МЕТОДЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПРОСТРАНСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛА В СИСТЕМЕ СВЯЗИ С БОЛЬШИМ ЧИСЛОМ АНТЕНН

DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-8-46-52

Исследование выполнено в Сколтехе при поддержке Российского Научного Фонда (проект № 24-29-00189)

Manuscript received 01 July 2024; Accepted 20 July 2024

Бычков Роман Алексеевич, Сколковский институт науки и технологий, Москва, Россия, r.bychkov@skoltech.ru

Ключевые слова: MIMO, пространственный базис, оценка канала, статистическое распределение, сингулярное разложение

Одной из фундаментальных технологий, лежащих в основе современных стандартов является технология многоантенных систем МІМО. Очевидно, что стремительное развитие технологии МІМО привело к включению ее в качестве технологии-кандидата и в новые системы 6-го поколения (6G). Технология МІМО продолжает свое развитие и существует большое количество разновидностей многоантенных систем, которые легли в основу и новых систем связи, таких как 5G-New Radio, где реализуется весь потенциал технологий МІМО. Появление технологии NOMA влечет за собой введение термина "перегруженных систем" или систем, работающих в режиме перегрузки (overload systems). Огромный интерес со стороны исследователей, разработчиков и крупных производителей оборудования к технологии NOMA как к технологии-кандидату для включения в будущие стандарты мобильной связи привел к появлению нескольких ее разновидностей. Все разновидности технологии NOMA нацелены на работу системы в режиме перегрузки, т.е. использовании ограниченного количества ресурсов для обслуживания значительно превышающего количества абонентов. Очевидная тенденция использования технологии МІМО и технологии NOMA в будущем стандарте мобильной связи 6-го поколения порождает актуальную задачу комбинирования этих технологий. В условиях ограниченных частотных ресурсов большой интерес исследователей и разработчиков получили технология неортогонального множественного доступа NOMA и ее разновидности, которая также является технологией-кандидатом для включения в будущие мировые стандарты систем беспроводной связи. Целью данной статьи является анализ известных в литературе и источниках вариантов комбинирования технологии МІМО с одной из наиболее перспективных разновидностей технологии NOMA - технологией неортогонального множественного доступа на основе прореженных последовательностей SCMA.

Информация об авторе:

Бычков Роман Алексеевич, научный сотрудник, аспирант, Сколковский институт науки и технологий, территория инновационного центра "Сколково", Москва. Россияю ORCID: 0000-0001-7648-5399

Для цитирования:

Бычков Р.А. Методы использования статистической информации для преобразования пространства обработки сигнала в системе связи с большим числом антенн // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №8. С. 46-52.

For citation:

Bychkov R.A. (2024). Approaches for statistical information application in beamspace selection for Massive MIMO. *T-Comm*, vol. 18, no.8, pp. 46-52. (*in Russian*)

Введение

Пространственный базис

Многоантенная обработка сигнала (Multiple Input Multiple Output, MIMO) – ключевая технология систем беспроводной связи пятого поколения (5G) [1]. Благодаря пространственному мультиплексированию в многоабонентном режиме MIMO достигается многократное переиспользование спектра, что позволяет удовлетворить требования к пропускной способности расширенной мобильной широкополосной связи [2]. Несмотря на то, что развёртывание сетей 5G активно идёт во многих странах, некоторые проблемы технологии MIMO остаются нерешёнными. Одной из таких проблем является низкая точность и высокая вычислительная сложность оценки канала (OK) [3].

Стандарт 5G предполагает увеличение числа антенн как минимум в $(min[N_{5G}]/max[N_{4G}]) = \frac{64}{8} = 8$ раз по сравнению с четвертым поколением (4G) [1], где N_{5G} и N_{4G} – это количество антенн в МІМО приемниках 5G и 4G соответственно. В результате возникает проблема высокой вычислительной сложности, поскольку ОК и МІМО детектора требуют большого количества вычислительных ресурсов [4]. Если оба блока используют оценку на основе метода минимальной среднеквадратичной ошибки (МСКО), то увеличение вычислительной сложности приемника 5G достигает ($min[N_{5G}]/max[N_{4G}]$)² = 64 раз по сравнению с 4G. Более того, ОК реализована на вычислительном модуле базовой станции, что делает передачу всех цифровых сигналов от удаленного радиомодуля через общий открытый радиоинтерфейс (common public radio interface, CPRI) слишком дорогостоящим [5].

Решение обозначенных проблем возможно путём использования пространственной разрежённости канала распространения [6]. На практике обработка сигналов в области антенн может быть заменена обработкой в пространственном базисе, соответствующем направлениям прихода сигнала. Такой подход также приводит к повышению точности ОК благодаря выделению небольшого числа направлений прихода на фоне шума, т.е. пространственной фильтрации. В современных МІМО системах количество лучей канала N_{taps} намного меньше, чем количество приёмных антенн N_{RX} . Таким образом, переход в пространственный базис может снизить сложность вычислений, снизить нагрузку на CPRI и повысить производительность.

