

УДК 621.396.4

МЕТОДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С ТЕХНОЛОГИЕЙ MASSIVE MIMO

Л. И. Аверина, П. А. Токарев

Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 02.01.2021 г.

Аннотация. В работе синтезирована имитационная модель многопользовательской системы связи, использующей технологию *Massive MIMO*. В рамках данной модели проведен сравнительный анализ эффективности функционирования различных алгоритмов предварительного кодирования для кольцевой антенной решётки с заданными парциальными диаграммами направленности антенных элементов. Рассмотрены случаи различных типов каналов, различного расположения абонентов относительно базовой станции и различного количества элементов антенной решетки. Проведённые исследования показали, что наиболее эффективным алгоритмом с точки зрения помехоустойчивости является метод предварительного кодирования ZF. Увеличение количества антенных элементов на передающей стороне для этого метода не увеличивает помехоустойчивость системы для заданного числа абонентов в отличие от других рассматриваемых алгоритмов.

Ключевые слова: многопользовательская система связи, цифровая антенная решётка, технология *Massive MIMO*, алгоритмы прекодирования.

PRECODING METHODS FOR COMMUNICATION SYSTEMS WITH MASSIVE MIMO TECHNOLOGY

L. I. Averina, P. A. Tokarev

Abstract. A simulation model of a multi-user communication system using *Massive MIMO* technology was synthesized. Within the framework of this model, a comparative analysis of the functioning efficiency of various precoding algorithms for a ring antenna array with given partial radiation patterns of antenna elements has been carried out. Cases of different types of channels, different locations of subscribers relative to the base station and different numbers of elements of the antenna array are considered. The conducted studies have shown that the most effective algorithm from the point of view of noise immunity is the ZF precoding method. An increase in the number of antenna elements on the transmitting side for this method does not increase the noise immunity of the system for a given number of subscribers, in contrast to other considered algorithms.

Keywords: multi-user communication system, digital antenna array, *Massive MIMO* technology, precoding algorithms.

ВВЕДЕНИЕ

За последнее десятилетие количество цифровых беспроводных устройств резко увеличилось, и эта тенденция будет продолжать развиваться. Растущий трафик в цифровых системах связи требует более эффективного использования доступного оборудования и сетевых

ресурсов. Для решения этой задачи в каждом поколении коммуникационной архитектуры совершенствовались технологии, направленные на повышение пропускной способности, эффективности и надежности сети. Как одно из наиболее многообещающих решений в области беспроводной связи, технология пространственного кодирования сигналов (MIMO) широко используется в стандартах IEEE 802.11ac/n (WiFi), IEEE 802.16e (WiMAX), LTE/LTE-A (4G) и других протоколах и системах [1].

Одной из ключевых технологий для реализации систем сотовой связи 5G является технология *Massive MIMO*. Данная технология привлекла огромное внимание исследователей в области беспроводной связи. Её отличие от технологии MIMO состоит в том, что для каждого абонента на передающей антенной системе формируется свой “луч”. Среди различных аспектов, касающихся технологии *Massive MIMO*, предварительное кодирование на базовой станции (БС) является одним из наиболее важных функциональных компонентов для обеспечения надежной передачи по нисходящей линии связи.

Насколько известно авторам, на данный момент в литературе имеется ряд работ по методам предварительного кодирования в системах *Massive MIMO* [2–4, 11]. Существует также и обзорная работа по классическим методам [5]. Но все они рассматривают в общем случае плоские антенные решетки без учета особенностей расположения абонентов и углов прихода сигналов на базовую станцию. Поэтому в данной работе проводится сравнительный анализ методов предварительного кодирования с учетом парциальных диаграмм направленности антенных элементов в рамках кольцевой антенной решетки, а также анализируется эффективность алгоритмов при угловом разрешении абонентов меньше рэлеевского.

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ СИСТЕМЫ MASSIVE MIMO

Рассмотрим теоретические аспекты системы *Massive MIMO* нисходящего канала. Система состоит из центральной БС, оснащенной большим количеством антенн, передающих одновременно нескольким пользователям на одной и той же рабочей частоте. Пусть количество антенн на БС равно M , а количество пользователей с одной антенной равно K . Тогда достижимый коэффициент усиления антенной решетки пропорционален M , а коэффициент мультиплексирования равен K .

