

УДК 621.396

Нестеренко Артем Николаевич

ГКОУ ВПО «Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации»

Россия, Орёл¹

Адъюнкт

E-Mail: nesterenkoan84@mail.ru

Математическая модель MIMO-OFDM сигнала

Аннотация. Использование технологий ортогонального частотного (OFDM) и пространственного (MIMO) разнесения в современных беспроводных системах связи широкополосного доступа позволяет достичь увеличения информационной эффективности в условиях многолучевого распространения сигнала и, как следствие, повысить помехоустойчивость рассматриваемых систем. При этом значительное влияние на эффективность помехоустойчивого приема в условиях частотной и временной избирательности каналов оказывает точность фазовой синхронизации и оценивания канальных характеристик. Существующие подходы к моделированию сигнала и оцениванию его параметров имеют либо высокую вычислительную сложность, либо недостаточную точность для использования в MIMO-OFDM (multiple/input multiple/output-orthogonal frequency division multiplexing) системах, характеризующимися высокой чувствительностью к ошибкам синхронизации и оценивания. Представленная в работе математическая модель MIMO-OFDM сигнала, учитывающая частотную и временную избирательность канала связи и условие неполной синхронизации, установленной в приемнике, позволяет повысить точность оценивания коэффициентов передачи канала и смещения частоты несущей на приемной стороне. Основным элементом разработанной модели является комплексная экспоненциальная модель передаточной функции канала, обеспечивающая ограничение базиса разложения коэффициентов передачи в частотной области и длины импульсного отклика во временной области на заданном интервале наблюдения.

Ключевые слова: беспроводная система связи широкополосного доступа; множественный вход множественный выход; мультиплексирование с ортогональным частотным разделением; импульсная характеристика канала; частотная и временная избирательность канала; смещение частоты несущей; синхронизация.

Идентификационный номер статьи в журнале 15TVN414

¹ 302027, Российская Федерация, г. Орёл, ул. Октябрьская, д. 75, кв. 36, тел. +7-915-500-96-85

Введение

Одной из основных тенденций развития современных беспроводных систем связи широкополосного доступа (сети WiFi, WiMAX и LTE) является стремительное распространение таких технологий как OFDM (мультиплексирование сигналов с ортогональным частотным разделением/orthogonal frequency division multiplexing) и MIMO (множественный вход множественный выход/ multiple-input multiple-output). Указанные технологии позволяют достичь увеличения информационной эффективности в условиях многолучевого распространения и, как следствие, обеспечить постоянно растущие потребности пользователей сетей беспроводной связи в высокоскоростных соединениях и специфических мультимедийных сервисах.

В рассматриваемых системах связи параметры канала изменяются во времени, при этом скорость изменения условий распространения сигнала определяет скорость замираний. В условиях плотной городской застройки канал связи характеризуется многолучевостью и отсутствием прямой видимости между передатчиком и приемником. В этом случае огибающая полученного на приемной стороне сигнала может быть статистически описана с помощью релевской функции плотности вероятности, а характер замираний определяется как релевский [1].

Существует множество различных подходов к оцениванию параметров канала. В данной работе объектом исследования являются системы без обратной связи, использующие для оценивания пилот-сигналы (ПС) [2]. При этом с высокой точностью вычисляются значения коэффициентов передачи канала на позициях в частотно-временном ресурсе (ЧВР), где передаются ПС. Затем полученные оценки экстраполируются на соседние информационные позиции. Необходимо отметить, что в рассматриваемых системах связи требуемое качество приема MIMO-OFDM сигнала обеспечивается адаптивным изменением плотности размещения пилот-сигналов (ПРПС) в выделенном частотно-временном ресурсе. Однако увеличение ПРПС приводит к уменьшению спектральной эффективности системы связи.

Существующие подходы к моделированию сигнала и оцениванию его параметров имеют либо высокую вычислительную сложность, либо недостаточную точность для использования в MIMO-OFDM системах, характеризующимися высокой чувствительностью к ошибкам синхронизации и оценивания.

