

УДК 621.391.6

## АНАЛИЗ ШУМА БИЕНИЙ МЕЖДУ МНОГОПОЗИЦИОННЫМИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫМИ ПОДНЕСУЩИМИ СИГНАЛАМИ ПРИ ПРЯМОМ ФОТОДЕТЕКТИРОВАНИИ

© В. А. Варданян

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

Рассматривается математическая модель, позволяющая оценить среднеквадратическое отклонение шума биений, возникающего при фотодетектировании поднесущих канальных сигналов с форматами модуляции QPSK, M-QAM. На основе теории и результатов компьютерного моделирования выведена формула, которая даёт возможность рассчитать спектральное распределение шума биений в зависимости от количества сигналов и используемых форматов модуляции.

*Ключевые слова:* однополосная оптическая модуляция (SSB), прямое фотодетектирование, интерференционный шум биений между сигналами (SSBI), ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM), QPSK, M-QAM.

DOI: 10.15372/AUT20200306

**Введение.** В настоящее время в телекоммуникации широко применяются однополосные оптические методы модуляции, позволяющие формировать однополосные каналы на разных длинах волн и таким образом эффективно размещать спектральные каналы в полосе пропускания волоконно-оптического линейного тракта [1, 2]. Однако спектральную эффективность можно увеличить, размещая в этих оптических полосах OFDM-сигналы, состоящие из многопозиционных поднесущих канальных сигналов, сформированных с использованием разных видов модуляции, например квадратурно-фазовой (QPSK — quadrature phase-shift keying), квадратурно-амплитудной (M-QAM — quadrature amplitude modulation) с разными уровнями  $M$  [3, 4]. С технико-экономической точки зрения в приёмопередающем тракте выгодно применять недорогое оптическое оборудование, при выборе пользовательского оборудования этот фактор является определяющим, особенно в сетях доступа. Поэтому в волоконно-оптических системах передачи (ВОСП) небольшой протяжённости (до нескольких десятков километров) на приёмной стороне используют метод прямого фотодетектирования [5]. Однако в процессе нелинейного фотодетектирования многоканального OFDM-сигнала между поднесущими сигналами возникают так называемые интерференционные шумы [6, 7]. Они также известны как шумы биений между поднесущими (SSBI — signal to signal beating interference). В [6, 7] приводятся оценки влияния шумов биений на сигналы и показано, что спектр этих шумов располагается в низкочастотной области. При попадании шумов в полосы поднесущих канальных сигналов значительно ухудшаются показатели качества сигналов. Методики оценки уровня шумов биений в этих работах основываются на гармоническом и статистическом анализах и не учитывают случайных изменений многопозиционных амплитудно-фазовых параметров канальных сигналов.

Целью данной работы является более глубокое исследование процессов, приводящих к возникновению шумов биений между многопозиционными амплитудно-фазовыми сигналами при нелинейном смешивании в процессе фотодетектирования, и проверка полученных теоретических результатов компьютерным моделированием.

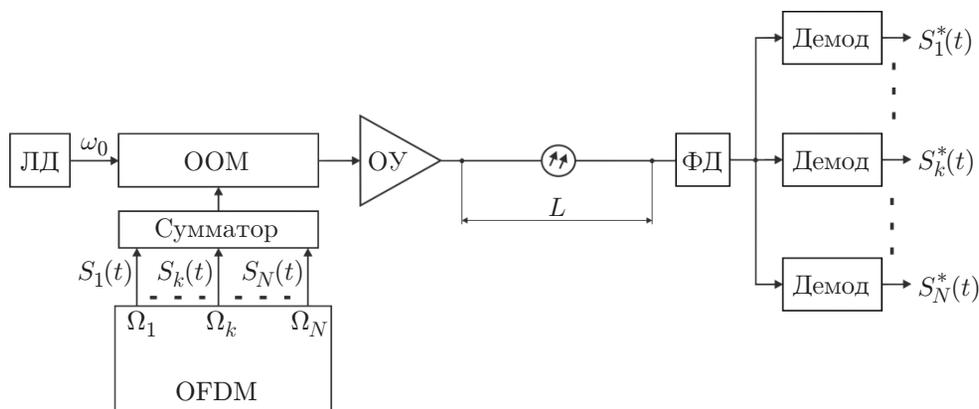


Рис. 1. Структурная схема волоконно-оптической системы передачи OFDM-сигнала

**Структурная схема ВОСП.** До передачи по оптическому тракту длиной  $L$  информационных сигналы преобразуются в OFDM-сигнал в формирователе OFDM, на выходе которого имеем  $N$  разнесённых по спектру поднесущих канальных сигналов с электрическими частотами  $\Omega_k$ , где  $k = 1, 2, \dots, N$  (рис. 1). В зависимости от формата модуляции каждый канальный сигнал модулируется информационными сигналами по амплитуде  $S_k$  и по фазе  $\varphi_k$ . Если длительность информационного сигнального бита обозначить  $T$ , то частотный интервал между каналами OFDM-сигнала составит  $\Delta\Omega = 2\pi/T$ . В OFDM для формирования в канале с индексом  $k$  ( $k = 1, 2, \dots, N$ ) многопозиционных сигналов используется поднесущая частота  $\Omega_k$  и сдвинутая на угол  $90^\circ$  «квадратурная» частота (для упрощения на рис. 1 они не показаны). Косинусоидальная поднесущая с амплитудой  $I_k$  считается синфазной, а синусоидальная с амплитудой  $Q_k$  является квадратурной по отношению к синфазной [8]. Совокупность квадратурных амплитуд  $I_k$  и  $Q_k$  и соответствующие им фазы  $\varphi_k$  формируют созвездие сигнальных точек в IQ-диаграмме. Заметим, что  $I_k$ ,  $Q_k$ ,  $\varphi_k$  изменяются соответственно информационным сигналам и постоянны в течение битовой длительности  $T$ . Например, для формата модуляции QPSK нормированные сигнальные точки в IQ-диаграмме равны:  $I_k = \pm\sqrt{2}/2$ ;  $Q_k = \pm\sqrt{2}/2$ ;  $\varphi_k = \pm\pi/4, \pm 3\pi/4$ .

