

УДК 621.391.1

## ВЛИЯНИЕ ФАЗОВОГО ШУМА НА OFDM-СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

*А. А. Мальцев, Р. О. Масленников, А. В. Хоряев*

Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

В работе рассматривается влияние фазового шума на OFDM-системы передачи данных. Показано, что шум неортогональности между поднесущими, возникающий вследствие воздействия фазовых флуктуаций на OFDM-систему связи, может быть представлен состоящим из двух компонент, одна из которых имеет равномерное распределение по всем поднесущим, а другая обладает неравномерным частотно-селективным распределением, определяемым передаточной функцией канала связи. Таким образом, суммарное распределение шума неортогональности является частотно-селективным, с большей мощностью, сосредоточенной на более сильных поднесущих. Показано, что влияние фазового шума на OFDM-систему передачи в частотно-селективных каналах связи является относительно более слабым, чем в плоских каналах без временной дисперсии.

### ВВЕДЕНИЕ

Ортогональное частотное уплотнение, или OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), является современной схемой модуляции, обеспечивающей эффективную передачу сигналов в многолучевых частотно-селективных каналах связи [1]. При формировании OFDM-сигнала передаваемые данные модулируют не временные отсчеты сигнала, а используются для модуляции множества (до нескольких тысяч) отдельных поднесущих. При этом для получения временной реализации сигнала на передатчике эффективно используется обратное быстрое преобразование Фурье. К получаемому таким образом OFDM-символу во временной области добавляется циклический префикс (защитный интервал) с длиной, равной предполагаемой максимальной задержке переотраженных сигналов в канале связи. Многолучевое распространение в канале связи приводит к взаимной интерференции отдельных временных отсчетов OFDM-сигнала. Однако это не создаёт интерференции между его поднесущими, получаемыми на приёмнике путём прямого быстрого преобразования Фурье от принимаемого OFDM-символа, если во временной области в интервал взятия быстрого преобразования Фурье не попадают отсчеты от разных OFDM-символов. Последнего удастся избежать путём применения защитного интервала, добавляемого в передаваемый сигнал на передатчике и отбрасываемого на приёмном конце линии связи. Поэтому влияние частотно-селективного канала на поднесущие OFDM-символа сводится к эквивалентному умножению передаваемых на них сигнальных отсчетов на соответствующие комплексные коэффициенты частотной передаточной функции канала связи и не приводит к взаимной интерференции. Высокая эффективность OFDM-модуляции при работе в многолучевых частотно-селективных каналах связи обеспечила её применение в большинстве современных широкополосных систем беспроводной связи, включая локальные сети передачи данных Wi-Fi, системы беспроводного доступа в Интернет WiMAX и системы цифрового телевидения DVB-T.

В то же время OFDM-системам связи также присущ ряд недостатков по сравнению с традиционной модуляцией на одной несущей частоте. В силу сложной структуры OFDM-символов такие системы являются более чувствительными к различным искажениям сигнала: нелинейным искажениям усилителя мощности, частотной расстройке гетеродинов передатчика и приёмника, флуктуациям фазы (фазовым шумам) этих генераторов, шумам квантования аналого-цифрового преобразователя приёмника и др.

Исследования показывают, что фазовые шумы гетеродинов передатчика и приёмника оказывают наибольшее воздействие на OFDM-системы связи, которое может ограничить применение OFDM-модуляции. В связи с этим влияние фазового шума на OFDM-системы связи активно изучалось в течение последних десяти лет (см., например, [2–9]). В большинстве исследований влияние фазового шума на OFDM-системы связи рассматривалось только для канала распространения сигналов без временной дисперсии, имеющего равномерную частотную характеристику во всей полосе OFDM-сигнала (частотно-плоский канал). Использование данного предположения позволило получить важные аналитические результаты [2, 3], объясняющие механизмы влияния фазового шума на OFDM-системы связи. Однако подавляющее большинство современных беспроводных систем связи работает в условиях многолучевых частотно-селективных каналов связи. Поэтому рассмотрение влияния фазового шума на OFDM-системы передачи данных в этих практически наиболее важных условиях представляется весьма актуальным.

В данной работе выполнен детальный анализ механизмов влияния фазового шума для случая частотно-селективного канала связи и показано, что воздействие фазового шума на OFDM-систему в частотно-селективном канале связи может существенно отличаться от случая частотно-плоского канала. В силу сложности задачи этот анализ выполнялся путём численного моделирования взаимного шума неортогональности (интерференции) между поднесущими, возникающего в OFDM-системе из-за фазовых флуктуаций гетеродинов, и расчёта на этой основе вероятности битовых ошибок.

В качестве параметров OFDM-системы были взяты характерные параметры перспективных OFDM-систем связи с частотным диапазоном 60 ГГц, для которого, вследствие высокой несущей частоты сигнала и связанного с этим высокого уровня фазового шума, рассматриваемая проблема является особенно актуальной.

## 1. МОДЕЛЬ OFDM-СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Блок-диаграмма модели OFDM-системы передачи данных, работающей в частотно-селективном канале связи, и подвергающейся воздействию фазового шума, изображена на рис. 1. На рис. 1а показано формирование OFDM-символов в частотной области, их преобразование во временную область с помощью обратного быстрого преобразования Фурье, воздействие частотно-селективного канала передачи данных, фазового шума и аддитивного теплового шума, а также переход в частотную область с помощью прямого быстрого преобразования Фурье. Эквивалентная блок-диаграмма OFDM-системы передачи данных в частотной области представлена на рис. 1б. Модель OFDM-системы связи, показанная на рис. 1, не включает явно блоки переноса сигнала с видеочастоты на частоту несущей на передатчике и обратный перенос с несущей частоты на видеочастоту в приёмнике. Однако модель учитывает фазовые флуктуации генераторов несущей частоты как дополнительный мультипликативный источник шума. Фазовый мультипликативный шум добавляется в модели только на приёмном конце, при этом характеристики этого источника шума учитывают фазовые флуктуации как передающего, так и приёмного генераторов несущей частоты. Другие шумовые воздействия на OFDM-систему связи моделируются как аддитивный белый гауссовский шум, добавляемый к передаваемому сигналу только на приёмной стороне.