В работе представлена математическая модель MIMO-OFDM сигнала, учитывающая частотную и временную избирательность канала связи, а также условие неполной синхронизации, установленной в приемнике. Данная модель позволяет повысить точность оценивания параметров канала связи и, как следствие, помехоустойчивость системы в целом.

Анализ известных методов оценивания параметров канала

Различные подходы к оцениванию параметров канала с использованием ПС отличаются моделями представления сигналов, процедурами обработки принятых ПС для получения оценок, а также методами экстраполяции.

Наиболее распространенным является метод наименьших квадратов (минимум среднеквадратической ошибки). Следует отметить, что указанный метод предполагает стационарность случайного процесса, что редко достижимо в условиях частотной и временной избирательности канала связи рассматриваемых систем.

Высокую точность оценки параметров канала связи обеспечивают методы совместного оценивания и демодуляции по критерию максимального правдоподобия. В данном случае

требуется полный перебор возможных состояний информационного сигнала, что ведет к значительному увеличению вычислительной сложности и, как следствие, не обеспечивает возможность практической реализации в исследуемых системах связи.

Большое распространение также получили методы оценивания с обратной связью по решению. Принцип работы таких алгоритмов основан на многократной обработке принятого блока, состоящего как из информационных, так и пилот-символов, путем последовательного оценивания и демодуляции [3-5]. На начальном этапе происходит оценивание параметров канала только по ПС, содержащимся в блоке. Затем для каждой несущей и каждого информационного символа в блоке вычисляется оценка этого символа путем демодуляции с использованием оценки канала, полученной на предыдущем шаге. Применение такого подхода позволяет снизить вычислительную сложность по сравнению с оптимальным алгоритмом, основанном на критерии максимального правдоподобия, за счет итерационного использования относительно простых алгоритмов оценивания и демодуляции. Недостатком данного подхода является необходимость обеспечения условий стационарности параметров канала в течение всего блока. При этом, необходимо отметить, алгоритмы с обратной связью по решению представляют собой компромиссный подход с точки зрения баланса между вычислительной сложностью и точностью оценивания.

Наиболее распространенной в современных исследованиях моделью представления сигнала в MIMO-OFDM системах является единая модель процесса и наблюдения [3]:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_i &= \mathbf{C}_i \mathbf{h}_i + \boldsymbol{\eta}_i \\ \mathbf{h}_i &= \alpha \mathbf{h}_{i-1} + \boldsymbol{\xi}_i \end{aligned} \quad (1)$$

где i – индекс OFDM-символа; \mathbf{z}_i – M -мерный вектор комплексных отсчетов принятого сигнала, M – количество поднесущих OFDM-символа; \mathbf{C}_i – действительная диагональная квадратная матрица наблюдения размерности $M \times M$, структура которой определяется расположением пилот-символов внутри OFDM-кадра; \mathbf{h}_i – вектор комплексных коэффициентов передачи канала; $0 < \alpha < 1$ – числовой коэффициент рекуррентного соотношения, позволяющий аппроксимировать изменение во времени последовательности векторов \mathbf{h}_i ; $\boldsymbol{\eta}_i$ – M -мерный комплексный гауссовский вектор шума с нулевым средним и известной корреляционной матрицей \mathbf{D} ; $\boldsymbol{\xi}_i$ – комплексный вектор шумов возбуждения с гауссовским распределением, нулевым средним и заданной корреляционной матрицей \mathbf{B} .

Модель (1) является линейной стохастической моделью, поэтому среди существующих алгоритмов приема MIMO-OFDM сигналов широкое применение получила теория линейной фильтрации Калмана [6-8]. Примером алгоритма оценки на основе многомерного цифрового фильтра Калмана является следующий рекуррентный алгоритм [3]:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_i &= \alpha^2 \mathbf{R}_{i-1} + \mathbf{B} \\ \mathbf{K}_i &= \mathbf{V}_i \mathbf{C}_i' (\mathbf{C}_i \mathbf{V}_i \mathbf{C}_i' + \mathbf{D})^{-1} ; \\ \hat{\mathbf{h}}_i &= \hat{\mathbf{h}}_{i-1} + \mathbf{K}_i (\mathbf{z}_i - \mathbf{C}_i \hat{\mathbf{h}}_{i-1}) \\ \mathbf{R}_i &= \mathbf{V}_i - \mathbf{K}_i \mathbf{C}_i \mathbf{V}_i \end{aligned} \quad (2)$$

где \mathbf{V}_i – априорная корреляционная матрица ошибок фильтрации; \mathbf{R}_i – апостериорная корреляционная матрица ошибок фильтрации; \mathbf{K}_i – коэффициент усиления фильтра Калмана.

