

Комплексная оценка радиоканалов по информационным символам MIMO-OFDM сигналов с помощью многомерной фильтрации Калмана

10, октябрь 2012

DOI: 10.7463/1012.0465244

Исмаилов А. В., Кукушкин Д. С., Казаков Л. Н.

УДК 621.396

Россия, Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

i.smile@live.ru

kazakov@uniyar.ac.ru

Введение

Ортогональное частотное и пространственное мультиплексирование (MIMO-OFDM) – эффективный в условиях частотно-селективных замираний способ беспроводной передачи. Сигналы MIMO-OFDM характеризуются высокой спектральной эффективностью и низким уровнем межсимвольной интерференции [1, 2]. Для разделения пространственных и частотных каналов и детектирования информационных символов необходима точная оценка параметров канала, что на практике осложнено их нестационарностью (замираниями) [2]. Вопрос оценки MIMO-OFDM канала рассмотрен достаточно широко [3, 4]. Особенность предлагаемого подхода заключается в синтезе оптимального алгоритма оценки на основе многомерного цифрового фильтра Калмана для модели канала, учитывающей, как свойства среды распространения, так и шумы в приемо-передающем тракте системы связи. Полученные оценки используются для ортогонального разделения каналов.

1. Описание алгоритма с применением многомерного фильтра Калмана

Сигнал на выходе OFDM демодулятора на приемной стороне при условии идеальной символьной и частотной синхронизации может быть записан [5] в виде

$$\begin{bmatrix} y_k^1(n) \\ \vdots \\ y_k^Q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_k^{1,1}(n) & \cdots & H_k^{L,1}(n) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_k^{1,Q}(n) & \cdots & H_k^{L,Q}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_k^1(n) \\ \vdots \\ s_k^L(n) \end{bmatrix} e^{j\psi(n)} + \begin{bmatrix} w_k^1(n) \\ \vdots \\ w_k^Q(n) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где n – номер OFDM символа; $s_k^l(n)$ – сигнал на входе модулятора (блока ОБПФ), передаваемый с l -ой антенны в k -ом частотном канале; $y_k^q(n)$ – сигнал на выходе демодулятора (блока БПФ); принимаемый на q -ую антенну в k -ом частотном канале, $k \in [1, N], l \in [1, L], q \in [1, Q]$; $H_k^{l,q}(n)$ – коэффициент передачи l, q, k -ого канала, $w_k^q(n)$ – аддитивный гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией σ_w^2 , приведенной к выходу фильтра ПЧ приемника q -ой антенны; N, L, Q , – соответственно число частотных каналов, количество передающих и приемных антенн, $e^{j\psi(n)}$ – групповая фазовая ошибка. Для разделения каналов необходимо знание канальной матрицы $H_k(n)$, составленной из элементов $H_k^{l,q}(n)$ [5].

Воспользуемся моделью Джейкса для спектральной плотности мощности и доплеровского спектра релейских замираний [3], согласно которой корреляционная функция замираний имеет вид

$$r_{k,\Delta k}(n, m) = E \left[H_k^{l,q}(n), H_{k+\Delta k}^{l,q*}(n-m) \right] = J_0(2\pi f_d m T) \times \frac{1 - \frac{j2\pi(\Delta k)\sigma_t T}{1 + \frac{4\pi^2(\Delta k)^2 \sigma_t^2}{T^2}}}{1 + \frac{4\pi^2(\Delta k)^2 \sigma_t^2}{T^2}} = r_{\Delta k}(m) \quad (2)$$

где f_d – максимальное доплеровское смещение по частоте; σ_t – максимальная задержка в канале; T – длительность OFDM-символа; $J_0(\cdot)$ – функция Бесселя 1-го рода нулевого порядка.

Введем матрицу $H_k'(n) = H_k(n)e^{j\psi_k(n)}$. С учетом независимости $H_k(n)$ и $e^{j\psi_k(n)}$, корреляционная функция последовательности $H_k'(n)$ примет вид

$$r'_{\Delta k}(m) = r_{\Delta k}(m) \times R_{e^{j\psi_k(n)}}(m), \quad (3)$$

где $R_{e^{j\psi_k(n)}}(m)$ – корреляционная функция $e^{j\psi_k(n)}$ [2].

