

Анализ характеристик алгоритмов прекодирования сигналов в системе MU-MIMO с оцениванием канала

А. А. Калачиков

Сибирский гос. унив. телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ)

Аннотация: В статье представлены результаты имитационного моделирования алгоритма прекодирования ZF с использованием группирования абонентов по алгоритмам ортогонального выбора и максимизации взаимной информации в нисходящей системе MU-MIMO. При количестве пользователей больше, чем количество антенн на базовой станции, возникает взаимная корреляция между каналами пользователей, что снижает суммарную спектральную эффективность системы MU-MIMO. Для снижения эффекта взаимной корреляции применяется подбор пользователей на основе максимальной ортогональности между ними. Суммарная спектральная эффективность в системе MU-MIMO зависит от условий реального распространения сигналов, и для каналов с пространственной корреляцией необходимо использовать выбор подмножества абонентов с низкой корреляцией между их векторами каналов. В данной статье для исследования эффективности выбора подмножества абонентов используется модель канала с открытым исходным кодом, позволяющая получать реалистичные реализации канала.

Ключевые слова: 5G new radio, QuaDRiGa, модель канала 3GPP, прекодирование ZF, massive MIMO, группирование абонентов.

Для цитирования: Калачиков А. А. Анализ характеристик алгоритмов прекодирования сигналов в системе MU-MIMO с оцениванием канала // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 1. С. 109–120. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-1-109-120>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Калачиков А. А., 2024

Статья поступила в редакцию 26.02.2023;
переработанный вариант – 21.07.2023;
принята к публикации 17.12.2023.

1. Введение

В многопользовательской системе связи с применением многоантенных технологий (MU-MIMO – multiuser multiple input multiple output) выигрыш от пространственного мультиплексирования может быть получен при помощи управления направлением излучения передаваемого сигнала для пользователя, повышая мощность принимаемого пользователем сигнала. Выигрыш от пространственного мультиплексирования – увеличение количества независимых пространственных потоков данных при одновременном использовании частотно-временных ресурсов системы для передачи данных нескольких пользователей. Одновременно необходимо частично или полностью подавлять воздействие сигналов интерференции от других пользователей. Реализуется пространственное мультиплексирование при прекодировании сигналов. Прекодирование состоит в обработке независимых сигналов пользователей при формировании передаваемого сигнала многоантенной системой. При обработке происходит умножение передаваемых символов на комплексные весовые векторы, что определяет пространственные свойства передаваемых сигналов.

В общем виде сценарии исследования MU-MIMO-систем можно разделить на сценарии с одной базовой станцией (БС) и с несколькими БС. Рассматриваемые алгоритмы прекодирования и группирования абонентов (распределения частотно-временных ресурсов) зависят от числа БС, числа антенн на БС, количества абонентов, расположения абонентов относительно БС (степени удаленности и уровня отношения сигнал/шум), точности представления информации о канале связи на стороне передатчика (CSIT).

Целью обработки сигналов в технологии MU-MIMO является одновременная передача символов нескольких пользователей на одном элементе частотно-временного ресурса системы (ресурсном элементе, блоке) при использовании весовых векторов прекодирования сигналов.

2. Описание системы MU-MIMO

2.1. Базовый сценарий системы MU-MIMO

Базовый сценарий системы MU-MIMO предполагает, что базовая станция оборудована антенной из M антенных элементов, БС обслуживает K абонентов, каждый из абонентов оборудован N антеннами. Матрица комплексных коэффициентов передачи канала MIMO на одной поднесущей сигнала для абонента k описывается в виде $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{M \times N}$, принятый сигнал записывается в виде $y_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + n_k$, где $\mathbf{x}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ – вектор передаваемых символов для всех пользователей. Коэффициенты матрицы передачи (модуль) описываются релеевским распределением, пространственные статистические свойства канала описываются корреляционной матрицей канала $\mathbf{R}_k = E[\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k]$ и зависят от конфигурации антенн, условий распространения сигналов и изменения положения приемника относительно передатчика.

При использовании прекодирования передаваемый сигнал запишется в виде $\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_k \mathbf{d}_k$,

где $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{M \times d_k}$ – матрица прекодирования для пользователя k , $\mathbf{d}_k$ – вектор передаваемых данных, d_k – количество независимых потоков передаваемых данных (пространственных слоев) пользователя k .

При этом передатчик формирует сигналы одновременно для различных пользователей в одном и том же частотно-временном ресурсе системы. Пространственное управление независимыми сигналами состоит в вычислении дополнительных значений амплитуд и фаз колебаний для их суммирования в требуемом направлении и снижения их уровня в других направлениях. При использовании информации о канале и совместном вычислении нужных амплитуд и фаз сигналов всех обслуживаемых пользователей увеличивается отношение сигнал/(шум+интерференция) на заданном приемнике при одновременном снижении уровня интерференции для других пользователей. Такое формирование сигналов в теории антенных решеток называется адаптивным формированием диаграммы направленности (beamforming). В литературе по MU-MIMO термин beamforming используется для обозначения формирования сигналов нескольких пользователей, что дает возможность для реализации множественного доступа с пространственным разделением (SDMA).