После объединения в сумматоре групповой многоканальный сигнал

$$S(t) = \sum_{k=1}^N S_k(t) = \sum_{k=1}^N S_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k) = \sum_{k=1}^N I_k \cos(\Omega_k t) - Q_k \sin(\Omega_k t) \quad (1)$$

(где  $I_k = S_k \cos(\varphi_k)$ ,  $Q_k = S_k \sin(\varphi_k)$  — квадратурные амплитуды, а  $\varphi_k$  — фазы квадратурных амплитуд символов в IQ-диаграмме) поступает на однополосный оптический модулятор (ОМ), на другой вход которого подаётся излучение от когерентного источника с частотой  $\omega_0$ , например от лазерного диода (ЛД). Процесс модуляции соответствует математической операции умножения сигнала оптического источника излучения на многоканальный сигнал, т. е. происходит «перенос» многоканального электрического сигнала в оптический диапазон (предполагается, что процесс модуляции осуществляется без искажений). На выходе ОМ оптическое поле содержит спектральную составляющую  $E_0$  на частоте  $\omega_0$  и верхнюю боковую полосу частот с составляющими оптического поля поднесущих каналов  $E_k$  на частотах  $\omega_k = \omega_0 + \Omega_k$ , где  $k = 1, 2, \dots, N$ :

$$E_k(t) = E_0 \{ I_k \cos(\omega_k t) - Q_k \sin(\omega_k t) \} / 2. \quad (2)$$

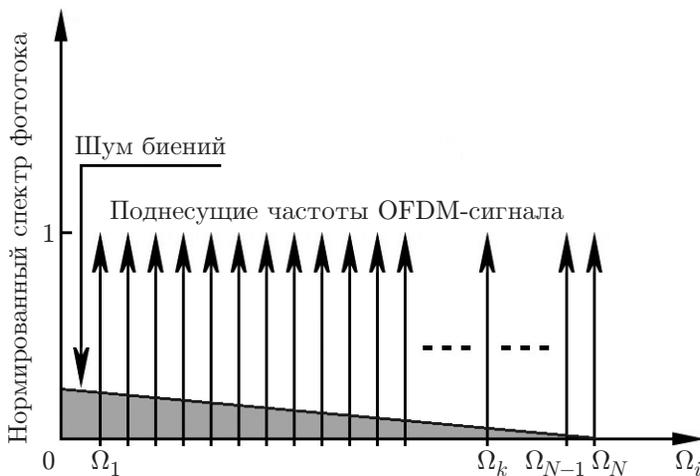


Рис. 2. Спектр фототока на выходе фотодиода

Реализация однополосной оптической модуляции возможна, например, на основе модулятора Маха — Цандера на кристалле  $\text{LiNbO}_3$  с двойными электродами [9–11]. Для компенсации потерь в оптическом тракте на передающей стороне используется оптический усилитель (ОУ). На приёмной стороне оптический сигнал фотодетектируется фотодиодом (ФД), а демодуляторы (Демод) выделяют сигнальные выборки. Спектральный анализ фототока на выходе ФД показывает наличие в спектре не только OFDM-сигнала, но и шума биений, попадающего в полосы каналов в случае, если не предусмотрена защитная полоса между оптической несущей и OFDM-сигналом (рис. 2).

**Математическое обоснование методики оценки шума биений.** Рассмотрим процесс фотодетектирования однополосного оптического OFDM-сигнала. При детектировании оптическая несущая смешивается с поднесущими сигналами и на выходе ФД имеем фототок, пропорциональный значению  $\left(E_0 \cos(\omega_0 t) + \sum_{k=1}^N E_k(t)\right)^2$ , усреднённого на интервале времени  $T$ , большему по сравнению с периодом оптического поля [12, 13]:

$$\begin{aligned}
 I &\sim \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \left(E_0 \cos(\omega_0 t) + \sum_{k=1}^N E_k(t)\right)^2 dt = \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \left(E_0^2 \cos^2(\omega_0 t) + 2E_0 \sum_{k=1}^N E_k(t) \cos(\omega_0 t) + \left(\sum_{k=1}^N E_k(t)\right)^2\right) dt = \\
 &= S_0 + \sum_{k=1}^N S_k^*(t) + S^{\text{noise}}(t), \tag{3}
 \end{aligned}$$

где  $E_0$  — амплитуда оптического поля несущей на частоте  $\omega_0$ ;  $E_k(t)$  — оптическое поле, соответствующее каналному сигналу с индексом  $k$ ;  $S_0$  — уровень постоянной составляющей фототока;  $\sum_{k=1}^N S_k^*(t)$  — OFDM-сигнал на приёмной стороне, состоящий из суммы  $N$

поднесущих канальных сигналов (символ «\*» указывает на искажение сигналов по сравнению с исходными сигналами  $S_k(t)$ );  $S^{noise}(t)$  — усреднённый шумовой ток, возникающий из-за шума биений между поднесущими.