Пропускная способность системы (C) с технологией MIMO определяет максимально возможную скорость передачи информации в канале связи, приведенную к единице полосы канала (спектральную эффективность). Это означает, что максимально возможная скорость передачи информации в канале связи с шириной полосы B равна $B * C$. Она определяется соотношением [6]:

$$C = \max_{\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})=M} \log_2 \det \left(\mathbf{1} + \frac{E_x}{M * 2\sigma_\eta^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^H \right), \quad (1)$$

где $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ — комплексный информационный вектор с корреляционной матрицей $\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$. Здесь полагается, что мощность сигнала в каждой приёмной антенне равна мощности E_x всего излучаемого сигнала (т. е. равна суммарной мощности сигналов, излучаемых всеми передающими антеннами); $\boldsymbol{\eta} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ — комплексный случайный гауссовский вектор шумов наблюдения с нулевым средним и корреляционной матрицей $\mathbf{R}_\eta = E\{\boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\eta}^H\}$. Дисперсии шумов наблюдения во всех приёмных антеннах предполагаются одинаковыми и равны $2\sigma_\eta^2$. Поскольку мощность сигнала в каждой приёмной антенне равна по предположению общей излучаемой мощности, можно записать следующее выражение для отношения сигнал/шум: $\frac{E_x}{2\sigma_\eta^2}$; $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ — матрица канала, $E\{\dots\}$ — операция вычисления математического ожидания. Здесь и далее \mathbf{H}^H обозначает операцию эрмитова сопряжения, \mathbf{H}^T — операцию транспонирования, \mathbf{H}^* — операцию сопряжения.

Выражение (1) носит общий характер. Конкретизируем его для двух практически важных

случаев:

1. Комплексная матрица канала связи \mathbf{H} неизвестна на передающей стороне (CU). Пропускная способность в этом случае будет определяться соотношением [6]:

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{M * 2\sigma_\eta^2} |\lambda_i|^2 \right), \quad (2)$$

где λ_i — собственные числа матрицы \mathbf{H} ; r — ранг матрицы \mathbf{H} , $r = \min\{M, K\}$. Выражение (2) показывает, что пропускная способность канала MIMO равна сумме пропускных способностей r каналов SISO.

2. Оценка комплексной матрицы канала связи \mathbf{H} точно известна на передающей стороне (СК). Используя принцип “заполнения водой” (water filling principle), пропускная способность равна:

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{M * 2\sigma_n^2} \gamma_i |\lambda_i|^2 \right), \quad (3)$$

где γ_i — нормированная мощность передающего сигнала в i -м пространственном канале, которая удовлетворяет условию [6]:

$$\sum_{i=1}^r \gamma_i = M.$$

Согласно выражениям (2) и (3) были получены зависимости пропускной способности системы от отношения сигнал/шум (SNR) для 8-ми и 12-ти элементных кольцевых решеток (рисунок 1). Видно, что применение многоканальной структуры значительно повышает пропускную способность системы, особенно при наличии информации об оценке канальной матрицы.

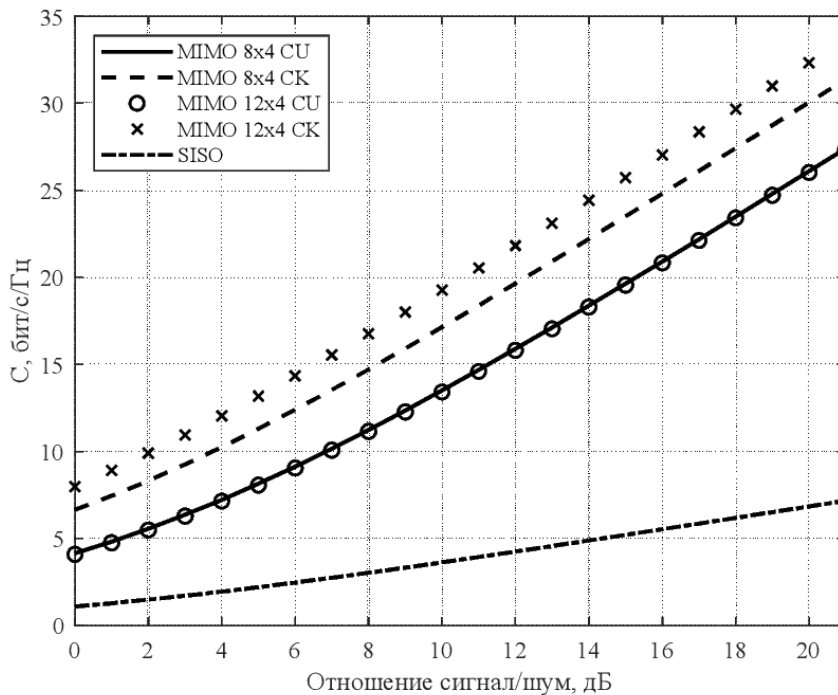


Рис. 1. Зависимость пропускной способности от отношения сигнал/шум.

МЕТОДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ

Вектор переданного сигнала для K пользователей во время передачи по нисходящей линии связи, где $M > K$, может быть выражен как

$$\mathbf{x} = \sqrt{p} \mathbf{W} \mathbf{s}, \quad (4)$$

где $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ — матрица линейного предварительного кодирования, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ — переданная информация источника перед предварительным кодированием, а p — средняя мощность передачи в BS.

Матрица \mathbf{W} предварительного кодирования является функцией матрицы канала \mathbf{H} [7]. Мощность переданного исходного сигнала нормализована, т. е. $\|\mathbf{s}\|^2 = 1$. Чтобы удовлетворить ограничению мощности в БС, \mathbf{W} выбирается таким образом, чтобы $\text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) = 1$. При работе в режиме с известной точной оценкой комплексной канальной матрицы на передающей стороне (СК) канал нисходящей линии связи — это просто транспонирование матрицы канала \mathbf{H} . Следовательно, набор сигналов, полученных K абонентами, равен

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^T \mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} = \sqrt{p} \mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}, \quad (5)$$

где $\boldsymbol{\eta} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ представляет собой вектор шумов и помехи, каждый элемент которого $\eta_k \sim \mathcal{N}(0, \sigma)$, $k \in \{0, 1, \dots, K-1\}$. Из выражения (5) видно, что предварительное кодирование играет важную роль в определении производительности нисходящей линии связи. Далее рассмотрим некоторые методы предварительного кодирования сигнала.

Прекодер на основе согласованного фильтра (MF) — это просто сопряженное транспонирование матрицы канала нисходящей линии связи. Коэффициенты предварительного кодирования MF имеют вид:

$$\mathbf{W}_{MF} = \sqrt{\alpha} \mathbf{H}^*, \quad (6)$$

где α — коэффициент масштабирования для нормализации мощности сигнала. Тогда вектор принятого сигнала определяется выражением

$$\mathbf{y}_{MF} = \sqrt{p\alpha} \mathbf{H}^T \mathbf{H}^* \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}. \quad (7)$$

Данный прекодер также известен как передача с максимальным коэффициентом передачи (MRT), который максимизирует усиление сигнала для предполагаемого пользователя [8, 9]. Это аналог комбинирующего приемника с максимальным коэффициентом передачи для восходящей линии связи. С увеличением количества антенн БС векторы каналов в \mathbf{H} становятся ближе к взаимно ортогональным. В результате член $\mathbf{H}^T \mathbf{H}^*$ приближается к диагональной матрице [10], что приводит к оптимальному решению. Следовательно, предварительное кодирование MF является почти оптимальным, пока количество антенн BS намного больше, чем количество пользователей терминала.

Метод предварительного кодирования с форсированием нуля (ZF) — это еще один тип базового метода предварительного кодирования, который устраняет помехи, передавая сигнал намеченному пользователю при одновременном обнулении в направлениях других пользователей. Коэффициенты предварительного кодирования ZF имеют вид:

$$\mathbf{W}_{ZF} = \sqrt{\alpha} \mathbf{H}^* (\mathbf{H}^T \mathbf{H}^*)^{-1} \quad (8)$$

и соответствующий вектор принятого сигнала равен

$$\mathbf{y}_{ZF} = \sqrt{p\alpha} \mathbf{H}^T \mathbf{H}^* (\mathbf{H}^T \mathbf{H}^*)^{-1} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}. \quad (9)$$

Величина $\mathbf{H}^T \mathbf{H}^*$ образует матрицу Грама, диагональные элементы которой обозначают дисбаланс мощности между каналами, а недиагональные элементы характеризуют взаимные корреляции между каналами. Когда существуют сильно коррелированные каналы, предварительное кодирование ZF декоррелирует каналы ценой потери пропускной способности канала [7]. Это оптимальная схема предварительного кодирования при отсутствии аддитивного шума [11]. Когда присутствует аддитивный шум, этот метод предварительного кодирования может усилить шумовой эффект.

Метод прекодирования на основе собственных векторов (ЕВМ) — это метод предварительного кодирования, который получает коэффициенты путем сингулярного разложения (SVD) канальной матрицы \mathbf{H}^T :

$$\mathbf{H}^T = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^T, \quad (10)$$

где $\mathbf{H}^T \in \mathbb{C}^{K \times M}$, $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{K \times K}$, $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{C}^{K \times M}$, $\mathbf{V}^H \in \mathbb{C}^{M \times M}$.

