

ОПТИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 621.391.6

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ФАЗОВЫХ ШУМОВ
НА АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫЕ КАНАЛЬНЫЕ OFDM-СИГНАЛЫ
В КОГЕРЕНТНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ
ПЕРЕДАЧИ

© В. А. Варданян

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

Рассматривается когерентная волоконно-оптическая система передачи OFDM-сигналов. Каналы сформированы с помощью спектрально-эффективных форматов модуляции: QPSK, M-QAM. Исследуется влияние на каналные сигналы нелинейных фазовых шумов, возникающих в оптическом волокне. Показано, что появляющиеся в оптическом тракте нелинейные фазовые шумы преобразуются в амплитудные и, смешиваясь с шумами оптических усилителей, приводят к уменьшению показателя качества сигнала. Даны оценочные формулы для определения помехозащищённости каналных сигналов посредством расчёта Q-фактора.

Ключевые слова: волоконно-оптические системы передачи (ВОСП), QPSK, M-QAM, OFDM, фазовая самомодуляция, фазовая кроссмодуляция, Q-фактор.

DOI: 10.15372/AUT20230511

Введение. В последнее время растёт интерес к теме увеличения пропускной способности волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) со спектральным разделением каналов (DWDM — Dense Wavelengths Multiplexing). На смену ВОСП DWDM с прямым фотодетектированием приходят когерентные ВОСП DWDM, где каналы формируются с помощью спектрально-эффективных форматов модуляции, например квадратурно-фазовой модуляции (QPSK — Quadrature Phase-Shift Keying) или квадратурно-амплитудного формата модуляции разного уровня (M-QAM — Quadrature Amplitude Modulation) [1–4]. При формировании группового многоканального сигнала, как правило, приходится оставлять защитный интервал между оптическими каналами вследствие неидеальности оптических и оптико-электронных компонент, используемых в таких системах. Альтернативным способом дальнейшего увеличения пропускной способности является использование технологии ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing) в оптическом диапазоне [5–7]. В технологии OFDM передаваемые данные распределяются по множеству частотных ортогональных друг другу оптических несущих и происходит параллельная передача несущих сигналов. Частотные полосы оптических несущих каналов сравнительно узкие и перекрываются с полосами соседних каналов. Технология OFDM позволяет применять современные методы цифровой обработки сигналов на передающей и приёмной сторонах, не затрагивая оптическую инфраструктуру сети, и имеет почти удвоенную спектральную эффективность в сравнении с традиционными системами с частотным разделением каналов. Если в каналах OFDM использовать амплитудно-фазовые форматы модуляции сигналов, позволяющие «переносить» информацию в амплитуде и фазе одновременно, то пропускная способность возрастёт в несколько раз. Например, при числе OFDM-каналов 128, частотном интервале между каналами

12,5 ГГц, канальном формате модуляции QPSK оценочная скорость передачи сигнала составит 3,2 Тбит/с. Кроме этого, располагая в оптическом спектре несколькими такими OFDM-сигналами, можно создать «суперканалы» с ещё большей пропускной способностью [8, 9].

Очевидно, что для увеличения пропускной способности ВОСП OFDM-сигналов необходимо добавлять число оптических каналов, что приводит к росту суммарной оптической мощности в волокне. Увеличение оптической мощности может привести к возникновению нелинейных явлений в волокне, искажающих передаваемые сигналы. Амплитудно-фазовые форматы модуляции, используемые в канальных сигналах, подвержены фазовым искажениям, которые при нелинейном режиме функционирования волокна появляются в виде фазовой самомодуляции (ФСМ) и фазовой кроссмодуляции (ФКМ) [10–11]. Эти фазовые искажения в каналах могут преобразоваться во флуктуации амплитуд при передаче сигнала по оптическому тракту и привести к ухудшению показателей качества сигнала на приёмной стороне [12, 13].

Целью представленной работы является оценка влияния вкладов нелинейных фазовых искажений, возникающих в оптическом волокне, на показатели качества передачи канальных сигналов форматов QPSK и M-QAM по технологии оптического OFDM. Оценкой показателя качества передачи сигнала является Q-фактор. Для достижения поставленной цели используется методика расчёта из [14], в которой многоканальный оптический сигнал, состоящий из суммы ортогональных сигналов, представляется широкополосным одиночным сигналом. Вклад нелинейных фазовых шумов в общий уровень шума исследуется на созвездии сигнальных точек передаваемых сигналов с помощью компьютерного моделирования. При анализе учитываются также шумы оптических усилителей.

Структурная схема ВОСП OFDM-сигналов. Структурная схема ВОСП OFDM-сигналов представлена на рис. 1. Для генерации оптических несущих OFDM-сигнала используется высокостабильная несущая частота ω_0 лазерного диода (ЛД), подающаяся 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 оптическим частотным «комбом» (Optical Frequency Comb) [9, 15]. Частотный интервал между этими несущими соответствует частотному интервалу $\Delta\omega$ OFDM-сигнала. Для пространственного разделения оптических несущих частот «комба» на выходе синтезатора подключён оптический демультиплексор (Демультиплексор). Далее в зависимости от формата модуляции каждая оптическая несущая модулируется информационными сигналами по амплитуде S_k и по фазе φ_k . Для формирования в оптическом канале амплитудно-фазовых многопозиционных сигналов используются сигналы с квадратурными амплитудами: $I_k = S_k \cos(\varphi_k)$ (синфазная) и $Q_k = S_k \sin(\varphi_k)$ (квадратурная по отношению к синфазной). Совокупность квадратурных амплитуд I_k, Q_k и соответствующие им фазы φ_k формируют созвездие сигнальных точек в IQ-диаграмме. Отметим, что I_k, Q_k, φ_k изменяются соответственно информационным сигналам и постоянны в течение длительности передачи одного символа. Например, для формата модуляции QPSK нормированные сигнальные точки в IQ-диаграмме равны: $I_k = \pm\sqrt{2}/2$, $Q_k = \pm\sqrt{2}/2$, $\varphi_k = \pm\pi/4, \pm 3\pi/4$. Реализуются такие оптические модуляторы на основе объединения интерферометров Маха — Цандера с фазовращением в плечах интерферометра [3–5]. После модуляции несущих информационными данными на выходе каждого из модуляторов имеем оптические каналные сигналы. А после их объединения в мультиплексоре (Мультиплексор) формируется оптический OFDM-сигнал, который усиливается в оптическом усилителе (ОУ) и вводится в оптическое волокно (ОВ). В настоящее время коммерчески доступны и получили широкое применение эрбиевые оптические усилители (EDFA — Erbium Doped Fiber Amplifier). В приёмной части OFDM-сигнал предварительно усиливается в ОУ₂ и подаётся на когерентный (гомодинный) фотоприёмник.

