

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Спектральный анализ радиосигналов средствами радиофотоники // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 4. С. 11–15.
2. Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов / под ред. Б. Ф. Высоцкого, В. В. Дмитриева. М.: Радио и связь, 1985. 176 с.
3. Акустооптические процессоры спектрального типа / под ред. В. В. Проклова, В. Н. Ушакова. М.: Радиотехника, 2012. 192 с.
4. Chao Wang. Dispersive Fourier Transformation for Versatile Microwave // Photonics. 2014. Vol. 1, iss. 4. P. 586–612.
5. Photonic Approach for Microwave Spectral Analysis based on Fourier Cosine Transform / Yun Wang, Hao Chi, Xianmin Zheng, Xiaofeng Jin // Optics let. 2011. Vol. 36, № 19. P. 3897–3899.
6. Применение элементов фотоники в специальной аппаратуре / И. Ю. Денисюк, Л. Н. Аснис, М. И. Фокина, Н. О. Собошук. СПб.: Изд-во СПбГУИТМО, 2008. 122 с.
7. Оптические устройства в радиотехнике: учеб. пособие для вузов / под. ред. В. Н. Ушакова. 2-е изд. испр. и доп. М.: Радиотехника, 2009. 264 с.
8. Бондаренко В. С., Зоренко В. П., Чкалова В. В. Акустооптические модуляторы света. М.: Радио и связь, 1988. 136 с.

L. A. Aronov, S. V. Grachev, V. N. Ushakov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Spectrum Analyzer Based on Dispersive Fiber

Functioning of spectrum analyzer based on optical chirp-transform is observed. Optical elements with frequency dispersion are used to perform spectrum analysis. Scheme and attainable characteristics are presented.

Fourier transform, spectrum analysis, dispersive elements, chirp-transform

Статья поступила в редакцию 14 марта 2016 г.

УДК 621.391

В. П. Климентьев, А. Б. Сергиенко
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Оценка состояния восходящего канала в системе множественного доступа с разреженным кодированием

Рассмотрено влияние ошибки оценки состояния восходящего канала с неселективными блоковыми замираниями на помехоустойчивость некодированной и кодированной систем множественного доступа с разреженным кодированием, относящихся к неортогональным системам множественного доступа. Приведены результаты исследования дисперсии ошибки оценки канала по неортогональным пилот-сигналам. Результаты моделирования свидетельствуют о том, что требуемая точность оценки канала зависит от длины кодового блока. Выполнено сравнение полученных результатов с границей Крамера-Рао.

Система мобильной связи, неортогональный множественный доступ, множественный доступ с разреженным кодированием, оценка канала, турбокод, пилот-сигналы

К требованиям будущих стандартов мобильной связи пятого поколения (5G) относятся повышение спектральной эффективности, увеличение скорости передачи данных, уменьшение задержек, а также обеспечение работы с огромным числом одновременно находящихся в сети пользователей [1]. Так, 5G-системы должны поддерживать до 100 млрд одновременных соединений, скорость передачи данных порядка нескольких десят-

ков мегабит в секунду в расчете на одного пользователя и очень малые задержки (порядка 1 мс). Одним из применений данной технологии является Интернет вещей (Internet of Things – IoT). Коммерческое внедрение систем пятого поколения намечено к 2020 г., поэтому в настоящее время проводится множество исследований, направленных на решение перечисленных проблем.

Системы неортогонального множественного доступа (НМД) по сравнению с классическими системами ортогонального разделения частотно-временных ресурсов, такими, как временная, частотная, кодовая, позволяют увеличить количество пользователей, одновременно использующих выделенные ресурсы. Отношение числа пользователей J к числу занимаемых ортогональных ресурсов K называется коэффициентом перенасыщения $\lambda = J/K$. Перенасыщение приводит к интерференции между сигналами пользователей, однако за счет увеличения вычислительной сложности алгоритмов возможен прием с требуемым качеством.

Системы НМД подразделяются на 2 типа: системы, основанные на разделении мощности между пользователями (примером является NOMA [2]), и системы, основанные на кодовом разделении (в частности, системы множественного доступа с разреженным кодированием (МДРК) [3]). В основе ортогональных систем с кодовым разделением лежит объединение модуляции и расширения спектра с применением разреженных (содержащих нулевые элементы) кодовых слов. Благодаря такому объединению удается получить дополнительный выигрыш в помехоустойчивости за счет многомерности кодовых слов по сравнению с другими системами НМД, такими, как LDS [4] и MUSA [5]. Особенно привлекательна возможность использования данной системы в восходящем канале благодаря сравнительно низкой вычислительной сложности передатчика и, что самое главное, возможности организации передачи без дополнительной служебной информации (grant-free), что повышает спектральную эффективность системы [6]. Таким образом, МДРК является хорошим кандидатом для использования в стандарте пятого поколения.

Одной из проблем когерентного приема сигналов является оценка состояния канала, без которой демодуляция принятого сигнала невозможна. Для традиционных систем с ортогональным множественным доступом указанная задача достаточно хорошо изучена, однако для МДРК исследования этой проблемы находятся на начальной стадии. В [6] наряду со слепым обнаружением активных пользователей в восходящем канале рассмотрены 2 алгоритма оценки состояния канала (Focal Underdetermined System Solver и Expectation Maximization), а в [7] представлен алгоритм оценки канала на основе разреженного байесовского обучения.

В настоящей статье проанализировано влияние ошибки оценки состояния канала на вероятность битовой ошибки в рэлеевском канале с не-

селективными замираниями для некодированной и кодированной систем МДРК в восходящем канале. Ошибка для всех систем и алгоритмов оценки характеризуется ее дисперсией. Проведено моделирование для двух различных множеств кодовых книг. Выполнено сравнение характеристик систем с канальным перемежением и без него. Рассмотрен алгоритм оценки состояния канала по неортогональным пилот-сигналам, которыми являются кодовые слова МДРК; получена зависимость дисперсии ошибки оценки канала от отношения "сигнал/шум". Полученные результаты сравниваются с границей Крамера-Рао.

