а как следует из (27), ток на выходе другого из парных фотодиодов соответствует квадратурной амплитуде. Также из (26)–(27) установлено, что только выражения в фигурных скобках характеризуют искажения сигналов. Амплитуда местного гетеродина $|\dot{E}_{LO}(t)|$ усиливает величину фототоков квадратурных составляющих сигнала (улучшает чувствительность фотоприёмника), а начальная фаза местного гетеродина φ_{LO} сдвигает созвездие сигнальных точек на фиксированный угол φ_{LO} , поэтому для упрощения можно предположить, что $\varphi_{LO} = 0$, и, учитывая (13) и (15), из (26)–(27) получить

$$I_I(t) = S|\dot{E}_{LO}(t)|\{I_k^{(NS)} + E_{ASEx}(t)\},\tag{28}$$

$$I_Q(t) = S|\dot{E}_{LO}(t)|\{Q_k^{(NS)} + E_{ASEy}(t)\}.\tag{29}$$

Таким образом, на приёмной стороне вместо переданных I_k и Q_k получаем $\tilde{I}_k(t) = \{I_k^{(NS)} + E_{ASEx}(t)\}$ и $\tilde{Q}_k(t) = \{Q_k^{(NS)} + E_{ASEy}(t)\}$, первые слагаемые которых определяются по (10), а вторые слагаемые — по (15). Для оценки степени искажения квадратурных составляющих М-QAM-сигналов необходимо прибегнуть к методам компьютерного моделирования — генерировать случайные последовательности сигнальных точек, определить их квадратурные составляющие, сравнить их с принятыми квадратурными составляющими с учётом искажений, определяемых по (28)–(29).

Алгоритм компьютерного моделирования для оценки искажений и показателя качества М-QAM-сигналов. В представленной работе качество сигнала оценивается с помощью измерения Q-фактора на приёмной стороне в электрической части оборудования (после процесса фотодетектирования) и базируется на статистическом анализе параметров сигнала и шума. Q-фактор определяется из полученного на приёме созвездия сигнальных точек по двум квадратурным осям x и y , т. е. по синфазным и квадратурным компонентам сигнала [22, 23]:

$$Q_x = \frac{(\Delta \tilde{I}_k)_{\min}}{\sigma_{ix} + \sigma_{jx}}, \quad Q_y = \frac{(\Delta \tilde{Q}_k)_{\min}}{\sigma_{iy} + \sigma_{jy}}, \quad (30)$$

где $(\Delta \tilde{I}_k)_{\min} = (\langle \tilde{I}_{ik} \rangle - \langle \tilde{I}_{jk} \rangle)_{\min}$, $(\Delta \tilde{Q}_k)_{\min} = (\langle \tilde{Q}_{ik} \rangle - \langle \tilde{Q}_{jk} \rangle)_{\min}$ — полученные в ходе моделирования усреднённые минимальные расстояния между соседними квадратурными компонентами сигнала по осям x и y , где i и j указывают на номера этих соседних сигналов; σ_{ix} и σ_{jx} — среднеквадратические отклонения сигнальных точек от средних значений $\langle \tilde{I}_{ik} \rangle$ и $\langle \tilde{I}_{jk} \rangle$ по оси x ; σ_{iy} и σ_{jy} — среднеквадратические отклонения сигнальных точек от средних значений $\langle \tilde{Q}_{ik} \rangle$ и $\langle \tilde{Q}_{jk} \rangle$ по оси y .

Алгоритм моделирования заключается в следующем. Случайным образом генерируются квадратурные составляющие сигнала М-QAM I_k и Q_k , которые характеризуют символьные сигналы на передающей стороне. За один прогон генерируются 2^m символов (m — целое число). Далее на временном промежутке длительности одного символа вычисляется по (6) нелинейный фазовый сдвиг $\Phi_{NL}(t)$ при заданных параметрах системы передачи (число каналов, тип и длина волокна в пролёте, уровень входной мощности в волокне). После подстановки $\Phi_{NL}(t)$ в (11) (с учётом числа пролётов), а потом в (10) получаем искажённые (из-за нелинейного фазового шума) квадратурные составляющие сигнала $I_k^{(NS)}$ и $Q_k^{(NS)}$ на приёмной стороне. Следующим шагом необходимо сгенерировать накопленный в линии ASE-шум. Число генерируемых значений ASE-шума на временном промежутке длительности одного символа должно соответствовать числу генерируемых символов 2^m . Для компьютерной симуляции данного гауссова шума необходимо знать дисперсию шума в частотной полосе канала. Рассчитывая оптическое отношение сигнала к ASE-шуму в конце многопролётной системы OSNR_{ASE} (Optical Signal-to-Noise Ratio), можно найти дисперсию (среднеквадратическое отклонение) шума после фотодетектирования [24]:

$$\text{OSNR}_{\text{ASE}} \approx \frac{\bar{P}_k}{(N_s + 1)Ah\nu B_o(NF)}, \quad (31)$$

где $\bar{P}_k \approx P_s/N$ — ненормированная средняя мощность канального сигнала формата М-QAM; $(N_s + 1)$ — количество ОУ; A — потери в пролётах (предполагаем, что коэффициент усиления ОУ равен потерям в одном пролёте); h — постоянная Планка; ν — оптическая частота канала; $B_o \approx 2\Delta\nu$ — оптическая полоса пропускания канала; NF — коэффициент шума оптических усилителей (предполагаем идентичность всех усилителей).

В [25, 26] найдена связь между отношением сигнал/шум OSNR в оптическом диапазоне и отношением сигнал/шум в электрическом диапазоне SNR

$$\text{OSNR}_{\text{ASE}} = \frac{pR_s}{2B_o} \text{SNR}_{\text{ASE}}, \quad (32)$$

где p — количество поляризаций сигнала, если при передаче по оптическому тракту дополнительно используется технология поляризационного мультиплексирования оптических сигналов, R_s — символьная скорость в канале.

Учитывая, что для OFDM-сигнала символьная скорость в канале численно равна частотному интервалу между несущими $R_s = \Delta\nu$, а $B_o \approx 2\Delta\nu$, то (32) преобразуется

$$\text{OSNR}_{\text{ASE}} \approx \frac{p}{4} \text{SNR}_{\text{ASE}} = \frac{p}{4} \frac{P_k}{\sigma_{\text{ASE}}^2}, \quad (33)$$

где $\text{SNR}_{\text{ASE}} = P_k/\sigma_{\text{ASE}}^2$; σ_{ASE}^2 — дисперсия ASE-шума в фотоприёмнике.

Подставляя (5) в (33), найдём значение нормированного среднеквадратического отклонения ASE-шума

$$\sigma_{\text{ASE}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{pP_k}{\text{OSNR}_{\text{ASE}}}} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{M}-1} \sqrt{\frac{p(M-1)}{3 \cdot \text{OSNR}_{\text{ASE}}}}. \quad (34)$$

Как видно из (34), среднеквадратическое отклонение ASE-шума зависит от количества поляризаций сигнала p (в данной работе рассматривается оптический сигнал с одной поляризацией, т. е. $p = 1$), числа уровней M (состояний) M-QAM-сигнала и рассчитанного OSNR_{ASE} по (31). Таким образом, накопившийся в оптическом тракте ASE-шум можно описать с помощью (34). При моделировании необходимо реализовать генерацию ASE-шума, используя или специальные математические пакеты (например, в Mathcad функция «gnom», где аргументом функции необходимо указать величину σ_{ASE}), или другие средства программирования. Далее, учитывая независимость нелинейных фазовых шумов от накопившегося ASE-шума, производится их суммирование и, если есть необходимость отобразить IQ-диаграмму, выводятся на экран в виде созвездия все комбинации квадратурных составляющих на приёмной стороне. Далее для каждой точки созвездия по осям x и y определяются средние значения сигнальных точек сигналов и среднеквадратические отклонения от средних значений (например, в MathCAD это можно реализовать, используя функции «mean» и «stdev»). Далее рассчитываются Q-факторы по квадратурным осям компонент сигнала по (30). Результирующим Q-фактором в данной работе принимается наименьшая величина из Q_x и Q_y из большого количества прогонов. Результаты моделирования оценки Q-фактора для 4-QAM (QPSK) и 16-QAM сигналов показали, что при $m \geq 16$, $N \geq 32$ можно ограничиться 5–7 прогонами программы (изменения Q-фактора составили не более 0,5 дБ), а при проведении дополнительных 50 прогонов результаты не менялись.