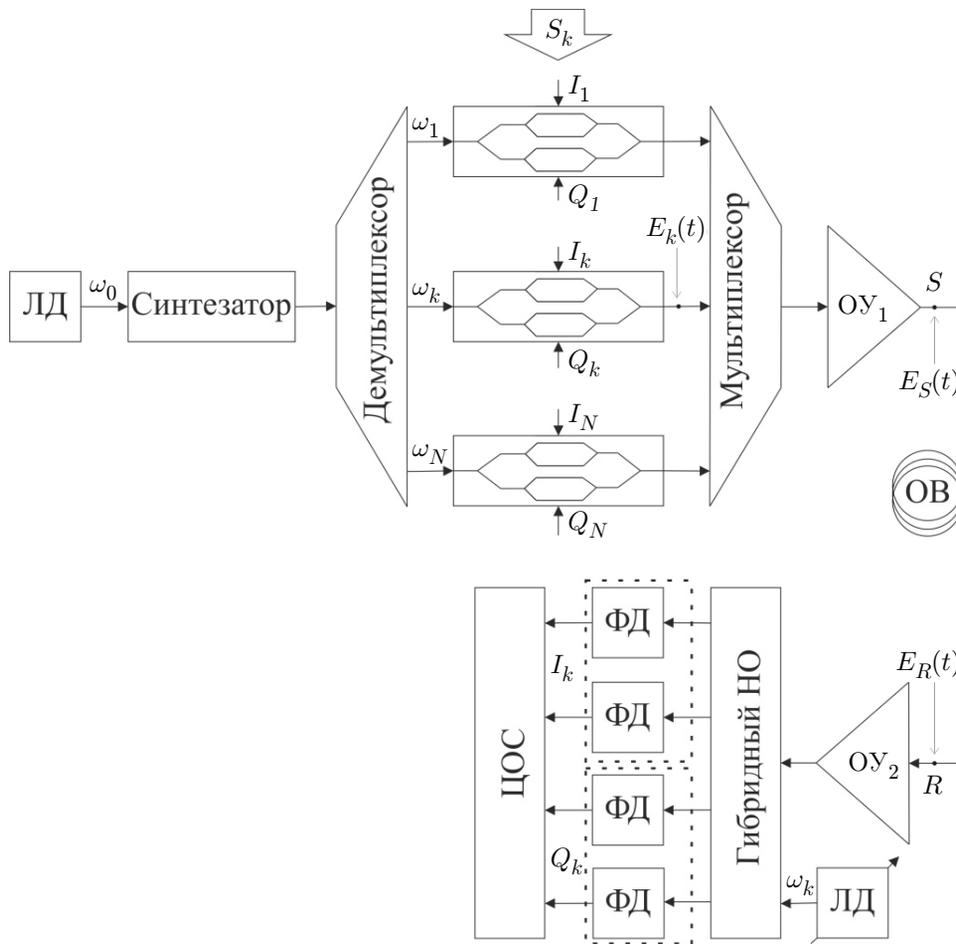


Рис. 1. Структурная схема OFDM-системы передачи

В качестве местного гетеродина используется перестраиваемый высокостабильный ЛД, несущая частота ω_k которого настроена для приёма определённого канального сигнала $k = 1, 2, \dots, N$. При фотодетектировании используется балансная схема, для реализации которой требуется гибридный направленный ответвитель (Гибридный НО) и 4 фотодиода (ФД), каждая пара которых предназначена для выделения квадратурных амплитуд сигнала [16, 17]. Далее квадратурные амплитуды обрабатываются в аппаратуре цифровой обработки сигналов (ЦОС), где выделяются переданные информационные данные.

Математическое обоснование оценки вкладов нелинейных фазовых искажений. Для упрощения математического описания влияния нелинейных фазовых шумов, возникающих в ОБ, на сигналы будем считать, что применяемые в системе оптические усилители полностью компенсируют потери в оптическом тракте. Кроме этого, предположим, что основным источником линейных помех является так называемый усиленный спонтанный шум оптического усилителя ASE (Amplified Spontaneous Emission), генерируемый в эрбиевых оптических усилителях. На приёмной стороне накопленный в линии ASE-шум смешивается с OFDM-сигналом в процессе фотодетектирования и вносит свой вклад в искажение сигналов. Допустим независимость ASE-шума от нелинейных фазовых шумов, возникающих в линии, и рассмотрим их вклад в общий уровень шума на приёмной стороне [18, 19].

