

DOI: 10.17725/rensit.2023.15.235

Расширенное ортогональное прекодирование с обратной связью для систем с пространственным мультиплексированием

¹Бакулин М.Г., ¹Крейнделин В.Б., ²Резнёв А.А.

¹Московский технический университет связи и информатики, <http://mtuci.ru/>

Москва 111024, Российская Федерация

²НТЦ "Атлас", <http://www.stcnet.ru/>

Москва 127018, Российская Федерация

E-mail: m.g.bakulin@gmail.com, vtkrend@gmail.com, andrey.reznev@gmail.com

Поступила 19.05.2023, рецензирована 26.05.2023, принята 02.06.2023

Представлена действительным членом РАЕН А.С. Дмитриевым

Аннотация: Рассмотрены различные методы формирования пространственно-временных кодов и алгебраических структур для повышения помехозащищенности систем связи ММО с большим количеством передающих и приемных антенн. Показана возможность формирования ортогональной матрицы предварительного кодирования в системах ММО в зависимости от изменения условий приема в радиоканале с использованием обратной связи от передатчика к приемнику. Получено, что для передачи такой матрицы предварительного кодирования в ММО-системах с конфигурациями антенн 4×4 , 8×8 , 16×16 требуется обратная связь с возможностью передачи по обратной линии только 2 бит при выигрыше по энергии 1.5 дБ ... 2.5 дБ по сравнению к системе с открытым контуром. Полученные в статье матрицы предварительного кодирования и алгоритмы их формирования могут быть использованы при разработке новых систем мобильной связи ММО.

Ключевые слова: ММО, пространственное мультиплексирование, алгебраические коды, прекодирование, код Голден, максимальное правдоподобие, ML, MMSE

УДК 621.396

Для цитирования: Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Резнёв А.А. Расширенное ортогональное прекодирование с обратной связью для систем с пространственным мультиплексированием. РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2023, 15(3):235-242. DOI: 10.17725/rensit.2023.15.235.

Extended orthogonal feedback precoding for spatial multiplexing systems

Mikhail G. Bakulin, Vitaly B. Kreyndelin

Moscow Technical University of Communications and Informatics, <http://mtuci.ru/>

Moscow 111024, Russian Federation

E-mail: m.g.bakulin@gmail.com, vtkrend@gmail.com

Andrey A. Reznev

Scientific-Technical Center "Atlas", <http://www.stcnet.ru/>

Moscow 127018, Russian Federation

E-mail: andrey.reznev@gmail.com

Received May 19, 2023, peer-reviewed May 26, 2023, accepted June 02, 2023

Abstract: Various methods of generating of space-time codes and algebraic structures for increasing noise immunity of MIMO communication systems with a large number of transmitting and receiving antennas are considered. The possibility of generation of an orthogonal precoding matrix in MIMO systems depending on changing reception conditions in a radio channel using feedback from a transmitter to a receiver is shown. It is obtained that to transmit such a precoding matrix in

MIMO systems with 4×4 , 8×8 , 16×16 antenna configurations, feedback is required with the ability to transmit only 2 bits on the reverse link at an energy gain of 1.5 dB ... 2.5 dB compared to an open loop system. The precoding matrices obtained in the article and their formation algorithms can be used in the development of new MIMO mobile communication systems.

Keywords: MIMO, spatial multiplexing, algebraic codes, precoding, Golden code, maximum likelihood, ML, MMSE

UDC 621.396

For citation: Mikhail G. Bakulin, Vitaly B. Kreyndelin, Andrey A. Reznov. Extended orthogonal feedback precoding for spatial multiplexing systems. *RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2023, 15(3):235-242e. DOI: 10.17725/rensit.2023.15.235.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ВВЕДЕНИЕ (236)
 2. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ (237)
 3. ОРТОГОНАЛЬНОЕ ПРЕКОДИРОВАНИЕ ДЛЯ НЕПОЛНОГО РАСШИРЕННОГО ВЕКТОРА (238)
 4. МОДЕЛИРОВАНИЕ (239)
 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ (240)
- ЛИТЕРАТУРА (241)

1. ВВЕДЕНИЕ

Модификация формулы Шеннона для многоантенных систем MIMO, используемых в современных системах подвижной связи, предполагает увеличенную пропускную способность таких систем, связанную с числом независимых каналов связи между антеннами [1]. Пропускная способность системы пропорциональна $\min(N_{tx}, N_{rx})$ [1, 2], где N_{tx} , N_{rx} – числа передающих и приемных антенн.