2.2. Описание канала MU-MIMO

Многоантенная технология с большим числом используемых антенн (Massive MIMO) является одной из основных системных технологий в сетях мобильной связи 5-го поколения (5G) для повышения скорости передаваемых данных и суммарной спектральной эффективности. Технология massive MIMO позволяет использовать различные схемы и конфигурации антенн на стороне базовой станции при реализации многопользовательской схемы управления

диаграммой направленности для снижения пространственной интерференции и повышения отношения сигнал/шум у каждого абонента [1].

Для технической реализации возможности управления диаграммой направленности по большому числу пользователей необходимо получить точную информацию о параметрах радиоканала между антеннами БС и антенной пользователя. При большом числе антенн БС количество и сложность сбора информации о канале (CSI – channel state information) значительно увеличивается, при этом появляется задержка получения текущей информации о канале и снижается эффективность вычисления весовых векторов в алгоритмах управления диаграммой направленности (ДН) антенны.

Основная особенность технологии massive MIMO – использование большого количества антенн (64 – 256) на стороне БС для передачи сигналов абонентам на перекрывающихся частотно-временных ресурсах. Использование большого числа антенн позволяет эффективнее снижать интерференцию между пользователями.

В данном разделе приводятся результаты численного моделирования алгоритмов прекодирования ZF (zero forcing – приведение к нулю) и метода кодовых книг DFT в системе MU-MIMO с получением информации о состоянии канала (оценки канала) методом наименьших квадратов (LS). Оценивание выполняется в частотной области, частотная характеристика канала оценивается с использованием пилотных поднесущих в составе сигнала OFDM, распределенных по частотно-временной ресурсной сетке. Оценивание канала происходит для каждого коэффициента передачи в векторе канала каждого пользователя. Для получения реализаций канала при моделировании алгоритмов оценивания и прекодирования используется модель QuaDRiGa, отражающая реальные условия распространения сигналов. Полученные реализации канала используются для оценки канала, вычисления отношения сигнал/(шум+интерференция), спектральной эффективности каждого пользователя с использованием алгоритмов прекодирования ZF и кодовых книг DFT. Прекодирование по методу кодовых книг основано на квантовании канала, и в качестве информации о состоянии канала используется вычисленное значение индекса кодового слова и норма ближайшего кодового вектора, передаваемые по каналу обратной связи на БС. Полученные характеристики прекодирования MU-MIMO ZF и кодовых книг DFT в пространственно коррелированном канале сравниваются на основе эмпирической функции распределения суммарной спектральной эффективности всех обслуживаемых пользователей. Числовые результаты показывают, что суммарная спектральная эффективность зависит от точности оценивания канала. Данные результаты могут быть использованы при моделировании алгоритмов на системном уровне.

Спектральная эффективность системы MU-MIMO в реальных условиях распространения является основным показателем в системе мобильной связи любого поколения. Система 5G NR использует технологию massive MIMO с большим количеством (до 256) антенных элементов в антенне на базовой станции, что позволяет реализовать пространственное мультиплексирование с большим выигрышем в скорости, передавая сигналы нескольких пользователей в одном частотно-временном ресурсе [2]. Технология прекодирования (beamforming) massive MIMO снижает интерференцию в системе с большим количеством пользователей и повышает спектральную эффективность сети. Количество элементов в антенной решетке БС massive MIMO намного больше числа обслуживаемых абонентов (UEs), пространственные каналы абонентов с большой вероятностью становятся ортогональными при наличии большого числа рассеивателей. Для задач прекодирования требуется точная информация о канале каждого пользователя, которая оценивается при помощи пилотных сигналов.

Первоначально системы massive MIMO были предложены с использованием временного разделения каналов (TDD). При этом для оценки канала на стороне БС используются восходящие сигналы абонентов и принцип обратимости канала. Для систем с частотным разделением канала нисходящий и восходящий каналы разнесены по частоте, нисходящий канал FDD оценивается на стороне абонента и передается на БС по каналу обратной связи.

В 5G NR оценка канала выполняется в частотной области. Для оценивания канала используется несколько видов опорных пилотных сигналов: в нисходящем направлении –

информационные опорные сигналы о состоянии канала (CSI-RS), и опорные зондирующие сигналы (SRS) в восходящем направлении. Свойство обратимости канала в системе с временным разделением позволяет использовать оценку канала в восходящем направлении для вычисления весовых коэффициентов прекодирования в нисходящем направлении. Точность вычисления коэффициентов и подавление взаимной интерференции между пользователями во многом зависит от точности оценки канала.

Теоретические исследования алгоритмов прекодирования преимущественно основаны на предположении о наличии точной информации о канале на стороне БС. Для определения практических характеристик прекодирования в MU-MIMO с использованием алгоритмов оценивания канала используются модели каналов с параметризацией по результатам измерений реальных радиоканалов в различных сценариях развертывания сети [3].