Формирование и прием сигнала МДРК.

Формирование сигнала МДРК. Процедура кодирования в системе МДРК происходит преобразованием m бит в K -мерное комплексное кодовое слово из кодовой книги размера $M = 2^m$ [3]. K -мерные кодовые слова содержат $N < K$ ненулевых элементов. Пользователю с номером j назначается одна из J кодовых книг. Таким образом, J пользователей могут одновременно передавать информацию, используя K ортогональных ресурсов. На рис. 1 приведены примеры кодовых книг двух множеств для $J = 6$ и $K = 4$, взятых из [8] и [9], именуемых в дальнейшем CS1 (рис. 1, а) и CS2 (рис. 1, б), где CB_j – кодовые книги j -го пользователя. Для CS2 $a = \sqrt{2/3}$. Таким образом, средняя мощность сигналов CS1 и CS2 равна 1.

Столбцы кодовых книг являются кодовыми словами. Каждые $m = 2$ бит пользователя отображаются в одно из четырехмерных кодовых слов ($M = 4$).

Кодовые слова МДРК передаются с использованием K ортогональных ресурсов, которыми могут являться, например, поднесущие системы множественного доступа с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access – OFDMA). Размещение кодовых слов пользователей на данных ресурсах можно задать с помощью фактор-графа. Эта структура эквивалентна представлению кодов с малой плотностью проверок на четность (Low-Density Parity-Check Code – LDPC). Для кодовых множеств, рассматриваемых в статье, фактор-граф изображен на рис. 2 [8].

Круги соответствуют пользователям, прямоугольники – ортогональным ресурсам. На рис. 2 $J = 6$ и $K = 4$, откуда $\lambda = 1.5$.

$$\begin{array}{l}
 \text{CB}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1815 - 0.1318j & 0.6351 - 0.465j & 0.6351 + 0.465j & 0.1815 + 0.1318j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.7851 & -0.2243 & 0.2243 & -0.7851 \end{bmatrix}; \\
 \text{CB}_2 = \begin{bmatrix} 0.7851 & -0.2243 & 0.2243 & -0.7851 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1815 - 0.1318j & -0.6351 - 0.465j & 0.6351 + 0.465j & 0.1815 + 0.1318j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\
 \text{CB}_3 = \begin{bmatrix} -0.6351 + 0.4615j & 0.1815 - 0.1318j & -0.1815 + 0.1318j & 0.6351 - 0.4615j \\ 0.1392 - 0.1759j & 0.4873 - 0.6156j & -0.4873 + 0.6156j & -0.1392 + 0.1759j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\
 \text{CB}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.7851 & -0.2243 & 0.2243 & -0.7851 \\ -0.0055 - 0.2242j & -0.0193 - 0.7848j & 0.0193 + 0.7848j & 0.0055 + 0.2242j \end{bmatrix}; \\
 \text{CB}_5 = \begin{bmatrix} -0.0055 - 0.2242j & -0.0193 - 0.7848j & 0.0193 + 0.7848j & 0.0055 + 0.2242j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.6351 + 0.4615j & 0.1815 - 0.1318j & -0.1815 + 0.1318j & 0.6351 - 0.4615j \end{bmatrix}; \\
 \text{CB}_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.7851 & -0.2243 & 0.2243 & -0.7851 \\ 0.1392 - 0.1759j & 0.4873 - 0.6156j & -0.4873 + 0.6156j & -0.1392 + 0.1759j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.
 \end{array}$$

a
б

Рис. 1

Помимо фактор-графа структура МДРК может быть представлена в виде матрицы фактор-графа F . Для рассматриваемых множеств кодовых книг она выглядит следующим образом:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Прием МДРК. Сигнал после прохождения рэлевого канала с неселективными блоковыми замираниями определяется выражением:

$$\mathbf{y} = \sum_{j=1}^J \text{diag}(\mathbf{h}_j) \mathbf{x}_j + \mathbf{n},$$

где $\mathbf{x}_j = (x_{1j}, \dots, x_{Kj})^T$ – кодовое слово j -го пользователя; $\mathbf{h}_j = (h_{1j}, \dots, h_{Kj})^T$ – вектор канальных коэффициентов j -го пользователя; \mathbf{n} – отсчеты комплексного "белого" гауссовского шума с нулевым средним и дисперсией σ_n^2 ; опера-

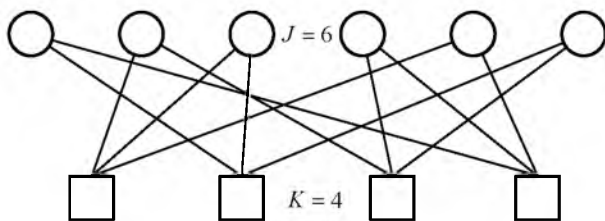


Рис. 2

тор $\text{diag}(\cdot)$ формирует квадратную матрицу с заданным набором элементов на главной диагонали; "Т" – символ транспонирования.