Заметим также, что на блок-диаграммах, изображённых на рис. 1, представлены только те этапы преобразования сигнала в OFDM-системе связи, которые важны для изучения характеристик влияния фазового шума. Блоки модуляции и демодуляции отдельных поднесущих, выравнивания в частотной области сигнала, а также блоки помехоустойчивого кодирования и декодирования, присутствующие в реальных OFDM-системах связи, не изображены на рис. 1. Однако влияние

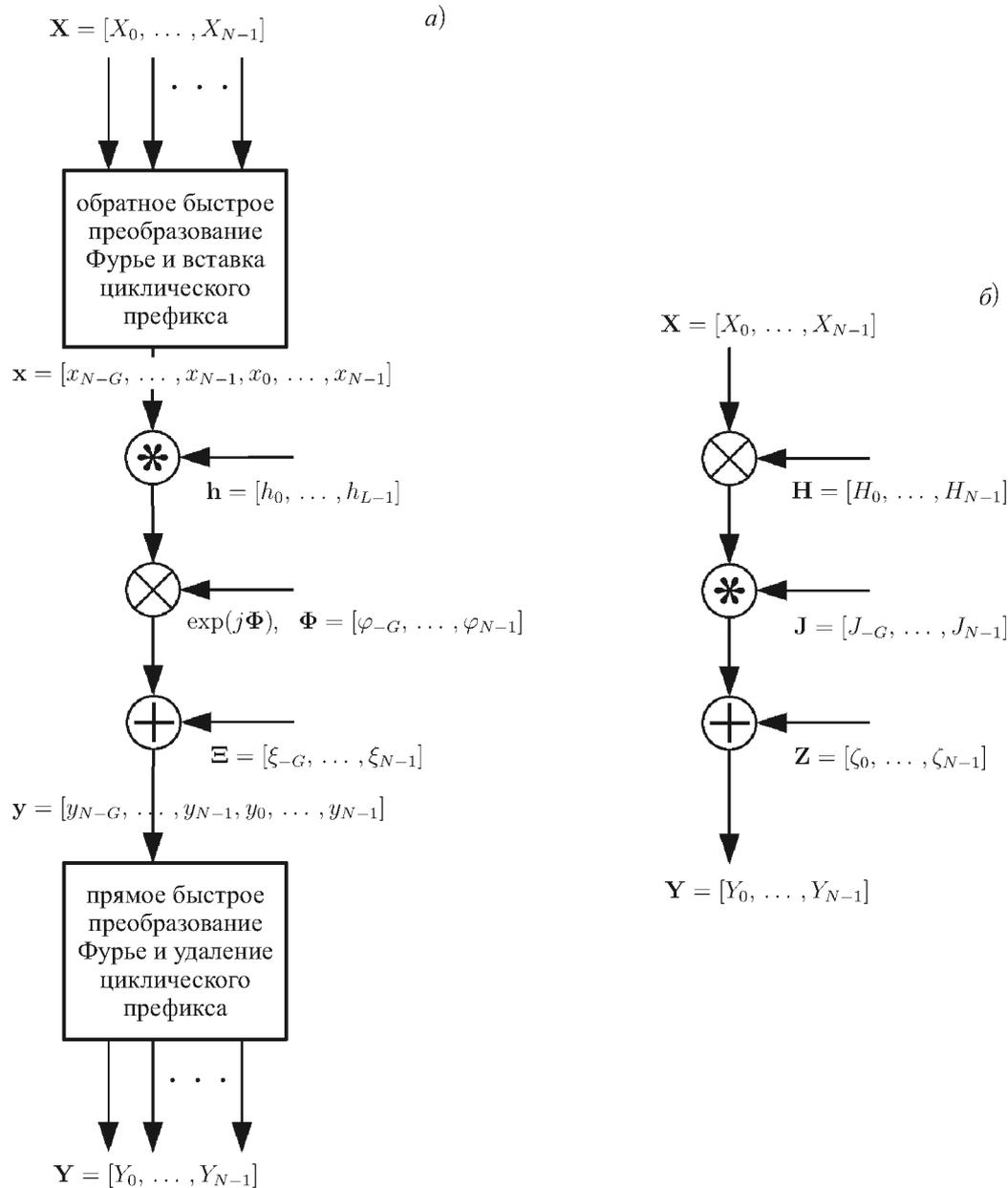


Рис. 1. Блок-диаграмма OFDM-системы передачи данных, подверженной воздействию фазового шума генераторов несущей частоты: (а) — временная область, (б) — частотная

этих блоков преобразования сигналов учитывалось при численном моделировании, проводимом для анализа характеристик OFDM-системы передачи данных.

Как видно из представленной модели (см. рис. 1), в OFDM-системе связи передача данных осуществляется блоками из  $N$  отсчётов, образующих один OFDM-символ. Набор из  $N$  комплексных отсчётов  $\mathbf{X} = [X_0, \dots, X_{N-1}]^T$  используется для параллельной модуляции  $N$  ортогональных поднесущих в частотной области (здесь индекс T обозначает транспонирование). Вектор  $\mathbf{X}$  включает в себя поднесущие, используемые для передачи данных, пилотные поднесущие, позволяющие осуществлять подстройку частот и фаз генераторов несущей и тактирующей частот во время приёма пакета данных, а также нулевые поднесущие, где сигнал не передаётся, и которые исполь-

зуются для формирования требуемого спектра сигнала, путём организации защитных частотных интервалов на краях используемой частотной полосы. Для передачи данных на соответствующих поднесущих, как правило, используется квадратурно-амплитудная модуляция.

Вектор временных отсчётов OFDM-символа  $\mathbf{x} = [x_{N-G}, \dots, x_{N-1}, x_0, \dots, x_{N-1}]^T$  (см. рис. 1а) формируется путём обратного быстрого преобразования Фурье от  $\mathbf{X}$  и добавления циклического префикса с размером  $G$ . Эффект прохождения через многолучевой частотно-селективный канал описывается как свёртка передаваемого сигнала  $\mathbf{x}$  с импульсной переходной характеристикой канала связи  $\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{L-1}]^T$ . Фазовый шум  $\exp(j\Phi)$ ,  $\Phi = [\varphi_{-G}, \dots, \varphi_{N-1}]^T$  добавляется к передаваемому сигналу как дополнительная мультипликативная составляющая, а тепловой шум  $\Xi = [\xi_{-G}, \dots, \xi_{N-1}]^T$  как дополнительная аддитивная составляющая. На приёмном конце системы связи у принятого временного сигнала  $\mathbf{y} = [y_{N-G}, \dots, y_{N-1}, y_0, \dots, y_{N-1}]^T$  удаляются отсчёты, соответствующие циклическому префиксу и  $N$ -точечное прямое быстрое преобразование Фурье используется для преобразования принятых отсчётов в сигнал в частотной области  $\mathbf{Y} = [Y_0, \dots, Y_{N-1}]^T$ , который далее выравнивается, демодулируется и декодируется для восстановления переданной информации.