Свойства систем MIMO, связанные с разнесением на передаче и приеме, а также с когерентной обработкой сигналов, позволяют значительно увеличить помехоустойчивость, за счет увеличения числа независимых каналов связи с некоррелированными замираниями [1,3,4].

Следует отметить, что число независимых каналов связи в системе MIMO равно $N_{tx} \cdot N_{rx}$, однако число путей, по которым передается один символ, равно N_{rx} , поэтому разные символы принимаются с разным качеством [1,5].

В системах MIMO используется пространственное мультиплексирование, при котором за отсчет через каждую антенну передается отдельный символ. Для повышения помехоустойчивости применяются пространственные конструкции – алгебраические

коды, представляемые в матричном виде [6,7]. Одним из известных алгебраических кодов, является т.н. матрица Голден [8,9]. Для системы с двумя передающими и двумя приемными антеннами энергетический выигрыш при использовании кода Голден составляет 1.5-2 дБ [8,10,11]. Важным фактором, ограничивающим широкое использование алгебраических кодов в системах MIMO с большим числом передающих антенн, является высокая сложность оптимального демодулятора [10,12]. При использовании метода максимального правдоподобия в сочетании с алгебраическими кодами, вычислительная сложность демодулятора растет пропорционально $2^{k_b N_{rx}^2}$, где k_b – число битов, передаваемых одним модулированным символом.

В работах [13,14,15] для реализации приема с полным разнесением в канале MIMO было предложено использование расширенного ортогонального прекодирования с помощью специальных ортогональных матриц размером $(N_{tx}^2 \times N_{tx}^2)$. Там было показано, что предложенные матрицы обеспечивают оптимальность по критерию минимума максимальной дисперсии оценивания символов КАМ [16] при использовании линейных алгоритмов приема.

Другое направление, позволяющее повысить энергетическую эффективность, заключается в использовании прекодирования с учетом информации о канале на передающей стороне, так называемое прекодирование с закрытой петлей управления, или прекодирование с обратной связью [1,17,18]. Эффективность этих методов зависит от точности информации о

параметрах канала ММО и требует наличия обратного канала с большой пропускной способностью [17,19,20].

В настоящей статье предлагается комбинирование метода ортогонального прекодирования и использование информации о состоянии канала для выбора прекодирующей матрицы. Как будет показано далее, объём передаваемой информации в этом случае составляет единицы бит. Например, для ММО канала с конфигурацией (8×8), для выбора прекодирующей матрицы необходимо передать всего 3 бита.

2. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ

Модель наблюдения для системы ММО с пространственным мультиплексированием имеет вид [1,2]:

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{H}\mathbf{x}_n + \boldsymbol{\eta}_n, \quad (1)$$

где $\mathbf{y}_n = [\mathbf{y}_n^{(1)} \ \mathbf{y}_n^{(2)} \ \dots \ \mathbf{y}_n^{(N_{rx})}]^T$ – $(N_{rx} \times 1)$ -мерный вектор наблюдений; \mathbf{H} – $(N_{rx} \times N_{tx})$ -мерная матрица коэффициентов ММО-канала $h^{(i,j)}$, являющихся некоррелированными гауссовскими случайными величинами с нулевыми средними и дисперсиями $E\{|h^{(i,j)}|^2\} = \frac{1}{N_{rx}}$, для всех $i = \overline{1, N_{rx}}$ и $j = \overline{1, N_{tx}}$, что соответствует независимым релеевским замираниям; $\boldsymbol{\eta}_n$ – $(N_{rx} \times 1)$ -мерный гауссовский вектор шума с корреляционной матрицей $\mathbf{R}_\eta = E\{\boldsymbol{\eta}_n \boldsymbol{\eta}_n^H\}$, которая в большинстве практических случаев является диагональной [1].