Декодирование МДРК по максимуму правдоподобия в приложениях реального времени практически неосуществимо из-за высокой вычислительной сложности $O(M^J)$. Вычислительная сложность полиномиально возрастает с увеличением количества кодовых слов в кодовой книге и экспоненциально – при увеличении числа пользователей. Однако благодаря разреженности кодовых слов возможно декодирование при помощи субоптимального итерационного алгоритма обмена сообщениями (Message Passing Algorithm – MPA). При этом сложность декодирования одной итерации пропорциональна $O(KM^d)$, где d – число пользователей, совместно использующих один ортогональный ресурс. Для множеств CS1 и CS2 $d=3$. Более разреженные кодовые книги CS2 позволяют снизить вычислительную сложность до $O(K3^d)$ [10]. Они получены уменьшением числа проекций на ортогональный ресурс (или размерность комплексного пространства). Все кодовые слова могут принимать только 3 возможных значения: $-a, 0, a$. В общем случае, обозначив количество проекций комплексного созвездия кратности M на ортогональный ресурс

как M_{pr} , можно записать вычислительную сложность алгоритма МРА как $O(KM_{\text{pr}}^d)$. Выигрыш в вычислительной сложности пропорционален $(M/M_{\text{pr}})^d$. Он особенно ощутим при увеличении коэффициента перенасыщения λ и, как следствие, числа пользователей, совместно использующих ортогональный ресурс. Например, для типичного значения коэффициента перенасыщения $\lambda = 3$ и $M = 4$ параметр $d = 6$ ($K = 8, N = 2, J = 24$). В этом случае вычислительная сложность приемника системы с более разреженными кодовыми книгами снижается примерно в 5.6 раза. Платой за уменьшение вычислительной сложности приемника является незначительное ухудшение помехоустойчивости.

Получение оптимального множества комплексных кодовых книг (особенно для большого числа пользователей) практически неосуществимо из-за огромной вычислительной сложности процедуры оптимизации. Кодовое множество CS1 получено субоптимальным алгоритмом со множеством допущений и упрощений.

Необходимо отметить, что кодовые книги CS2 могут применяться только в восходящем канале с замираниями и вызванными ими фазовыми сдвигами. В канале с аддитивным "белым" гауссовским шумом эти кодовые книги дают чрезвычайно высокую вероятность битовых ошибок, что является следствием малого минимального евклидова расстояния между кодовыми словами. В каналах с замираниями вследствие случайного распределения фаз кодовых слов возможен их успешный прием.

Модель канала.

Неселективные блочные замирания. В настоящей статье рассмотрен прием сигналов МДРК в восходящем канале. На первом этапе исследовано размещение кодовых слов, при котором все символы расположены в пределах одного блока ресурсов, размеры которого в соответствии со стандартом Long-Term Evolution (LTE) [11] составляют 12 поднесущих по частоте и 7 символов ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) по времени. Из 84 элементов частотно-временной области 12 заняты пилот-символами, а на 72 передаются данные (18 кодовых слов МДРК). На рис. 3 изображена модель блока ресурсов: SCMA – кодовое слово из четырех символов; P – пилот-символы. В рассматриваемой модели комплексный вектор коэффициентов передачи канала по-

стоянен в пределах одного блока ресурсов и независимо меняется от блока к блоку. Предполагается, что оценка канала производится по пилот-символам, однако их конкретная структура не рассматривается. В конце статьи приведены результаты оценки состояния канала по конкретным неортогональным пилот-сигналам, в качестве которых использованы кодовые слова МДРК.

Помимо структуры, представленной на рис. 3, рассмотрена схема с разнесением, в которой кодовые символы одного кодового слова размещаются в различных блоках ресурсов.

Разреженная матрица, содержащая каналные коэффициенты h_j для всех пользователей, состоит из K строк (они соответствуют ортогональным ресурсам) и J столбцов (соответствующих пользователям). При $K = 4$ и $J = 6$ матрица содержит 12 ненулевых элементов. В случае расположения всех символов кодового слова в одном блоке ресурсов 2 каналных коэффициента одинаковы для каждого пользователя (в исследуемой схеме МДРК каждый пользователь передает данные на двух ортогональных ресурсах). Таким образом, должна осуществляться оценка только шести различных коэффициентов в пределах одного блока ресурсов. Если кодовое слово распределено

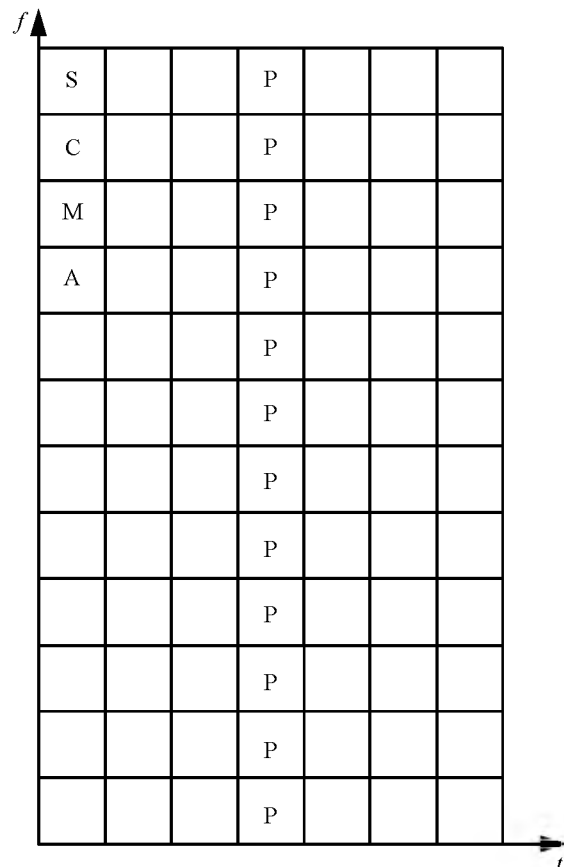


Рис. 3

по четырем блокам, каждый блок, являющийся ортогональным ресурсом, содержит символы от трех различных пользователей (согласно строкам матрицы F). Первый блок содержит первые символы кодовых слов МДРК, второй – вторые и т. д. Таким образом, в пределах одного блока ресурсов необходима оценка трех канальных коэффициентов. Для корректного сравнения двух способов размещения кодовых слов на частотно-временной плоскости необходимо определить общее число коэффициентов, которые следует оценить в четырех последовательных блоках ресурсов. В случае расположения всех символов кодового слова в пределах одного блока число различных коэффициентов равно 24, а при размещении в четырех блоках – 12. Таким образом, в случае разнесения число коэффициентов, необходимых для оценки состояния канала, в 2 раза меньше.