Эквивалентно в частотной области (см. рис. 1б) сигнал  $Y_k$ , принимаемый OFDM-системой на  $k$ -й поднесущей, может быть записан как:

$$Y_k = X_k H_k J_0 + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l H_l J_{k-l} + \zeta_k, \quad (1)$$

где  $\mathbf{H} = [H_0, \dots, H_{N-1}]^T$ ,  $\mathbf{J} = [J_0, \dots, J_{N-1}]^T$  и  $\mathbf{Z} = [\zeta_0, \dots, \zeta_{N-1}]^T$  — преобразования Фурье (спектры) от переходной импульсной характеристики  $\mathbf{h}$ , реализаций фазового шума  $\exp(j\Phi)$  и теплового шума  $\Xi$ , которые вычисляются в соответствии с выражениями

$$H_i = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{L-1} h_n \exp(-j 2\pi n i / N); \quad J_i = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j\varphi_n) \exp(-j 2\pi n i / N);$$

$$\zeta_i = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n \exp(-j 2\pi n i / N). \quad (2)$$

Из рис. 1б и уравнения (1) видно, что прохождение OFDM-сигнала через многолучевой канал (с учётом добавления и последующего отбрасывания циклического префикса) описывается в частотной области как умножение вектора переданных сигналов  $\mathbf{X}$  на коэффициенты передачи канала  $\mathbf{H}$ . Результат далее циклически сворачивается со спектром реализации фазового шума  $\mathbf{J}$ , к которому добавляется реализация аддитивного белого гауссовского шума  $\mathbf{Z}$ . Заметим, что свойства аддитивного белого гауссовского шума после выполнения преобразования Фурье не меняются, и его воздействие эквивалентно во временной и частотной областях. Однако свёртка принятого OFDM-сигнала со спектром реализации фазового шума  $\mathbf{J}$  приводит к нарушению ортогональности между поднесущими и возникновению между ними интерференции, или шума неортогональности, который описывается членом  $S_c = \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l H_l J_{k-l}$  в правой части уравнения (1). При этом коэффициент  $J_0$  приводит к одинаковому искажению (повороту) всех поднесущих одного OFDM-символа, известному как общая фазовая ошибка. Для малых изменений фазы данный коэффициент может быть вычислен как функция комплексной экспоненты среднего набега фазы на длине OFDM-символа:

$$J_0 \approx \exp(j\bar{\varphi}); \quad \bar{\varphi} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \varphi_i. \quad (3)$$

Таблица 1. Параметры OFDM-системы связи

Параметр	Значение
Частота дискретизации	2 508 МГц
Размерность преобразования Фурье $N$	512
Расстояние между поднесущими	4,9 МГц
Циклический префикс	$1/8 = 64$ отсчёта
Длина символа (без циклического префикса)	204 нс
Число активных поднесущих (для передачи данных + пилотные сигналы)	$352 = 336 + 16$

При приёме OFDM-символа эта общая для всех поднесущих фазовая ошибка  $\bar{\varphi}$  может быть определена при помощи пилотных сигналов и скомпенсирована на каждом OFDM-символе.

Параметры OFDM-системы, использованные в настоящей работе для численного моделирования, приведены в табл. 1. Как отмечалось выше, выбранные значения параметров сигналов являются типичными для персональных и локальных систем передачи данных, работающих в диапазоне частот 60 ГГц.

## 2. МОДЕЛЬ ФАЗОВОГО ШУМА

Исследованию фазовых шумов в различных генераторах радиосигналов посвящено большое число работ (см., например, [10–12]). В настоящей работе использовалась следующая модель спектральной плотности мощности фазового шума спектральной линии генератора, широко применяемая для анализа современных систем связи [13]:

$$S(f) = S(0) \frac{1 + (f/f_z)^2}{1 + (f/f_p)^2}, \quad (4)$$

где  $f$  — частотная отстройка от несущей частоты генератора, а параметры  $S(0)$ ,  $f_z$  и  $f_p$  задают форму зависимости спектральной плотности мощности фазового шума, определяя соответственно её величину на нулевой отстройке  $S(0)$ , а также частотные отстройки нуля  $f_z$  и полюсы  $f_p$  характеристики  $S(f)$ .

Для удобства описания набор из трёх параметров  $\{S(0), f_z, f_p\}$ , задающий конкретную форму спектральной плотности мощности фазового шума в модели (4), был заменён на эквивалентный набор из трёх параметров  $\{S(0), S(f = 1 \text{ МГц}), S(f = \infty)\}$ . Параметр  $S(f = 1 \text{ МГц})$  имеет смысл спектральной плотности мощности фазового шума на частотной отстройке 1 МГц, а параметр  $S(f = \infty)$  — спектральной плотности мощности фазового шума при больших частотных отстройках (величины «шумового плато»).

Спектральные плотности мощности двух моделей фазового шума — МФШ1 и МФШ2, рассматриваемых в настоящей работе и соответствующих двум наборам параметров:  $\{S(0) = 80 \text{ дБн/Гц}, S(f = 1 \text{ МГц}) = -85 \text{ дБн/Гц}, S(f = \infty) = -120 \text{ дБн/Гц}\}$  для МФШ1 и  $\{S(0) = 80 \text{ дБн/Гц}, S(f = 1 \text{ МГц}) = -92 \text{ дБн/Гц}, S(f = \infty) = -120 \text{ дБн/Гц}\}$  для МФШ2 показаны на рис. 2 (кривые 1 и 2 соответственно). Как видно из рис. 2, модели МФШ1 и МФШ2 имеют одинаковое шумовое плато на частотах больше  $10^8$  Гц и одинаковые значения спектральной плотности мощности на низких частотах менее  $10^5$  Гц. Однако для частотных отстроек от примерно  $10^5$  до  $10^8$  Гц модель МФШ2 имеет спектральную плотность мощности фазового шума на  $7 \div 8$  дБ меньшую, чем модель МФШ1. Параметры модели МФШ1 были получены на основе анализа экспериментальных данных для интегрированного приёмопередатчика, приведённых в работе [14], а

модель МФШ2 была построена авторами на основе собственных экспериментальных измерений специально спроектированного генератора для диапазона 60 ГГц.

Следует отметить, что при анализе влияния фазового шума в исследуемой модели системы связи рассматривался только фазовый шум генератора приёмника (см. рис. 1). Для упрощённого учёта совокупного влияния фазовых шумов генераторов на приёмном и передающем концах линии связи спектральная плотность мощности фазового шума генератора приёмника в моделях МФШ1 и МФШ2 была увеличена относительно экспериментально измеренных спектральных плотностей мощности на 3 дБ.

### 3. ВЛИЯНИЕ КОМПЕНСАЦИИ ОБЩЕЙ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ НА ОДНОМ OFDM-СИМВОЛЕ

Как было отмечено выше, OFDM-системы связи осуществляют передачу пилотных поднесущих, значения которых известны на приёмном конце линии связи и используются для слежения за фазовыми и частотными расстройками между генераторами несущей частоты передатчика и приёмника и их компенсации на приёмной стороне. Таким образом, общая фазовая ошибка  $J_0$  на каждом OFDM-символе может быть достаточно точно оценена и скомпенсирована. При этом быстрые флуктуации фазы в течение периода одного OFDM-символа не могут быть устранены и приводят к возникновению шума неортогональности (интерференции) между поднесущими OFDM-символа.