От постоянной составляющей фототока избавляются с помощью схемных решений. Поднесущие OFDM-сигнала выделяются в демодуляторах. Исключить же шумы биений, находящиеся в низкочастотной части спектра и попадающих в полосы пропускания каналов, затруднительно.

Как показано в [6], распространение однополосного OFDM-сигнала по дисперсионному волокну приводит к смещению фазы сигнала на  $-k^2\varphi_2$ , где  $\varphi_2 = \beta_2 L \omega_H^2 / 2$ ,  $\beta_2$  — вторая производная постоянной распространения на оптической частоте,  $L$  — длина оптического волокна,  $\omega_H$  — опорная частота OFDM-сигнала, выбранная таким образом, что поднесущие частоты  $\omega_k$  с индексами  $k$  ( $k = 1, 2, \dots, N$ ) кратны  $\omega_H$  [6, 14], следовательно,

$$E_k(t) = E_0 \{ I_k \cos(\omega_k t - k^2 \varphi_2) - Q_k \sin(\omega_k t - k^2 \varphi_2) \} / 2. \quad (4)$$

Для удобства и универсальности метода оценки ухудшения показателей качества сигналов разного формата модуляции необходимо нормировать фототоки, как сигналов, так и шумов биений. Сначала определим фототок, соответствующий OFDM-сигналу в предположении, что процесс демодуляции не ухудшает показатели качества сигналов. Подставляя (4) во второе слагаемое (3), найдём фототок, соответствующий  $k$ -каналу OFDM-сигнала на выходе ФД. С учётом нормирования фототока относительно амплитуды  $E_0$  оптического поля несущей частоты имеем

$$\begin{aligned} S_k^*(t) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (I_k \cos(\omega_k t - k^2 \varphi_2) - Q_k \sin(\omega_k t - k^2 \varphi_2)) \cos(\omega_0 t) dt = \\ &= I_k \cos((\omega_k - \omega_0)t - k^2 \varphi_2) - Q_k \sin((\omega_k - \omega_0)t - k^2 \varphi_2) = \\ &= I_k \cos(\Omega_k t - k^2 \varphi_2) - Q_k \sin(\Omega_k t - k^2 \varphi_2), \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\Omega_k$  — электрическая частота поднесущего канального сигнала.

Явление хроматической дисперсии в оптическом волокне приводит к искажению уровней сигнальных выборок. Представим (5) в виде суммы двух квадратурных составляющих:

$$\begin{aligned} S_k^*(t) &= I_k \cos(\Omega_k t - k^2 \varphi_2) - Q_k \sin(\Omega_k t - k^2 \varphi_2) = \\ &= [I_k \cos(k^2 \varphi_2) + Q_k \sin(k^2 \varphi_2)] \cos(\Omega_k t) - [I_k \sin(k^2 \varphi_2) + Q_k \cos(k^2 \varphi_2)] \sin(\Omega_k t). \end{aligned} \quad (6)$$

Как видно из (6), при незначительных дисперсионных искажениях, когда  $k^2 \varphi_2 \approx 0$ , фототок в канале  $k$  совпадает с переданным сигналом

$$S_k(t) \approx I_k \cos(\Omega_k t) - Q_k \sin(\Omega_k t). \quad (7)$$

Такой случай наблюдается в первых поднесущих канальных сигналах с маленькими индексами  $k$  при передаче сигналов по оптическому волокну с маленьким коэффициентом хроматической дисперсии или при передаче сигналов на короткие расстояния.

Из (6) видно, что при  $k^2\varphi_2 \neq 0$  новые квадратурные составляющие сигнала (в прямоугольных скобках) отличаются от переданных: происходит искажение сигнала, причём подвержены таким искажениям каналы с бóльшим индексом  $k$ .

Для борьбы с искажениями сигнала, связанными с хроматической дисперсией в волокне, можно использовать корректоры фазочастотной характеристики, причём коррекцию проводить как на приёмной стороне, так и на передающей (предкоррекция). Часто такие корректоры в системах связи называют эквалайзерами. Из (5) видно, что в течение длительности одной выборки значения квадратурных амплитуд не изменяются и не зависят от полной фазы поднесущего колебания, поэтому становится возможным искусственное введение в поднесущие каналные сигналы фазового сдвига, равного по величине  $k^2\varphi_2$  ( $k = 1, 2, \dots, N$ ) и противоположного по знаку. Так как полосы поднесущих каналов относительно небольшие, то такая коррекция фазочастотной характеристики в электрическом диапазоне вполне реализуема существующими эквалайзерами. На сегодняшний день компенсация хроматической дисперсии успешно достигается эквалайзерами на основе цифровых методов обработки данных [15, 16].