Оценка канала. Для приема сигналов МДРК необходимо получить в приемнике оценку состояния канала, т. е. матрицу канальных коэффициентов H . Существует множество способов получения указанной оценки: оценка по пилот-сигналам, полуслепые и слепые алгоритмы оценки, а также всевозможные их комбинации. В восходящем канале системы LTE оценка производится по пилот-сигналам.

Ошибка оценки канала определена как $e = \hat{h}_{ij} - h_{ij}$, где \hat{h}_{ij} – оценка канала для i -го ресурса j -го пользователя. Все 3 величины имеют комплексное нормальное распределение с дисперсиями σ_e^2 , $\sigma_{\hat{h}}^2$ и σ_h^2 соответственно. Считая, что оценка и ошибка оценки независимы [12], получим дисперсию ошибки оценки состояния канала в виде: $\sigma_e^2 = \sigma_{\hat{h}}^2 - \sigma_h^2$.

При моделировании, результаты которого представлены далее, полагалось $\sigma_{\hat{h}}^2 = 1$. Поэтому полученные значения дисперсии ошибки оценки нормированы к среднему квадрату модуля коэффициента передачи канала связи.

Оценка канала по неортогональным пилот-сигналам. Далее рассмотрена и протестирована процедура оценки состояния канала по неортогональным пилот-сигналам, являющимся кодовыми словами МДРК. Проанализированы две структуры блока ресурсов в некодированной системе без разнесения (когда все символы кодового слова расположены в пределах одного блока ресурсов) – с 8 и с 12 пилот-символами. Таким образом, из 84 элементов частотно-временной области

в первой структуре для передачи данных используются 76 элементов (19 кодовых слов МДРК), во второй – 72 элемента (18 кодовых слов).

В качестве пилот-сигналов использовались кодовые слова C_k , взятые из CS1. При восьми пилот-символах:

$$C_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{CB}_1(3) & \mathbf{CB}_2(2) & \mathbf{CB}_3(4) & \mathbf{CB}_4(3) \\ & \mathbf{CB}_5(4) & \mathbf{CB}_6(2) & \end{bmatrix};$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{CB}_1(2) & \mathbf{CB}_2(4) & \mathbf{CB}_3(3) & \mathbf{CB}_4(1) \\ & \mathbf{CB}_5(4) & \mathbf{CB}_6(4) & \end{bmatrix}.$$

При 12 пилот-символах:

$$C_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{CB}_1(1) & \mathbf{CB}_2(1) & \mathbf{CB}_3(1) & \mathbf{CB}_4(1) \\ & \mathbf{CB}_5(1) & \mathbf{CB}_6(1) & \end{bmatrix};$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{CB}_1(3) & \mathbf{CB}_2(1) & \mathbf{CB}_3(4) & \mathbf{CB}_4(2) \\ & \mathbf{CB}_5(2) & \mathbf{CB}_6(3) & \end{bmatrix};$$

$$C_3 = \begin{bmatrix} \mathbf{CB}_1(2) & \mathbf{CB}_2(4) & \mathbf{CB}_3(3) & \mathbf{CB}_4(1) \\ & \mathbf{CB}_5(4) & \mathbf{CB}_6(4) & \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{CB}_j(n)$ – n -е кодовое слово пользователя j .

Поскольку разнесение отсутствует, вектор канальных коэффициентов каждого пользователя состоит из одинаковых элементов:

$$h_{1j} = h_{2j} = \dots = h_{Kj} = h_j.$$

Таким образом, в каждом блоке необходимо оценивать 6 коэффициентов передачи (по одному коэффициенту h_j для каждого пользователя). Принятый сигнал в рассматриваемом случае имеет вид

$$\mathbf{y} = \sum_{j=1}^J h_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{n},$$

где \mathbf{X} – матрица, столбцами которой являются кодовые слова всех пользователей; $\mathbf{h} = (h_1 \dots h_J)^T$ – вектор, содержащий коэффициенты передачи h_j .

Кодовое слово состоит из четырех символов, таким образом, для оценки состояния канала необходимо как минимум 2 кодовых слова. Оценкой будет являться вектор, минимизирующий невязку $\mathbf{y}_{\text{pilot}} - \mathbf{C}\mathbf{h}$:

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{y}_{\text{pilot}},$$

где \mathbf{C} – матрица с размерами 8×6 или 12×6 , составленная из приведенных ранее наборов пилот-символов:

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} \text{ или } C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix};$$

U_{pilot} – принятый вектор пилот-символов длиной 8 или 12 элементов; "н" – символ эрмитава сопряжения.

Модель исследуемой системы.

Некодированная система. Целью моделирования являлось исследование влияния ошибки оценки канала на помехоустойчивость приема сигналов в восходящем канале системы МДРК. Моделировалось формирование сигналов МДРК из битовых потоков J пользователей, их распространение по J независимым каналам h_j с неселективными блоковыми замираниями и прием на базовой станции.

Рассмотрено две системы МДРК – с разнесением и без него. Параметры системы МДРК: $K = 4$, $N = 2$, $J = 6$, $M = 4$. Использовались кодовые книги из множеств CS1 и CS2.