Рассмотренный алгоритм (2) имеет полиномиальную сложность $O(n^3)$, где n – количество поднесущих OFDM символа (размер базы преобразования Фурье). Использование модели Джейкса [9] для описания частотной характеристики \mathbf{h}_i в канале с релейским

распределением замираний и высокий порядок пространственного и ортогонального частотного разнесения (технологии MIMO и OFDM соответственно) приводят к значительному повышению сложности расчета оценок импульсной характеристики канала (ИХК). Как следствие, представленный алгоритм ввиду высокой вычислительной сложности является трудно реализуемым на современной элементной базе. При этом коэффициент усиления фильтра Калмана K_i не зависит от отсчетов входного сигнала z_i , что не отвечает условию временной избирательности канала и, как следствие, влияет на точность оценивания коэффициентов передачи канала на интервале наблюдения.

Также необходимо отметить, что как и в представленной модели (1), так и в большинстве существующих исследований по оценке параметров канала используется допущение об идеальной синхронизации, установленной в приемнике. К сожалению, на практике данное предположение редко достижимо, в то время как условие неполной синхронизации наиболее вероятно и значительно снижает эффективность процессов оценивания. В отличие от систем с одночастотными сигналами многочастотные передачи, к которым относится OFDM, чувствительны к ошибкам синхронизации – смещению частоты несущей (СЧН), вызванное несоответствием частоты генератора и/или доплеровским сдвигом, что приводит к межканальной интерференции и, как следствие, уменьшению помехоустойчивости приемника.

Таким образом, для повышения эффективности процесса приема MIMO-OFDM сигналов необходимо разработать математическую модель MIMO-OFDM сигнала, учитывающую частотную и временную избирательность канала связи на интервале наблюдения, а также условие неполной синхронизации, установленной в приемнике, и обеспечивающую снижение вычислительной сложности процесса оценивания для заданной точности.

Математическая модель MIMO-OFDM сигнала

Модель сигнала при передаче

Упрощенная схема передатчика, используемая при моделировании сигнала, представлена на рисунке 1. Поток информационных бит u_i кодируется помехоустойчивым кодом (согласно рекомендации LTE 3GPP TS 36.211 используется сверточный турбокод с базовой скоростью 1/3), перемежается (Π) и демультиплексируется на N_T параллельных подпотоков согласно количеству передающих антенн. Далее последовательность разбивается на Q -битные вектора $d = [d_0 \dots d_{Q-1}]$, каждому из которых соответствует комплексное значение символа, принадлежащего сигнальному созвездию КАМ-модуляции [10, 11].

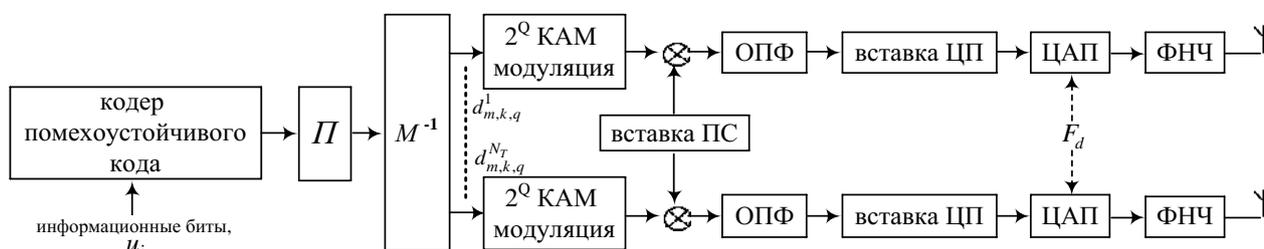


Рис. 1. Упрощенная схема MIMO-OFDM передатчика

Модуляционные символы дополняются ПС и поступают на блок обратного преобразования Фурье (ОПФ). OFDM-символ с выхода блока ОПФ передается на N поднесущих, число которых определяется базой преобразования Фурье. После добавления циклического префикса (ЦП) и цифро-аналогового преобразования (ЦАП) сигнал во