На выходе каждого модулятора оптическое поле описывается выражением

$$E_k(t) = I_k \cos(\omega_k t) - Q_k \sin(\omega_k t). \quad (1)$$

После мультиплексирования всех спектральных каналов оптическое поле в точке S имеет вид

$$E_S(t) = \sum_{k=1}^N E_k(t) = \sum_{k=1}^N I_k \cos(\omega_k t) - \sum_{k=1}^N Q_k \sin(\omega_k t). \quad (2)$$

Для дальнейшего анализа преобразуем (2) относительно некоторой фиктивной (fictitious — несуществующей) оптической частоты $\omega_f = (\omega_1 + \omega_N)/2$ [14]:

$$\begin{aligned} E_S(t) &= \sum_{k=1}^N E_k(t) = \sum_{k=1}^N I_k \cos[(\omega_k - \omega_f)t + \omega_f t] - \sum_{k=1}^N Q_k \sin[(\omega_k - \omega_f)t + \omega_f t] = \\ &= \sum_{k=1}^N I_k \{ \cos[(\omega_k - \omega_f)t] \cos(\omega_f t) - \sin[(\omega_k - \omega_f)t] \sin(\omega_f t) \} - \\ &- \sum_{k=1}^N Q_k \{ \sin[(\omega_k - \omega_f)t] \cos(\omega_f t) + \cos[(\omega_k - \omega_f)t] \sin(\omega_f t) \} = \\ &= \left\{ \sum_{k=1}^N I_k \cos[(\omega_k - \omega_f)t] - \sum_{k=1}^N Q_k \sin[(\omega_k - \omega_f)t] \right\} \cos(\omega_f t) - \\ &- \left\{ \sum_{k=1}^N Q_k \cos[(\omega_k - \omega_f)t] + \sum_{k=1}^N I_k \sin[(\omega_k - \omega_f)t] \right\} \sin(\omega_f t), \\ E_S(t) &= A(t) \cos(\omega_f t) - B(t) \sin(\omega_f t), \end{aligned} \quad (3)$$

где

$$A(t) = \sum_{k=1}^N I_k \cos[(\omega_k - \omega_f)t] - \sum_{k=1}^N Q_k \sin[(\omega_k - \omega_f)t], \quad (4)$$

$$B(t) = \sum_{k=1}^N Q_k \cos[(\omega_k - \omega_f)t] + \sum_{k=1}^N I_k \sin[(\omega_k - \omega_f)t]. \quad (5)$$

Как видно из (3), $E_S(t)$ представляет амплитудно-модулированное колебание на фиктивной частоте ω_f :

$$E_S(t) = E_m(t) \cos[\omega_f t + \Phi(t)], \quad (6)$$

с амплитудой и фазой соответственно

$$E_m(t) = \sqrt{A^2(t) + B^2(t)}, \quad (7)$$

$$\Phi(t) = \arctg(B(t)/A(t)). \quad (8)$$

Таким образом, оптическое поле OFDM-сигнала можно представить в виде амплитудно-модулированного колебания на фиктивной частоте ω_f с амплитудой $E_m(t)$ [14]. В этом случае анализ упрощается, так как вместо многоканального сигнала, состоящего из частотно-разделённых оптических каналов, рассматриваем один фиктивный амплитудно-модулированный сигнал, мощность которого с точностью совпадает с мощностью OFDM-сигнала. Тогда, зная амплитуду этого фиктивного сигнала, можно найти мощность сигнала. Можно ожидать, что при большом количестве каналов функциональная зависимость распределения мощности фиктивного сигнала ($E_m^2(t)$) стремится к χ^2 -распределению с двумя степенями свободы. Это обусловлено тем, что $A(t)$ и $B(t)$ — независимые нормально распределённые случайные функции, так как каждая из них представляет сумму большого количества случайных величин.

Подставив в (7) выражения $A(t)$, $B(t)$ из (4), (5) и выполнив ряд тригонометрических преобразований, получим

$$\begin{aligned} E_m^2(t) = A^2(t) + B^2(t) = & \sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2) + \\ & + \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N (I_l I_p + Q_l Q_p) \cos [(\omega_l - \omega_f)t] \cos [(\omega_p - \omega_f)t] + \\ & + \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N (I_l I_p + Q_l Q_p) \sin [(\omega_l - \omega_f)t] \sin [(\omega_p - \omega_f)t] + \\ & + \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N (Q_l I_p - I_l Q_p) \cos [(\omega_l - \omega_f)t] \sin [(\omega_p - \omega_f)t]. \end{aligned}$$

Нетрудно убедиться, что сумма второго и третьего слагаемых равняется

$$\sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N (I_l I_p + Q_l Q_p) \cos [(\omega_l - \omega_p)t],$$

а последнее слагаемое (после перестановки индексов и тригонометрических преобразований) имеет вид

$$\begin{aligned} & \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N Q_l I_p \cos [(\omega_l - \omega_f)t] \sin [(\omega_p - \omega_f)t] - \\ & - \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N I_l Q_p \cos [(\omega_l - \omega_f)t] \sin [(\omega_p - \omega_f)t] = \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N I_l Q_p \sin [(\omega_l - \omega_p)t]. \end{aligned}$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} E_m^2(t) = A^2(t) + B^2(t) = & \sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2) + \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N I_l I_p \cos [(\omega_l - \omega_p)t] + \\ & + \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N Q_l Q_p \cos [(\omega_l - \omega_p)t] + \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N I_l Q_p \sin [(\omega_l - \omega_p)t]. \end{aligned} \quad (9)$$

Предположим, что в точке S оптическая мощность равномерно распределена между спектральными каналами, тогда

$$\sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2) = \sum_{k=1}^N E_k^2 \simeq N E_k^2 \simeq N P_k = P_S. \quad (10)$$

Здесь P_S — среднее значение уровня мощности в точке S , E_k — амплитуда поля, а P_k — среднее значение канальной мощности М-QAM-сигнала [20]:

$$P_k = \frac{2(M-1)}{3} d^2, \quad (11)$$

где $d = (\Delta I_k)_{\min}/2 = (\Delta Q_k)_{\min}/2$ — половина минимального расстояния между нормированными сигнальными точками информационных данных в IQ-диаграмме М-QAM-сигнала (M — количество уровней сигнала, для QPSK $M = 4$ и нормированная канальная мощность $P_k = 1$).