Кодированная система. Для кодированной системы использовался турбокод стандарта LTE [13] скорости 1/3 с короткими и длинными кодовыми блоками размером 40 бит и 1024 бит соответственно. Для обеих длин кодовых блоков рассмотрены 2 способа расположения символов кодовых слов. Кроме того, в случае длинных блоков проанализировано влияние на помехоустойчивость системы канального перемежения. В качестве канального рассмотрен случайный перемежитель, который случайным образом переставляет биты в блоке, для чего емкость перемежителя соответствует длине блока после кодирования турбокодом.

Результаты моделирования. Компьютерное моделирование проведено для некодированной и кодированной систем МДРК при шести пользователях. Предполагается, что все пользователи постоянно передают информацию, т. е. необходимость в обнаружении активных пользователей от-

сутствует. Временная, частотная и фазовая синхронизации выполнены абсолютно точно.

В качестве меры отношения "сигнал/шум" использовано отношение "сигнал/шум" на бит для отдельного пользователя (в децибелах):

$$E_b/N_0 = \text{SNR} - 10 \lg 3,$$

где SNR – отношение "сигнал/шум" по мощности; 3 бит на ортогональный ресурс – спектральная эффективность рассматриваемой системы МДРК (12 бит, приходящихся на 4 ортогональных ресурса).

Для приема МДРК использован алгоритм Log-MPA с пятью итерациями, для декодирования турбокода – алгоритм Log-MAP с четырьмя итерациями.

Критерий остановки процесса моделирования – достижение 500 ошибок или 10^7 обработанных бит (для каждого пользователя). При моделировании оценки канала по неортогональным пилот-сигналам количество ошибок, при котором заканчивается процесс, увеличено до 10^4 .

Все представленные далее характеристики помехоустойчивости являются усредненными по всем шести пользователям, поскольку значения вероятности битовой ошибки для них практически идентичны.

Некодированная система. На рис. 4 представлены графики вероятности битовой ошибки для некодированной системы без разнесения (кодовые множества CS1 – сплошные линии, CS2 – штриховые), а на рис. 5 – для некодированной системы с разнесением (кодовое множество CS1). Для кодового множества CS2 разнесение организовать невозможно, так как каждое кодовое слово содержит только один ненулевой символ.

В некодированном случае без разнесения набор кодовых книг CS2 при большой энергетике и малой ошибке оценки канала проигрывает набору CS1 не более 1 дБ за счет худших свойств дистанционного спектра. Разнесение приводит к улучшению помехоустойчивости системы. МДРК

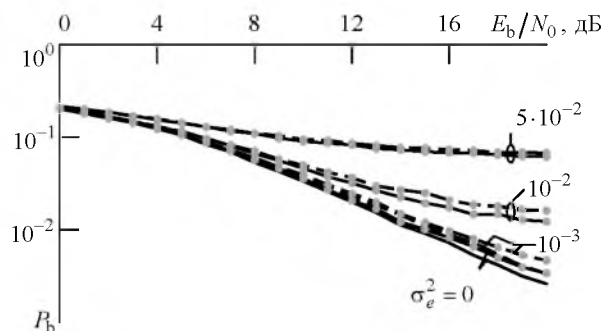


Рис. 4

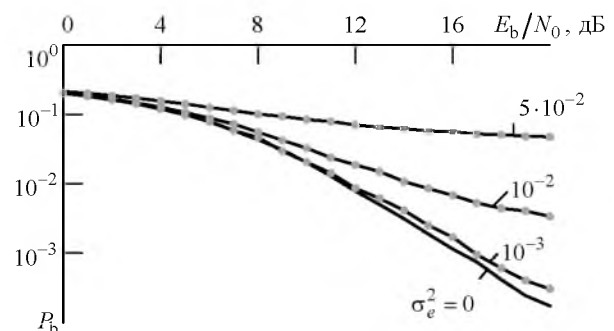


Рис. 5

с размещением кодовых слов по четырем блокам ресурсов выигрывает порядка 2 дБ при $P_b = 10^{-2}$ и полностью известном состоянии канала ($\sigma_e^2 = 0$). Из этого следует, что точность оценки канала при заданных вероятности битовой ошибки и отношении сигнал/шум в системе с разнесением может быть уменьшена. Так, в схеме с разнесением для $P_b = 10^{-2}$ при $\sigma_e^2 = 10^{-2}$ требуется отношение $E_b/N_0 = 14$ дБ, в то время как система без разнесения при той же дисперсии ошибки оценки канала требует $E_b/N_0 = 20$ дБ. По результатам моделирования требуемая дисперсия ошибки оценки канала для обоих множеств кодовых книг должна быть не более 10^{-3} . Для $\sigma_e^2 = 10^{-2}$ потери в отношении "сигнал/шум" оказываются велики (более 6 дБ при $P_b = 10^{-2}$).

Результаты, полученные для некодированной системы, интересны с теоретической точки зрения, однако для практического применения более интересны системы с помехоустойчивым кодированием, поскольку оно применяется во всех современных телекоммуникационных стандартах.

Кодированная система. Зависимости вероятности битовой ошибки от E_b/N_0 для коротких блоков (40 бит) представлены на рис. 6 (кодое множество CS1) и 7 (кодое множество CS2). Результаты в системе МДРК без разнесения для CS1 (рис. 6,

сплошные линии) и CS2 (рис. 7) практически идентичны. Система с разнесением с кодовым множеством CS1 (рис. 6, штриховые линии) обладает худшей помехоустойчивостью – энергетический проигрыш порядка 1 дБ. Требуемая дисперсия ошибки оценки канала для обеспечения максимального использования корректирующей способности турбокода во всех случаях составляет порядка 10^{-3} .