Изменение канальной матрицы $H_k'(n)$ во времени опишем с помощью авторегрессивной модели

$$\mathbf{h}^{l,q}(n) = -\sum_{i=1}^p \mathbf{A}(i) \mathbf{h}^{l,q}(n-i) + \mathbf{Q}\mathbf{u}(n), \quad (4)$$

где $\mathbf{h}^{l,q}(n) = [H_1^{l,q'}(n) \dots H_N^{l,q'}(n)]^T$ – вектор-столбец, $\mathbf{A}(i)$ и \mathbf{Q} – квадратные матрицы $N \times N$, вычисляемые с помощью системы уравнений Юла-Уокера с использованием $r'_{\Delta k}(m)$ [3]; $\mathbf{u}(n)$ – вектор белого гауссового шума $N \times 1$.

Введем обозначения $\mathbf{x}^{l,q}(n) = [\mathbf{h}^{l,q^T}(n) \dots \mathbf{h}^{l,q^T}(n-p+1)]$ и $\mathbf{X}(n) = [\mathbf{x}^{1,1}(n) \mathbf{x}^{2,1}(n) \dots \mathbf{x}^{L,1}(n) \mathbf{x}^{1,2}(n) \dots \mathbf{x}^{L,Q}(n)]^T$, тогда (4) примет вид

$$\mathbf{X}(n) = \mathbf{C}\mathbf{X}(n-1) + \mathbf{G}\mathbf{u}(n), \quad (5)$$

где $\mathbf{u}(n)$ - вектор дискретного БГШ, матрицы \mathbf{C} и \mathbf{G} диагональные с

элементами $\mathbf{C}^{l,q} = \begin{bmatrix} -\mathbf{A}(1) & \cdots & -\mathbf{A}(p-1) & -\mathbf{A}(p) \\ \mathbf{I}_N & \cdots & \mathbf{0}_N & \mathbf{0}_N \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_N & \cdots & \mathbf{I}_N & \mathbf{0}_N \end{bmatrix}, \mathbf{G}^{l,q} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q} \\ \mathbf{0}_N \\ \vdots \\ \mathbf{0}_N \end{bmatrix}, \mathbf{I}_N$ и $\mathbf{0}_N$ - единичная и нулевая

матрицы $N \times N$. С учетом этого (1) примет вид

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{D}(n)\mathbf{X}(n) + \mathbf{w}(n), \quad (6)$$

где $\mathbf{D}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{D}^1(n) & \cdots & \mathbf{D}^L(n) & \mathbf{0}_N & \cdots & \mathbf{0}_N & \mathbf{0}_N & \cdots & \mathbf{0}_N \\ \mathbf{0}_N & \cdots & \mathbf{0}_N & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_N & \cdots & \mathbf{0}_N \\ \mathbf{0}_N & \cdots & \mathbf{0}_N & \mathbf{0}_N & \cdots & \mathbf{0}_N & \mathbf{D}^1(n) & \cdots & \mathbf{D}^L(n) \end{bmatrix},$

$\mathbf{w}(n) = [\mathbf{w}_1^1(n) \cdots \mathbf{w}_N^Q(n)]^T, \mathbf{y}(n) = [\mathbf{y}_1^1(n) \cdots \mathbf{y}_N^Q(n)]^T$, а $\mathbf{D}^l(n) = [\mathbf{S}^l(n) \mathbf{0}_N \cdots \mathbf{0}_N]$, $\mathbf{S}^l(n)$ – диагональная матрица $N \times N$ с элементами $\mathbf{S}_k^l(n)$.