С учётом (10) выражение (9) преобразуется:

$$E_m^2(t) \simeq P_S \left\{ 1 + \frac{1}{NP_k} \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N I_l I_p \cos[(\omega_l - \omega_p)t] + \frac{1}{NP_k} \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N Q_l Q_p \cos[(\omega_l - \omega_p)t] + \frac{1}{NP_k} \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N I_l Q_p \sin[(\omega_l - \omega_p)t] \right\}. \quad (12)$$

Как видно из (12), временная зависимость квадрата амплитуды оптического поля состоит из постоянного (среднего) уровня оптической мощности P_S и трёх переменных слагаемых, характеризующих флуктуации оптической мощности около среднего значения от времени; величина суммарной флуктуации зависит от разности канальных частот и фактических значений информационных квадратурных амплитуд, передаваемых в парных каналах на интервале длительности одного символа.

Явления ФСМ и ФКМ приводят к дополнительным фазовым сдвигам в канальных сигналах. Величина нелинейного набега фазы зависит от модуля квадрата амплитуды оптического поля $|E_m^2(t)|^2$ (мощности), которая изменяется не только во времени, но и вдоль оптического волокна [10–14]. Таким образом происходит накопление нелинейной фазы, т. е. суммирование (интегрирование) мощности по длине волокна (вдоль оси z). Поскольку мощность при фиксированном расстоянии на элементарном dz участке волокна флуктуирует около среднего значения со случайной амплитудой, то при большом количестве слагаемых таких случайных амплитуд результирующая нелинейная фаза флуктуирует по нормальному закону распределения:

$$\Phi_{NL}(t) \simeq \gamma \int_0^L |E_m^2(t)|^2 e^{-\alpha z} dz \approx \gamma L_{eff} P_S \left\{ 1 + \frac{1}{NP_k} \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N I_l I_p \cos[(\omega_l - \omega_p)t] + \frac{1}{NP_k} \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N Q_l Q_p \cos[(\omega_l - \omega_p)t] + \frac{1}{NP_k} \sum_{l=1}^N \sum_{p=1, l \neq p}^N I_l Q_p \sin[(\omega_l - \omega_p)t] \right\}, \quad (13)$$

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

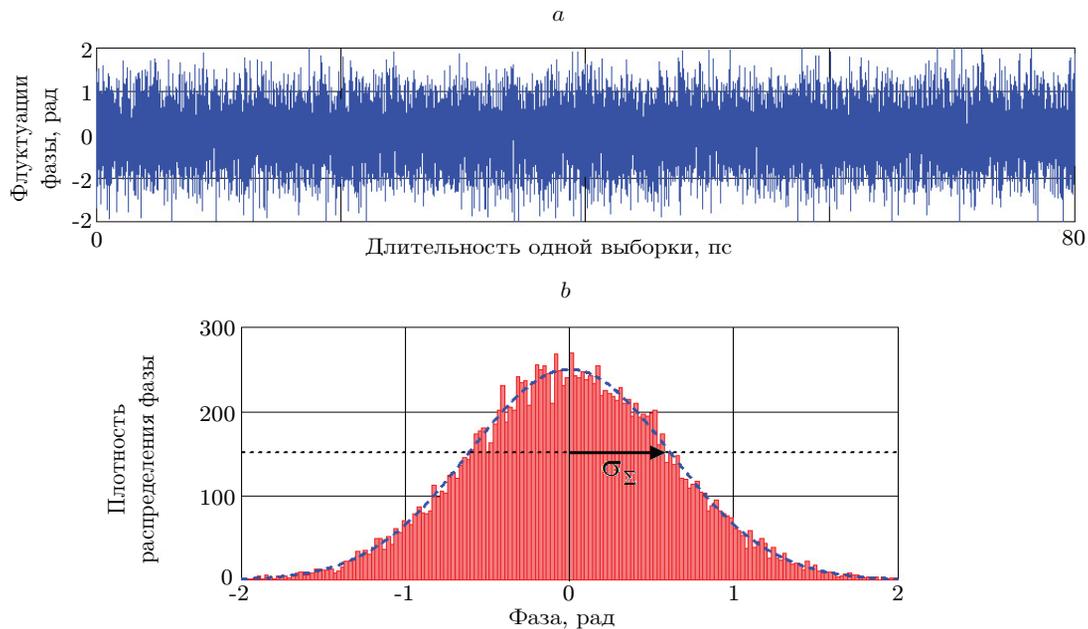


Рис. 2. Пример флуктуации фазы в течение длительности одной выборки при передаче 32-канального OFDM-сигнала (формата QPSK) с частотным интервалом между каналами 12,5 ГГц: временная зависимость (a), плотность распределения фазы (b)

Как видно из (13), величина фазового сдвига $\Phi_{NL}(t)$ имеет среднее значение $\gamma L_{eff} P_S$ и случайно флуктуирует в зависимости от передаваемых информационных символов. Если не рассматривать случайный характер передаваемых данных, то результирующие значения двойных сумм имеют сильную зависимость от числа каналов и прямо пропорциональны $N(N - 1)$. Такой подход чрезмерно переоценивает влияние фазовых искажений на OFDM-сигналы и неприемлем для расчётов, так как не учитывает случайный характер информационных данных.