Учитывая свойство унитарной матрицы $\mathbf{V}^H \mathbf{V} = 1$, получим

$$\mathbf{W}_{EVM} = \sqrt{\alpha} \mathbf{V}, \quad (11)$$

где $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times K}$, то есть из матрицы \mathbf{V} выбираются первые K столбцов, так как сингулярные числа на диагонали матрицы $\mathbf{\Sigma}$: $\sigma_1 > \sigma_2 > \dots > \sigma_K$. Таким образом, соответствующий вектор принятого сигнала равен [12]

$$\mathbf{y}_{EVM} = \sqrt{p\alpha} \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} = \sqrt{p\alpha} \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}. \quad (12)$$

СИНТЕЗ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С РАЗЛИЧНЫМИ ПРЕКОДЕРАМИ

Для оценки эффективности работы различных прекодеров была разработана многопользовательская имитационная модель системы связи на основе технологии *Massive MIMO* и ортогонального частотного мультиплексирования. Модель включает в себя базовую станцию (БС) в виде кольцевой антенной решетки с заданными парциальными диаграммами элементов, вокруг которой расположены абонентские станции (АС) ($K = 4$), диаграммы направленности антенн которых являются всенаправленными. При анализе в качестве каналов распространения использовался как канал с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), так и частотно-селективные каналы. Причём считалось, что пространственные подканалы абонентов между собой не коррелированы и на временном промежутке анализа — стационарны.

Система функционирует следующим образом. Сначала с помощью ортогональных пилотных сигналов происходит зондирование MIMO-канала — оценка канальной матрицы, значения элементов которой по обратному каналу передаются на БС. Затем, используя различные методы, получаем коэффициенты предварительного кодирования. С их помощью на передаче одновременно формируем узконаправленные лучи на каждого абонента. На рисунке 2 изображена блок-схема разработанной имитационной модели. Для частотно-селективных каналов в приёмнике у каждого абонента использовался частотный ZF-эквалайзер.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРЕКОДЕРОВ

Сначала анализировалась работа системы с восьмиэлементной антенной решёткой ($M = 8$) в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при условии максимального разнесения абонентов друг от друга. (Углы на абонентские станции относительно БС были заданы 0° , 90° , 180° , 270°). На рисунке 3 представлены кривые помехоустойчивости, соответствующие различным методам предварительного кодирования. Здесь кривые помехоустойчивости усреднены по абонентам. Кривые помехоустойчивости по отдельности на каждого абонента представлены на рисунке 4а–в. Из графиков видно, что наиболее помехоустойчивой в условиях

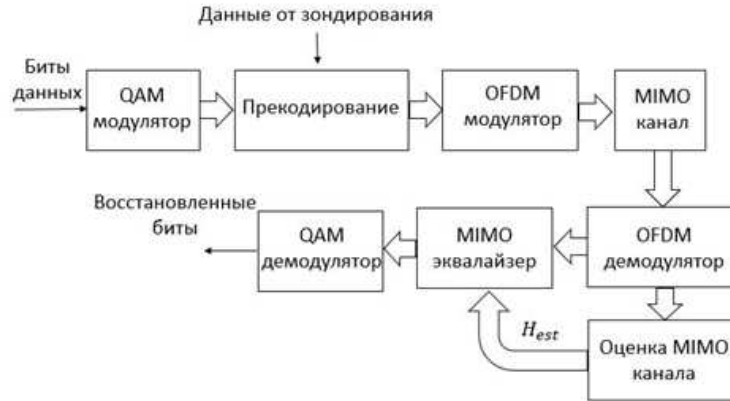


Рис. 2. Блок-схема имитационной модели.

АБГШ канала является система с ZF прекодером. Преимущество данного алгоритма составляет около 4 дБ по заданному уровню BER относительно EBM прекодера и около 10 дБ относительно MF прекодера. Также видно, что помехоустойчивость потоков отдельных абонентов при использовании данного прекодера одинакова в отличие от методов MF и EBM.

Далее анализировалась эффективность прекодеров при условии близких углов между двумя абонентами. (Углы на абонентов составляли 0° , 5° , 180° , 185°). Полученные усредненные по абонентам результаты представлены на рисунке 5. Видно, что ZF прекодер показывает наилучшие результаты и в условиях близких углов. Преимущество метода составляет около 15 дБ по заданному уровню BER относительно EBM прекодера и около 40 дБ относительно MF прекодера.