Основная задача данной статьи состоит в рассмотрении числовых характеристик методов прекодирования в типовом сценарии, используя реалистичную модель канала. Реализация модели канала на основе открытого кода QuaDRiGa позволяет получить реалистичные реализации канала в различных сценариях развертывания. Представлено численное моделирование двух типов прекодирования MU-MIMO, основанные на получении информации о канале путем оценивания канала при помощи алгоритма LS в типовых условиях городской застройки Urban micro.

На стороне БС системы связи используется антенна из N_T элементов, обслуживающая K пользователей, каждый из которых оборудован одной антенной. Коэффициенты передачи канала описываются вектором коэффициентов $\mathbf{h}_k \in C^{N_T \times 1}$. Вектор передаваемых символов

$\mathbf{x}_k \in C^{N_T \times 1}$ составляется в виде $\mathbf{x}_k = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k$, где s_k – передаваемый символ данных пользо-

вателя k , $\mathbf{w}_k \in C^{N_T \times 1}$ – вектор прекодирования пользователя k . Принятый вектор сигналов пользователя k на поднесущей с номером s и номером символа n запишется в виде

$$y_{k,n,s} = \mathbf{h}_{k,n,s}^T \mathbf{x}_{n,s} + n_{k,n,s} \text{ для } k = 1, \dots, K. \quad (2.1)$$

где $n_{k,n,s}$ – комплексный гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_k^2 .

В матричной форме матрица канала MU-MIMO составляется из векторов каналов пользователей $\mathbf{H}_{n,s} = [\mathbf{h}_{1,n,s} \dots \mathbf{h}_{K,n,s}]^T$, и вектор принятых сигналов пользователей определяется как

$$\mathbf{y}_{n,s} = \mathbf{H}_{n,s}^T \mathbf{x}_{n,s} + n_{n,s}. \quad (2.2)$$

В системе 5G NR оценивание канала выполняется при использовании опорных сигналов на пилотных поднесущих в составе OFDM-сигнала. Различные конфигурации опорных сигналов SRS в восходящем направлении приведены в [4]. Сигналы SRS передаются в составе OFDM-символов с определенным расположением по поднесущим и номерам слотов. Параметры SRS включают конфигурации SRS с различной периодичностью SRS и расположением по полосе частот сигнала. Для каждой последовательности SRS настраиваются: количество антенных портов SRS, символы в слоте, соответствующие каждой последовательности SRS sequence, слоты в периоде передачи SRS transmission, плотность поднесущих SRS в полосе частот сигнала.

Последовательность SRS генерируется путем циклического сдвига базисной последовательности, которая формируется из последовательности Задова–Чу. Базовая последовательность определяется как $r_{u,v}^{SRS} = r_{u,v}^\alpha(n)$, $n = 0, \dots, M_{SC}^{RS}$, M_{SC}^{RS} – длина последовательности опорного сигнала, $u = 0, \dots, 29$ – номер группы базисной последовательности, $v = 0, 1$ – номер последовательности в группе [5]. Базовая последовательность циклически сдвигается для увеличения общего числа доступных последовательностей. Сигналы SRS от различных пользователей

могут быть мультиплексированы по частоте в пределах полосы частот сигнала, используя различные комбинированные шаблоны в соответствии с частотным смещением.

При использовании прекодирования принятый сигнал для пользователя k определяется в виде

$$y_k = \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k s_k + \sum_{j \neq k} \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j s_j + \mathbf{n}_k, \text{ for } k = 1, \dots, K, \quad (2.3)$$

где сумма соответствует сигналам интерференции со стороны других пользователей [6].

Суммарная спектральная эффективность вычисляется как сумма спектральных эффективностей по всем пользователям по всем поднесущим и зависит от отношения сигнал/(шум + интерференция, SINR) каждого пользователя. Величина SINR пользователя k на одной поднесущей определяется как

$$\text{SINR}_k = \frac{|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j|^2 + K\sigma^2 / P}. \quad (2.4)$$

Достижимая суммарная спектральная эффективность по всем пользователям вычисляется в виде $R_{BF} = \sum_{k=1}^K (\log_2(1 + \text{SINR}_k))$, бит/с/Гц.

Данная величина используется как метрика, показатель качества при моделировании алгоритмов прекодирования.

2.3. Оценивание канала по методу LS

Оценивание канала выполняется на поднесущих пилот сигналов в частотной области с использованием сформированных последовательностей SRS. Последовательности равномерно распределяются по полосе сигнала для всех пользователей. Оценка канала на каждой пилотной поднесущей вычисляется в виде $\hat{H}_{LS}[m] = \frac{Y[m]}{X[m]}$, $m = 0, \dots, M - 1$.

Среднеквадратическая ошибка (MSE) оценки канала LS вычисляется в виде $\text{MSE}_{LS} = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2}$

, она обратно пропорциональна отношению сигнал/шум [7].