Результаты компьютерного моделирования. Для более точной оценки влияния фазовых нелинейных искажений на OFDM-сигналы осуществлялись расчёты двойных сумм (13) с учётом дискретного характера изменений фазы многопозиционных сигналов в индивидуальных каналах с помощью компьютерного моделирования. Моделирование проводилось в вычислительной среде MathCAD с применением встроенных функций «mean» и «stdev» для расчёта среднего значения и среднеквадратического отклонения фазы в течение длительности одного символа (выборки). Результаты моделирования показывают, что случайный характер изменения амплитудных позиций в информационных сигналах в разных каналах приводит к тому, что при $N > 32$ сумма слагаемых с двойными суммами в выражении (13) представляет собой случайную флуктуацию фазы, имеющую нормальный закон распределения. Причём если учесть, что P_k — среднее значение канальной мощности M-QAM-сигнала, то случайный процесс нормируется и имеет среднеквадратическое отклонение флуктуации фазы $\sigma_{\Sigma} \approx 0,613$. На рис. 2, a показан пример флуктуации фазы оптической несущей на отрезке времени одной выборки, соответствующей передаче $N = 32$ OFDM-каналов формата QPSK с частотным интервалом между ними 12,5 ГГц. Как видим, нелинейные фазовые искажения приводят к появлению высокочастотных (относительно канальных частот) флуктуаций фазы. На рис. 2, b в виде гистограммы представлена плотность распределения флуктуации фазы. Анализ показывает, что результаты

моделирования не зависят от частотного интервала между каналами (проводились испытания для частотных интервалов 12,5; 25 и 50 ГГц), а также не зависят от формата модуляции, т. е. от величин I_l , I_p , Q_l , Q_p (проводились испытания для форматов модуляции сигналов QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM), так как результаты усредняются относительно величины P_k , в которой учитываются эти изменения. Таким образом, при $N > 32$ среднее значение флукутирующей фазы стремится к нулю, а среднеквадратическое отклонение фазы стремится к $\sigma_\Sigma \approx 0,613$. Тогда из (13) следует, что среднеквадратическое отклонение σ_{NL} нелинейного фазового сдвига $\Phi_{NL}(t)$ зависит от уровня оптической мощности P_S и от параметров используемого оптического волокна:

$$\sigma_{NL} \simeq \gamma L_{eff} P_S \{1 + \sigma_\Sigma\} \simeq 1,613 \gamma L_{eff} P_S. \quad (14)$$

Оценив величину среднеквадратического отклонения нелинейного фазового сдвига в стандартном одномодовом оптическом волокне (SSMF — Standard Single Mode Fiber) длиной 100 км, с параметрами $\gamma = 1,2$ 1/(Вт·км), $L_{eff} = 21$ км при $P_s \approx 13$ дБм, получим $\sigma_{NL} \simeq 0,677$ рад.

Рассмотрим влияние фазовых искажений на сигнальные точки в созвездии IQ-диаграммы. Для этого необходимо выяснить, как искажаются синфазные и квадратурные амплитуды многопозиционного сигнала. Поскольку нелинейный фазовый сдвиг $\Phi_{NL}(t)$ получают все каналные сигналы, рассмотрим оптическое поле канала k , достигшее точки R :

$$\begin{aligned} E_k^*(t) &= I_k \cos[\omega_k t + \Phi_{NL}(t)] - Q_k \sin[\omega_k t + \Phi_{NL}(t)] = \\ &= I_k \{ \cos(\omega_k t) \cos[\Phi_{NL}(t)] - \sin(\omega_k t) \sin[\Phi_{NL}(t)] \} - \\ &\quad - Q_k \{ \sin(\omega_k t) \cos[\Phi_{NL}(t)] - \cos(\omega_k t) \sin[\Phi_{NL}(t)] \}, \\ E_k^*(t) &= \{ I_k \cos[\Phi_{NL}(t)] - Q_k \sin[\Phi_{NL}(t)] \} \cos(\omega_k t) - \\ &\quad - \{ Q_k \cos[\Phi_{NL}(t)] + I_k \sin[\Phi_{NL}(t)] \} \sin(\omega_k t). \end{aligned} \quad (15)$$

Сравним полученное выражение с выражением (1), которое соответствует исходному (переданному) каналному сигналу. Как видим, вместо синфазной I_k компоненты на приёме получили $\{ I_k \cos[\Phi_{NL}(t)] - Q_k \sin[\Phi_{NL}(t)] \}$, а вместо квадратурной компоненты Q_k получили $\{ Q_k \cos[\Phi_{NL}(t)] + I_k \sin[\Phi_{NL}(t)] \}$. Отметим, что на приёмной стороне амплитуда сигнальной точки, как и на передающей стороне, равна $E_k^2 = (I_k^2 + Q_k^2)$, однако на приёмной стороне происходят угловые сдвиги сигнальных точек из-за искажения как синфазных, так и квадратурных компонент. Если в качестве примера рассмотреть сигнальную выборку QPSK-сигнала в первом квадранте IQ-диаграммы ($I_k = \sqrt{2}/2$; $Q_k = \sqrt{2}/2$), то случайная функциональная зависимость $\Phi_{NL}(t)$ приводит к искажениям синфазной и квадратурной компонент, что, в свою очередь, приводит к угловым отклонениям сигнальной точки на $\varphi_k^*(t)$ (рис. 3, а). Заметим, что отклонения сигнальных точек имеют выраженную направленность против часовой стрелки, что объясняется существованием постоянной составляющей у функции $\Phi_{NL}(t)$, равной $\gamma L_{eff} P_S$. Таким образом, из-за влияния только нелинейных фазовых искажений сигнальная точка на приёмной стороне находится на определённой дуге окружности с радиусом $E_k^2 = (I_k^2 + Q_k^2)$. Середина дуги сдвинута на угол $\varphi_k^*(t) \cong \gamma L_{eff} P_S$, а длина дуги определяется среднеквадратическим отклонением флукутации фазы $\sim \sigma_\Sigma \simeq 0,613 \gamma L_{eff} P_S$, т. е. обе величины зависят от P_S .