Рассчитаем и нормируем шумовой ток, соответствующий току шума биений между поднесущими на выходе ФД. Шум биений возникает при фотодетектировании из-за нелинейного процесса смешивания оптических полей поднесущих. Как видно из (3), после усреднения по времени шум биений формируется при взаимодействии разных пар поднесущих. Шум биений, попадающий в некий канал с индексом  $k$ , формируется при смешивании оптических полей двух поднесущих сигналов  $E_i(t)$ ,  $E_{i+k}(t)$ , разность индексов которых равна  $k$ . Учитывая эффект усреднения в фотодиоде на интервале времени, соответствующем длительности сигнальной выборки, получим

$$S_k^{noise}(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2}{T} \left\{ \sum_{i, i>k}^{N-1} E_i(t) E_{i+k}(t) \right\}. \quad (8)$$

Подставляя (4) в (8) и выполняя тригонометрические операции, будем иметь

$$\begin{aligned} S_k^{noise}(t) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_0^T \sum_{i, i>k}^{N-1} [I_i I_{i+k} \cos(\omega_i t - i^2 \varphi_2) \cos(\omega_{i+k} t - (i+k)^2 \varphi_2) - \\ &- I_i Q_{i+k} \cos(\omega_i t - i^2 \varphi_2) \sin(\omega_{i+k} t - (i+k)^2 \varphi_2) - I_{i+k} Q_i \cos(\omega_{i+k} t - (i+k)^2 \varphi_2) \sin(\omega_i t - i^2 \varphi_2) + \\ &+ Q_i Q_{i+k} \sin(\omega_i t - i^2 \varphi_2) \sin(\omega_{i+k} t - (i+k)^2 \varphi_2)] dt = \\ &= \frac{1}{4} \sum_{i, i>k}^{N-1} [I_i I_{i+k} \cos((\omega_i - \omega_{i+k})t - i^2 \varphi_2 + (i+k)^2 \varphi_2) - I_i Q_{i+k} \sin((\omega_{i+k} - \omega_i)t - (i+k)^2 \varphi_2 + i^2 \varphi_2) - \\ &- I_{i+k} Q_i \sin((\omega_i - \omega_{i+k})t - i^2 \varphi_2 + (i+k)^2 \varphi_2) + Q_i Q_{i+k} \cos((\omega_i - \omega_{i+k})t - i^2 \varphi_2 + (i+k)^2 \varphi_2)]. \quad (9) \end{aligned}$$

Таким образом, в канал с индексом  $k$  могут попадать только частотные составляющие  $\omega_{i+k} - \omega_i = k \Delta\Omega$ , где  $\Delta\Omega$  — частотный интервал между соседними поднесущими при

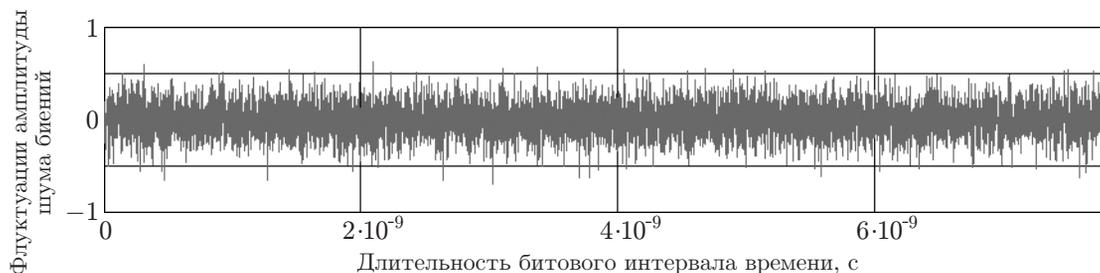


Рис. 3. Нормированные значения флуктуации амплитуды шума биений на битовом интервале времени в первом канале при  $N = 64$

равномерном распределении поднесущих каналов в спектре. Учитывая это в (9), а также  $i^2\varphi_2 - (i+k)^2\varphi_2 = (i^2 - i^2 - 2ik - k^2)\varphi_2 = -(2ik + k^2)\varphi_2$ , получим

$$S_k^{noise}(t) = \frac{1}{4} \sum_{i,i>k}^{N-1} \{ [I_i I_{i+k} + Q_i Q_{i+k}] \cos(k\Delta\Omega t - (2ik + k^2)\varphi_2) + [I_{i+k} Q_i - I_i Q_{i+k}] \sin(k\Delta\Omega t - (2ik + k^2)\varphi_2) \}. \quad (10)$$

**Использование результатов компьютерного моделирования.** Как видно из (10), сумма синусоидальных колебаний с разными амплитудами, частотными интервалами, фазами, зависящими от индекса канала  $k$ , приводит к случайным изменениям  $S_k^{noise}(t)$  в течение битовой длительности. Для более точной оценки характера этих изменений проводилось компьютерное моделирование расчёта суммы (10) с учётом дискретного и случайного характера изменений амплитуд и фаз многопозиционных сигналов в поднесущих каналах. Компьютерное моделирование осуществлялось в вычислительной среде Mathcad с применением встроенных функций mean и stdev для расчёта среднего значения и среднеквадратического отклонения шума биений  $\sigma_k$  в течение длительности битового интервала времени. Результаты моделирования показывают, что при  $N > 10$  случайный характер изменения амплитудно-фазовых позиций в информационных сигналах в разных поднесущих каналах приводит к тому, что в течение длительности одного бита,  $S_k^{noise}(t)$  стремится к нормальному закону распределения амплитуд. На рис. 3 приведён пример флуктуации амплитуды шума биений в первом канале  $S_1^{noise}(t)$  на битовом интервале времени, соответствующий передаче  $N = 64$  поднесущих каналов формата QPSK с частотным интервалом 128 МГц. Как видим, шум биений является высокочастотной случайной помехой, приводящей к флуктуации уровня информационного сигнала. Анализ показывает, что среднее значение флуктуаций амплитуд шума стремится к нулю, а среднеквадратическое отклонение  $\sigma_k$  этих флуктуаций — к определённой величине.