Модель MIMO-OFDM сигнала в форме (5) и (6) позволяет воспользоваться теорией многомерной фильтрации Калмана для оптимальной оценки канальной матрицы $H_k(n)$ и групповой фазовой ошибки $\psi_k(n)$. Уравнение фильтра

$$\hat{\mathbf{X}}(n) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{X}}(n-1) + \mathbf{K}(n) \times (\mathbf{y}(n) - \mathbf{D}(n)\mathbf{C}\hat{\mathbf{X}}(n-1)), \quad (7)$$

где $\mathbf{K}(n)$ - коэффициент усиления. Начальные условия $\mathbf{X}(0) = \mathbf{0}_{pN}$. Оценка $H_k^l(n)$ находится с помощью уравнения $\hat{\mathbf{h}}(n) = [\mathbf{I}_N \mathbf{0}_N \cdots \mathbf{0}_N]\hat{\mathbf{X}}(n)$. Информационные символы $\mathbf{S}_k^l(n)$ могут быть определены при помощи обучающих сигналов (на первом шаге) и/или в режиме работы с обратной связью (на последующих).

2. Описание алгоритма комбинированной независимой оценки и коррекции амплитуды и фазы несущей

Многочисленные эксперименты показывают, что в реальных условиях каналов с замираниями его характеристика $H_k^l(n) = H_k(n)e^{j\psi_k(n)}$ обладает выраженными корреляционными свойствами по параметру n . При этом интервал корреляции может иметь значения от нескольких единиц (слабокоррелированные замирания огибающей) до нескольких десятков (сильнокоррелированные замирания огибающей) длительностей OFDM символов. Для подобных условий достаточно эффективными могут оказаться следующие алгоритмы коррекции, активные на интервале OFDM-пакета. Такой подход автором был предложен в [6].

Основу алгоритма составляет детектор ошибок QAM-символов, система автоподстройки фазы и амплитуды сигнала. Сегмент фазовой коррекции описан в работе [5]. Амплитудный детектор, вырабатывает сигнал ошибки вида

$$\varepsilon_k(n) = A_k(n) - \hat{A}_k(n-1), \quad (8)$$

где $A_k(n) = |H_k(n)|$.

В качестве опорного сигнала системы коррекции выступает выходной сигнал цифрового интегратора $\hat{A}_k(n-1)$, представляющий собой оценку изменения амплитуды несущей входного сигнала на предыдущем шаге. С учетом вида модели сигнала демодулятора (1) амплитудный детектор для формирования сигнала ошибки (8) выполняет оценку переданного символа $r_k(n) = \hat{x}_k(n)$ (жесткое решение) и формирует отношение

$$y_k = \frac{r_k(n)}{\hat{A}_k(n-1)\hat{x}_k(n)}, \quad (9)$$

которое непосредственно используется для получения сигнала ошибки (8). С этой целью детектор последовательно выполняет функции взятия модуля, умножения на $\hat{A}_k(n-1)$ и вычитания $\hat{A}_k(n-1)$:

$$\varepsilon_k(n) = \left| \frac{r_k(n)}{\hat{A}_k(n-1)\hat{x}_k(n)} \right| \hat{A}_k(n-1) - \hat{A}_k(n-1). \quad (10)$$

3. Имитационное моделирование

Для оценки алгоритма проведено имитационное моделирование в среде MatLab. На рис. 1 представлены зависимости вероятности ошибки от интервала когерентности (а) и от длины пакета (б) при когерентном приеме. $P_{\text{ош}}$ определена в среднем для информационных OFDM-символов, передаваемых после одного обучающего. Результаты подтверждают выигрыш предложенного алгоритма в сравнении с методами оценки по пилотным сигналам на основе метода наименьших квадратов: блочного типа (1) и комбинированного типа (2). Результаты, полученные на цифровом модуле ЦСП TMS320DM6437, качественно повторяют результаты моделирования в среде MatLab.