2.4. Прекодирование по алгоритму ZF

Алгоритм обнуления сигналов интерференции (ZF) вычисляет весовые векторы прекодирования для снижения взаимной интерференции между всеми пользователями данного частотно-временного ресурса. Алгоритм использует псевдообращение матрицы канала и на ее основе вычисляет векторы прекодирования. Вектор прекодирования $\text{ZF } \mathbf{w}_k$ пользователя k ортогонален комплексно сопряженным векторам каналов всех остальных пользователей $\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j = 0$ для $j \neq k$. Матрица прекодирования $\mathbf{W}_{ZF}$ составляется из векторов прекодирования всех пользователей и вычисляется на основе матрицы канала $\mathbf{H}_{n,s}$ как ее псевдообращение $\mathbf{W}_{ZF} = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}$. Матрица канала $\mathbf{H}_{n,s}$ оценивается на пилотных поднесущих.

В реальных условиях распространения радиоканал является пространственно коррелированным, при этом элементы матрицы канала $\mathbf{H}_{n,s}$ взаимно коррелированы, и это свойство влияет на характеристики системы MU-MIMO. Вычисление обратной матрицы коррелированного канала бывает затруднительно, и матрица канала $\mathbf{H}_{n,s}$ становится плохо обусловленной, что приводит к увеличению уровня интерференции в пространственных каналах с большим значением собственных чисел [8].

2.5. Прекодирование по методу кодовых книг DFT

При использовании прекодирования по методу кодовых книг вектор прекодирования выбирается из набора предварительно вычисленных кодовых слов, образующих кодовую книгу. На стороне абонента вычисляются индекс и норма вектора как информация по качеству канала (CQI) и передаются на базовую станцию для прекодирования и распределения ресурсов абонентов.

Кодовая книга ДПФ (DFT) может быть рассчитана для любого количества антенн и кодовых слов [8]. Кодовая книга DFT CB_{DFT} для N_T антенн на БС и N_{CB} кодовых слов описывается в виде $CB_{(DFT)} = [w_1 \dots w_{N_{cb}}]$, где кодовое слово w_i вычисляется как

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{N_T}} [1 e^{j \frac{2\pi}{N_{cb}} i} \dots e^{j \frac{2\pi}{N_{cb}} (N_T - 1) i}]^T. \quad (2.5)$$

На приемной стороне пользователь с номером k выбирает кодовое слово w_k из кодовой книги C_{CB} предварительно рассчитанных весовых векторов $w_i \in C_{cb}$, которое максимизирует норму $w_k = \operatorname{argmax} |h_k^H w_i|^2$. Индекс выбранного кодового слова и соответствующая норма отправляются на базовую станцию как показатели качества канала и используются для прекодирования и планирования нагрузки абонентов.

Оценка канала LS всегда имеет ошибку оценивания, что приводит к неточному значению CSI, передаваемому по каналу обратной связи. Это нарушает ортогональность между каналами пользователей и вычисленными весовыми векторами прекодирования, что снижает суммарную спектральную эффективность.

2.6. Модель канала QuaDRiGa

Для решения задач моделирования и определения характеристик прекодирования MU-MIMO в практических сценариях развертывания используется модель канала 5G NR. Модель канала с открытым исходным кодом QuaDRiGa является 3GPP-3D геометрической вероятностной моделью, реализованной в соответствии с требованиями стандарта [3] с параметризацией по результатам многочисленных измерений радиоканалов.

Модель канала QuaDRiGa параметризуется в соответствии с необходимым сценарием развертывания сети. Параметры крупномасштабных и мелкомасштабных замираний генерируются вероятностным методом для каждой реализации канала.

Основные параметры системы моделирования определяются перед генерированием реализаций канала. Положение БС, конфигурация антенн, траектория перемещения абонентов и соответствующие сценарии распространения являются исходными параметрами. Генерация реализаций канала состоит из генерации параметров крупномасштабных замираний (рассеяние задержек, угловое рассеяние) и положения рассеивающих кластеров объектов [12].

Модель многолучевого распространения вычисляется для каждого пользователя в соответствии с распределением рассеивателей в пространстве. Вероятностно сгенерированные значения рассеяния задержек и углового рассеяния вычисляются для многолучевых компонент, каждая с соответствующим уровнем. Полученные коэффициенты канала имеют единые пространственные и временные характеристики с данными измерений, использованными в качестве параметров модели.

3. Результаты моделирования

В данном разделе представлены результаты моделирования двух методов прекодирования MU-MIMO с использованием оценки канала LS. Эффективность прекодирования сравнивалась по величине средней спектральной эффективности. Для имитационного моделирования использовались реализации канала, полученные в модели QuaDRiGa. Параметры моделирования приведены в табл. 1.

Таблица 1. Параметры модели

Параметр модели	Значение
Тип модели	QuaDRiGa v.2.2
Сценарий	3GPP 38.901 UMi NLoS
Количество многолучевых компонент	47
Центральная частота	3.6 ГГц
Полоса	20 МГц
Количество антенн БС	16
Количество абонентов	4

В соответствии со сценарием городской застройки и малой размерности зоны покрытия БС (UMi) пользователи распределены равномерно вокруг БС на удалении до 500 м. Реализация канала для данного пользователя и элемента антенны на БС состоит из многолучевых компонент. Частотная характеристика каждого канала в полосе 10 МГц делится на 400 поднесущих передаваемого сигнала. Для каждой поднесущей вычисляется вектор прекодирования по алгоритмам ZF и DFT.