Зависимости вероятности битовой ошибки от E_b/N_0 для длинных блоков (1024 бит) представлены на рис. 8–10. Как и в случае с короткими блоками, результаты для CS1 (рис. 8, сплошные линии) и CS2 (рис. 9) практически идентичны. Стоит отметить, что в схеме с разнесением (рис. 8, штриховые линии) помехоустойчивость системы ухудшается. Это объясняется большим числом одинаковых канальных коэффициентов (72 одинаковые матрицы канальных коэффициентов H вместо 18 матриц в системе без разнесения), что эквивалентно появлению корреляции в канале. Оценки с дисперсией $\sigma_e^2 = 10^{-2}$ достаточно для обеспечения хорошей помехоустойчивости системы. В этом случае энергетический проигрыш по сравнению с абсолютно точной оценкой составляет порядка 0.5 дБ при $P_b = 5 \cdot 10^{-3}$ и не более 0.6...0.7 дБ при меньших вероятностях битовой ошибки. При $E_b/N_0 < 7$ дБ кривая для схемы с разнесением при $\sigma_e^2 = 0$ практически идентична кривой для схемы без разнесения с $\sigma_e^2 = 10^{-2}$ (рис. 8).

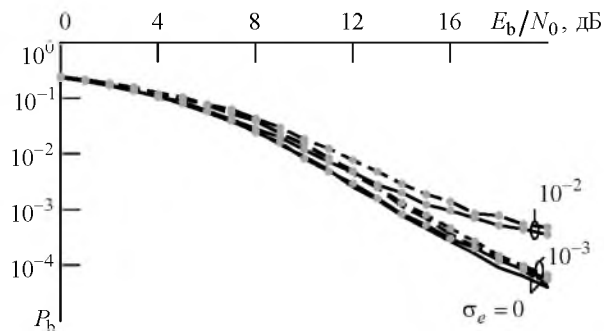


Рис. 6

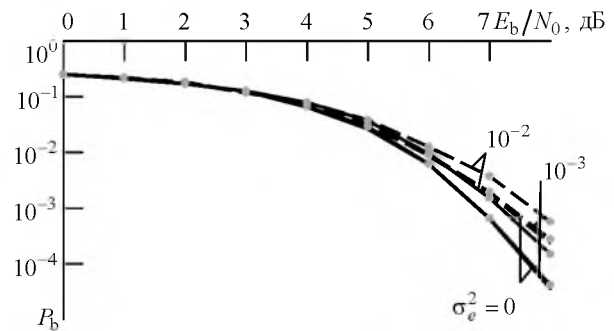


Рис. 8

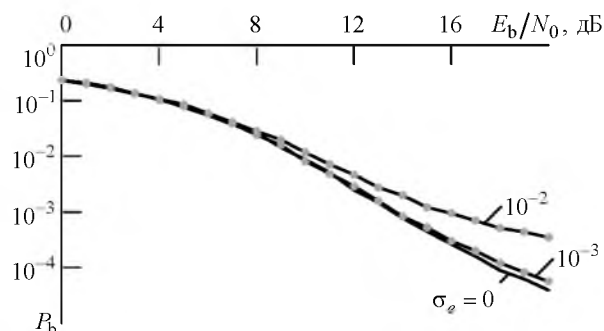


Рис. 7

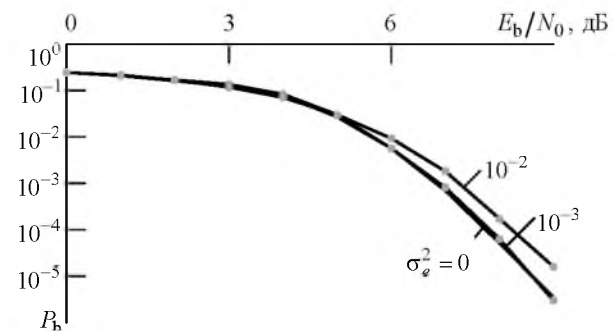


Рис. 9

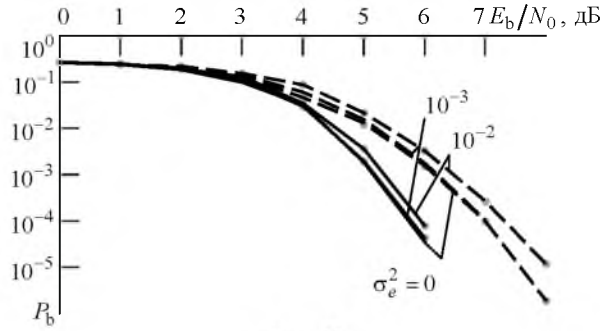


Рис. 10

Канальное перемежение позволяет устранить эффект корреляции в канале. Результаты моделирования представлены на рис. 10 для длинных кодовых блоков. Перемежение улучшает помехоустойчивость обеих систем – как с разнесением (штриховые линии), так и без него (сплошные линии). Для схемы без разнесения выигрыш от перемежения составляет порядка 2 дБ, а для схемы с разнесением – 1.25 дБ при $P_b = 10^{-4}$. Таким образом, несмотря на перемежение, помехоустойчивость схемы с разнесением не превосходит помехоустойчивость системы с расположением всех символов кодового слова в одном блоке ресурсов.

Оценка канала по неортогональным пилот-сигналам. На рис. 11 показаны кривые помехоустойчивости некодированной системы МДРК от отношения "сигнал/шум", усредненные по пользователям (результаты для всех пользователей почти идентичны). На рис. 12 и 13 представлены зависимости дисперсии ошибки оценки канала по двум и трем кодовым словам МДРК соответственно. Увеличение числа пилот-символов приводит к уменьшению σ_e^2 . В рассматриваемом случае энергетический выигрыш при увеличении числа пилот-символов составляет порядка 1 дБ.