Для оценочных расчётов влияния шума биений на сигналы, которые в нашем случае нормированы, необходимо также нормировать величину среднеквадратического отклонения амплитуды флуктуационного шума. Отметим, что максимальное количество продуктов шума биений наблюдается на нулевой частоте (постоянная составляющая), куда попадает  $N$ -количество продуктов шума биений при смешивании парных канальных сигналов. В канал с индексом  $k = 1$  попадает  $N - 1$  таких шумовых продуктов. В общем случае в канал с индексом  $k$  попадает  $N - k$  шумовых продуктов биений. Если предположить, что при смешивании в фотодиоде парных поднесущих сигнальных каналов среднеквадратическое отклонение амплитуды шума биений составляет  $\sigma_1$ , то среднеквадратическое отклонение амплитуды при суммировании таких  $N$  случайных и независимых одиночных продуктов

будет  $\sigma = \sigma_1 \sqrt{N}$ , следовательно, при нормировании необходимо (10) разделить на  $\sqrt{N}$ . В этом случае нормированные среднеквадратические отклонения амплитуды шума биений будут убывать по мере увеличения индекса канала  $k$ :

$$\sigma_k = \sigma_1 \sqrt{N - k} / \sqrt{N} = \sigma_1 \sqrt{1 - k/N}, \quad k \leq N. \quad (11)$$

Компьютерное моделирование доказало правильность принятого нормирования. Изменение исходных параметров при моделировании, т. е. изменение количества каналов  $N$ , формата модуляции в каналах, частотного интервала между каналами, показывает, что полученные с помощью встроенной функции `stdev` (Mathcad) значения  $\sigma_k$  совпадают с расчётными (11). В этом случае при принятом нормировании среднеквадратическая амплитуда шума биений  $\sigma_1$  при смешивании парных поднесущих разная для разных форматов модуляции в каналах: например, для QPSK —  $\sigma_1 \approx 0,176$ , для 16-QAM —  $\sigma_1 \approx 0,098$ , для 64-QAM —  $\sigma_1 \approx 0,075$ , для 256-QAM —  $\sigma_1 \approx 0,066$ . Очевидно, что такие значения среднеквадратического отклонения амплитуды наблюдаются в предпоследнем канале с номером  $N - 1$ , куда попадает только один продукт шума биений. Полученные результаты при моделировании можно объяснить теоретически, если вернуться к формуле (10) и рассмотреть пример смещения двух поднесущих каналов с форматами модуляции QPSK. Заметим, что в (10) в неявном виде присутствует функциональная зависимость  $S_k^{noise}(t)$  от средней мощности QPSK-сигнала. Из теории многопозиционных сигналов известно, что их средняя мощность определяется [17] из выражения

$$P_{cp} = 2(M - 1)d^2/3 = (M - 1)(\Delta I_k)_{min}^2/6, \quad (12)$$

где  $d = (\Delta I_k)_{min}/2 = (\Delta Q_k)_{min}/2$  — половина минимального расстояния между нормированными сигнальными точками информационных данных в IQ-диаграмме. Расчёты по (12) для QPSK-сигнала показывают, что нормированная мощность  $P_{cp} = 1$ . Если сравнивать M-QAM сигналы с  $M > 4$ , то их нормированные средние мощности сигналов меньше 1. Такое уменьшение средней мощности обуславливает уменьшение среднеквадратического шума биений. Нормированные среднеквадратические отклонения шума биений для M-QAM ( $M > 4$ ) сигналов можно выразить через  $\sigma_k$  QPSK-сигнала:

$$\sigma_k^{M-QAM} = (M - 1)(\Delta I_k)_{min}^2 \sigma_k^{QPSK} / 6, \quad M > 4. \quad (13)$$

Учитывая для QPSK-сигнала  $\sigma_1^{QPSK} \approx 0,176 = \sqrt{2}/8$  и используя (11), преобразуем (13):

$$\sigma_k = (\sqrt{2}/48)(M - 1)(\Delta I_k)_{min}^2 \sqrt{1 - k/N}, \quad k \leq N. \quad (14)$$

Формула (14) позволяет рассчитать среднеквадратический нормированный шум биений в каналах с форматами модуляции сигналов как QPSK, так и M-QAM. Как видно из (14), модуляция информационным сигналом амплитуды и фазы поднесущих и принятый способ нормирования сигнала и шума приводят к тому, что  $\sigma_k$  зависит от количества каналов, формата модуляции и индекса канала.

На рис. 4 показана картина эволюции шума биений в сигнале QPSK в разных поднесущих каналах при  $N = 64$  с частотным интервалом между поднесущими 128 МГц, полученная с помощью компьютерного моделирования. Как видим, из-за шума биений сигнальные точки в канальных IQ-диаграммах трансформируются в «облака». Центром облака остаётся сигнальная точка, а его размытость характеризует амплитуду шума биений. Причём больший уровень шума биений (размытость) наблюдается в первом канале. Размытость облака в предпоследнем  $N - 1$  ( $k = 63$ ) канале намного меньше, так как в этот канал попадает только один продукт биений. В последнем канале с индексом  $k = N$  шум биений отсутствует.