Сигнальные точки искажаются также из-за наличия ASE-шума. Рассмотрим влияние ASE-шума на каналный сигнал в предположении, что ASE-шум и нелинейный шум — независимые случайные процессы. Для описания ASE-шума наиболее популярной моделью является модель ограниченного в частотной полосе каналного сигнала гауссова шума.

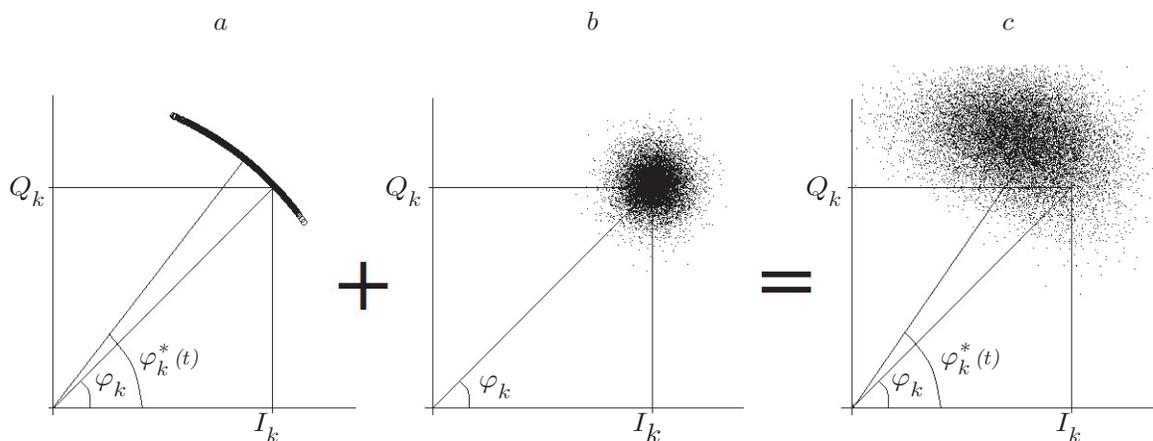


Рис. 3. Искажение сигнальных точек: нелинейные фазовые искажения (а), ASE-шум (б), совместное влияние нелинейных фазовых искажений и ASE-шума (с)

На рис. 3, *b* показано искажение сигнальной точки при наличии только ASE-шума. Как видно на рис. 3, *b*, из-за ASE-шума сигнальная точка в IQ-диаграмме трансформируется в симметричное «облако». Совместное влияние нелинейных фазовых шумов и ASE-шума приводит к появлению более размытых сигнальных точек (вытягиванию «облака») за счёт дополнительных флуктуаций квадратурных составляющих сигнала, как показано на рис. 3, *c*.

На рис. 4 показан пример искажений сигнальных точек при передаче 128-канального OFDM-сигнала (канальный формат сигнала QPSK, частотный интервал между каналами 12,5 ГГц) по SSMF-волокну длиной 100 км при $P_S = 10$ дБм (см. рис. 4, *a*) и при $P_S = 13$ дБм (см. рис. 4, *b*). Диаграммы IQ получены в вычислительной среде MathCAD. При моделировании предполагалось наличие гауссова ASE-шума, уровень мощности которого меньше сигнального на 20 дБ. Как видно на рис. 4, если при уровне средней оптической мощности в волокне 10 дБм сигнальные созвездия ещё различимы, то при 13 дБм происходит практически «размазывание» границ областей определений сигнальных точек.

Показатель качества сигналов. Оценим ухудшение качества канальных сигналов с помощью Q-фактора. Вклад нелинейных фазовых шумов в ухудшение Q-фактора с учётом (14) определяется [10, 11] по формуле

$$Q_{NL} \leq \frac{(\Delta I_k)_{\min}}{2\sigma_{NL}} \approx \frac{(\Delta Q_k)_{\min}}{2\sigma_{NL}} \approx \frac{(\Delta I_k)_{\min}}{3,23\gamma L_{eff} P_S}. \quad (16)$$

Вклад ASE-шума в ухудшение Q-фактора определяется выражением

$$Q_{ASE} \approx \frac{\sqrt{P_S/N}(\Delta I_k)_{\min}}{2\sqrt{P_{ASE}}} \approx \frac{\sqrt{P_S/N}(\Delta Q_k)_{\min}}{2\sqrt{P_{ASE}}} = \frac{\sqrt{P_S/N}(\Delta I_k)_{\min}}{2\sqrt{2\hbar\omega_k F\Delta\omega/\pi}}, \quad (17)$$

где $(\Delta I_k)_{\min}$, $(\Delta Q_k)_{\min}$ — минимальные расстояния между нормированными сигнальными точками информационных данных в IQ-диаграмме; $P_{ASE} \approx 2\hbar\omega_k F\Delta\omega/\pi$ — средняя мощность ASE-шума (\hbar — редуцированная постоянная Планка, ω_k — центральная частота, $\Delta\omega$ — ширина полосы пропускания канала, F — коэффициент шума оптического усилителя, при расчётах принят 6 дБ) [10, 11].