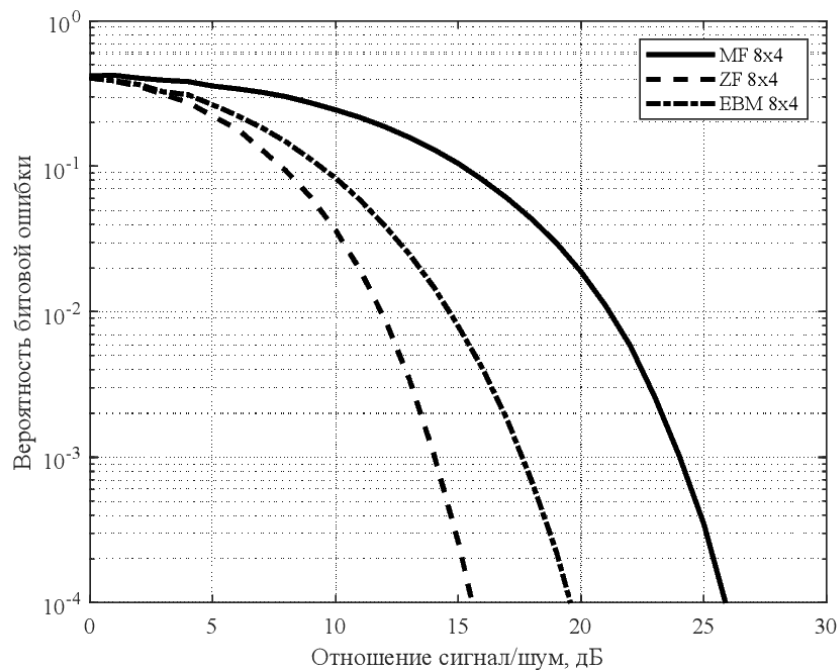


Рис. 3. Кривые помехоустойчивости для различных методов предварительного кодирования в условиях АБГШ канала, усредненные по абонентам. Углы абонентов 0° , 90° , 180° , 270° .