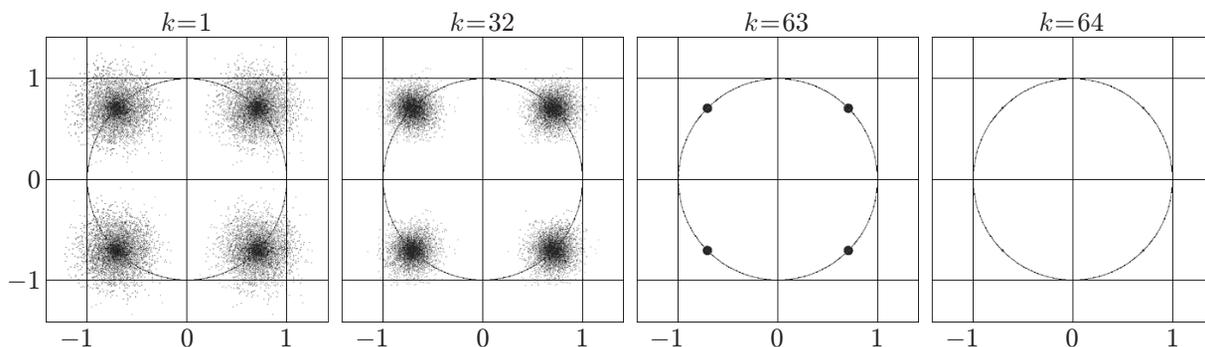


Рис. 4. Созвездия сигнальных точек QPSK-сигнала в разных каналах под влиянием только шума биений

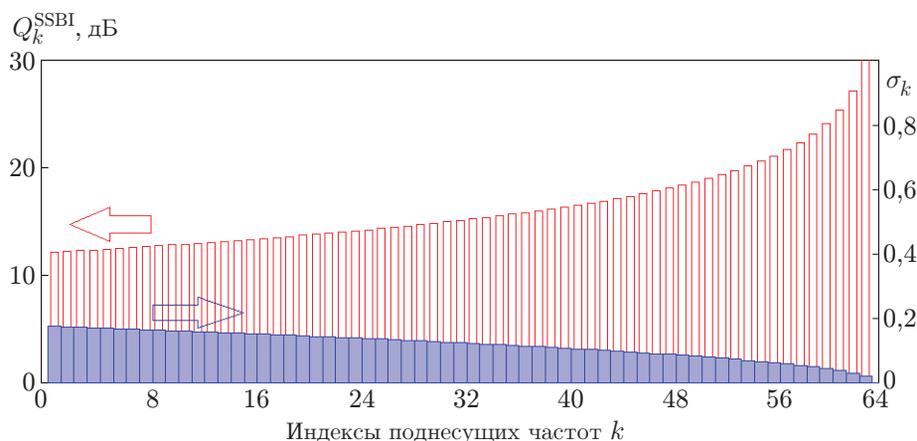


Рис. 5. Зависимости  $Q$ -фактора и нормированного среднеквадратического отклонения амплитуды шума биений от индекса канала  $k = 1, 2, \dots, 64$

**Показатель качества сигналов.** Принимая во внимание, что шум биений одинаково влияет на квадратурные составляющие многопозиционного сигнала, качество сигнала в поднесущем канале с индексом  $k$ , где  $k = 1, 2, \dots, N$ , можно оценить с помощью  $Q$ -фактора [18]:

$$Q_k^{SSBI} = (\Delta I_k)_{\min} / (2\sigma_k) = (\Delta Q_k)_{\min} / (2\sigma_k). \quad (15)$$

Отметим, что (15) учитывает искажения сигнала только из-за шума биений (искажения сигнала из-за хроматической дисперсии предполагаем компенсированными эквалайзером). При форматах модуляции QPSK и M-QAM, где  $M$  — позиционность сигнала,  $(\Delta I_k)_{\min} = (\Delta Q_k)_{\min} = \sqrt{2} / (\sqrt{M} - 1)$ . При QPSK  $(\Delta I_k)_{\min} = \sqrt{2}$ , при 16-QAM  $(\Delta I_k)_{\min} = \sqrt{2}/3$ , при 64-QAM  $(\Delta I_k)_{\min} = \sqrt{2}/7$ , при 256-QAM  $(\Delta I_k)_{\min} = \sqrt{2}/15$ . Следовательно, подставляя (14) в (15), получим

$$Q_k^{SSBI} = \frac{1}{(\sqrt{2}/24)(M-1)(\Delta I_k)_{\min} \sqrt{1-k/N}}, \quad k \leq N. \quad (16)$$

На рис. 5 в качестве примера приводятся зависимость  $Q_k^{SSBI}$  от индекса канала OFDM-сигнала формата модуляции QPSK и для сравнения зависимость нормированного среднеквадратического отклонения амплитуды шума биений  $\sigma_k$  от индекса канальных частот. Значительное ухудшение показателя качества OFDM-сигнала наблюдается

в каналах, находящихся в низкочастотной области. Таким образом, в каналах, у которых  $Q$ -фактор меньше 17 дБ, требуется применение технологии помехоустойчивого кодирования FEC (Forward Error Correction) [19]. Как видно из (16), с увеличением многопозиционности канального сигнала (с увеличением  $M$ )  $Q$ -фактор уменьшается. Расчёты по (16) показывают, что при использовании канальных форматов модуляции M-QAM необходимо оставлять защитную полосу между OFDM-сигналом и оптической несущей, чтобы после фотодетектирования достаточно мощные шумы биений не попадали в полосы поднесущих каналов.

**Метод уменьшения влияния на сигнал шума биений.** Таким образом, если дисперсионный вклад оптического волокна на качественные показатели сигналов устраняется с помощью эквалайзеров, то уменьшение шума биений на приёмной стороне требует особых методов компенсации. Уменьшение влияния шума биений на сигналы является актуальной задачей, особенно в оптических сетях доступа следующего поколения, в которых для увеличения пропускной способности будут использоваться многопозиционные сигналы с частотным разделением каналов. На данном этапе развития технологии экономически выгодно формировать каналы в низкочастотной части электрического спектра, а потом перенести их в оптический диапазон и транспортировать по оптическому тракту. Применение канальных сигналов M-QAM с  $M > 4$  может в несколько раз увеличить скорость передачи информации при заданной частотной полосе OFDM-сигнала [5, 20].