Для иллюстрации влияния компенсации общей фазовой ошибки на рис. 2 показаны спектральные плотности мощности фазового шума для моделей МФШ1 и МФШ2 до (кривые 1 и 2) и после (кривые 3 и 4) компенсации общей фазовой ошибки. Из рис. 2 видно, что применение алгоритмов компенсации общей фазовой ошибки в OFDM-системе связи позволяет устранить низкочастотные составляющие фазового шума вплоть до частоты, соответствующей периоду одного OFDM-символа (в нашем случае  $1/204,15 \text{ нс} = 4,9 \text{ МГц}$ ). Однако спектральная плотность мощности фазового шума для частот выше частоты следования OFDM-символов остаётся практически неизменной. Таким образом, после компенсации общей фазовой ошибки форма спектральной плотности мощности остаточного фазового шума имеет резонансный вид и может быть условно представлена двумя составляющими: шумовым плато (плоской спектральной плотности мощности с уровнем  $-120 \text{ дБн/Гц}$ ) и резонансной областью (выше уровня спектральной плотности мощности  $-120 \text{ дБн/Гц}$ ).

### 4. СВОЙСТВА ШУМА НЕОРТОГОНАЛЬНОСТИ ДЛЯ СЛУЧАЯ ОДНОЙ АКТИВНОЙ ПОДНЕСУЩЕЙ

Для исследования механизма влияния фазового шума на OFDM-систему связи исследуем сначала более подробно генерацию шума неортогональности, вызванного флуктуациями фазы

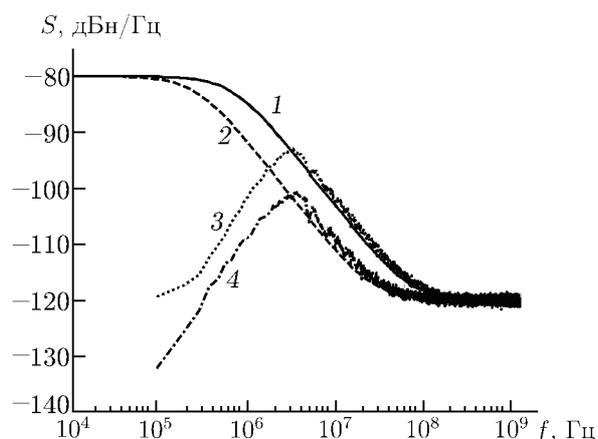


Рис. 2. Спектральная плотность мощности фазового шума для МФШ1 и МФШ2 до (кривая 1 соответствует МФШ1, кривая 2 — МФШ2) и после (кривая 3 соответствует МФШ1, кривая 4 — МФШ2) компенсации общей фазовой ошибки

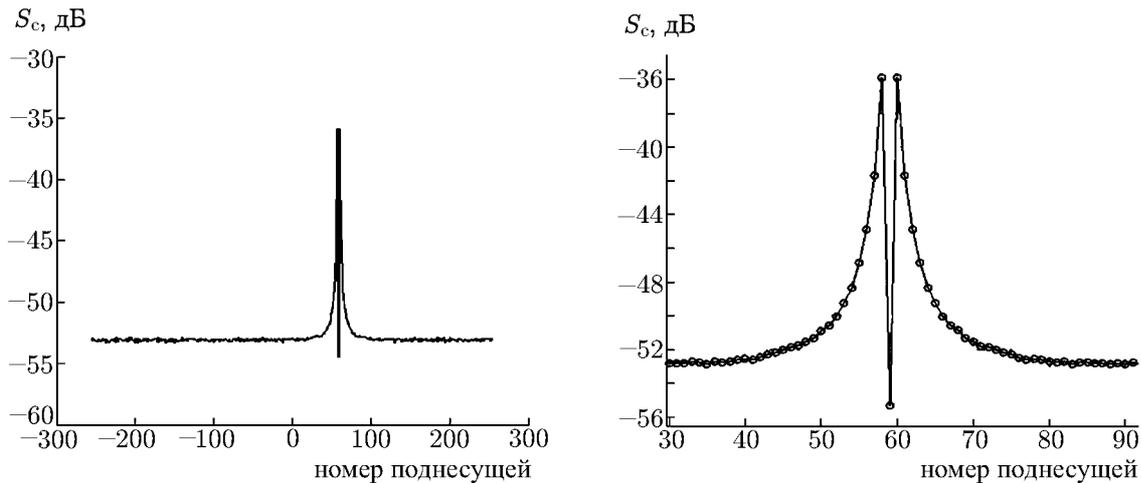


Рис. 3. Спектральная плотность мощности шума неортогональности для случая OFDM-системы с одной активной поднесущей в разных масштабах

одной активной поднесущей. На рис. 3 показана спектральная плотность мощности шума неортогональности, действующего на соседние поднесущие в OFDM-системе с одной активной (включённой) поднесущей (т. е. когда передача информационных или пилотных сигналов по другим поднесущим не осуществляется). Спектральная плотность мощности, приведённая на рис. 3, была получена путём прямого численного моделирования OFDM-системы, приведённой на рис. 1 в соответствии с уравнением (2). Параметры OFDM-системы взяты в соответствии с табл. 1, и использовалась модель фазового шума МФШ2. На каждом OFDM-символе, как и в реальном приёмнике, проводилась оценка и компенсация общей фазовой ошибки. Мощность полученного шума неортогональности измерялась относительно мощности активной поднесущей.

Поскольку в OFDM-системе использовалась только одна активная поднесущая, то представленная на рис. 3 характеристика является спектральной плотностью мощности реализаций фазового шума  $\exp(j\Phi)$ , которая может быть найдена как среднее значение от квадрата модуля мгновенного спектра фазового шума  $\mathbf{J}$ , дополнительно учитывая влияние компенсации общей фазовой ошибки.

Спектральная плотность мощности шума неортогональности в случае одной активной поднесущей (см. рис. 3) позволяет сделать следующие выводы:

Во-первых, фазовый шум практически не влияет на саму активную поднесущую, т. к. это влияние устраняется компенсацией общей фазовой ошибки, убирающей слагаемое с  $J_0$  из правой части уравнения (1). Таким образом, влияние шума неортогональности на рассматриваемую активную поднесущую может происходить только через воздействие от других активных поднесущих.