Нижняя граница дисперсии ошибки оценки канала определяется границей Крамера–Рао для оценки неизвестной амплитуды сигнала. При оценке состояния канала по P пилот-символам мини-

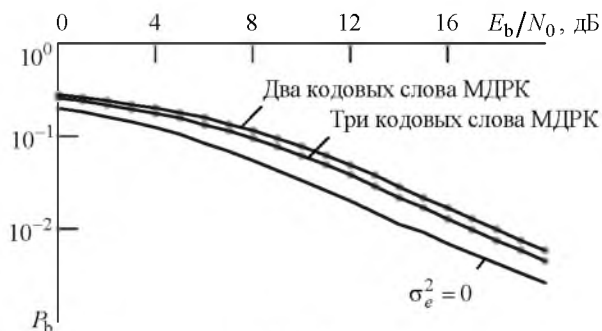


Рис. 11

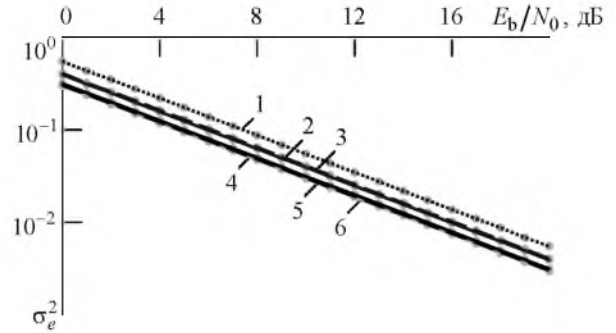


Рис. 12

мальная дисперсия определяется как $D_e = 1/(Pq^2)$, где q^2 – энергетическое отношение "сигнал/шум". Для получения дисперсии ошибки оценки канала, равной $10^{-2} \dots 10^{-3}$, требуется большое отношение "сигнал/шум" и/или большое число пилот-символов. Например, при $q^2 = 10$ и $P = 12$ дисперсия $D_e = 0.83 \cdot 10^{-2}$. Однако в случае неортогонального доступа пилот-сигналы отдельных пользователей, как и кодовые слова МДРК, накладываются друг на друга, что приводит к увеличению дисперсии ошибки оценки канала. Ортогональное расположение пилот-символов при выделенном спектральном ресурсе сократит их число для каждого пользователя, что также увеличит дисперсию. Увеличение же числа ортогональных пилот-символов приведет к снижению спектральной эффективности системы.

В настоящей статье рассмотрено влияние ошибки оценки состояния канала на помехоустойчивость системы МДРК. Рассмотрены 2 множества кодовых книг и 2 способа размещения кодовых слов на частотно-временной плоскости для некодированной и кодированной систем. Проведено сравнение схем с канальным перемежением и без него. Для некодированной системы требуемая дисперсия ошибки оценки канала должна быть не больше 10^{-3} . Эффект разнесения улучшает помехоустойчивость системы, что мо-

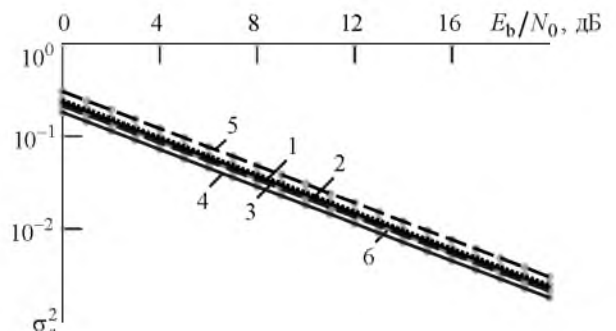


Рис. 13

жет являться ресурсом для уменьшения требуемой точности оценки канала. Для кодированной системы требуемая точность оценки зависит от длины кодового блока. Кодирование с короткими блоками требует такой же точности, как и в случае некодированной системы. В случае длинных блоков дисперсия ошибки оценки канала может быть на порядок выше: 10^{-2} или несколько больше. В кодированной системе разнесение ухудшает ее помехоустойчивость, что требует большей точности оценки канала. Подобное утверждение особенно характерно для длинных кодовых блоков. Канальное перемежение приводит к улучшению помехоустойчивости, однако схема с разнесением все равно не превосходит систему, в которой все кодовые символы одного слова располагаются в одном блоке ресурсов. Следовательно, система с разнесением по-прежнему требует более точной оценки канала при заданной вероятности битовой ошибки и энергетике канала связи.

С практической точки зрения наибольший интерес представляют результаты, полученные для

кодированной системы. Из них следует, что для обеспечения меньшей вычислительной сложности приема сигналов МДРК без существенных потерь в помехоустойчивости следует использовать кодовые книги множества CS2. Так, в случае длинных кодовых блоков в системе без разнесения и канального перемежения при $\sigma_e^2 = 10^{-2}$ и $E_b/N_0 = 9$ дБ вероятность битовой ошибки для CS2 больше, чем для CS1, всего лишь на $0.5 \cdot 10^{-5}$.

Согласно границе Крамера–Рао при небольшом отношении "сигнал/шум" и малом числе пилот-символов требования, предъявляемые к точности оценки канала, недостижимы.