Для частичного или полного устранения шума биений на приёмной стороне существует ряд технических решений [6, 21–24]. В этих работах описаны алгоритмические методы обработки и преобразования сигналов, включая итеративный метод оценки шума биений, а также использование на приёмной стороне оптических схем с двумя фотодиодами. Применение этих и подобных методов приводит к усложнению и удорожанию оборудования, что особенно невыгодно, если речь идёт об оборудовании пользовательского класса. Здесь предложен достаточно простой метод формирования поднесущих каналов, позволяющий избежать попадания шума биений в полосы каналов. Метод основан на том, что на передающей стороне при формировании OFDM-сигнала резервируются  $2N - 1$  поднесущих частоты, однако только  $N$  поднесущих частот с нечётными индексами  $k = 2q - 1$ , где  $q$  — целое положительное число, генерируются и в дальнейшем модулируются информационными сигналами. Поднесущие частоты с чётными индексами  $k = 2q$  не генерируются (возможно использование некоторых частот для реализации измерений или адаптационных схем).

На приёмной стороне после фотодетектирования, как видно из (9), шумы биений имеют частоты  $\omega_{2q-1} - \omega_{2p-1} = \omega_{2(q-p)} = 2(q-p)\Delta\Omega$ , где  $q > p$ ;  $q, p$  — целые положительные числа, т. е. имеют чётные индексы. Если предположить, что индексация в системе начинается с  $k = 1$  и информативными являются поднесущие с нечётными индексами  $k = 1, 3, 5, \dots, 2N - 1$ , то без учёта постоянной составляющей максимальное количество продуктов шумов биений, равное  $(N - 1)$ , будет наблюдаться уже не на первом сигнальном канале, а посередине между каналами — с индексами  $k = 1$  и  $k = 3$ . Следующий пик шума биений с количеством продуктов биений  $(N - 2)$  наблюдается между каналами с индексами  $k = 3, k = 5$  и т. д. Таким образом, шумы биений попадают между канальными сигналами. Пример такого спектрального распределения шумов биений между поднесущими каналами показан на рис. 6.

Несмотря на то что при формировании каналов между ними предусмотрены защитные полосы, такое частотное распределение каналов может быть эффективным в сетях доступа при организации двухсторонней связи на одной длине волны [20]. Так как в сетях доступа стремятся использовать более экономичное оборудование, то желательно низкочастотные поднесущие каналы зарезервировать для направления передачи сигналов, исходящих от

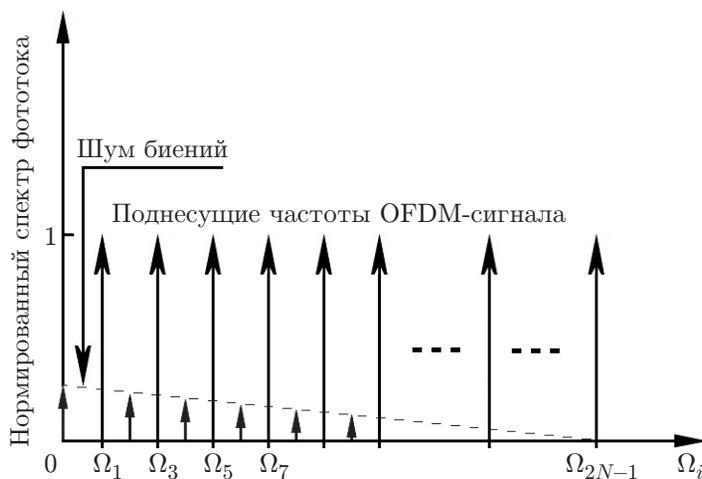


Рис. 6. Спектр фототока на выходе фотодиода при канальных частотах с нечётными индексами

пользователей, что обусловлено ограниченностью полосы пропускания оптических модуляторов пользовательского класса. А в направлении передачи сигналов к пользователям необходимо применять более широкополосный оптический модулятор для передачи высокочастотных поднесущих каналов.

Таким образом, отличиями предложенного метода от метода передачи многопозиционных сигналов без компенсации шума биений и с защитной полосой между несущей и OFDM-сигналом, который не позволяет использовать экономичное оборудование, работающее в низкочастотной области спектра, являются:

- защитная полоса распределяется между каналами, и шум биений попадает в эти полосы — становится возможным использование низкочастотного спектра;
- возможно использование многопозиционных или других спектрально эффективных форматов модуляции в каналах, что многократно увеличивает битовую скорость передачи информации при заданных канальных полосах, поскольку шумы биения не попадают в каналы.

**Заключение.** На основании теоретических выкладок и компьютерного моделирования получены выражения для оценки среднеквадратического отклонения шума биений при использовании многопозиционных сигналов. Исследование показало, что на квадратурных плоскостях сигнала шумы биений проявляются в виде случайных функций с нормальным законом распределения амплитуд. Среднее значение шумов биений, которое наблюдается на битовом интервале времени, стремится к нулю. Выведена универсальная формула для расчёта нормированного среднеквадратического отклонения шума биений, попадающего в каналы. Показано, что спектральное распределение шума биений сконцентрировано в низкочастотной части спектра и особо опасно для первых по частоте каналов. Для устранения попадания шума биений в полосы каналов предложен простой метод выбора частот каналов таким образом, чтобы шум биений попадал в защитные диапазоны, организованные между каналами.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Li Z., Erkilinc M. S., Shi K. et al. Spectrally efficient 168 Gb/s/λ WDM 64-QAM single-sideband nyquist-subcarrier modulation with Kramers–Kronig direct-detection receivers // Journ. Lightwave Technol. 2018. **36**, N 6. P. 1340–1346.