временной области, соответствующий n -му отчету m -го OFDM-символа, переданного с u -й антенны может быть представлен выражением

$$x_m^u(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,m}^u e^{j2\pi kn / N}, \quad (3)$$

где $n = -N_g \dots N-1$; N_g – размер ЦП; k – индекс поднесущей; $X_{k,m}^u \in A$ – комплексное значение символа; A – сигнальное созвездие 2^Q -ичной КАМ-модуляции.

Модель канала связи

Для каждой пары u -й передающей и v -й приемной антенны ИХК $h^{u,v}(t, \tau)$ отражает искажения, вызванные частотной и временной избирательностью канала (замирания сигнала), а также шумами фильтрации в тракте:

$$h^{u,v}(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{u,v}(t) \sigma(\tau - \tau_l), \quad (4)$$

где $h_l^{u,v}(t)$ – коэффициент ослабления сигнала; $l \in [0, L-1]$; L – число лучей распространения сигнала (длина импульсного отклика).

Передаточная функция канала (ПФК) $H^{u,v}(f, \tau)$ представляет собой преобразование Фурье от $h^{u,v}(t, \tau)$. Определим τ_{\max} и f_{\max} как максимальные значения задержки распространения и доплеровского смещения соответственно, при этом для $|f| > f_{\max}$ или $|\tau| > \tau_{\max}$ выполняется условие

$$|H^{u,v}(f, \tau)| \approx 0. \quad (5)$$

Рассмотрим комплексную экспоненциальную модель ПФК, учитывающую особенности распространения сигнала в квазистационарном канале с релеевским распределением замираний на интервале наблюдения (последовательность OFDM-символов, ограниченная передачей ПС).

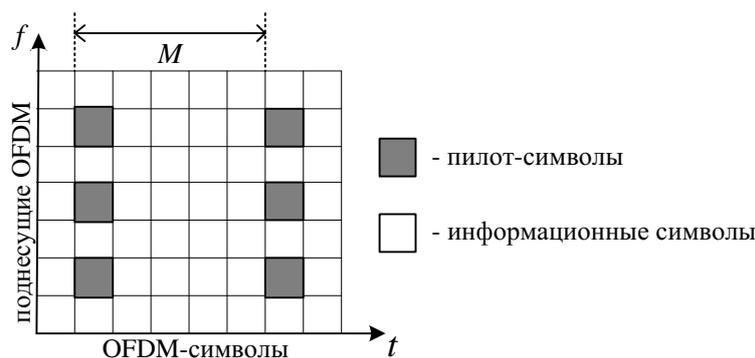


Рис. 2. Пример расположения ПС в частотно-временном ресурсе

Для последовательности из M OFDM-символов (рисунок 2), учитывая длительность одного символа $N_s = N_g + N$, общий интервал составляет $MN_s T$ секунд. ИХК $h^{u,v}(t, \tau)$ для указанной последовательности может быть представлена вектором из $Q+1$ коэффициентов передачи канала, постоянным на интервале наблюдения, при этом размер базы

преобразования Фурье, также равный $Q+1$, обеспечивает учет временной избирательности канала для всех пакетов OFDM-символов. Как результат, ИХК во временной области для l -го луча распространения между u -й передающей и v -й приемной антеннами m -го OFDM-символа может быть представлена последовательностью отчетов

$$h_{l,m}^{u,v}(n) = \sum_{q=0}^Q h_{q,l}^{u,v} b_q(n), \quad (6)$$

где $n \in [0, N-1]$; $l \in [0, L-1]$; $L = \lceil \tau_{\max} / T \rceil$ – длина импульсного отклика; $Q = 2 \lceil f_{\max} MN_s T \rceil$ – размер базиса разложения; T – длительность отсчета с выхода блока ОПФ; $h_{q,l}^{u,v}$ – коэффициенты передачи канала; b_q – q -я базисная функция, имеющая вид

$$b_q(n) = e^{j\omega_q((m-1)N_s + N_g + n)}, \quad (7)$$

где $\omega_q = 2\pi(q - Q/2) / (MN_s)$.