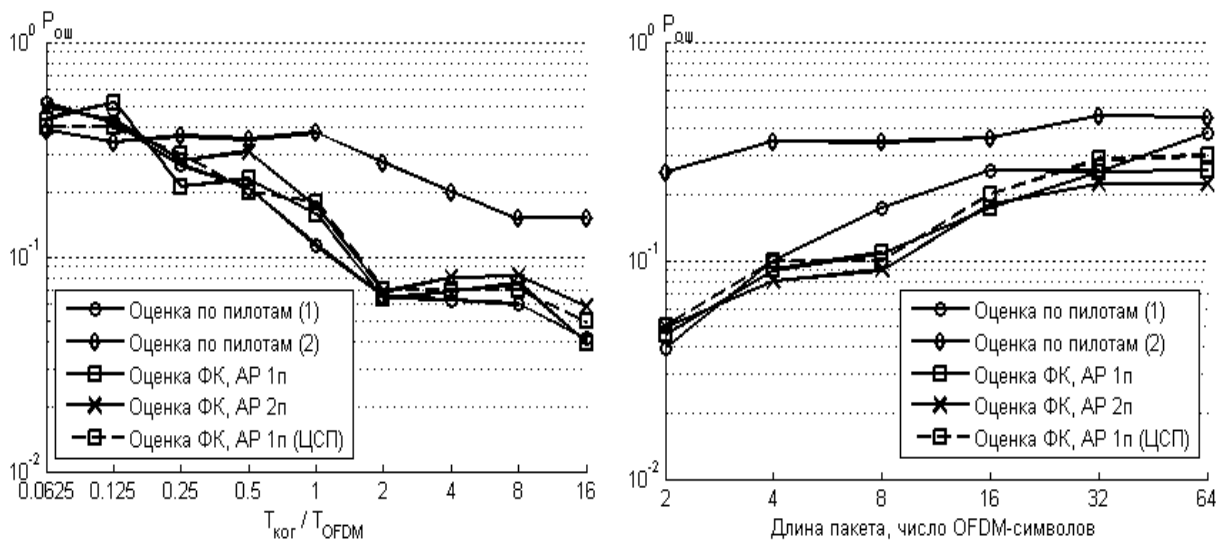


Рис. 1. Вероятность ошибочного приема при $N=256$, QAM-64, $c/\text{ш}=25\text{дБ}$,
 $\sigma_{\psi}^2 = 10^{-4}\text{рад}^2$

4. Анализ применения алгоритмов в технологиях радиосвязи

Для повышения эффективности применения синтезированных алгоритмов целесообразно при получении начальной оценки параметров каналов воспользоваться пилотными частотными подканалами в структуре пакетов и OFDM-символами преамбул пакетов. Для этого необходимо инкапсулировать оценку, полученную путем анализа пилотных частотных подканалов (стандартная процедура), в схемы, осуществляющие оценку и коррекцию параметров по информационным сигналам (предложенные алгоритмы). В этом случае полученные в [6, 7] функциональные схемы алгоритмов преобразуем к виду, представленному на рис. 2, рис. 3.

Для коротких пакетов более перспективно использование схемы, представленной на рис. 2, в связи с тем, что оценка канала, рассчитанная во время передачи первого обучающего OFDM-символа, позволяет алгоритму сформировать оптимальный набор начальных значений коэффициентов фильтра Калмана для коррекции всего пакета.

Стандарты WiMAX и LTE достаточно похожи [1, 8]. Поэтому подходы к применению алгоритмов отличаются только параметрами сигналов. Так использование сверхкадров (состоящих из нескольких кадров стандартной длительности), приводит к возможности оценке канала преамбулой по все полосе принимаемого сигнала в начале сверхкадра, а в течении времени передачи информационных OFDM-символов коррекция параметров канала может производиться на основе пилотных сигналов. Это позволяет наиболее эффективно внедрить в приемные устройства алгоритм, основанный на многомерном цифровом фильтре Калмана, т.к. его работы эквивалента системе коррекции на основе пилотных сигналов,

которая выполняет оценку канала по всей полосе сигнала, интерполируя значения оценок в пилотных каналах [3].