Во-вторых, из рис. 4 можно видеть, что форма спектральной плотности мощности шума неортогональности для случая одной активной поднесущей близки по форме со спектральной плотностью мощности фазового шума после компенсации общей фазовой ошибки, показанной на рис. 3 (с учётом того, что спектральная плотность мощности фазового шума на рис. 2 является односторонней и непрерывной функцией, а на рис. 3 — симметричной двухсторонней и дискретной характеристикой).

В-третьих, из рис. 4 следует, что фазовый шум из резонансной области спектральной плотности мощности (см. рис. 3) влияет только на ближайшие поднесущие по отношению к рассматриваемой активной поднесущей. Результаты численного моделирования показывают, что для

рассматриваемой модели МФШ2 на две ближайшие поднесущие приходится 60 % шума неортогональности, вызванного резонансной областью. На следующие две поднесущие приходится ещё 20 % данного компонента шума неортогональности, а мощность шума неортогональности, вызванного резонансной областью для всех остальных поднесущих, составляет лишь оставшиеся 20 % от его общей мощности.

Напротив, фазовый шум из области шумового плато спектральной плотности мощности (см. рис. 2) воздействует на все поднесущие (кроме активной) равномерно. Для инженерных расчётов мощность шума неортогональности, обусловленного шумовым плато спектральной плотности мощности фазового шума, может быть приближённо определена как произведение величины шумового плато ( $-120$  дБн/Гц) на частотное расстояние между поднесущими (4,9 МГц) и для рассматриваемого случая равняется приблизительно  $-53,1$  дБ по отношению к мощности активной поднесущей. Эта величина очень хорошо согласуется с результатами строгого численного моделирования OFDM-системы, представленными на рис. 3.

## 5. ВЛИЯНИЕ ФАЗОВОГО ШУМА НА OFDM-СИСТЕМУ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ЧАСТОТНО-ПЛОСКОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

В настоящем разделе приведены результаты, полученные для случая частотно-плоского канала связи, т. е. при отсутствии многолучевого распространения, когда импульсная переходная характеристика  $\mathbf{h}$  является дельта-функцией, что соответствует одинаковому коэффициенту передачи для всех поднесущих передаточной характеристики  $\mathbf{H}$ . На каждом OFDM-символе проводилась оценка и компенсация общей фазовой ошибки. Мощность шума неортогональности измерялась относительно мощности одной активной поднесущей.

На рис. 4 показана спектральная плотность мощности шума неортогональности между поднесущими для OFDM-системы связи с размерностью быстрого преобразования Фурье, равной 512, в которой активны 352 поднесущие (в соответствии с параметрами, указанными в табл. 1). Спектральная плотность мощности шума неортогональности показана для двух моделей фазового шума МФШ1 и МФШ2.

Из анализа кривых, приведённых на рис. 4, можно сделать вывод, что и в случае многих активных поднесущих мощность шума неортогональности также может быть представлена состоящей из компонент, обусловленных резонансной областью и областью шумового плато спектральной плотности мощности фазовых флуктуаций. При этом следует учитывать, что шум неортогональности, вызванный резонансной областью кривой спектральной плотности мощности фазового шума, пропорционален мощности сигнала, передаваемого на ближайших (по отношению к анализируемой) активных поднесущих. В свою очередь, шум неортогональности, обусловленный областью шумового плато, одинаково воздействует на все поднесущие и пропорционален общей мощности OFDM-сигнала во всей частотной полосе.

Таким образом, нулевые поднесущие (на которых сигналы не передаются), находящиеся на

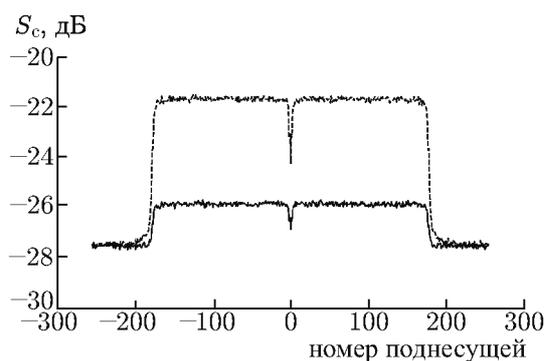


Рис. 4. Спектральная плотность мощности шума неортогональности для OFDM-системы в частотно-плоском канале связи для моделей фазового шума МФШ1 (штриховая линия) и МФШ2 (сплошная линия)

расстоянии более нескольких поднесущих от ближайших активных поднесущих, подвержены влиянию только фазовых флуктуаций из области шумового плато. Уровень шума неортогональности на этих поднесущих определяется только уровнем шумового плато. Это подтверждается равенством мощностей шума неортогональности на нулевых поднесущих для обеих моделей фазового шума МФШ1 и МФШ2, которые (см. рис. 3) имеют одинаковую величину шумового плато, но разные резонансные области спектральной плотности мощности фазового шума. Величина шума неортогональности, обусловленного шумовым плато, может быть приближённо рассчитана как произведение величины шумового плато ( $-120$  дБн/Гц), расстояния между поднесущими в частотной области ( $4,9$  МГц) и количества активных поднесущих ( $352$ ). Получаемая таким образом величина  $-27,9$  дБ (относительно мощности одной поднесущей) хорошо согласуется с результатами строгого численного моделирования, показанными на рис. 4 (уровнем мощности шума неортогональности на нулевых поднесущих на краях спектра OFDM-сигнала).

Модели фазового шума МФШ1 и МФШ2 имеют разные значения спектральной плотности мощности остаточного (после компенсации общей фазовой ошибки) фазового шума в резонансной области, что приводит к разной величине общей мощности шума неортогональности на активных поднесущих, которая составляет  $-21,8$  дБ (относительно мощности одной поднесущей) для МФШ1 и  $-26,0$  дБ для МФШ2, как это видно из кривых, приведённых на рис. 4. Мощность шума неортогональности, обусловленного резонансной областью, может быть определена как разница между общей мощностью шума неортогональности на активных поднесущих и мощностью шума неортогональности, обусловленного шумовым плато. В рассматриваемой OFDM-системе связи мощность шума неортогональности, обусловленного резонансной областью, была определена равной  $-23,1$  дБ для МФШ1 и  $-30,0$  дБ для МФШ2 (см. рис. 3). Таким образом, разница между величинами мощности шума неортогональности, обусловленного резонансной областью, для моделей МФШ1 и МФШ2 составляет около  $7,8$  дБ, что хорошо согласуется с разницей величин спектральной плотности мощности остаточного фазового шума в резонансной области, составляющей от  $7$  до  $8$  дБ в зависимости от частоты отстройки (см. рис. 2).