Так как значения τ_{\max} и f_{\max} определяются априорно исходя из используемой длительности ЦП и максимальной скорости абонента, в представленной модели используется допущение: *параметры τ_{\max} , f_{\max} и, как следствие, L и Q ограничены, известны и удовлетворяют условию*

$$2f_{\max} \tau_{\max} < 1. \quad (8)$$

Необходимо отметить, что условие (8) является ограничением числа степеней свободы импульсной характеристики наблюдаемого канала связи в процессе ее оценивания.

Условие многолучевого распространения сигнала, когда каждый луч является композицией большого числа компонент [1], и отсутствие линии прямой видимости позволяет сформулировать следующее допущение, основанное на центральной предельной теореме: *коэффициенты передачи канала $h_{q,l}^{u,v}$ представляют собой комплексные значения, имеющие гауссовское распределение и нулевое среднее.*

Модель MIMO-OFDM сигнала при приеме

В приемнике после удаления ЦП и дискретизации сигнала по времени n -й отчет m -го OFDM-символа, принятого с v -й антенны может быть представлен выражением

$$y_m^v(n) = e^{j\frac{2\pi\varepsilon}{N}(n+N_g+(m-1)N_s)} \sum_{u=0}^{N_T} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,m}^{u,v}(n) x_m^u(n-l) + w_m^v(n), \quad (9)$$

где $\varepsilon = (\Delta f / f)(NTf) = \Delta f NT$ – нормализованное значение СЧН; Δf и f – абсолютные значения смещения и несущей частоты; w_m^v – отсчеты АБГШ во временной области; $n = 0 \dots N-1$.

После выполнения прямого преобразования Фурье (ППФ) сигнал в частотной области на k -й поднесущей определяется как

$$Y_m^v(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_m^v(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}. \quad (10)$$

Выполнив ряд математических преобразований из представленного выражения (8) с учетом (7) получаем

$$Y_m^v(k) = e^{j\frac{2\pi\epsilon N_m}{N}} \sum_{u=1}^{N_T} \sum_{i=0}^{N-1} H_{m,i}^{u,v}(k) X_{i,m}^u + W_m^v(k), \quad (11)$$

где $H_{m,i}^{u,v}(k) = \sum_{q=0}^Q H_{q,i}^{u,v} e^{j\omega_q N_m} \rho_{q,i}(k)$; $N_m = N_g + (m-1)N_s$; $H_{q,i}^{u,v} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{q,l}^{u,v} e^{-j2\pi il/N}$;

$$\rho_{q,i}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi n}{N}(\epsilon + \epsilon_q + i - k)}; \quad \epsilon_q = \frac{\omega_q N}{2\pi}; \quad W_m^v(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_{n,m}^v e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}.$$

Сигнал m -го OFDM-символа, соответствующий k -й поднесущей в векторной форме имеет вид

$$\mathbf{Y}_m(k) = e^{j\frac{2\pi}{N} N_m \epsilon} \mathbf{H}_m(k) \mathbf{X}_m(k) + \mathbf{W}_m(k), \quad (12)$$

где $\mathbf{Y}_m(k) = [Y_m^1(k) \dots Y_m^{N_R}(k)]^T$; $\mathbf{X}_m(k) = [X_{k,m}^1(k) \dots X_{k,m}^{N_T}(k)]^T$;

$$\mathbf{W}_m(k) = [X_{k,m}^1(k) \dots X_{k,m}^{N_T}(k)]^T; \quad \mathbf{H}_m(k) = \begin{bmatrix} H_{m,k}^{1,1}(k) & \dots & H_{m,k}^{N_T,1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{m,k}^{1,N_R}(k) & \dots & H_{m,k}^{N_T,N_R}(k) \end{bmatrix}.$$

Имитационное моделирование

Для проверки адекватности предложенной комплексной экспоненциальной модели ПФК, представленной выражениями (6) и (7), было проведено компьютерное имитационное моделирование. Параметры модели MIMO-OFDM системы представлены в таблице 1.