В такой системе ММО с N_{tx} передающими и N_{rx} приемными антеннами поток комплексных модулированных символов s_p , $i = 1, 2, \dots$, делится на последовательности векторов $\mathbf{x}_n = [x_n^{(1)} \ x_n^{(2)} \ \dots \ x_n^{(N_{tx})}]^T$, размером $(N_{tx} \times 1)$ каждый, где m -ый элемент n -ого вектора $x_n^{(m)} = s_{(n-1)N_{tx}+m}$, $m = \overline{1, N_{tx}}$, $n = 1, 2, \dots$. Каждый модулированный символ имеет нулевое математическое ожидание и единичную мощность, т.е. $E\{s_i\} = 0$, $E\{|s_i|^2\} = 1$.

Пусть по аналогии с методом ортогонального прекодирования, рассмотренным в [13,14,15], используется передача расширенного вектора модулированных символов $\tilde{\mathbf{x}} \triangleq [\mathbf{x}_1^T \ \mathbf{x}_2^T \ \dots \ \mathbf{x}_L^T]^T$, который объединяет блок из L векторов в один вектор размером $(LN_{tx} \times 1)$. Для данного

вектора можно записать расширенную модель наблюдения

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}, \quad (2)$$

где

$$\tilde{\mathbf{y}} \triangleq [\mathbf{y}_1^T \ \mathbf{y}_2^T \ \dots \ \mathbf{y}_L^T]^T,$$

$$\tilde{\boldsymbol{\eta}} \triangleq [\boldsymbol{\eta}_1^T \ \boldsymbol{\eta}_2^T \ \dots \ \boldsymbol{\eta}_L^T]^T,$$

$$\tilde{\mathbf{H}} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{O} & \dots & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{H} & \dots & \mathbf{O} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \dots & \mathbf{H} \end{bmatrix}$$

– блочно-диагональная матрица расширенного канала, размером $(LN_{rx} \times LN_{tx})$.

Введём матрицу ортогонального преобразования $\tilde{\mathbf{F}}$, размером $(LN_{rx} \times LN_{rx})$ и используем её для прекодирования расширенного вектора $\tilde{\mathbf{x}}$, т.е. имеем следующее преобразование $\mathbf{z} = \tilde{\mathbf{F}}\tilde{\mathbf{x}}$. Модель наблюдения для этого случая может быть записана следующим образом:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}. \quad (3)$$

Вектор оценок МСКО и соответствующая корреляционная матрица ошибок оценивания будут описываться следующими выражениями:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \left(\tilde{\mathbf{F}}'\tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}} + \frac{1}{\rho} \mathbf{I}_{LN_{rx}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{F}}'\tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{y}} \quad (4)$$

$$\tilde{\mathbf{V}} = \left(\rho \tilde{\mathbf{F}}'\tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}} + \mathbf{I}_{LN_{rx}} \right)^{-1}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}} &= \left(\tilde{\mathbf{F}}'\tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}} + \frac{1}{\rho} \mathbf{I}_{LN_{rx}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{F}}'\tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{y}} = \\ &= \tilde{\mathbf{F}}' \left(\tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{H}} + \frac{1}{\rho} \mathbf{I}_{LN_{rx}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{F}}'\hat{\mathbf{z}}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\tilde{\mathbf{V}} = \tilde{\mathbf{F}}' \left(\rho \tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{I}_{LN_{rx}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{F}} = \tilde{\mathbf{F}}'\tilde{\mathbf{V}}_z\tilde{\mathbf{F}},$$

где $\hat{\mathbf{z}} = \left(\tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{H}} + \frac{1}{\rho} \mathbf{I}_{LN_{rx}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{y}}$ – оценка МСКО вектора преобразованных символов \mathbf{z} , $\tilde{\mathbf{V}}_z = \left(\rho \tilde{\mathbf{H}}'\tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{I}_{LN_{rx}} \right)^{-1}$ – корреляционная матрица ошибок оценивания вектора преобразованных символов.