Канал каждого пользователя и весовые векторы прекодеров нормируются к единичной мощности. Использование нормирования матриц канала MU-MIMO и весовых векторов позволяет исключить из рассмотрения потери на распространение сигнала, характеристики усиления антенн, мощность передатчика и учитывать только свойства пространственной корреляции канала. При моделировании мощность передатчика $P = 1$, мощность шума σ_n^2 , отношение сигнал/шум $SNR = 1/\sigma_n^2 = 12$ дБ. Для сравнения эффективности прекодирования при различных условиях распространения были выбраны две величины числа обусловленности, соответствующие различной степени пространственной корреляции. Число обусловленности $CN = 50$ соответствует каналу с меньшей пространственной корреляцией, число $CN = 500$ соответствует сильно коррелированному каналу.

Результаты моделирования показаны на рис. 1 в виде функции распределения суммарной скорости при прекодировании методом ZF с использованием непосредственных реализаций канала и с использованием оценки канала для вычисления весовых коэффициентов. Максимальное значение числа обусловленности в данном случае $CN = 50$. Для данных условий распространения прекодер ZF с точным знанием канала обеспечивает среднее значение спектральной эффективности 9.2 бит/сек/Гц. Прекодер ZF с оценкой канала LS в тех же условиях обеспечивает спектральную эффективность 8 бит/сек/Гц для 16 антенн на стороне БС.

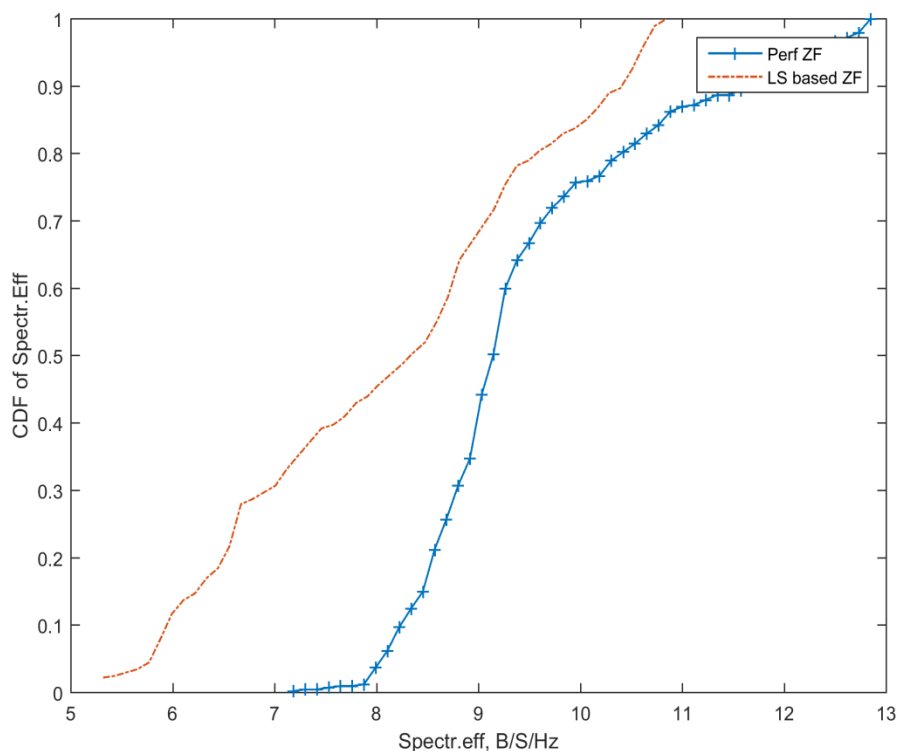


Рис. 1. Распределение спектральной эффективности при прекодировании ZF и $CN = 50$

На рис. 2 показано распределение суммарной скорости при прекодировании методом кодовых книг DFT с использованием непосредственных реализаций канала и с использованием оценки канала для поиска кодового слова. Максимальное значение числа обусловленности $CN = 50$. Для данных условий распространения прекодер DFT с точным знанием канала обеспечивает среднее значение спектральной эффективности 7.2 бит/сек/Гц. Прекодер DFT с оценкой канала LS в тех же условиях обеспечивает спектральную эффективность, равную 6.8 бит/сек/Гц, для 16 антенн на стороне БС.