Таблица 1

Параметры имитационной модели MIMO-OFDM системы

Наименование параметра	Значение
Размер блока ПФ N_s	64
Вид модуляции	КАМ4
Частота несущей (МГц)	900
Длительность отчета T (мс)	0.5
Доплеровский сдвиг f_{\max} (Гц)	80

В качестве эталона описания частотной характеристики канала используется модель Джейкса [9]. На рисунке 3 представлена одна из реализаций модели Джейкса и аппроксимирующие функции (АФ) ИХК с различным базисом разложения Q согласно предложенной модели.

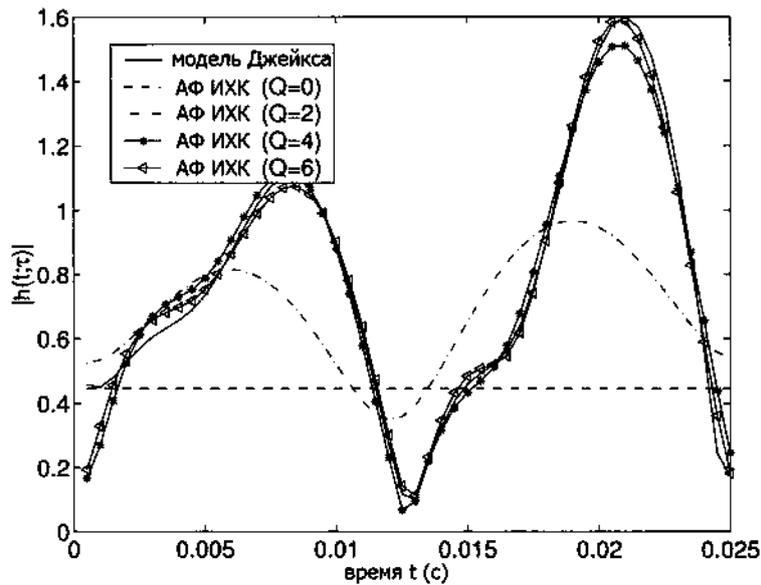


Рис. 3. Реализация модели Джейкса и АФ ИХК с различным размером базиса разложения

На рисунке 4 отражена зависимость экспериментальных значений среднеквадратического отклонения (СКО) оценок коэффициентов ПФК от размера базиса разложения ИХК. Расчет СКО производится согласно выражению

$$\text{СКО}_H = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{h}_i - h_i)^2}, \quad (17)$$

где h_i – значение коэффициента ПФК согласно модели Джейкса; \hat{h}_i – значение коэффициента ПФК согласно модели ИХК с соответствующим базисом разложения; N – число коэффициентов ПФК.