В таком случае корреляционная матрица ошибок оценивания вектора преобразованных символов является блочной

$$\tilde{\mathbf{V}}_z = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{MMSE} & \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{V}_{MMSE} & \cdots & \mathbf{O} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{V}_{MMSE} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$\mathbf{V}_{MMSE} = \left(\rho \mathbf{H}' \mathbf{H} + \mathbf{I}_{N_{rx}} \right)^{-1}, \quad (7)$$

где \mathbf{V}_{MMSE} – корреляционная матрица ошибок оценивания МСКО размера $(N_{rx} \times N_{rx})$ для вектора символов в системе с простым пространственным мультиплексированием, согласно модели (1).

3. ОРТОГОНАЛЬНОЕ ПРЕКОДИРОВАНИЕ ДЛЯ НЕПОЛНОГО РАСШИРЕННОГО ВЕКТОРА

Как было показано в [13], ортогональное преобразование передаваемых символов не изменяет след матрицы ошибок оценивания, т.е. среднее значение отношения сигнал/шум после линейного демодулятора при использовании ортогонального прекодирования не изменяется, но при этом изменяется распределение самих значений дисперсий, что, согласно критерию минимума максимальной дисперсии ошибки оценивания [16], должно приводить к улучшению характеристики. Так же в [13] было показано, что выбором специальных ортогональных матриц можно уменьшить разброс значений между максимальной и минимальной дисперсиями ошибок оценивания, что приводит к уменьшению средней вероятности ошибки. При использовании расширенного вектора полной размерности (при $L = N_{rx}$) разброс этих значений уменьшается до нуля, и все дисперсии становятся равными среднему значению. Однако, такой подход требует операций над векторами и матрицами большой размерности. Поэтому представляет интерес использование для передачи расширенных векторов небольшой размерности, например, использование всего двух исходных векторов размерностью $(N_{rx} \times 1)$, т.е. расширенный вектор будет иметь размерность $(2N_{rx} \times 1)$, а сама ортогональная матрица прекодирования будет иметь размерность $(2N_{rx} \times 2N_{rx})$.

Рассмотрим систему с $N_{rx} = 4$ и $L = 2$. В качестве прекодирующей матрицы используем матрицу следующего вида:

$$\tilde{\mathbf{F}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_4 & e^{-j\varphi} \mathbf{P}_4' \\ -e^{j\varphi} \mathbf{P}_4 & \mathbf{I}_4 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где φ – угол поворота созвездия, \mathbf{P}_4 – матрица перестановки размером (4×4) , у которой в каждой строке все символы равны нулю, кроме одного, который равен 1. Матрица $\tilde{\mathbf{F}}$ является ортогональной матрицей.

Для получения выигрыша от разнесения для каждого символа на главной диагонали матрицы все элементы должны быть равны 0. В этом случае каждый символ будет передаваться двумя разными антеннами.

Рассмотрим матрицу ошибок оценивания для рассматриваемого случая. Согласно, выражениям (5-7), корреляционная матрица будет иметь следующий вид

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{V}} &= \tilde{\mathbf{F}}' \tilde{\mathbf{V}}_z \tilde{\mathbf{F}} = \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{MMSE} + \mathbf{P}_4' \mathbf{V}_{MMSE} \mathbf{P}_4 & & \ddots \\ & \ddots & \\ & & \mathbf{V}_{MMSE} + \mathbf{P}_4' \mathbf{V}_{MMSE} \mathbf{P}_4 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (9)$$