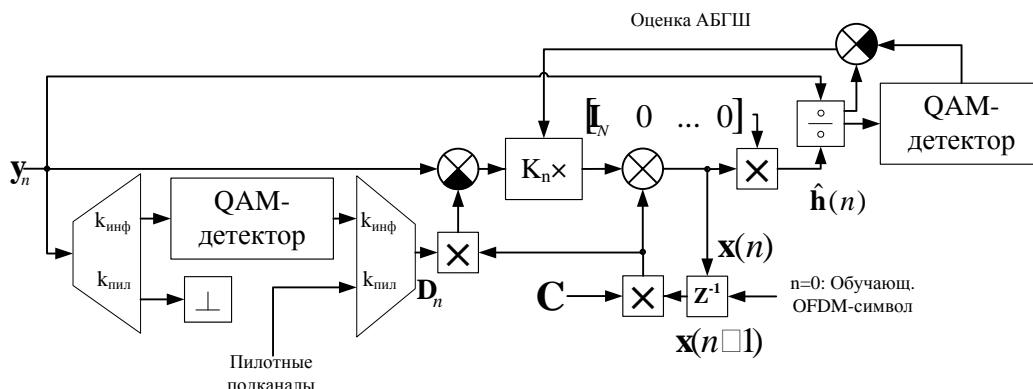


Рис. 2. Функциональная схема фильтра Калмана с функцией начальной и промежуточной оценок по пилотным сигналам

В случае с предложенным алгоритмом пилотные каналы могут быть использованы для получения промежуточных начальных оценок информационных сигналов $S_k(n)$ и, соответственно, повышения точности оценки параметров канала системой коррекции.

Этот подход также целесообразен и в случае работы с технологией пространственного мультиплексирования (SDM), что позволит выполнять более точное разделение каналов на приемной стороне.

В тоже время, для структуры кадров, используемой в стандарте LTE- Advanced [8], более подходит схема, представленная на рис.3. Это решение позволит отказаться от интерполяции по времени или использовать ее, но при этом обеспечить подстройку амплитуды и фазы сигналов OFDM-символов, передаваемых без пилотных подканалов.

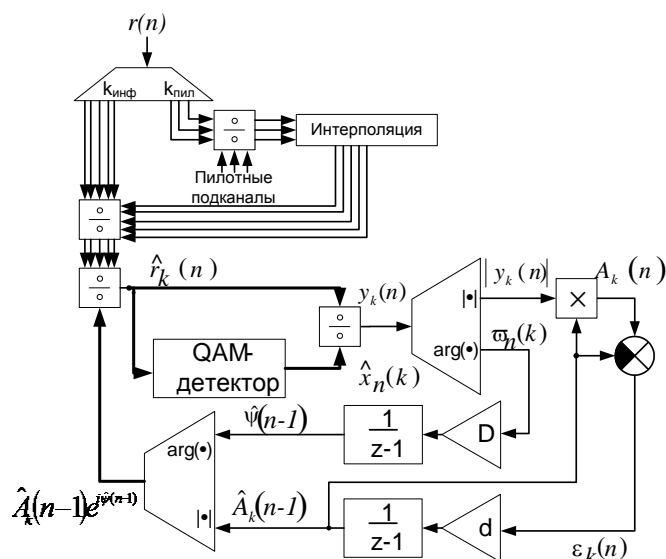


Рис. 3. Функциональная схема следящей системы коррекции амплитуды и фазы с функцией оценки канала по пилотным сигналам

В системах, построенных на технологии диверсифицированной передачи, в частности, пространственно-временного кодирования при соотношении приемных передающих антенн 2x1 [2], более предпочтителен алгоритм с обратной связью, т.к. он обладает меньшей вычислительной сложностью, но в достаточной степени эффективен в комплексе с пространственно-временным декодером.

Из рис. 4 следует, что применение алгоритма комбинированной независимой коррекции (на графиках «КОС ОПВБК») к технике диверсифицированной передачи [2] на основе ортогонального пространственно-временного кодирования (на графиках «ОПВБК») улучшает качество работы последнего на 1,5-2 дБ. Аналогичные показатели имеют модифицированные систем коррекции с применением алгоритма на основе фильтра Калмана и авторегрессивной модели [7] (на графиках «ФК-АР 1п мод» и «ФК-АР 2п мод»). Оценивая рассматриваемые методы по соотношению «качество /вычислительная сложность», очевидно, при данных условиях целесообразно применение алгоритма комбинированной коррекции амплитуды и фазы совместно с техникой диверсифицированной передачи.