Пример компьютерного моделирования. На рис. 2 показаны зависимости Q-фактора от уровня оптической мощности, вводимой в волокно (с шагом 0,5 дБм), полученные при моделировании передачи 16-QAM-сигналов по технологии OFDM в однопролётной ($N_s = 1$), двухпролётной ($N_s = 2$) и трёхпролётной ($N_s = 3$) волоконно-оптических линиях. Параметры моделируемой системы передачи следующие: длина одного пролёта 80 км из волокна SSMF (Standard Single Mode Fiber, спектральный диапазон C); коэффициент шума всех оптических усилителей $NF = 6$ дБ; количество каналов $N = 32$; информационная скорость в канале 100 Гбит/с, а с учётом 25 % увеличения скорости за

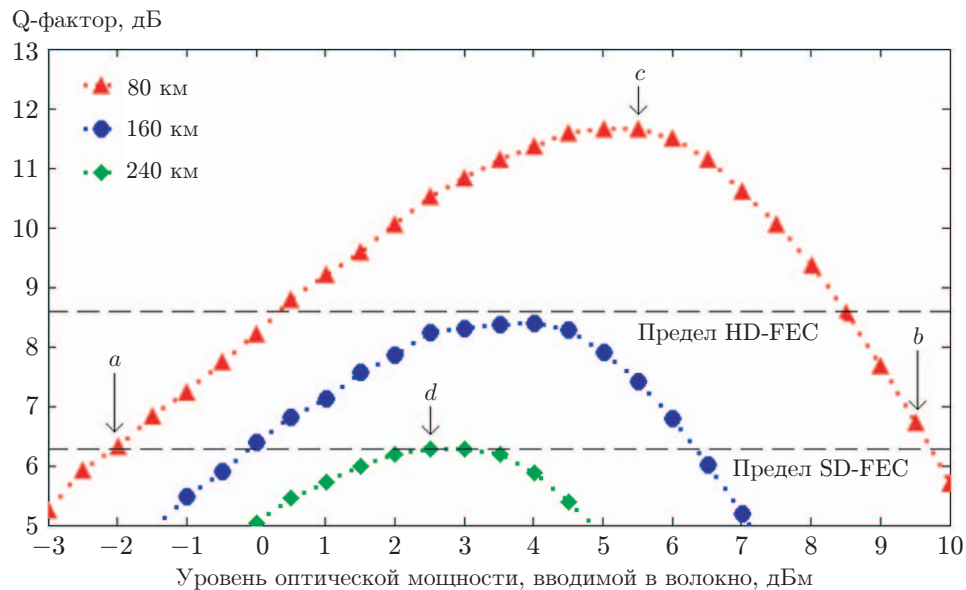


Рис. 2. Зависимость Q-фактора от уровня оптической мощности, вводимой в волокно в одно-, двух- и трёхпролётной системах передачи

счёт применения технологии прямого исправления ошибок по алгоритму SoftFEC (Soft Decision FEC) битовая скорость сигнала принята 125 Гбит/с [27, 28]; частотный интервал между несущими каналами OFDM-сигнала $\Delta\nu = 31,25$ ГГц; в итоге битовая скорость в линии составляет 4 Тбит/с, а информационная — 3,2 Тбит/с. На рис. 2 горизонтальными штриховыми линиями показаны нижние пределы Q-фактора при использовании алгоритмов SD-FEC и HD-FEC (Hard Decision FEC) для обеспечения вероятности появления ошибок менее 10^{-15} [29, 30].

Из рис. 2 видно, что увеличение мощности сигнала, вводимого в волокно, позволяет увеличить Q-фактор (улучшить соотношение сигнал/шум), когда основными шумами в линии являются шумы усилителей. Однако при больших уровнях оптической мощности в волокне нелинейные фазовые шумы становятся значимыми и происходит уменьшение Q-фактора. Очевидно, что в системах передачи желательно обеспечить максимально-возможный Q-фактор. Для достижения этого условия необходимо оптимальным образом выбрать уровень оптической мощности, вводимой в волокно. Как видно из рис. 2, чем меньше длина линии связи, тем больше оптимальная мощность сигнала. Результаты компьютерного моделирования показывают, что уменьшение длины линии в два раза приводит к увеличению оптимального значения вводимой в волокно мощности сигнала почти в $\sqrt{2}$ раза. Если система передачи однопролётная (без линейных усилителей), то результаты моделирования продемонстрировали, что оптимальное значение этой мощности составляет $P_{\text{опт}} \approx 5,5$ дБм. Как видно из рис. 2, в однопролётных системах передачи вместо SD-FEC третьего поколения можно использовать алгоритм второго поколения HD-FEC, если поддерживать уровень оптической мощности на входе в линию в пределах от +0,5 до +8,5 дБм. При применении SD-FEC этот диапазон увеличивается от -2 до +9,5 дБм. Ситуация меняется при увеличении числа пролётов (дальность передачи сигналов 160 и 240 км). В этих случаях необходимо использовать технологию прямого исправления ошибок по алгоритму SD-FEC, причём при трёхпролётной системе передачи необходимо достаточно жёстко контролировать уровень вводимой в волокно оптической мощности около значения +2,5 дБм (отклонение не более $\pm 0,5$ дБм).