Таким образом, с помощью (16) и (17) определяется суммарный Q-фактор:

$$\frac{1}{Q_{\Sigma}^2} \approx \frac{1}{Q_{NL}^2} + \frac{1}{Q_{ASE}^2}. \quad (18)$$

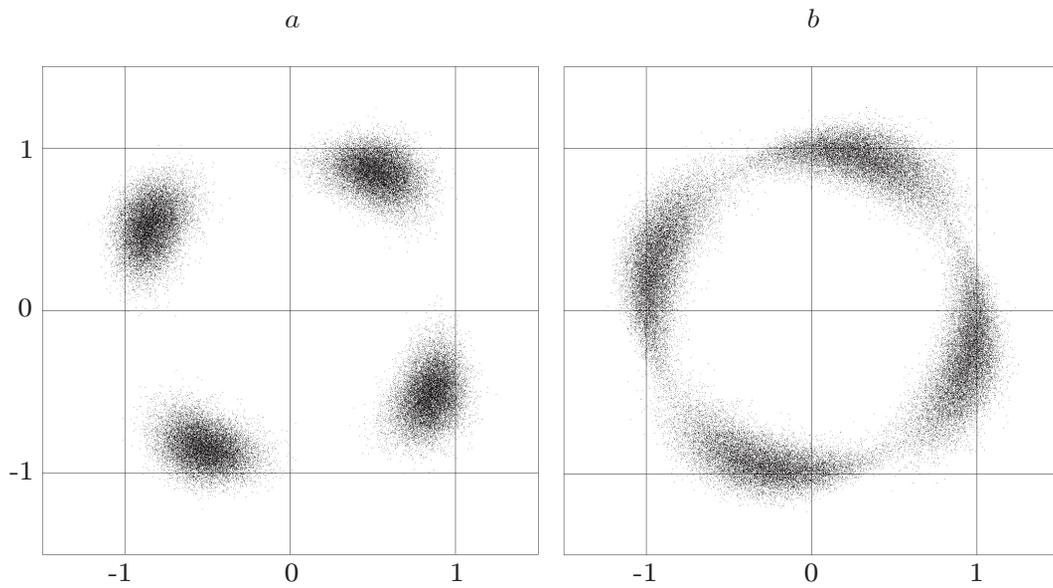


Рис. 4. Искажение сигнальных точек QPSK-сигнала: при $P_S = 10$ дБм (а); при $P_S = 13$ дБм (б)

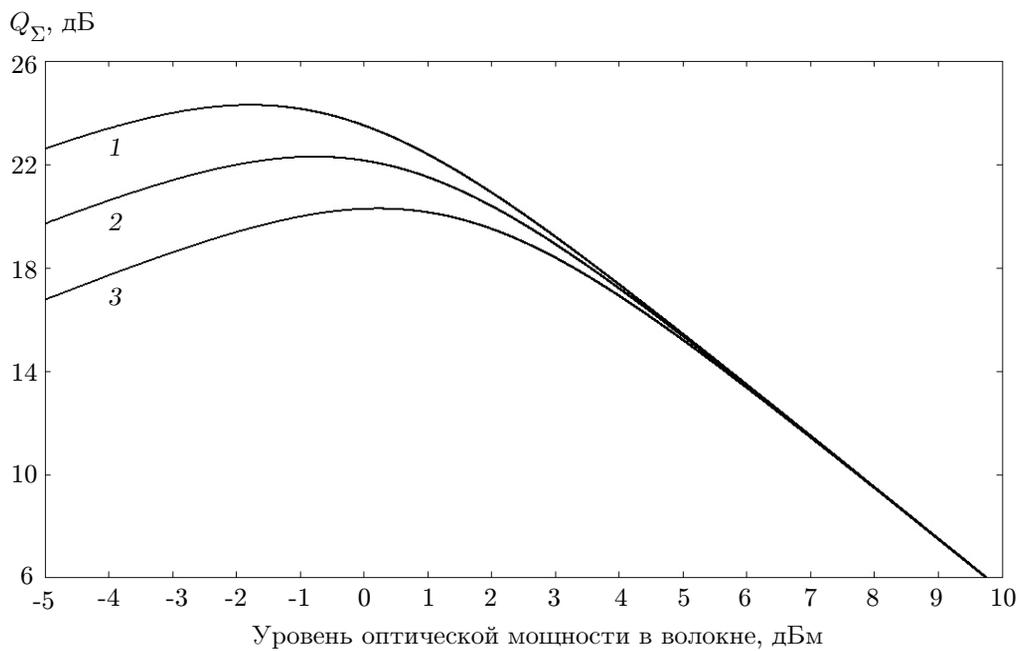


Рис. 5. Зависимость суммарного значения Q-фактора для QPSK-сигнала от уровня оптической мощности в SSMF-волокне длиной 100 км для N -канальной системы передачи с частотным интервалом между каналами 12,5 ГГц: 1 — $N = 32$; 2 — $N = 64$; 3 — $N = 128$

На рис. 5 приведены рассчитанные значения суммарного Q-фактора для 32-, 64- и 128-канальных систем передачи QPSK OFDM-сигналов (частотный интервал между каналами 12,5 ГГц) по SSMF-волокну на расстояние 100 км в зависимости от суммарной мощности в волокне. Как видно из рис. 5, для достижения максимального Q-фактора существуют оптимальные значения уровня оптической мощности в волокне. При малых величинах уровня оптической мощности основной вклад в шумовую обстановку вносят ASE-шумы усилителей. При больших уровнях оптической мощности в волокне нелинейные фазовые шумы становятся значимыми, и для обеспечения приемлемого показателя качества сигнала необходимо ограничивать уровень мощности. Заметим, что в нелинейном режиме функционирования оптического тракта показатель качества сигнала зависит не от количества каналов, а в основном от среднего уровня оптической мощности в волокне.