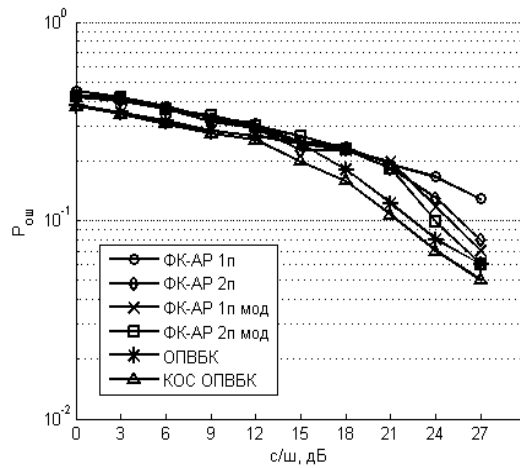


Рис. 4. Вероятность ошибки пакетов WiMAX для $\sigma_{\psi}^2 = 4 \cdot 10^{-3} \text{ рад}^2$, числа OFDM-символов - 7, $T_{\text{кор}} \approx 2 \cdot T_{\text{OFDM}}$

Из рис. 5 следует, что применение алгоритма комплексной коррекции на основе оценки параметров канала в виде авторегрессивной модели с помощью фильтра Калмана (на графиках «ФК-АР 1п мод» и «ФК-АР 2п мод», где 1 и 2 – порядок авторегрессивной модели) наиболее предпочтительно при рассматриваемой структуре кадра.

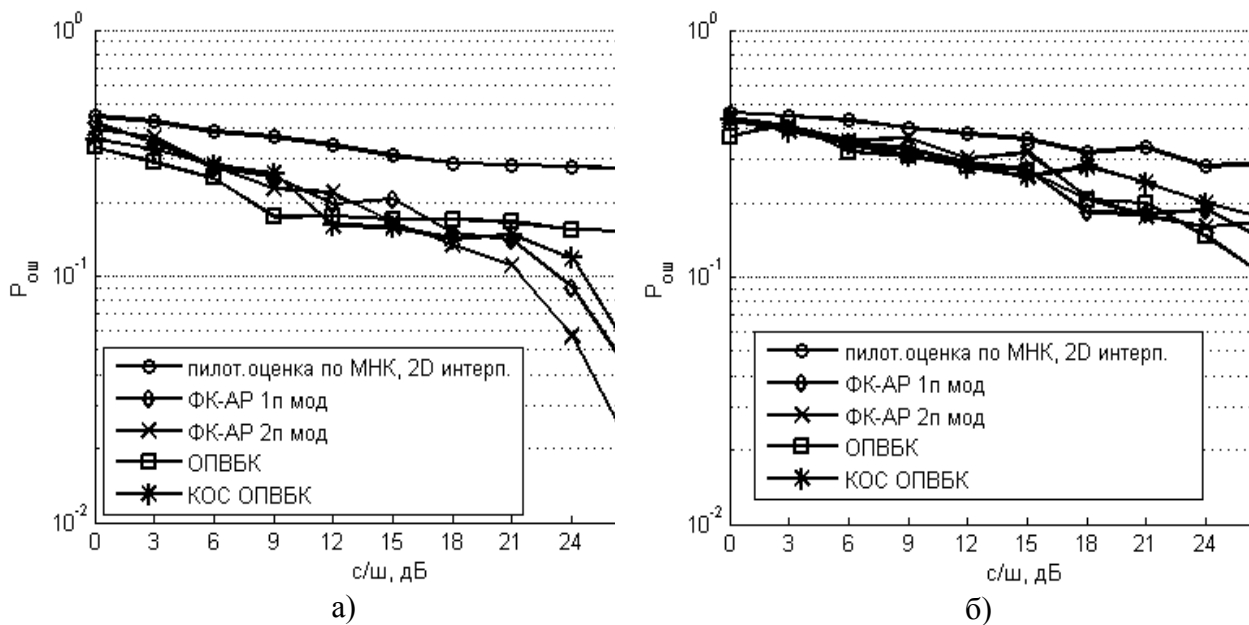


Рис. 5. Вероятность ошибки кадров LTE для QAM16 (а) и QAM64 (б) для $\sigma_{\psi}^2 = 4 \cdot 10^{-3} \text{ рад}^2$, числа OFDM-символов - 70, $T_{\text{кор}} \approx 4 \cdot T_{\text{OFDM}}$