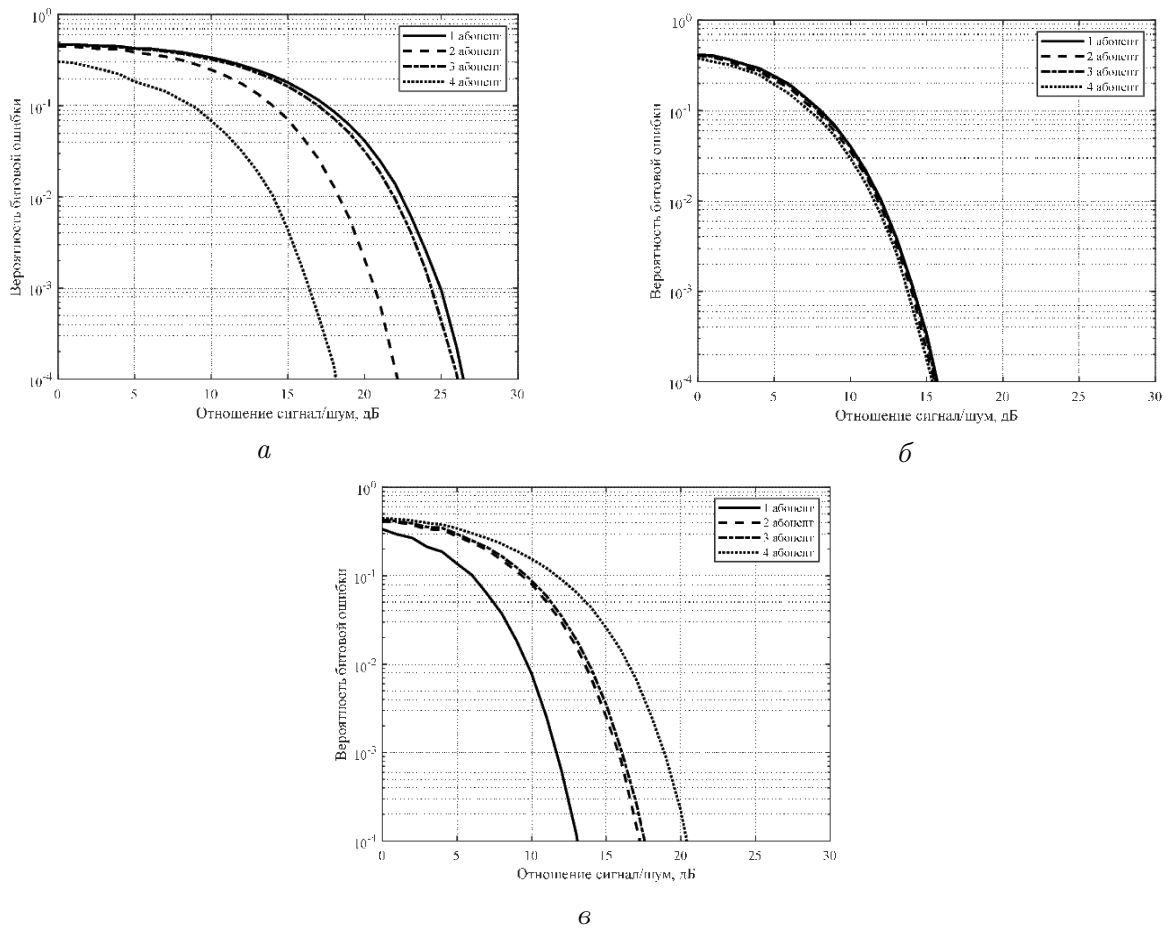


Рис. 4. Кривые помехоустойчивости для каждого абонента в условиях АБГШ канала: а – MF прекодер; б – ZF прекодер; в – EVM прекодер. Углы абонентов 0° , 90° , 180° , 270° .

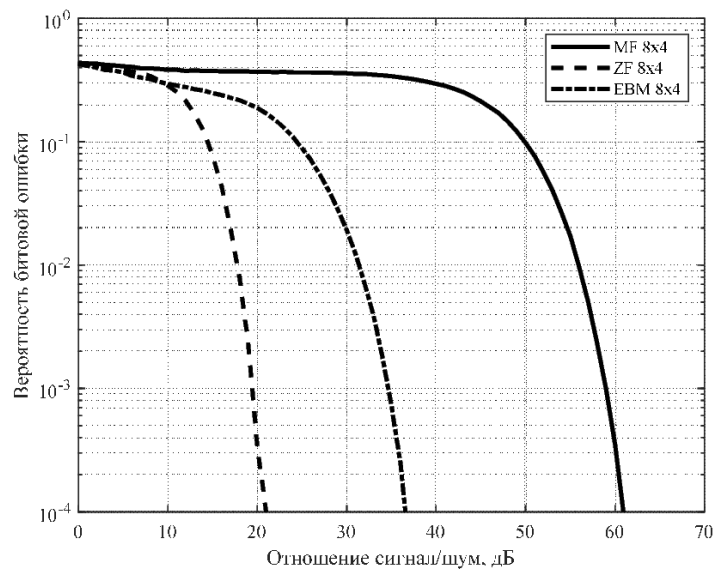


Рис. 5. Кривые помехоустойчивости при различных методах предварительного кодирования в условиях АБГШ канала, усредненные по абонентам. Углы абонентов 0° , 5° , 180° , 185° .

После анализа работы системы в АБГШ канале сравнивалась эффективность прекодеров при наличии частотно-селективных подканалов для каждого абонента. Усреднённые характеристики представлены на рисунке 6а для далеко расположенных абонентов, на рисунке 6б — для близко расположенных. Из результатов видно, что и в этих случаях система с ZF прекодером оказалась наиболее помехоустойчивой. Причём выигрыш относительно ЕВМ прекодера составил почти 20 дБ, а относительно MF прекодера — более 50 дБ в случае близко расположенных абонентов (рисунок 6б).

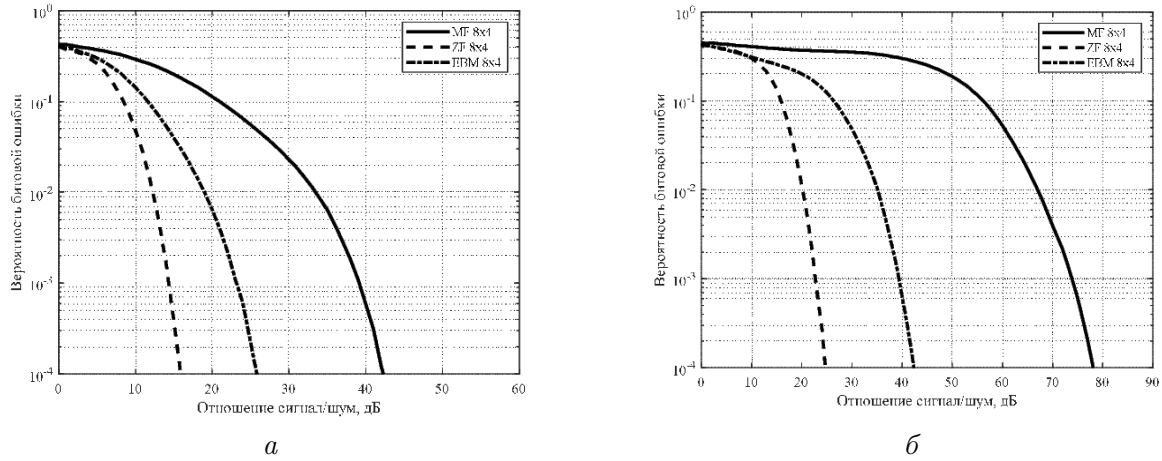


Рис. 6. Кривые помехоустойчивости при различных методах предварительного кодирования в условиях частотно-селективного канала, усредненные по абонентам: а — углы 0° , 90° , 180° , 270° ; б — углы 0° , 5° , 180° , 185° .