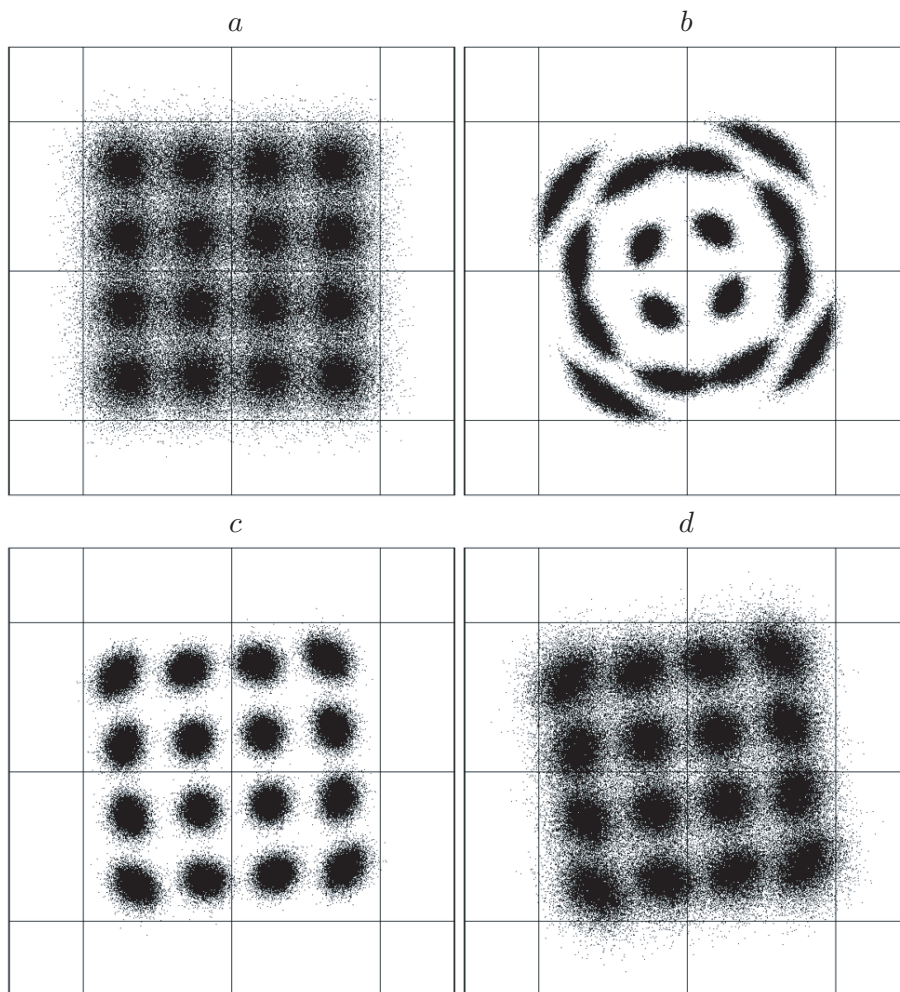


Рис. 3. Созвездия сигнальных точек, снятых в соответствующих точках a , b , c и d , показанных на рис. 2