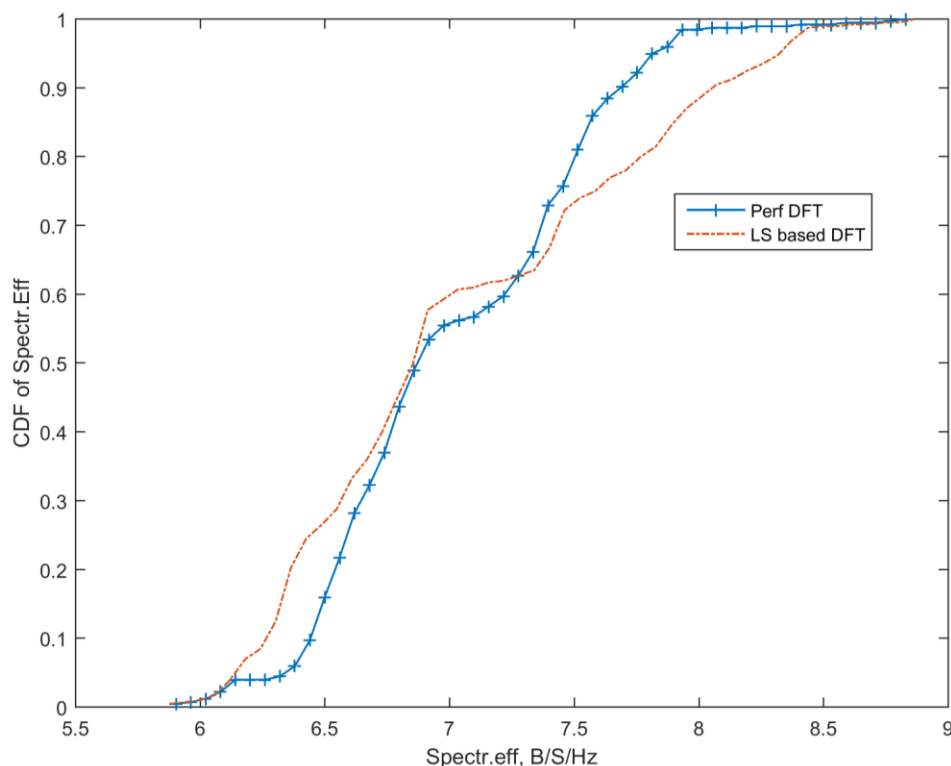


Рис. 2. Распределение спектральной эффективности при прекодировании DFT и $CN = 50$

На рис. 3 показано распределение спектральной эффективности прекодирования ZF при значении числа обусловленности $CN = 500$. Для данных условий распространения прекодер ZF с точным знанием канала обеспечивает среднее значение спектральной эффективности, равное 6 бит/сек/Гц. Прекодер ZF с оценкой канала LS в тех же условиях обеспечивает спектральную эффективность, равную 5.4 бит/сек/Гц, для 16 антенн на стороне БС.

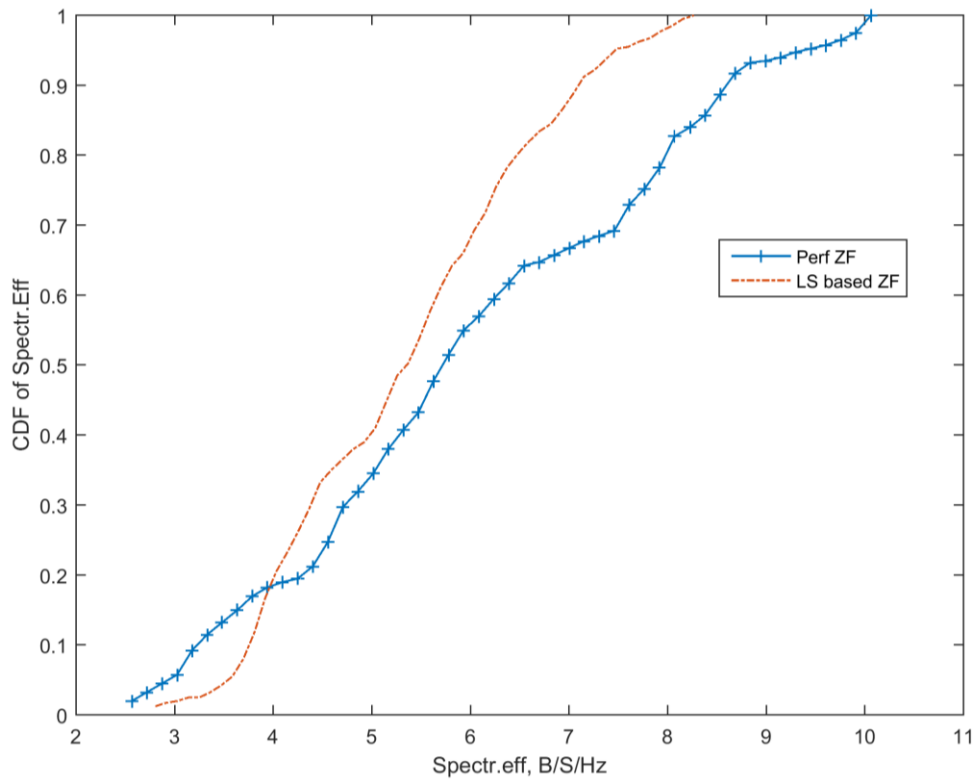


Рис. 3. Распределение спектральной эффективности при прекодировании ZF и $CN = 500$

На рис. 4 показано распределение суммарной скорости при прекодировании методом кодовых книг DFT с использованием непосредственных реализаций канала и с использованием оценки канала для поиска кодового слова. Максимальное значение числа обусловленности $CN = 500$. Для данных условий распространения прекодер DFT с точным знанием канала обеспечивает среднее значение спектральной эффективности, равное 6.8 бит/сек/Гц. Прекодер DFT с оценкой канала LS в тех же условиях обеспечивает спектральную эффективность, равную 6.5 бит/сек/Гц, для 16 антенн на стороне БС.