Основываясь на полученных результатах, мы можем также заключить, что мощность шума неортогональности, обусловленного областью «шумового плато» спектральной плотности мощности фазового шума, не зависит от параметров OFDM-системы (в частности, длины OFDM-символа) и определяется только величиной шумового плато спектральной плотности мощности фазового шума, а также размером общей частотной полосы OFDM-системы. Мощность шума неортогональности, вызванного «резонансной» областью спектральной плотности мощности фазового шума, напротив, зависит от длины OFDM-символа и связанного с ней частотного расстояния между поднесущими OFDM-сигнала. Уменьшение длины OFDM-символа ведёт к сдвигу «резонансной» области спектральной плотности мощности остаточного фазового шума в сторону больших частот и уменьшает мощность возникающего между поднесущими шума неортогональности.

## 6. ВЛИЯНИЕ ФАЗОВОГО ШУМА НА OFDM-СИСТЕМУ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

В предыдущем разделе были рассмотрены механизмы влияния фазового шума на OFDM-систему передачи данных для случая частотно-плоского канала связи. При наличии многолучевого распространения канал связи становится частотно-селективным, т. е. коэффициенты передачи сигнала частотной характеристики канала связи  $H$  становятся различными на различных поднесущих. В данном разделе проводится анализ влияния фазового шума на OFDM-систему передачи данных в частотно-селективном канале связи.

В качестве многолучевой модели канала мы использовали широко известную модель с экспоненциальным временным профилем переходной характеристики. В этой модели канала каждому отсчёту импульсной переходной характеристики соответствует один луч, средняя мощность которого убывает с увеличением времени задержки по экспоненциальному закону. Для нашего исследования показатель экспоненты был выбран равным 3 нс (типичная величина для локальных систем передачи данных в диапазоне 60 ГГц). Амплитуды лучей имели независимые рэлеевские распределения, а фазы лучей — независимые равномерные распределения соответственно.

На рис. 5 показан пример реализации частотной передаточной функции канала связи  $H$  и соответствующие ему величины мощности шума неортогональности для моделей МФШ1 и МФШ2. На каждом OFDM-символе проводилась оценка и компенсация общей фазовой ошибки. Мощность шума неортогональности измерялась относительно мощности одной поднесущей.

Как видно из рис. 5, получаемые распределения мощности шума неортогональности являются частотно-селективными. Причём частотные профили распределений шума неортогональности для моделей МФШ1 и МФШ2 повторяют частотную характеристику канала связи, однако в отличие от самой характеристики канала связи они не имеют глубоких провалов. Распределение мощности шума неортогональности на нулевых поднесущих по краям спектра OFDM-системы является равномерным, и уровень шума неортогональности на нулевых поднесущих равен уровню шума неортогональности в частотно-плоском канале ( $-27,6$  дБ).

Принимая во внимание механизмы влияния фазового шума, рассмотренные в предыдущих разделах, мы можем сделать вывод, что в случае частотно-селективного канала шум неортогональности также представляется состоящим из шума, обусловленного областью шумового плато, и шума, обусловленного резонансной областью спектральной плотности мощности остаточного фазового шума. При этом шум, обусловленный областью шумового плато, также равномерно воздействует на все поднесущие, и его мощность пропорциональна суммарной мощности OFDM-сигнала. Таким образом, свойства шума неортогональности, обусловленного областью шумового плато, не зависят от частотной селективности канала связи, что объясняет одинаковые значения мощности этого шума ( $-27,6$  дБ) для случаев частотно-плоского и частотно-селективного каналов связи, показанных на рис. 5 и 6 соответственно.

Шум неортогональности, обусловленный резонансной областью, воздействует преимущественно на соседние поднесущие по отношению к рассматриваемой активной поднесущей (см. рис. 2). Данный факт объясняет больший уровень шума неортогональности на поднесущих с большей передаточной характеристикой и меньший уровень мощности шума ортогональности на более «слабых» поднесущих. При этом наличие равномерно распределённого шума неортогональности, обусловленного областью шумового плато, маскирует глубокие провалы в частотном распределении совокупного шума неортогональности.

Рассмотренные особенности воздействия фазового шума на OFDM-систему передачи данных

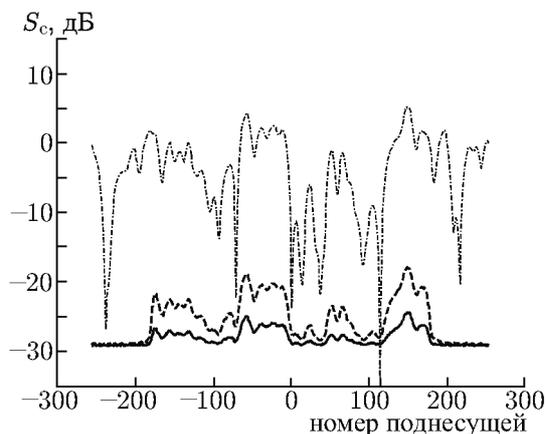


Рис. 5. Пример реализации передаточной характеристики частотно-селективного канала связи (штрих-пунктирная линия) и соответствующие ей величины мощности шума неортогональности между поднесущими OFDM-системы для моделей фазового шума МФШ1 (штриховая линия) и МФШ2 (сплошная линия)

вливают на характеристики вероятности битовой ошибки системы связи, которые анализируются в следующем разделе.

### 7. ВЛИЯНИЕ ФАЗОВОГО ШУМА НА ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВОЙ ОШИБКИ В OFDM-СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Одной из наиболее важных характеристик систем беспроводной связи является зависимость вероятности битовой ошибки  $P_{BER}$  от отношения мощности принимаемого сигнала  $X$  к мощности аддитивного шума  $Z$ .

На рис.6 приведены зависимости  $P_{BER}$  от отношения сигнал-шум для рассматриваемой OFDM-системы связи. Предполагалось, что в системе связи используется 16-позиционная квадратурно-амплитудная модуляция и свёрточное помехоустойчивое кодирование со скоростью кодирования 4/7 (16-КАМ; 4/7). Результаты получены для частотно-плоского канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и рассмотренного частотно-селективного канала с рэлеевским распределением амплитуд лучей (рэлеевского канала). Моделирование OFDM-систем связи проводилось для случая отсутствия фазового шума и наличия фазового шума в соответствии с моделями МФШ1 и МФШ2.

На рис. 7 показаны результаты аналогичного моделирования, при котором, однако, 16-позиционная квадратурно-амплитудная модуляция использовалась совместно со свёрточным помехоустойчивым кодированием с большей скоростью кодирования, равной 4/5 (16-КАМ; 4/5).