Как видно из рис. 2, в точках a и b (передача сигнала на 80 км) сигнал характеризуется почти одинаковым показателем качества при разных величинах уровня оптической мощности в линии (-2 и $+9,5$ дБм). Компьютерное моделирование показало, что вид IQ-диаграмм в этих точках сильно отличается, поскольку в точке a основным источником шума является ASE-шум, а в точке b — нелинейный фазовый шум, что отображено на рис. 3, a , b соответственно. Как видно из рис. 3, a , ASE-шум проявляется в виде симметричного облака вокруг сигнальных точек, а как следует из рис. 3, b , нелинейный фазовый шум приводит к одновременному повороту созвездия и радиальному растягиванию (размытию) сигнальных точек. Совместное влияние ASE-шума и нелинейного фазового шума в сигнальном созвездии точек представлено на рис. 3, c при оптимальном уровне вводимой в волокно оптической мощности, когда $Q \approx 11,6$ дБ (точка c на рис. 2). На рис. 3, d показано созвездие сигнальных точек на выходе трёхпролётной системы передачи (240 км) при оптимальном выборе уровня оптической мощности в волокне, когда $Q \approx 6,4$ дБ.

Заключение. Разработан метод моделирования передачи канальных сигналов М-QAM по технологии OFDM, основанный на аналитическом представлении параметров источников шумов — линейных и нелинейных, нормирования всех расчётных параметров и статистического оценивания показателя качества сигнала. Модель позволяет найти

оптимальные уровни оптической мощности для достижения максимального показателя качества. Также с помощью модели можно исследовать характер искажения канальных M-QAM-сигналов по созвездию сигнальных точек при разных параметрах системы передачи. Предложенный метод моделирования может быть использован при проектировании многопролётных волоконно-оптических систем передачи OFDM-сигналов с другими канальными форматами модуляции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Коган С. С., Наний О. Е., Трещиков В. Н.** Высокоскоростные оптические каналы перспективных волоконно-оптических транспортных сетей OTN/DWDM. Ч. 2. Дальность связи, спектральная эффективность и символьная скорость // Прикладная фотоника. 2024. **11**, № 2. С. 5–25.
2. **Коньшев В. А., Леонов А. В., Наний О. Е. и др.** Тенденции и перспективы развития волоконно-оптических систем передачи информации // Квантовая электроника. 2022. **52**, № 12. С. 1102–1113.
3. **Liu X.** Evolution of Fiber-Optic Transmission and Networking toward the 5G Era // IScience. 2019. **22**. P. 489–506. DOI: 10.1016/j.isci.2019.11.026.
4. **Infinera.** Baud Rate, Modulation, and Maximizing Coherent Optical. URL: <https://www.infinera.com/wp-content/uploads/Baud-Rate-Modulation-and-Maximizing-Coherent-Optical-Performance-0294-WP-RevA-0921.pdf> (дата обращения: 15.01.2025).
5. **Infinera.** Faster, Further, Smoother: The Case for Probabilistic Constellation Shaping. URL: <https://www.infinera.com/wp-content/uploads/Probabilistic-Constellation-Shaping-0257-WP-RevB-0620.pdf> (дата обращения: 15.01.2025).
6. **ITU-T G.694.1.** Telecommunication standardization sector of ITU. Series G: Transmission systems and media, digital systems and networks transmission media and optical systems characteristics — Characteristics of optical systems. Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid. URL: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.694.1-202010-I!!PDF-E&type=items (дата обращения: 15.01.2025).
7. **Signal AI.** 400ZR vs 800G — Classifying Coherent Technology. URL: <https://signal.ai/2021/10/400zr-vs-800g-classifying-coherent-technology> (дата обращения: 15.01.2025).
8. **Huang H., Pan Z., Yin R. et al.** Enabling Technology in High-Baud-Rate Coherent Optical Communication Systems // IEEE Access. 2020. **8**. P. 111318–111329.
9. **Kikuchi K.** Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications // Journ. Lightwave Technol. 2016. **34**, N 1. P. 157–179.
10. **Shieh W., Bao H., Tang Y.** Coherent optical OFDM: theory and design // Opt. Exp. 2008. **16**, N 2. P. 841–859.
11. **Liu X., Chandrasekhar S.** Superchannel for next-generation optical networks // Proc. of the Optical Fiber Communication Conf. (OFC). San Francisco, USA, 9–13 March, 2014. DOI: 10.1364/OFC.2014.M2G.3.
12. **Venkatasubramani L. N., Lin Y., Browning C. et al.** CO-OFDM for bandwidth-reconfigurable optical interconnects using gain-switched comb // OSA Continuum. 2020. **3**, Iss. 10. P. 2925–2934.
13. **Варданян В. А.** Влияние нелинейных фазовых шумов на амплитудно-фазовые канальные OFDM-сигналы в когерентных волоконно-оптических системах передачи // Автометрия. 2023. **59**, № 5. С. 107–118. DOI: 10.15372/AUT20230511.