Несмотря на то, что показатели эффективности алгоритма комбинированной коррекции амплитуды и фазы совместно с техникой диверсифицированной передачи сравнимы с результатами оптимальной оценки на основе авторегрессивной модели 1-го порядка, при достаточном уровне соотношения сигнал-шум увеличение порядка дает

существенное преимущество. Поэтому, оценивая рассматриваемые методы по соотношению «качество /вычислительная сложность», при данных условиях более предпочтительным является применение алгоритма комплексной коррекции на основе оценки параметров канала в виде авторегрессивной модели с помощью фильтра Калмана.

Заключение

Из результатов следует, что предложенный алгоритм оценки и коррекции повышает помехоустойчивость приема в условиях канала с частотно-временным рассеянием и фазовыми флуктуациями. Выигрыш перед оценкой на основе пилотных каналов зависит от скорости замираний и составляет от одного (в медленных каналах) до двух дБ и более (в быстрых каналах). Кроме того, применение предложенного алгоритма позволяет до двух раз увеличить длину OFDM-пакета без снижения энергетической эффективности в сравнении с алгоритмами на основе оценки по пилотным сигналам.

Применение адаптированных алгоритмов в системах с диверсифицированной передачей позволяет исключить необходимость понижения скорости пространственного временного кодирования при использовании трех и более антенн.

Применение алгоритма комбинированной коррекции с обратной связью с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием наиболее привлекательно, т.к. при выигрыше в 1-2 дБ обладает меньшей вычислительной сложностью, чем алгоритм комплексной оценки авторегрессивной модели канала на основе фильтра Калмана.

Рассматривая размер сигнально-кодовой конструкции по трем измерениям: количество сигнальных точек созвездия, количество частотных каналов, количество пространственных каналов, - можно сделать заключение о том, что повышение только одного из них дает меньше преимуществ, чем нескольких сразу, но не без применения специальных алгоритмов кодирования и обработки сигналов.

Список литературы

1. Шахнович И. WiMAX – путь к 4G. Проекты IEEE 802.16 j и m // Первая миля. 2009. Вып. 3-4. С. 2- 6.
2. Andrews Jeffrey G., Ghosh Arunabha, Muhamed Rias. Fundamentals of WiMAX : understanding broadband wireless networking. Westford, Massachusetts, 2007. 449 p.

3. Wei Chen, Zhang Ruifeng. Kalman filter channel estimator for ofdm systems in time and frequency-selective fading environment // International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 2004). IEEE, 2004. Vol. 4. P. 377-380.

4. Errasti M.M. Effects of Channel Estimation and Implementation on the Performance of MIMO Wireless Systems: дис. ... док. техн. наук. Mondragon Goi Eskola Politeknikoa, Mondragon Unibertsitatea, 2008. 167 p.

5. Кукушкин Д.С. Синтез и оптимизация алгоритма коррекции фазы многомерных сигналов с ортогональным частотным разделением: дис. ... канд. техн. наук. Ярославль, 2007. 159 с.

6. Исмаилов А.В., Кукушкин Д.С., Казаков Л.Н. Алгоритм коррекции OFDM канала в условиях частотно-селективных замираний и фазовых флуктуаций // Докл. научно-техн. сем. "Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания". Н.Новгород, 2010. С. 73-76.

7. Исмаилов А.В., Кукушкин Д.С., Казаков Л.Н. Применение многомерных фильтров Калмана для комплексной оценки параметров каналов с MIMO-OFDM // Докл. междун. научно-тех. сем. "Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания" (Синхроинфо 2011). Украина, Одесса, 2011. С. 93-95.

8. Вишневецкий В., Красилов А., Шахнович И. Технология сотовой связи LTE – почти 4G // Научно-технический журнал "ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес". 2009. № 1. С. 62-72.

Comprehensive assessment of radio channels by information symbols of MIMO-OFDM signals by means of multivariate Kalman filter

10, October 2012

DOI: [10.7463/1012.0465244](https://doi.org/10.7463/1012.0465244)

Ismailov A.V., Kukushkin D.S., Kazakov L.N.