Можно заметить, что в этих условиях распространения при плохой обусловленности канала связи прекодер ZF показывает ухудшение характеристик спектральной эффективности по сравнению с прекодером DFT. Прекодер DFT более устойчив к ухудшению условий распространения и наличию ошибок оценки канала, что соответствует результатам, опубликованным в [9, 10].

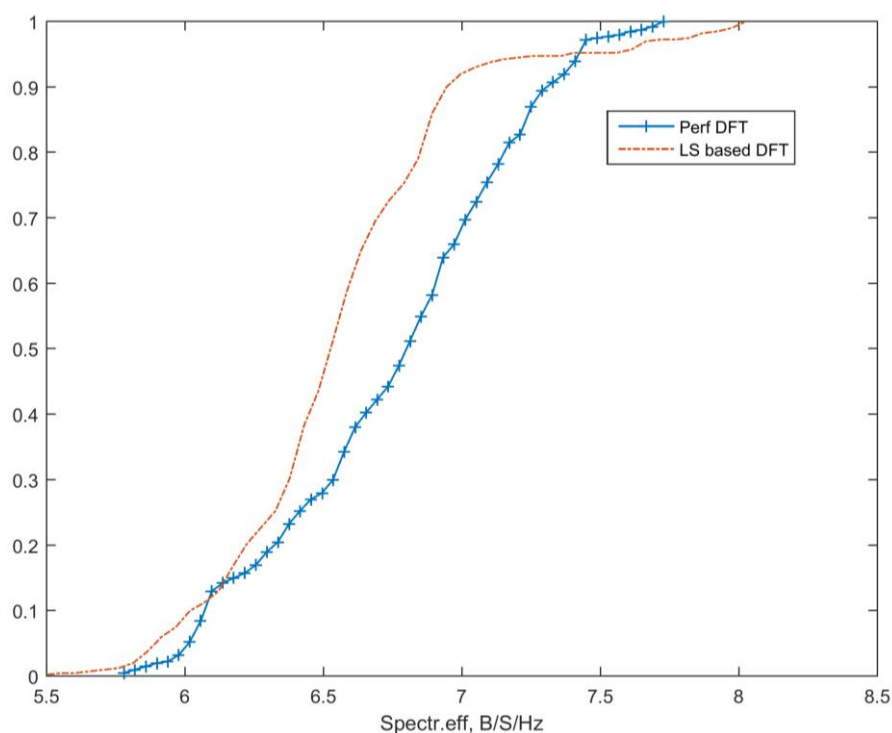


Рис. 4. Распределение спектральной эффективности при прекодировании DFT и $CN = 500$

4. Заключение

В работе представлены результаты численного моделирования двух видов прекодирования сигналов MU-MIMO в типовом сценарии Urban micro на основе модели канала QuaDRiGa. Оценивание канала на стороне абонентов выполнялось по методу LS, и результаты оценки канала используются для вычисления весовых векторов прекодирования. Наличие ошибок оценивания канала и пространственной корреляции канала снижает спектральную эффективность системы связи. При данных условиях распространения прекодер на основе кодовых книг DFT более устойчив к наличию ошибок оценивания и пространственной корреляции по сравнению с прекодером ZF по величине спектральной эффективности.

Литература

1. Bjornson E., Hoydis J., Sanguinetti L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency // *Foundations and Trends in Signal Processing*. 2017. V. 11, № 3–4. P. 154–655.
2. Castaneda E., Silva A., Gameiro A., and Kountouris M. An overview on resource allocation techniques for multi-user MIMO systems // *IEEE Communications Surveys and Tutorials*. 2017. V. 19, № 1. P. 239–284.
3. 3GPP TS 38.211. NR Physical channels and modulation – Release 15 Technical Report 38.211 V15.8.0, 2020.
4. Bayesteh A. and Khandani A. K. On the user selection for MIMO broadcast channels // *IEEE Trans. Inform. Theory*. 2008. V. 54, № 3. P. 1086–1107.
5. Yoo T. and Goldsmith A. On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming // *IEEE J. Select. Areas Commun.* 2006. V. 24, № 3. P. 528–541.
6. Dimic G. and Sidiropoulos N. D. On downlink beamforming with greedy user selection: Performance analysis and a simple new algorithm // *IEEE Trans. Signal Processing*. 2005. V. 53, № 10. P. 3857–3868.