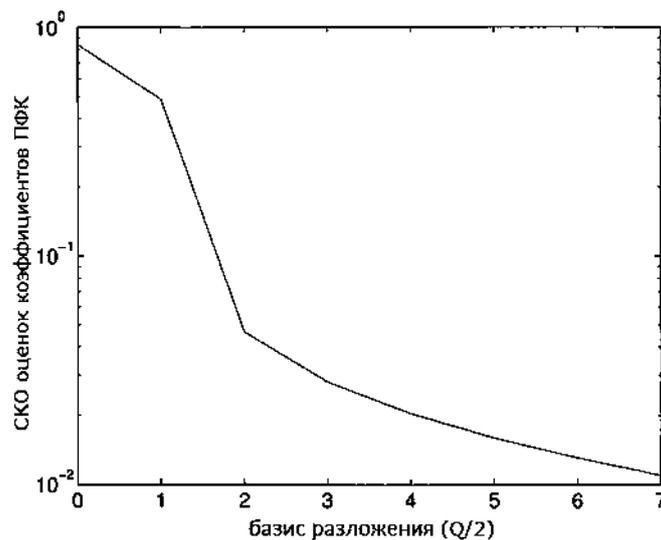


Рис. 4. Зависимость СКО оценок коэффициентов ПФК от размера базиса разложения

Результаты моделирования подтверждают, что с увеличением размера базиса Q АФ ИХК приближается к реализации модели Джейкса. При этом для заданных параметров модели (f_{\max} , N_s , T) оптимальным значением размера базиса разложения является $Q = 2 \lceil f_{\max} N_s T \rceil = 4$, а дальнейшее его увеличение (для $Q > 4$) приводит к незначительному повышению точности аппроксимации.

Заключение

В системах подвижной связи, использующих технологии MIMO и OFDM, многолучевое распространение сигнала приводит к временной и частотной дисперсии, что оказывает значительное влияние на сигнал, наблюдаемый в приемнике, и осложняет его дальнейшую обработку.

Анализ зависимости помехоустойчивости системы от ошибки оценивания ПФК и СЧН показывает, что использование ортогонального частотного (OFDM) и пространственного (MIMO) разнесения повышает требования к точности оценивания параметров канала и частотной синхронизации.

Разработанная математическая модель MIMO-OFDM сигнала учитывает частотную и временную избирательность канала в условиях многолучевого распространения сигнала и неполной синхронизации, установленной в приемнике, и позволяет значительно снизить сложность расчета оценок коэффициентов передачи канала.

Предметом дальнейших исследований является разработка на основе предложенной модели алгоритма приема с обратной связью по решению, обеспечивающего повышение точности оценивания в условиях заданного ограничения на вычислительную сложность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. 2-е издание: Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.
2. Bagadi K. MIMO-OFDM Channel Estimation Using Pilot Carries / K. Bagadi, S. Das // International Journal of Computer Applications, Volume 2, № 3, 2010, с. 81-88.
3. Колесников А.В. Исследование и разработка алгоритмов оценивания параметров канала и демодуляции в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.13 / Колесников Александр Владимирович. – Москва, 2011. – 119 с.
4. Крейнделин В.Б. Алгоритм совместной демодуляции и оценивания параметров канала связи в системах связи с несколькими антеннами (MIMO) и ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM) / В.Б. Крейнделин, А.В. Колесников // Цифровая обработка сигналов, Москва, № 1, 2011, с. 45-48.
5. Исмаилов А.В. Комплексная оценка радиоканалов по информационным символам MIMO-OFDM сигналов с помощью многомерной фильтрации Калмана / А.В. Исмаилов, Д.С. Кукушкин, Л.Н. Казаков // Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. № 10, 2012. – Режим доступа: <http://technomag.edu.ru/doc/465244.html>. – Загл. с экрана.
6. Гельгор А.Л. Общая теория связи. Проверка статистических гипотез. Оценивание параметров. Оптимальный прием сигналов / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, Е.А. Попов. – СПб. : Изд-во Политехн. ун-та, 2013. – 227 с.
7. Огарков М.А. Методы статистического оценивания параметров случайных процессов / М.А. Огарков. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 208 с.
8. Тихонов В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
9. Jakes W.C. Microwave Mobile Communications / W.C. Jakes. – New York: IEEE Press. – 1994. – 640 с.
10. Тихвинский В.О. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук. – М.: Эко-Трендз, 2010. – 284 с.
11. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation [Electronic resource] // 3GPP TS 36.211 version 10.4.0 Release 10, 2012. – Режим доступа: <http://www.etsi.com>. – Загл. с экрана.

Рецензент: Овсянкин Сергей Владимирович, начальник НИГ кафедры, кандидат технических наук, ГКОУ ВПО «Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации», Россия, Орёл.