Поскольку нас интересуют только дисперсии ошибок оценивания, то в этом выражении не раскрываются боковые блочные матрицы (их места обозначены как \ddots). Учитывая, что матрица \mathbf{P}_4 является матрицей перестановки, то вектор диагональных элементов матрицы $\tilde{\mathbf{V}}$ будет определяться следующим образом:

$$\tilde{\mathbf{v}} \triangleq \text{diag}(\tilde{\mathbf{V}}) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{MMSE} + \mathbf{P}_4 \mathbf{v}_{MMSE} \\ \mathbf{v}_{MMSE} + \mathbf{P}_4 \mathbf{v}_{MMSE} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где $\text{diag}(\mathbf{A})$ – оператор выделения диагональных элементов матрицы \mathbf{A} и записи их в виде вектора-столбца, $\mathbf{v}_{MMSE} \triangleq \text{diag}(\mathbf{V}_{MMSE})$ – N_{rx} -мерный вектор диагональных элементов корреляционной матрицы ошибок оценивания алгоритма MMSE.

Рассмотрим в качестве примера использование матрицы перестановки следующего вида:

$$\mathbf{P}_4^{(1)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

В этом случае для первой половины вектора диагональных элементов $\tilde{\mathbf{v}}$ можно записать

$$\begin{aligned}\tilde{v}_1 &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,1} + v_{MMSE,4}) \\ \tilde{v}_2 &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,2} + v_{MMSE,3}) \\ \tilde{v}_3 &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,3} + v_{MMSE,2}) \\ \tilde{v}_4 &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,4} + v_{MMSE,1}).\end{aligned}\quad (12)$$

Вторая половина вектора диагональных элементов $\tilde{\mathbf{v}}$ будет в точности повторять первую половину.

Как видно из выражения (12), из 4-х разных значений дисперсий алгоритма MMSE в результате ортогонального прекодирования получили вектор дисперсий с двумя значениями, причём можно показать, что максимальное значение этих новых дисперсий будет гарантировано меньше максимального значения исходных дисперсий. Но выбранная матрица перестановок не гарантирует, что максимальное значение новых дисперсий будет минимально возможным, так как не все сочетания двух символов здесь имеются.

Можно использовать и другие матрицы перестановок, например матрицы следующего вида:

$$\mathbf{P}_4^{(2)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_4^{(3)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Для этих матриц получим следующие значения дисперсий ошибок оценивания с использованием ортогонального прекодирования

$$\begin{aligned}\tilde{v}_1^{(2)} &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,1} + v_{MMSE,3}) & \tilde{v}_1^{(3)} &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,1} + v_{MMSE,2}) \\ \tilde{v}_2^{(2)} &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,2} + v_{MMSE,4}) & \tilde{v}_2^{(3)} &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,2} + v_{MMSE,1}) \\ \tilde{v}_3^{(2)} &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,3} + v_{MMSE,1}) & \tilde{v}_3^{(3)} &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,3} + v_{MMSE,4}) \\ \tilde{v}_4^{(2)} &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,4} + v_{MMSE,2}) & \tilde{v}_4^{(3)} &= \frac{1}{2}(v_{MMSE,4} + v_{MMSE,3}).\end{aligned}\quad (14)$$

Следует отметить, что в данном случае три набора матриц $\mathbf{P}_4^{(1)}$, $\mathbf{P}_4^{(2)}$, $\mathbf{P}_4^{(3)}$ обеспечивают перебор всех сочетаний двух символов.

Следовательно, для выбора прекодирующей матрицы достаточно использовать три варианта, и выбрать вариант с наименьшей максимальной дисперсией. Информацию о выбранной матрице необходимо передать на передающую сторону. В данном случае при конфигурации с $N_{tx} = 4$ необходимо передать всего 2 бита.

Для конфигураций с большим числом антенн можно использовать матрицы аналогичного вида (см. (11), (13)), при этом число таких матриц, обеспечивающих полный перебор всех возможных сочетаний пар символов, будет равно $(N_{tx} - 1)$, при условии, что $N_{tx} = 2^m$. Объём передаваемой на передающую станцию информации при этом будет равен m битам.

Такая система связи с выбором ортогональной прекодирующей матрицы относится к системам с передачей информации по обратному каналу или системам с закрытой петлёй управления.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для проверки эффективности предложенного метода ортогонального прекодирования с выбором прекодирующей матрицы было проведено моделирование системы связи для разной конфигурации.