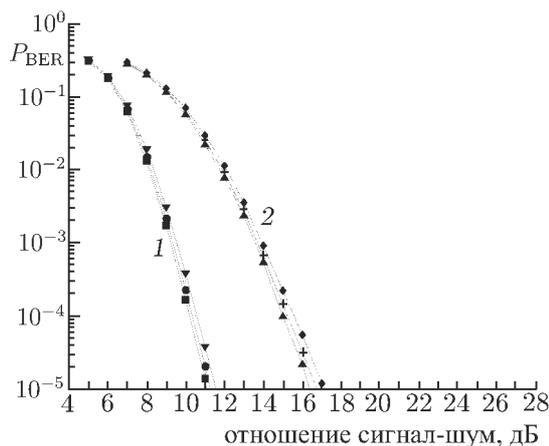


Рис. 6. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум для OFDM-системы связи с модуляцией (16-КАМ; 4/7) для канала с АБГШ и рэлеевского канала в случае отсутствия фазового шума и при наличии фазового шума в соответствии с моделями МФШ1 и МФШ2. Семейство кривых 1 соответствует каналу с аддитивным белым гауссовским шумом (■ — без фазового шума, ▼ — с МФШ1 и компенсацией общей фазовой ошибки, ● — с МФШ2 и компенсацией общей фазовой ошибки), семейство кривых 2 — рэлеевскому каналу (▲ — без фазового шума, ◆ — с МФШ1 и компенсацией общей фазовой ошибки, + — с МФШ2 и компенсацией общей фазовой ошибки)

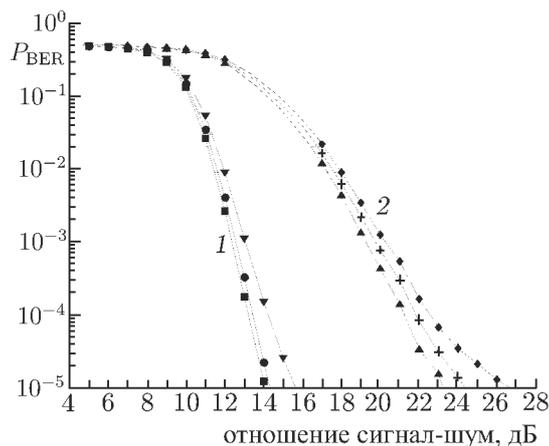


Рис. 7. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум для OFDM-системы радиосвязи с модуляцией (16-КАМ; 4/5) для канала с АБГШ и рэлеевского канала в случае отсутствия фазового шума и при наличии фазового шума в соответствии с моделями МФШ1 и МФШ2. Семейство кривых 1 соответствует каналу с аддитивным белым гауссовским шумом (■ — без фазового шума, ▼ — с МФШ1 и компенсацией общей фазовой ошибки, ● — с МФШ2 и компенсацией общей фазовой ошибки), семейство кривых 2 — рэлеевскому каналу (▲ — без фазового шума, ◆ — с МФШ1 и компенсацией общей фазовой ошибки, + — с МФШ2 и компенсацией общей фазовой ошибки)

Из сравнения результатов моделирования, представленных на рис. 6 и 7, видно, что воздействие фазового шума на OFDM-систему связи приводит к деградации характеристик вероятности битовой ошибки по сравнению со случаем отсутствия фазового шума, причём эта деградация увеличивается с ростом скорости кодирования. Одним из возможных параметров, с помощью которых можно количественно охарактеризовать воздействие фазового шума на OFDM-систему, является величина увеличения отношения сигнал-шум, необходимого для достижения заданного уровня вероятности битовой ошибки, наблюдаемого в отсутствие фазового шума. Данный параметр хорошо подходит для случая сравнения влияния различных моделей фазового шума для одной и той же модели канала связи. Однако этот параметр (величина уменьшения отношения сигнал-шум из-за воздействия фазового шума) не может быть использован при сравнительном анализе воздействия фазового шума для разных моделей канала связи, т. к. достижение заданного уровня вероятности битовой ошибки в различных каналах связи требует различных значений отношения сигнал-шум, что приводит к разным значениям уменьшения отношения сигнал-шум даже при одинаковом воздействии фазового шума (ср. кривые для канала с АБГШ и рэлеевского канала на рис. 6 и 7).

Более подходящим критерием, который позволяет выполнить сравнительный анализ влияния фазового шума для различных моделей канала связи, является эффективная эквивалентная мощность шума неортогональности, которая вычисляется как мощность дополнительного эквивалентного аддитивного белого гауссовского шума, приводящего к той же величине уменьшения отношения сигнал-шум.

В табл. 2 приведены результаты для требуемого отношения сигнал-шум, которое необходимо для достижения  $P_{\text{BER}} = 10^{-5}$  для модуляций (16-КАМ; 4/7) и (16-КАМ; 4/5), моделей фазового шума МФШ1 и МФШ2 в OFDM-системе, работающей в канале с АБГШ и рэлеевском канале. Результаты получены из анализа характеристик, приведённых на рис. 6 и 7. Кроме того, в табл. 2 показаны результаты для уменьшения отношения сигнал-шум, возникающие вследствие влияния рассматриваемых моделей фазового шума, а также соответствующие этому уменьшению эффективные эквивалентные мощности шума неортогональности, вычисленные в дБ относительно мощности OFDM-сигнала.

Приведённые в табл. 2 эффективные эквивалентные мощности шума неортогональности в канале с аддитивным белым гауссовским шумом ( $-20,7$  дБ и  $-19,5$  дБ для МФШ1 и  $-25,7$  дБ и  $-25,8$  дБ для МФШ2) хорошо согласуются со значениями мощности шума неортогональности для активных поднесущих OFDM-системы в частотно-плоском канале, показанными на рис. 4 ( $-21,8$  дБ для МФШ1 и  $-26,0$  дБ для МФШ2). Этот результат подтверждает приблизительную эквивалентность шума неортогональности аддитивному белому гауссовскому шуму той же мощности для случая частотно-плоского канала связи.

Интересно отметить, что из результатов, приведённых в табл. 2 (ср. два последних столбца), следует, что эффективная эквивалентная мощность шума неортогональности в частотно-плоском канале с аддитивным белым гауссовским шумом является на  $4 \div 5$  дБ большей, чем в частотно-селективном рэлеевском канале для всех рассмотренных случаев. Таким образом, результаты численного моделирования воздействия фазового шума на характеристики вероятности битовой ошибки OFDM-системы показывают, что влияние фазового шума на OFDM-системы связи является более сильным в частотно-плоских каналах, чем в частотно-селективных каналах связи. Этот эффект достигается из-за свойств частотной селективности шума неортогональности между поднесущими, возникающего из-за фазового шума. В частотно-селективных каналах связи большая мощность шума неортогональности сосредоточена на более сильных поднесущих OFDM-системы и меньшая мощность — на более слабых поднесущих, влияние которых на вероятность битовой ошибки оказывается наиболее значимым.