Направлением дальнейших исследований может являться нахождение оптимальных пилот-сигналов, обеспечивающих минимальную дисперсию ошибки оценки состояния канала, одинаковую для всех пользователей. Также вызывает интерес исследование оценки состояния канала в многоантенных системах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. What Will 5G Be? / J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, J. C. Zhang // IEEE J. on Selected Areas in Communications. 2014. Vol. 32, № 6. P. 1065–1082.
2. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends / L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. I, Z. Wang // IEEE Commun. Mag. 2015. Vol. 53, № 9. P. 74–81.
3. Nikopour H., Baligh H. Sparse Code Multiple Access // Proc. IEEE 24th Int. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. (PIMRC 2013), London, 8–9 Sept. 2013. Piscataway: IEEE, 2013. P. 332–336.
4. Hoshyar R., Wathan F. P., Tafazolli R. Novel Low-Density Signature for Synchronous CDMA Systems over AWGN Channel // IEEE Trans. Signal Proc. 2008. Vol. 56, № 4. P. 1616–1626.
5. Yuan Z., Yu G., Li W. Multi-User Shared Access for 5G // Telecommun. Network Technology. 2015. Vol. 5, № 5. P. 28–30.
6. Blind detection of SCMA for uplink grant-free multiple-access / A. Bayesteh, E. Yi, H. Nikopour, H. Baligh // IEEE Int. Symp. on Wireless Commun. Systems, Barcelona, 26–29 Aug. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 853–857.
7. Sparse Bayesian learning based user detection and channel estimation for SCMA uplink systems / Y. Wang, S. Zhou, L. Xiao, X. Zhang // Intern. Conf. on Wireless Comm. and Signal Proc. (WCSP'15), Nanjing, 15–17 Oct. 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–5.
8. Altera Innovate Asia. Presentation "1st 5G Algorithm Innovation Competition-ENV1.0-SCMA". URL: <http://www.innovateasia.com/5g/images/pdf/1st%205G%20Algorithm%20Innovation%20Competition-ENV1.0%20-%20SCMA.pdf> (Дата обращения 02.04.2016).
9. Wu Y., Zhang S., Chen Y. Iterative multiuser receiver in sparse code multiple access systems // IEEE Intern. Conf. on Comm., London, 8–12 June 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 2918–2923.
10. SCMA codebook design / M. Taherzadeh, H. Nikopour, A. Bayesteh, H. Baligh // Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC Fall), Vancouver, 14–17 Sept. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 1–5.
11. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 11.5.0 Release 11) / ETSI. Sophia Antipolis, France, 2014. 121 p.
12. Stojanovic M., Proakis J. G., Catipovic J. A. Analysis of the impact of channel estimation errors on the performance of a decision-feedback equalizer in fading multipath channels // IEEE Trans. on Comm. 1995. Vol. 43, № 2–4. P. 877–886.
13. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (3GPP TS 36.212 version 10.0.0 Release 10) / ETSI. Sophia Antipolis, France, 2011. 73 p.

V. P. Klimentyev, A. B. Sergienko
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Channel Estimation in Uplink SCMA System

The effect of channel estimation error on bit error probability of uncoded and coded sparse code multiple access (SCMA) system in uplink channel with block fading is considered. SCMA is a variety of non-orthogonal multiple access based on code division. The variance of channel estimation error is investigated for channel estimation based on non-orthogonal pilot signals. The results obtained by computer simulation show that required accuracy of the channel estimation depends on the code block length. These results are compared with Cramer-Rao bound.

Mobile communications, non-orthogonal multiple access, sparse code multiple access, channel estimation, turbo code, pilot signals

Статья поступила в редакцию 21 марта 2016 г.

УДК 537.86.029

М. И. Мартынов, Ан. А. Никитин, А. Б. Устинов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Исследование СВЧ-свойств активной колебательной системы на основе ферритовой линии задержки¹

Теоретически описан комплексный коэффициент передачи активной колебательной системы на основе ферритовой линии задержки. Экспериментально получены передаточные характеристики и проведено сравнение с теоретическими результатами. Рассмотрено влияние параметров линии задержки на передаточные характеристики активной колебательной системы. Показано, что резонансные частоты, определяющие положение полос пропускания, зависят от толщины ферритовой пленки и расстояния между спин-волновыми антеннами. Эти зависимости дают возможность реконфигурации передаточной характеристики, что вместе с магнитным управлением обеспечивает гибкость применения на СВЧ.

Активная колебательная система, спиновая волна, феррит

За последние двадцать лет резко возрос интерес к исследованию активных кольцевых систем [1], [2]. В настоящее время указанные системы используются для изучения таких физических явлений, как солитоны, хаос и модуляционная неустойчивость, а также для формирования различных сигналов и их обработки [3].

Управляемые СВЧ кольцевые колебательные системы или резонаторы могут быть построены на основе ферритовых линий задержки, таких как эпитаксиальные пленки железиттриевого граната (ЖИГ). Отличительными свойствами этих устройств являются низкие потери на распространение спиновых волн и возможность широкополосной магнитной перестройки передаточных характеристик. Рабочие характеристики активных кольцевых систем на пленках ЖИГ определяются свойствами рабочих волн, а именно их дисперсией. Указанная особенность позволяет

применять пленки ЖИГ в миниатюрных СВЧ-устройствах. В частности, такими устройствами могут быть узкополосные и согласованные фильтры [4]–[6], генераторы гармонических и хаотических сигналов на основе активных кольцевых резонаторов (АКР) [7]–[10]. Однако СВЧ-свойства АКР, в частности влияние различных параметров спин-волновой линии задержки (СВЛЗ), остаются малоизученными. В связи с этим настоящая статья посвящена теоретическому и экспериментальному изучению СВЧ-свойств АКР на пленках ЖИГ.

Схема типичного АКР представлена на рис. 1, а. СВЛЗ 1, аттенюатор 3 и СВЧ-усилитель 2 образуют замкнутый контур. СВЛЗ служит для задержки СВЧ-сигнала. Широкополосный СВЧ-усилитель используется для усиления сигнала и компенсации потерь, вносимых линией задержки, а переменный аттенюатор обеспечивает контроль и управление коэффициентом усиления СВЧ-сиг-

¹Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда (№ 14-12-01296).