7. Kaltenberger F., Gaspert D. Performance of Multi-User MIMO Precoding with Limited Feedback over Measured Channels // Proc. IEEE GLOBECOM 2008, New Orleans, LA, USA.
8. Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Y. Yang, Chung G. Kang MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. John Wiley and Sons, 2010.
9. 3GPP. Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz, V16.1.0. Tech. Rep. 38.901, 2020.
10. Clerckx B., Kim G., and Sung J. Correlated fading in broadcast MIMO channels: curse or blessing? // Proc. IEEE IEEE GLOBECOM 2008, New Orleans, LA, USA.
11. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K. and Thiele L., Burkhardt F., Eberlein E. QuaDRiGa – Quasi Deterministic Radio Channel Generator. User Manual and Documentation. Tech. Rep. v2.2.0, Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, 2019.
12. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K., and Thiele L. QuaDRiGa: A 3-D Multicell Channel Model with Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials // IEEE Transactions on Antennas Propagation, 2014.

Калачиков Александр Александрович

к.т.н., доцент кафедры радиотехнических систем, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ, 630102, Новосибирск, ул. Кирова, д. 86), тел. +7 383 2698 267, e-mail: kalatch@sibguti.ru, ORCID ID: 0000-0003-1235-6314.

Автор прочитал и одобрил окончательный вариант рукописи.

Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Numerical Evaluation of the MU-MIMO Beamforming Performance with Channel Estimation

Aleksander A. Kalachikov

Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS)

Abstract: This paper presents the numerical evaluation of the ZF beamforming algorithm and DFT precoding using the LS channel estimation in the multiuser multiantenna (MU-MIMO) downlink system. The sum rate performance depending on a number of users are presented. The arising inter user correlation degrades the sum rate (spectral efficiency) performance of multiuser MIMO system especially in scenarios where the number of users is larger than the number of antennas at the BS. For MIMO channel simulation the QuaDRiGa channel model reflecting the real propagation conditions is used. The obtained performance of MU-MIMO ZF precoding in spatially correlated channel are compared with DFT precoding based on the empirical cumulative density function of the sum rate of multiple users. Numerical results show that the ZF precoder outperforms the DFT precoder in channel with less spatial correlation. The DFT precoder in spatially more correlated channel has advantage over ZF precoder.

Keywords: 5G new radio, QuaDRiGa, 3GPP channel model, ZF precoding, DFT precoder, LS channel estimation.

For citation: Kalachikov A. A. Numerical evaluation of the MU-MIMO beamforming performance with channel estimation (in Russian). *Vestnik SibGUTI*, 2024, vol. 18, no. 1, pp. 109-120. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-1-109-120>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Kalachikov A. A., 2024

The article was submitted: 26.02.2023;
revised version: 21.07.2023;
accepted for publication 17.12.2023.

References

1. Bjornson E., Hoydis J., Sanguinetti L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency. *Foundations and Trends in Signal Processing*. 2017, vol. 11, no. 3-4, pp. 154-655.
2. Castaneda E., Silva A., Gameiro A., and Kountouris M. An overview on resource allocation techniques for multi-user MIMO systems. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 2017, vol. 19, no. 1, pp. 239-284.
3. 3GPP TS 38.211. NR *Physical channels and modulation* - Release 15 Technical Report 38.211 V15.8.0, 3GPP, 2020.
4. Bayesteh A. and Khandani A. K. On the user selection for MIMO broadcast channels. *IEEE Trans. Inform. Theory* 54, 2008, no. 3, pp. 1086-1107.
5. Yoo T. and Goldsmith A. On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, March 2006, vol. 24, no. 3, pp. 528-541.
6. Dimic G. and Sidiropoulos N. D. On downlink beamforming with greedy user selection: Performance analysis and a simple new algorithm. *IEEE Trans. Signal Processing*, October 2005, vol. 53, no. 10, pp. 3857-3868.
7. Kaltenberger F., Gespert D. Performance of Multi-User MIMO Precoding with Limited Feedback over Measured Channels. *Proc. IEEE GLOBECOM*, 2008, New Orleans, LA, USA.
8. Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang. *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. John Wiley and Sons, 2010.
9. 3GPP (2020). Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz. *V16.1.0. Tech. Rep. 38.901*.
10. Clerckx B., Kim G., and Sung J. Correlated fading in broadcast MIMO channels: curse or blessing? *Proc. IEEE Global Telecommum. Conf. (GLOBECOM)*, New Orleans, November 2008.
11. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K. and Thiele L., Burkhardt F., Eberlein E. QuaDRiGa - Quasi Deterministic Radio Channel Generator. User Manual and Documentation. *Tech. Rep. v2.2.0*, Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, 2019.
12. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K. and Thiele L. QuaDRiGa: A 3-D Multicell Channel Model with Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, 2014.

Aleksander A. Kalachikov

Cand. of Sci. (Engineering), Lecturer of the Department of Radio Systems Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone. +7 383 2698267, e-mail: kalatch@sibguti.ru, ORCID ID: 0000-0003-1235-6314.