Russia, Yaroslavl Demidov State University

i.smile@live.ru

kazakov@uniyar.ac.ru

The authors propose an algorithm which estimates and corrects the MIMO-OFDM-channel with frequency-selective fading in phase noise on the basis of the multidimensional digital Kalman filter. The channel model is constructed in the form of autoregressive function based on the Jakes model. White frequency noise is considered as a model of phase impact. Research results of the algorithm show its high efficiency in fast fading. The authors performed parametrical adaptation of the proposed algorithms and formulated approaches to assessment and correction of channel parameters with account of the features and structure of the data packet technology 802.16e /m, E-UTRA release 9 (LTE-Advanced).

Publications with keywords: [OFDM](#), [MIMO](#), [fast fading](#), [frequency-selective fading](#), [auto-regressive model](#), [Kalman-filter method](#), [LTE](#), [WiMax](#)

Publications with words: [OFDM](#), [MIMO](#), [fast fading](#), [frequency-selective fading](#), [auto-regressive model](#), [Kalman-filter method](#), [LTE](#), [WiMax](#)

References

1. Shakhnovich I. WiMAX – put' k 4G. Proekty IEEE 802.16 j i m [WiMAX is the path to 4G. Projects IEEE 802.16 j and m]. *Pervaya milia*, 2009, no. 3-4, pp. 2- 6.
2. Andrews Jeffrey G., Ghosh Arunabha, Muhamed Rias. *Fundamentals of WiMAX : understanding broadband wireless networking*. Westford, Massachusetts, 2007. 449 p.
3. Wei Chen, Zhang Ruifeng. Kalman filter channel estimator for ofdm systems in time and frequency-selective fading environment. *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 2004)*. IEEE, 2004, vol. 4, pp. 377-380.
4. Errasti M.M. *Effects of Channel Estimation and Implementation on the Performance of MIMO Wireless Systems*. Dr. diss. Mondragon Goi Eskola Politeknikoa, Mondragon Unibertsitatea, 2008. 167 p.

5. Kukushkin D.S. *Sintez i optimizatsiia algoritma korrektsii fazy mnogomernykh signalov s ortogonal'nym chastotnym razdeleniem. Kand. diss.* [Synthesis and optimization of algorithm of phase correction of multi-dimensional signals with orthogonal frequency division. Cand. diss.]. Iaroslavl', 2007. 159 p.

6. Ismailov A.V., Kukushkin D.S., Kazakov L.N. Algoritm korrektsii OFDM kanala v usloviakh chastotno-selektivnykh zamiraniy i fazovykh fluktuatsiy [Algorithm of correction of OFDM channel in the conditions of a frequency-selective fading and phase fluctuations]. *Dokl. nauchno-tekh. sem. "Sistemy sinkhronizatsii, formirovaniia i obrabotki signalov dlia svyazi i veshchaniia"* [Reports of the scientific-technical seminar "System timing, shaping and signal processing for communications and broadcasting"]. N.Novgorod, 2010, pp. 73-76.

7. Ismailov A.V., Kukushkin D.S., Kazakov L.N. Primenenie mnogomernykh fil'trov Kalmana dlia kompleksnoi otsenki parametrov kanalov s MIMO-OFDM [The application of multivariate Kalman filters for complex estimation of parameters of channels with MIMO-OFDM]. *Dokl. mezhdun. nauchno-tekh. sem. "Sistemy sinkhronizatsii, formirovaniia i obrabotki signalov dlia svyazi i veshchaniia" (Sinkhroinfo 2011)* [Reports of the international scientific-technical seminar "System timing, shaping and signal processing for communications and broadcasting" (Sinkhroinfo 2011)]. Ukraina, Odessa, 2011, pp. 93-95.

8. Vishnevskii V., Krasilov A., Shakhnovich I. Tekhnologiya sotovoi svyazi LTE – pochti 4G [The technology of mobile communication LTE - almost 4G.]. *ELEKTRONIKA: Nauka, Tekhnologiya, Biznes* [ELECTRONICS: Science, Technology, Business], 2009, no. 1, pp. 62-72.