14. **Варданян В. А.** Спектральный анализ нелинейных фазовых шумов, возникающих в когерентных волоконно-оптических системах передачи OFDM-сигналов // *Автометрия*. 2024. **60**, № 3. С. 17–31. DOI: 10.15372/AUT20240302.
15. **Da Silva E. P., Pataca D. M., Ranzini S. M. et al.** Transmission of 1.15 Tb/s NGI-CO-OFDM DP-QPSK Superchannel over 4520 km of PSCF with EDFA-only amplification // *Journ. Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*. 2013. **12**, Iss. SI-2. P. 96–103.
16. **Imran M., Anandarajah P. M., Kaszubowska-Anandarajah A. et al.** A Survey of Optical Carrier Generation Techniques for Terabit Capacity Elastic Optical Networks // *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*. 2018. **20**, Iss. 1. P. 211–263.
17. **Barry J. R., Lee E. A., Messerschmitt D. G.** *Digital Communication*. N. Y.: Springer, 2004. 838 p.
18. **Xiong F.** *Digital Modulation Techniques*. Boston: Artech House, 2006. 1017 p.
19. **Ip E., Lau A. P. T., Barros D. J. F., Kahn J. M.** Coherent detection in optical fiber systems // *Opt. Exp.* 2008. **16**, Iss. 2. P. 753–791.
20. **Painchaud Y., Poulin M., Morin M., Têtu M.** Performance of balanced detection in a coherent receiver // *Opt. Exp.* 2009. **17**, Iss. 5. P. 3659–3672.
21. **Варданян В. А.** Основы волноводной фотоники. 2-е изд., перераб. и доп. СПб.: Лань, 2022. 204 с.
22. **Zhang F., Luo Y., Wang Y. et al.** Experimental Comparison of Different BER Estimation Methods for Coherent Optical QPSK Transmission Systems // *IEEE Photonics Technol. Lett.* 2011. **23**, Iss. 18. P. 1343–1345.
23. **Le S. T., Blow K. J., Mezentsev V. K., Turitsyn S. K.** Bit Error Rate Estimation Methods for QPSK CO-OFDM Transmission // *Journ. Lightwave Technology*. 2014. **32**, Iss. 17. P. 2951–2959.
24. **Agrawal G. P.** *Lightwave Technology: Telecommunication Systems*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2005. 480 p.
25. **Essiambre R.-J., Kramer G., Winzer P. J. et al.** Capacity Limits of Optical Fiber Networks // *Journ. Lightwave Technol.* 2010. **28**, Iss. 4. P. 662–701.
26. **Carena A., Curri V., Bosco G. et al.** Modeling of the Impact of Nonlinear Propagation Effects in Uncompensated Optical Coherent Transmission Links // *Journ. Lightwave Technol.* 2012. **30**, Iss. 10. P. 1524–1539.
27. **Tzimpragos G., Kachris C., Djordjevic I. B. et al.** A Survey on FEC Codes for 100 G and Beyond Optical Networks // *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*. 2016. **18**, Iss. 1. P. 209–221.
28. **Mizuochi T., Miyata Y., Kubo K. et al.** Progress in Soft-Decision FEC // *Proc. of the Optical Fiber Communication Conf. (OFC)*. Los Angeles, USA, 6–10 March, 2011. NWC2.
29. **Коган С. С.** Эволюция решений с обнаружением и исправлением ошибок в оптических каналах OTN/DWDM. Ч. 2: Эволюция поколений и совместимые алгоритмы FEC // *Первая миля*. 2023. Вып. 8. С. 52–58.
30. **ITU-T G.975.1.** Telecommunication standardization sector of ITU (02/2004). Series G: Transmission systems and media, digital systems and networks. Digital sections and digital line system — Optical fibre submarine cable systems. Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems. URL: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.975.1-200402-I!!PDF-E&type=items (дата обращения: 15.01.2025).

Поступила в редакцию 24.01.2025

После доработки 16.02.2025

Принята к публикации 17.03.2025