Условия моделирования:

- ММО-канал с независимыми релеевскими замираниями;
- модуляция QPSK;
- демодулятор на основе алгоритма МСКО (MMSE).

На **Рис. 1** приведены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения

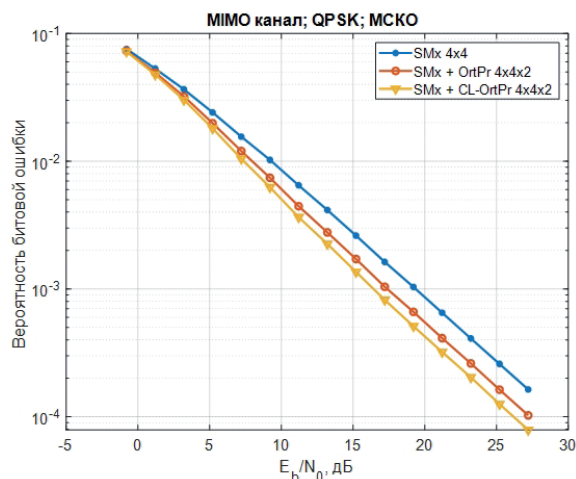


Рис. 1. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум на бит для ММО-системы с конфигурацией 4x4.

сигнал/шум на бит для ММО-системы с конфигурацией 4×4 для следующих вариантов:

- SMx – обычное пространственное мультиплексирование (SMx);
- SMx + OrtPr – пространственное мультиплексирование с расширением на два такта (два вектора);
- SMx + CL-OrtPr – пространственное мультиплексирование с предложенным методом ортогонального прекодирования с расширением на два такта (два вектора) закрытой петлей управления (Close Loop Orthogonal Precoding).

Из этих зависимостей видно, что предложенный метод ортогонального прекодирования с закрытой петлей управления позволяет повысить помехоустойчивость на 2-3 дБ при вероятности ошибки в диапазоне 0.01-0.001 по сравнению с системой с обычным пространственным мультиплексированием. По сравнению с ММО-системой, использующей ортогональное прекодирование без обратной связи (без управления) предложенный метод обеспечивает выигрыш ~ 1 дБ.

На Рис. 2 приведены аналогичные кривые для конфигурации канала ММО 8×8 . Для этой конфигурации выигрыш по сравнению с обычным мультиплексированием составляет 1.6-4.1 дБ, а по сравнению ортогональным прекодированием без обратной связи выигрыш составляет и 0.5-1.5 дБ.

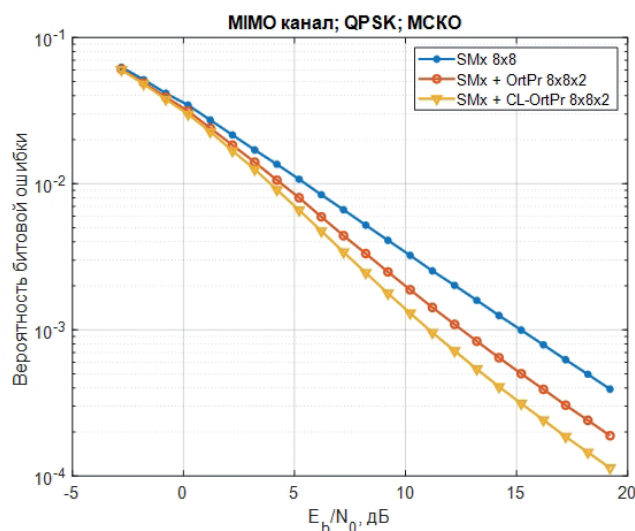


Рис. 2. Зависимости вероятности битовой ошибки для ММО-системы с конфигурацией 8×8 .