Несколько иные результаты были получены при увеличении количества антенных элементов на БС до $M = 12$. В условиях максимального углового разнесения абонентов характеристики помехоустойчивости, полученные с применением различных прекодеров не изменились (рис. 7а). В случае близко расположенных абонентов, как видно из рис. 7б, увеличение антенных элементов приводит к улучшению помехоустойчивости систем, использующих MF и ЕВМ прекодеры. Помехоустойчивость системы с ZF прекодером при этом ухудшается.

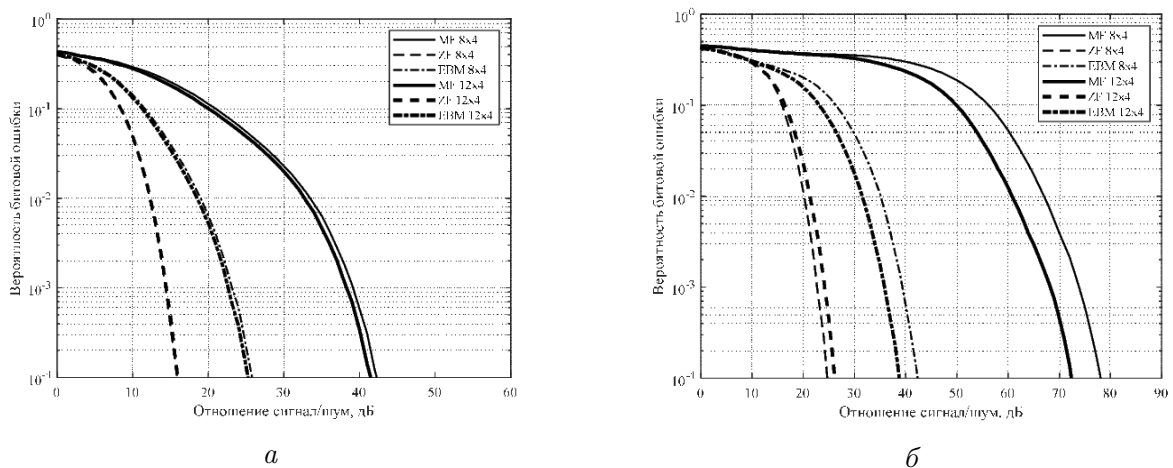


Рис. 7. Кривые помехоустойчивости при различных методах предварительного кодирования в условиях частотно-селективного канала для 12-ти и 8-ми элементной кольцевой антенной решетки: а — углы 0° , 90° , 180° , 270° ; б — углы 0° , 5° , 180° , 185° .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе синтезирована имитационная модель системы связи, использующей технологию *Massive MIMO*. В рамках данной модели проведен сравнительный анализ эффективности функционирования различных алгоритмов предварительного кодирования для кольцевой антенной решётки с заданными парциальными диаграммами направленности антенных элементов. Рассмотрены случаи различных типов каналов, различного расположения абонентов относительно базовой станции, различного количества элементов антенной решетки. Проведённые исследования показали, что наиболее эффективным алгоритмом с точки зрения помехоустойчивости является метод предварительного кодирования ZF. Однако он обладает большой вычислительной сложностью, так как требует обращения корреляционной канальной матрицы. Увеличение антенных элементов для этого метода не дает увеличения помехоустойчивости в отличие от других рассматриваемых алгоритмов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. An overview of massive MIMO: Benefits and challenges / L. Lu et. al. // IEEE J. Sel. Topics Signal Process. — 2014. — V. 8, № 5. — P. 742–758.
2. Hoydis, J. Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need? / J. Hoydis, Stephan ten Brink, M'rouane Debbah // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2013. — V. 31, № 2. — P. 160–171.
3. Mukubwa, E. Comparison and Analysis of Massive MIMO Linear Precoding Schemes in the Downlink / E. Mukubwa, O. A. Sokoya, D. S. Ilcev // IEEE Africon Proceeding. — 2017. — P. 187–191.
4. Sheikh, T. A. Capacity Maximizing in Massive MIMO with Linear Precoding for SSF and LSF Channel with Perfect CSI / T. A. Sheikh, J. Bora, Md. A. Hussain // Digital Communications and Networks. — 2021. — V. 7, iss. 1. — P. 92–99.
5. Massive MIMO Linear Precoding: A Survey / N. Fatema, G. Hua, Y. Xiang, D. Peng // IEEE Systems Journal. — 2018. — V. 12, № 4. — P. 3920–3931.
6. Бакулин, М. Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы / М. Г. Бакулин, Л. А. Ватукина, В. Б. Крейнделин. — М. : Горячая линия–Телеком, 2014. — 244 с.
7. Parfait, T. Performance analysis and comparison of ZF and MRT based downlink massive MIMO systems / T. Parfait, Y. Kuang, K. Jerry // Proc. 6th Int. Conf. Ubiquitous Future Netw. — Shanghai, China, 2014. — P. 383–388.
8. Linear precoding based on polynomial expansion: Large-scale multi-cell MIMO systems / A. Kammoun, A. Muller, E. Bjornson, M. Debbah // IEEE J. Sel. Topics Signal Process. — 2014. — V. 8, № 5. — P. 861–875.
9. Zhu, J. Secure downlink transmission in massive MIMO system with zero-forcing precoding / J. Zhu, R. Schober, V. K. Bhargava // Proc. 20th Eur. Wireless Conf. — Barcelona, Spain, 2014. — P. 1–6.
10. He, J. Precoding and equalization for MIMO broadcast channels with applications in spread spectrum systems / J. He // Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Comput. Eng., Northeastern Univ. — Boston, MA, USA, 2010. — 158 p.
11. Experimental Evaluation of Eigenvector Beamforming Method with 8X4 MIMO-OFDM Testbed / R. Kudo, K. Nishimori, Y. Takatori, K. Tsunekawa // IEEE 63rd Vehicular Technology Conference. — 2006. — P. 2216–2220.