Заключение. В данной работе исследовалась помехозащищённость когерентной волоконно-оптической системы передачи OFDM-сигналов с амплитудно-фазовыми форматами модуляции в каналах. Предложена математическая модель, в которой многоканальный оптический OFDM-сигнал представляется широкополосным одиночным сигналом, что позволило наглядно описать преобразование нелинейных фазовых шумов в амплитудные искажения и вывести формулы для оценки показателя качества канальных сигналов. Показано, что:

1. При функционировании волокна в нелинейном режиме сигнальные точки амплитудно-фазовых сигналов приобретают дополнительные угловые смещения в IQ-диаграмме. Причём эти угловые смещения имеют постоянную составляющую и случайно изменяющуюся переменную составляющую. Эти составляющие непосредственно связаны не только с параметрами оптического волокна, но и с суммарным уровнем оптической мощности в волокне. На практике можно реализовать компенсацию постоянного фазового сдвига на приёме (посткомпенсация) или на передающей стороне (предкомпенсация) с помощью технических средств, использующих измеренные данные уровня мощности в волокне [12]. Компенсация переменной составляющей — более сложная задача, так как необходимо учитывать случайность функции, зависящей от передаваемых сигнальных выборок по всем каналам OFDM-сигнала в требуемом интервале передачи одиночного символа. Данная задача требует дальнейших исследований и нахождения оптимальных способов компенсации этой составляющей.

2. Для получения максимально возможных значений показателей качества канального сигнала необходимо выбирать оптимальный уровень оптической мощности OFDM-сигнала в зависимости от числа каналов, частотного интервала между каналами, формата модуляции и используемого волокна.

Полученные в работе формулы могут быть использованы не только для оценки показателя качества амплитудно-фазовых канальных сигналов при проектировании волоконно-оптических систем передачи OFDM-сигналов, но и при разработке методик компенсации фазовых нелинейных искажений, возникающих в оптическом волокне.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **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.
2. **Трециков В. Н., Горбашова М. А., Жулидова М. О. и др.** Достижения и перспективы отечественных DWDM-систем связи // Photon. Russia. 2022. **16**, № 7. С. 564–583.
3. **Kikuchi K.** Fundamentals of coherent optical fiber communications // Journ. Lightwave Technol. 2016. **34**, N 1. P. 157–179.

4. **Варданян В. А.** Анализ шума биений между многопозиционными амплитудно-фазовыми поднесущими сигналами при прямом фотодетектировании // *Автометрия*. 2020. **56**, № 3. С. 46–57. DOI: 10.15372/AUT20200306.
5. **Shieh W., Bao H., Tang Y.** Coherent optical OFDM: Theory and design // *Opt. Express*. 2008. **16**, N 2. P. 841–859.
6. **Turitsyn S., Sedov E., Redyuk A., Fedoruk M.** Nonlinear spectrum of conventional OFDM and WDM return-to-zero signals in nonlinear channel // *Journ. Lightwave Technol.* 2019. **38**, N 2. P. 352–358.
7. **Варданян В. А.** Методика оценки и компенсация шума биений между поднесущими OFDM-сигнала в волоконно-оптических системах передачи с прямым фотодетектированием // *Автометрия*. 2018. **54**, № 3. С. 94–103. DOI: 10.15372/AUT20180312.
8. **Chandrasekhar S.** OFDM based superchannel transmission technology // *Journ. Lightwave Technol.* 2016. **30**, N 24. P. 3816–3823.
9. **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**, N 2. P. 96–103.
10. **Agrawal G. P.** *Lightwave Technology: Telecommunication Systems*. Hoboken, USA: Wiley-Interscience, 2005. 480 p.
11. **Shneider T.** *Nonlinear Optic in Telecommunications*. Berlin—Heidelberg: Springer-Verlag, 2004. 415 p.
12. **Ho K. P., Kahn J. M.** Electronic compensation technique to mitigate non-linear phase noise // *Journ. Lightwave Technol.* 2004. **22**, N 3. P. 779–783.
13. **Olsson S. L. I., Eliasson H., Astra E. et al.** Long-haul optical transmission link using low-noise phase-sensitive amplifiers // *Nature Communications*. 2018. **9**, N 2513. DOI: 10.1038/s41467-018-04956-5.
14. **Vardanyan V. A.** Influence of self-phase modulation and cross-phase modulation on OFDM signals in fibre-optic access networks // *Quantum Electronics*. 2018. **48**, N 4. P. 395–400.
15. **Imran M., Anandarajah P., Kaszubowska-Anandarajah A. et al.** A survey of optical carrier generation techniques for terabit capacity elastic optical networks // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2018. **20**, N 1. P. 211–263.
16. **Ip E., Lau A. P. T., Barros D. J. F., Kahn J. M.** Coherent detection in optical fiber systems // *Opt. Express*. 2008. **16**, N 2. P. 753–791.
17. **Painchaud Y., Poulin M., Morin M., Têtu M.** Performance of balanced detection in a coherent receiver // *Opt. Express*. 2009. **17**, N 5. P. 3659–3672.
18. **Jorgensen B. F., Mikkelsen B., Mahon C. J.** Analysis of optical amplifier noise in coherent optical communication systems with optical image rejection receivers // *Journ. Lightwave Technol.* 1992. **10**, N 5. P. 660–671.
19. **Lowery A. J.** Amplified-spontaneous noise limit of optical OFDM lightwave systems // *Opt. Express*. 2008. **16**, N 2. P. 860–865.
20. **Barry J. R., Lee E. A., Messerschmitt D. G.** *Digital Communication*. New York.: Springer, 2004. 838 p.

Поступила в редакцию 09.03.2023

После доработки 08.06.2023

Принята к публикации 12.06.2023