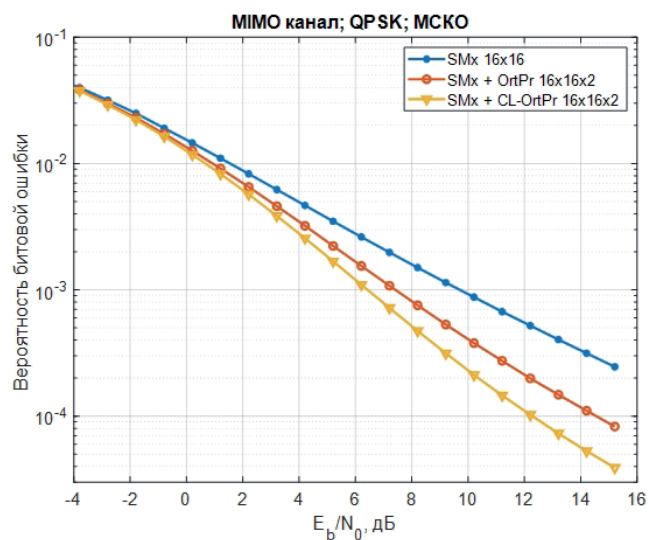


Рис. 3. Зависимости вероятности битовой ошибки для ММО-системы с конфигурацией 16×16 .

Такие же характеристики для конфигурации канала ММО 16×16 приведены на Рис. 3. Здесь имеем выигрыш 0.9–3.3 дБ и 0.3-1.0 дБ по сравнению с системами с обычным пространственным мультиплексированием и системой с ортогональным прекодированием без управления, соответственно.

Следует отметить, что для всех конфигураций выигрыш увеличивается с ростом отношения сигнал/шум

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный метод ортогонального прекодирования, который использует для выбора прекодирующей матрицы закрытую петлю управления по обратному каналу, позволяет улучшить характеристики многоантенной системы связи ММО за счет увеличения порядка разнесения.

Алгоритм прекодирования использует свойства критерия оптимальности минимума максимальных значений дисперсии ошибок оценивания, расположенных на главной диагонали корреляционной матрицы ошибок оценивания в линейном алгоритме демодуляции MMSE.

Использование обратной связи для передачи информации о выбранной матрице прекодирования позволяет получить выигрыш от разнесения даже при неполном расширенном векторе модулированных символов. При этом

объём передаваемой информации по обратному каналу составляет всего два бита.

Благодаря применению ортогонального преобразования с сильно разреженной матрицей и неполному расширению вектора символов, сложность обработки сигнала как на передающей, так и на приемной стороне, увеличивается незначительно.

Результаты имитационного моделирования системы связи ММО с использованием предложенного алгоритма прекодирования и закрытой петли управления по обратному каналу демонстрируют достигнутый энергетический выигрыш (1 – 4) дБ в зависимости от размерности системы и требуемой вероятности ошибки.