Artem Nesterenko

The Academy of the Federal Guard Service of the Russian Federation

Russia, Orel

E-Mail: nesterenkoan84@mail.ru

Mathematical model of MIMO-OFDM signal

Abstract. Using the technology of orthogonal frequency (OFDM) and spatial (MIMO) diversity in modern wireless broadband access communication systems allows to achieve increased information efficiency in the multipath propagation and, consequently, to increase the noise immunity of the subject systems. Thus the accuracy of phase synchronization and channel estimation performance affects a significant impact on noiseproof reception efficiency over time- and frequency-selective channels. Existing approaches to modeling and estimation of signal parameters have either its high computational complexity or lack of precision for use in MIMO-OFDM systems, which characterized by high sensitivity to errors of synchronization or estimation. Presented in this paper the mathematical model of MIMO-OFDM signal, taking into account the time and frequency selectivity of communication channels and imperfect synchronization condition has been established at the receiver, enables to enhance the estimation accuracy of fading coefficients and carrier frequency offset at the receiver side. The main element of the proposed model is a complex exponential model of channel impulse response, which provides the restriction of fading coefficients basis in the frequency domain and length of the impulse response in the time domain at a given observation interval.

Keywords: wireless broadband access communication system; Multiple Input Multiple Output (MIMO); Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); channel impulse response; time and frequency channel selectivity; carrier frequency offset; synchronization.

Identification number of article 15TVN414

REFERENCES

1. Sklar B. Cifrovaia sviaz. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye / B. Sklar. 2-e izdanie: Per. s angl. - M.: Izdatelskii dom "Viliams", 2003. – 1104 s.
2. Bagadi K. MIMO-OFDM Channel Estimation Using Pilot Carries / K. Bagadi, S. Das // International Journal of Computer Applications, Volume 2, № 3, 2010, s. 81-88.
3. Kolesnikov A.V. Issledovanie i razrabotka algoritmov otsenivaniia parametrov kanala i demodulacii v sistemakh sviazi s ortogonalnym chastotnym multipleksirovaniem : dis. ... kand. tehn. nauk : 05.12.13 / Kolesnikov Aleksandr Vladimirovich. – Moskva, 2011. – 119 s.
4. Kreindelin V.B. Algoritm sovmestnoi demoduliacii i otsenivaniia parametrov kanala sviazi v sistemakh sviazi s neskol'kimi antennami (MIMO) i ortogonalnym chastotnym multipleksirovaniem (OFDM) / V.B. Kreindelin, A.V. Kolesnikov // Tsyfrovaia obrabotka signalov, Moskva, № 1, 2011, s. 45-48.
5. Ismailov A.V. Kompleksnaia otsenka radiokanalov po informatsionnym simvolam MIMO-OFDM signalov s pomoschiu mnogomernoi filtratsii Kalmana / A.V. Ismailov, D.S. Kukuschkin, L.N. Kazakov // Nauka i obrazovanie. MGUTU im. N.E. Baumana. Elektron. zhurn. № 10, 2012. – Regim dostupa: <http://technomag.edu.ru/doc/465244.html>. – Zagl. s ekrana.
6. Gelgor A.L. Obschaia teoriia sviazi. Proverka statisticheskikh gipotez. Otsenivaniie parametrov. Optimalnyi priem signalov / A.L. Gelgor, A.I. Gorlov, E.A. Popov. – SPb. : Izd-vo Politekh. un-ta, 2013. – 227 s.
7. Ogarkov M.A. Metody statisticheskogo otsenivaniia parametrov sluchainykh protsessov / M.A. Ogarkov. – M.: Energoatomizdat, 1990. – 208 s.
8. Tikhonov V.I. Statisticheskii analiz i sintez radiotekhnicheskikh ustroystv i sistem / V.I. Tikhonov, V.N. Kharisov. – M.: Radio i sviaz, 1991. – 608 s.
9. Jakes W.C. Microwave Mobile Communications / W.C. Jakes. – New York: IEEE Press, 1994. – 640 c.
10. Tikhvinskii V.O. Seti mobilnoi sviazi LTE: tekhnologii i arkhitektura / V.O. Tikhvinskii, S.V. Terentiev, A.B. Iurchuk. – M.: Eko-Trendz, 2010. – 284 s.
11. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation [Electronic resource] // 3GPP TS 36.211 version 10.4.0 Release 10, 2012. – Regim dostupa: <http://www.etsi.com>. – Zagl. s ekrana.