Таблица 2. Характеристики уменьшения отношения сигнал-шум для достижения  $P_{\text{BER}} = 10^{-5}$  для канала с АБГШ и рэлеевского канала связи и моделей фазового шума МФШ1 и МФШ2

Модуляция, скорость кодирования и модель фазового шума	Требуемое отношение сигнал-шум для достижения $P_{\text{BER}} = 10^{-5}$ , дБ		Уменьшение отношения сигнал-шум по сравнению по случаю отсутствия фазового шума, дБ		Эффективная эквивалентная мощность шума неортогональности, дБ	
	канал с АБГШ	рэлеевский канал	канал с АБГШ	рэлеевский канал	канал с АБГШ	рэлеевский канал
(16-КАМ; 4/7) – МФШ1	11,55	17,15	0,50	0,60	-20,7	-25,4
(16-КАМ; 4/7) – МФШ2	11,20	16,80	0,15	0,25	-25,7	-29,1
(16-КАМ; 4/5) – МФШ1	15,50	26,30	1,45	3,25	-19,5	-25,8
(16-КАМ; 4/5) – МФШ2	14,30	24,15	0,30	1,10	-25,8	-29,6

## 8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе изучены механизмы влияния фазового шума на OFDM-системы радиосвязи. Показано, что компенсация общей фазовой ошибки, выполняемая в большинстве практических OFDM-систем связи, приводит к устранению влияния низкочастотных компонент фазового шума (с частотами, меньшими частоты следования OFDM-символов). Кроме того, показано, что при рассмотрении одной активной поднесущей компенсация общей фазовой ошибки приводит к практическому устранению влияния фазового шума на данную поднесущую, однако не влияет на мощность шума неортогональности (или интерференции), создаваемого на других поднесущих.

Отмечено, что после компенсации общей фазовой ошибки на каждом OFDM-символе, спектральная плотность мощности остаточного фазового шума может быть условно представлена состоящей из резонансной области и области шумового плато. Компоненты шума неортогональности между поднесущими, обусловленные этими двумя областями фазового шума, имеют различные свойства.

Шум неортогональности, обусловленный областью шумового плато, является равномерным для всех активных и нулевых поднесущих OFDM-системы и может рассматриваться как эквивалентный аддитивному белому гауссовскому шуму. В свою очередь, шум неортогональности, обусловленный резонансной областью спектральной плотности мощности остаточного фазового шума, пропорционален мощности сигнала на соседних поднесущих, и частотная селективность данного типа шума повторяет частотную селективность канала связи. Поэтому совокупный шум неортогональности, вызванный влиянием фазового шума, является равномерно распределённым по активным поднесущим OFDM-символа в частотно-плоском канале связи, но имеет неравномерное распределение в частотно-селективных каналах. В частотно-селективных каналах связи шум неортогональности имеет распределение мощности по частотам, повторяющее передаточную функцию канала связи, однако с менее глубокими провалами, ограниченными равномерно распределённым шумом неортогональности, обусловленным областью шумового плато спектральной плотности мощности фазового шума.

Проведено исследование влияние фазового шума на вероятность битовой ошибки в OFDM-системе связи. Влияние фазового шума оценивалось как мощность аддитивного белого гауссов-

ского шума, воздействие которого было бы эквивалентно воздействию рассматриваемой модели фазового шума. Получено, что для частотно-плоского канала связи мощность эквивалентного аддитивного белого гауссовского шума приблизительно равняется мощности шума неортогональности на активных поднесущих OFDM-символа. Для частотно-селективного канала связи мощность эквивалентного аддитивного белого гауссовского шума была оценена как на 4÷5 дБ меньшая, чем для частотно-плоского канала связи. Более слабое влияние фазового шума в частотно-селективном канале объясняется неравномерным распределением шума неортогональности с большей мощностью этого шума, сосредоточенной на сильных поднесущих, и меньшей мощностью на слабых поднесущих, которые имеют наибольшее влияние на вероятность возникновения битовой ошибки.

Работа выполнена при поддержке федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры современной России» (государственный контракт 02.740.11.0003).

Авторы выражают благодарность А. В. Якимову за интерес к работе и полезные замечания.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Van Nee R. D. J., Prasad N. OFDM for wireless multimedia communications. Artech House. 1999. 260 p.
2. Pollet T., Bladel M. V., Moeneclaey M. // IEEE Trans. Commun. 1995. V. 43, No. 2. P. 191.
3. Мальцев А. А., Рубцов А. Е., Артеменко А. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2007. Т. 50, № 2. С. 169.
4. Robertson P., Kaiser S. // Proc. IEEE Int. Conf. Commun. 1995. P. 1652.
5. Armada A. // IEEE Trans. Broadcasting. 2001. V. 47, No. 2. P. 153.
6. Piazza L., Mandarini P. // IEEE Trans. Commun. 2002. V. 50, No. 10. P. 1696.
7. Wu S., Bar-Ness Y. // IEEE Trans. Commun. 2004. V. 52, No. 11. P. 1988.
8. Schenk T. C. W., Tao X.-J., Smulders P. F. M., Fledderus E. R. // IEEE Commun. Lett. 2005. V. 9, No. 8. P. 682.
9. Petrovic D., Rave W., Fettweis G. // Proc. IEEE Int. Conf. Commun. 2005. P. 2605.
10. Малахов А. Н. Флуктуации в автоколебательных системах. М.: Наука, 1967.
11. Demir A., Mehrotra A., Roychowdhury J. // IEEE Trans. Circuits and Systems. I. 2000. V. 47, No. 5. P. 655.
12. Lee T. H., Hajimiri A. // IEEE J. Solid State Circuits. 2000. V. 35, No. 3. P. 326.
13. Choi C.-S., Shoji Y., Harada H., et al. RF impairment models for 60 GHz-band SYS/PHY simulation: IEEE doc. No. 802.15-06-0477-00-003c.
14. Reynolds S. K., Floyd B. A., Preiffer U. R., et al. // IEEE J. Solid State Circuits. 2006. V. 41, No. 12. P. 2820.

Поступила в редакцию 2 августа 2010 г.; принята в печать 31 августа 2010 г.

### INFLUENCE OF THE PHASE NOISE ON THE OFDM DATA-TRANSFER SYSTEMS

*A. A. Maltsev, R. O. Maslennikov, and A. V. Khoryaev*

In this paper, we discuss the phase-noise influence on the OFDM data-transfer systems. It is shown that nonorthogonality noise among the subcarriers due to the phase-fluctuation influence on the

OFDM communication system can be presented as consisting of two components with one component having uniform distribution over all the carriers and the other one having nonuniform frequency-selective distribution determined by the transfer function of the communication channel. Therefore, the total distribution of the nonorthogonality noise is frequency-selective with large power localized in stronger subcarriers. It is shown that the phase-noise influence on the OFDM communication system in the frequency-selective channels is relatively weaker than that in the plane channels without time dispersion.