REFERENCES

1. Lu L., Li G.Y., Swindlehurst A.L., Ashikhmin A., Zhang R. An overview of massive MIMO: Benefits and challenges. IEEE J. Sel. Topics Signal Process, 2014, vol. 8, no. 5, pp. 742–758.

2. Hoydis J., Stephan ten Brink, M'rouane Debbah Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need? IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, vol. 31, no. 2, pp. 160–171.
3. Mukubwa E., Sokoya O.A., Ilcev D.S. Comparison and Analysis of Massive MIMO Linear Precoding Schemes in the Downlink. IEEE Africon Proceeding, 2017, pp. 187–191.
4. Sheikh T.A., Bora J., Hussain Md.A. Capacity Maximizing in Massive MIMO with Linear Precoding for SSF and LSF Channel with Perfect CSI. Digital Communications and Networks, 2021, vol. 7, iss. 1, pp. 92–99.
5. Fatema N., Hua G., Xiang Y., Peng D. Massive MIMO Linear Precoding: A Survey. IEEE Systems Journal, 2018, vol. 12, no. 4, pp. 3920–3931.
6. Bakulin M.G., Varukina L.A., Kreindelin V.B. MIMO technology: principles and algorithms.
7. Parfait T., Kuang Y., Jerry K. Performance analysis and comparison of ZF and MRT based downlink massive MIMO systems. Proc. 6th Int. Conf. Ubiquitous Future Netw, Shanghai, China, 2014, pp. 383–388.
8. Kammoun A., Muller A., Bjornson E., Debbah M. Linear precoding based on polynomial expansion: Large-scale multi-cell MIMO systems. IEEE J. Sel. Topics Signal Process, 2014, vol. 8, no. 5, pp. 861–875.
9. Zhu J., Schober R., Bhargava V.K. Secure downlink transmission in massive MIMO system with zero-forcing precoding. Proc. 20th Eur. Wireless Conf., Barcelona, Spain, 2014, pp. 1–6.
10. He J. Precoding and equalization for MIMO broadcast channels with applications in spread spectrum systems. Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Comput. Eng., Northeastern Univ., Boston, MA, USA, 2010, 158 p.
11. Kudo R., Nishimori K., Takatori Y., Tsunekawa K. Experimental Evaluation of Eigenvector Beamforming Method with 8X4 MIMO-OFDM Testbed. IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, 2006, pp. 2216–2220.

Аверина Лариса Ивановна, д.ф.-м.н., профессор кафедры электроники Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия
E-mail: averina@phys.vsu.ru

Averina Larisa Ivanovna, Doctor of physical and mathematical sciences, Full Professor, Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russia
E-mail: averina@phys.vsu.ru

Токарев Павел Андреевич, аспирант кафедры электроники Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия
E-mail: tokarevpavel1996@mail.ru

Tokarev Pavel Andreevich, Postgraduate student, Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russia
E-mail: tokarevpavel1996@mail.ru