2. **Randel S., Pileri D., Chandrasekhar S. et al.** 100-Gb/s discrete-multitone transmission over 80-km SSMF using single-sideband modulation with novel interference-cancellation scheme // Proc. of the Europ. Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2015). Valencia, Spain, 27 Sept. – 01 Oct., 2015. Paper Mo.4.5.2.
3. **Erkiling M. S., Pachnicke S., Griesser H. et al.** Performance comparison of single-sideband direct detection Nyquist-subcarrier modulation and OFDM // Journ. Lightwave Technol. 2015. **33**, N 10. P. 2038–2046.
4. **Khwandah S. A., Cosmas J. P., Glover I. A. et al.** Direct and external intensity modulation in OFDM RoF links // IEEE Photon. Journ. 2015. **7**, N 4. P. 1–10.
5. **Варданын В. А.** Исследование пассивных оптических сетей доступа следующего поколения с частотным разделением каналов в оптическом и радиодиапазонах: Дис. ... д-ра техн. наук. Новосибирск: СибГУТИ, 2019. 353 с.
6. **Варданын 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.
7. **Варданын В., Шувалов В.** Качество передачи в сетях доступа однополосных оптических канальных сигналов с разными форматами модуляции // Первая миля. 2018. № 8. С. 78–85.
8. **Беллами Дж.** Цифровая телефония. М.: Эко-Трендз, 2004. 640 с.
9. **Варданын В. А.** Аппроксимирующие формулы для оценки отношения сигнал/шум при оптической внешней модуляции излучения многоканальным частотно-разделённым сигналом // Вестн. СибГУТИ. 2020. № 1. С. 20–29.
10. **Hui R., Zhu B., Huang R. et al.** Subcarrier multiplexing for high-speed optical transmission // IEEE Journ. Lightwave Technol. 2002. **20**, N 3. P. 417–427.
11. **Gutierrez F. A., Perry P., Smyth F. et al.** Impact of band rejection in multichannel broadband subcarrier multiplexing // IEEE/OSA Journ. Opt. Commun. Networking. 2015. **7**, N 4. P. 248–252.
12. **Варданын В. А.** Физические основы оптики: Учебное пособие. С.-Пб.: Издательство "ЛАНЬ", 2018. 272 с.
13. **Marcuse D.** Derivation of analytical expressions for the bit-error probability in lightwave systems with optical amplifiers // IEEE Journ. Lightwave Technol. 1990. **8**, N 12. P. 1816–1823.
14. **Варданын В. А.** Имитационное моделирование процесса передачи OFDM сигналов по дисперсионному волоконно-оптическому тракту // Т-сomm: Телекоммуникации и Транспорт. 2017. **11**, № 11. С. 18–24.
15. **Schmidt B. J. C., Lowery A. J., Armstrong J.** Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM // Journ. Lightwave Technol. 2008. **26**, N 1. P. 196–203.
16. **Rottenberg F., Nguyen T.-H., Gorza S.-P. et al.** Advanced chromatic dispersion compensation in optical fiber FBMC-OQAM systems // IEEE Photon. Journ. 2017. **9**, N 6. P. 1–10.
17. **Barry J. R., Lee E. A., Messerschmitt D. G.** Digital communication. New York.: Springer, 2004. 838 p.
18. **Agrawal G. P.** Lightwave technology: Telecommunication systems. Hoboken, USA: Wiley-Interscience, 2005. 480 p.
19. **ITU-T Recommendation** Series G, Supplement 39 (02/2016). URL: [https://www.itu.int/rec/dologin\\_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.Sup39-201602-I!!PDF-E&type=items](https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.Sup39-201602-I!!PDF-E&type=items). (дата обращения: 07.11.2019).

20. **Варданян В. А.** Оценка пропускной способности пассивной оптической сети доступа с частотным разделением поднесущих каналов // Электросвязь. 2017. № 7. С. 61–66.
21. **Li Z., Erkiñç M. S., Shi K. et al.** SSBI mitigation and the Kramers–Kronig scheme in single-sideband direct-detection transmission with receiver-based electronic dispersion compensations // Journ. Lightwave Technol. 2017. **35**, N 10. P. 1887–1893.
22. **Li Z., Erkiñç M. S., Bouziane R. et al** Simplified DSP-based signal-signal beat interference mitigation for direct-detection subcarrier modulation // Optical Fiber Communication (OFC) Conference. Anaheim, USA, March 20–24, 2016. Paper W1A.3.
23. **Li Z., Erkiñç M. S., Pachnicke S. et al.** Signal-signal beat interference cancellation in spectrally-efficient WDM direct-detection Nyquist-pulse-shaped 16-QAM subcarrier modulation // Opt. Express. 2015. **23**, N 18. P. 23694–23709.
24. **Zhang X., Li J., Li Z.** SSBI cancellation method for IMDD-OFDM system with a single photodiode // Proc. of the Progress in Electromagnetics Research Symposium. Guangzhou, China, Aug. 25–28, 2014. P. 2719–2722.

*Поступила в редакцию 07.11.2019*

*После доработки 16.12.2019*

*Принята к публикации 18.12.2019*

---