При увеличении отношения сигнал/шум выигрыш от использования предлагаемого метода ортогонального прекодирования с закрытой петлей управления возрастает.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бакулин МГ, Варукина ЛА, Крейнделин ВБ. *Технология ММО: принципы и алгоритмы*. М., Горячая линия-Телеком, 2014, 244 с.
2. Sibille A, Oestges C, Zanella A. *MIMO From Theory to Implementation*, 2011, Elsevier, USA, p. 350.
3. Durgarao T, Naga Lakshmi TJ. Wireless-Powered Relaying Communication based on MIMO-OFDM: A Comprehensive Survey. *5th Intern. Conf. on Smart Systems and Inventive Technology (ICSSIT)*, Tirunelveli, India, 2023, pp. 1-8, doi: 10.1109/ICSSIT55814.2023.10060888.
4. Hori Y, Nakajima A, Higashinaka M, Aruga H. A New Transmit Diversity Technique for FSK Exploiting its Orthogonality. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(9):3094-3098, doi: 10.1109/LCOMM.2021.3089709.
5. Pankratov DY, Stepanova AG. Nonlinear Iterative Chebyshev Based Demodulation Algorithm With Eigenvalues Estimates Of The Channel Matrix For Massive MIMO Systems. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Russia, Svetlogorsk, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166003.
6. Dayal P, Varanasi MK. Algebraic space-time codes with full diversity and low peak-to-mean power ratio. *IEEE Global Telecommunications Conference* (IEEE Cat. No. 03CH37489), 2003, 4:1946-1951, doi: 10.1109/GLOCOM.2003.1258577.
7. Damen MO, Abed-Meraim K, Belfiore J. Diagonal algebraic space-time block codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2002, 48(3):628-636, doi: 10.1109/18.985979.
8. Belfiore J, Rekaya G, Viterbo E. The golden code: a 2x2 full-rate space-time code with non-vanishing determinants. *Proc. International Symposium on Information Theory*, 2004, pp. 310-310, doi: 10.1109/ISIT.2004.1365347.
9. Viterbo E, Hong Y. Applications of the Golden Code. *Information Theory and Applications Workshop*, USA, CA, La Jolla, 2007, pp. 393-400, doi: 10.1109/ITA.2007.4357609.
10. Xu H, Pillay N. An Alternative Encoding of the Golden Code and its Low Complexity Detection. *IEEE Access*, 2022, 10:30147-30156, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3159682.
11. Lee SJ et al. A Space-Time Code with full Diversity and Rate 2 for 2 Transmit Antenna Transmission. *IEEE C 802.16e – 04/434r2*. WWW.IEEE802.ORG/16.
12. Imamura T, Sanada Y. Low Complexity Belief Propagation based MIMO Detection with MMSE Pre-cancellation for Overloaded MIMO systems. *IEEE 92nd Vehicular Technology Conference (VTC2020-Fall)*, Canada, Victoria, BC, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTC2020-Fall49728.2020.9348702.
13. Bakulin MG, Kreindelina VB, Rezneva AA. Orthogonal Precoding for Systems with Spatial Multiplexing with a Linear Receiver. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2021, 66(12):1346-1353. DOI 10.1134/S1064226921120020.
14. Kreindelina VB, Bakulin MG, Rezneva AA. Improved Space Time Codes through Orthogonal Transformation. *Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744302.
15. Deng T, Zhang L, Feng Y, Jiang Y. A Double Full Diversity Unitary Space Time Precoded V2V MIMO Communication System. *IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*, China, Sanshui, Foshan, 2022, pp. 99-104, doi: 10.1109/ICCC55456.2022.9880809.

16. Резнев АА, Крейнделин ВБ. Новый критерий оптимальности пространственно-временных матриц. *Электросвязь*, 2020, 2:59-62.
17. Zia MU, Xiang W, Vitetta GM, Huang T. Deep Learning for Parametric Channel Estimation in Massive MIMO Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, doi: 10.1109/TVT.2022.3223896.
18. Jianchi Zhu, Jingxiu Liu, Xiaoming She and Lan Chen. Investigation on precoding techniques in E-UTRA and proposed adaptive precoding scheme for MIMO systems. *14th Asia-Pacific Conference on Communications*, Japan, Akihabara, 2008, pp. 1-5.
19. Prata A, Sveshtarov J, Pires SC, Oliveira ASR, Carvalho NB. Optimized DPD Feedback Loop for m-MIMO sub-6GHz Systems. *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, USA, PA, Philadelphia, 2018, pp. 485-488, doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439268.
20. Krishnamoorthya A, Schober R. Downlink Massive MU-MIMO With Successively-Regularized Zero Forcing Precoding. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(1):114-118, doi: 10.1109/LWC.2022.3218597.

Бакулин Михаил Германович

к.т.н., доцент

Московский технический ун-т связи и информатики

8а, ул. Авиамоторная, Москва 111024, Россия

E-mail: m.g.bakulin@gmail.com

Крейнделин Виталий Борисович

д.т.н., проф.

Московский технический ун-т связи и информатики

8а, ул. Авиамоторная, Москва 111024, Россия

E-mail: vitkrend@gmail.com

Резнёв Андрей Алексеевич

к.т.н.

Научно-технический центр "Атлас"

38, ул. Образцова, Москва 127018, Россия

E-mail: andrey.reznev@gmail.com.