В последние годы было предложено несколько методов использования разрежённости канала. В статье [6] авторы рассматривают методы уменьшения размерности, такие как сжатое зондирование, спектральное разложение (eigenvalue decomposition, EVD) и сингулярное разложение (singular value decomposition, SVD). Однако эти методы имеют большую вычислительную сложность. Более того, их производительность ухудшается по мере устаревания канала распространения [7]. Этот эффект появляется, когда направления прихода сигнала вычисляются с использованием широкополосного мощного зондирующего опорного сигнала (sounding reference signal, SRS), передаваемого пользователем с большим периодом для экономии электроэнергии. Этот период обычно превышает время стационарности канала, особенно в сценариях непрямой видимости (non-line-of-sight, NLOS). Следовательно, направления прихода сигнала могут измениться, что приведёт

к потере полезной мощности при проецировании сигнала данных на устаревший пространственный базис.

Преобразование в пространственный базис с использованием пространственного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [8] обладает низкой вычислительной сложностью, поскольку оно может быть реализовано с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ). В работе [9] в качестве матрицы преобразования для двумерной антенной решётки предполагается использовать произведение Кронекера матриц ДПФ, соответствующих вертикальной и горизонтальной размерностям антенной решётки. Благодаря выбору наиболее мощных столбцов из различных ДПФ матриц достигается повышение качества проекции по сравнению с обычными ДПФ столбцами. В статье [10] авторы предлагают использовать дополнительный поворот базиса ДПФ, чтобы нивелировать несоответствие направлений прихода сигнала и столбцов ДПФ. В статье [11] предлагалось двухэтапное преобразование в пространственный базис. Сначала размерность сигнала уменьшается с помощью ДПФ до некоторого промежуточного размера, который исключает потерю полезного сигнала. Далее для такого уменьшенного сигнала применяется SVD, сжимая размерность до необходимой.

Вклад автора

Недостатком рассмотренных методов является то, что они лишь несущественно повышают производительность по сравнению со стандартным выбором пространственного базиса на основе ДПФ. В данной статье предлагается новый метод преобразования в пространственный базис. Ключевым элементом предлагаемой методики является выбор матрицы преобразования на основе статистического распределения лучей в пространстве. Такое распределение доступно для каждой базовой станции и может значительно повысить производительность приёмника в выбранном пространственном базисе. Так как разработанный подход использует SRS вместо опорного сигнала демодуляции (demodulation reference signal, DMRS) для вычисления матрицы преобразования пространства, он не требует дополнительных модификаций для его использования в 5G.

Для оценки эффективности разработанного метода было проведено имитационное моделирование на реализациях каналов связи, полученных с помощью программного обеспечения QuaDRiGa 2.0 [12]. Набор реализаций был разделён на две части: первая использовалась для определения статистического распределения сигнала, вторая - для тестирования работы приёмника.

Использование статистического распределения мощности для выбора подпространства сигнала

Для оценки канала воспользуемся методом на основе пилот-сигналов [13]. Представим канал распространения в виде суммы сигнальных [14] лучей в области задержек. Тогда зашумлённый SRS сигнал $\mathbf{H}_{LS} \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times N_{used}}$ может быть разложен на несколько лучей следующим образом [15]:

$$\mathbf{H}_{LS} = \mathbf{Y}\mathbf{B},\tag{1}$$

где N_{used} – число выделенных поднесущих, $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times N_{taps}}$ – зашумлённые комплексные амплитуды каждого тапа в

антенной области, $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{N_{taps} \times N_{used}}$ – временные положения лучей в виде функций sinc $(x) = \frac{\sin(x)}{x}$.

Уравнение (1) показывает, что пространственный базис размером N_{taps} достаточен для представления полученного сигнала. Действительно, можно произвести QR-разложение матрицы **Y**:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \tag{1}$$

и использовать $\mathbf{F} = \mathbf{Q}$ в качестве матрицы преобразования пространства с $N_B = N_{taps}$ – размерностью этого пространства. Это лучший выбор, основанный на SRS, поскольку мы точно представляем наблюдаемый сигнал, а любой другой выбор пространственного базиса создаёт дополнительную ошибку.

Важно отметить, что использование $\mathbf{F} = \mathbf{Q}$ не является оптимальным. Поскольку полученный канал на основе SRS \mathbf{H}_{LS} содержит шум, надежно можно определить положения только для наиболее мощных лучей. Таким образом, размерность пространственного базиса N_{taps} становится заниженной, поскольку положения других лучей канала невозможно определить из-за шума. При этом амплитуды уже найденных лучей зашумлены. С одной стороны, добавление большего числа базисных векторов - это способ улучшить подпространство сигнала. С другой стороны, вся информация, доступная из текущего SRS, уже была использована. Таким образом, требуется дополнительная информация для определения большего числа пространственных векторов. Обычно базисные вектора выбирают исходя из распределения мощности проекции канала на матрицу ДПФ. Вместо этого предлагается сохранить часть пространственных векторов, найденных с помощью SVD на текущем SRS, и добавить другие вектора, полученные с помощью статистики направлений на абонентов, полученной по предыдущим SRS для конкретной базовой станции. Использование именно углового распределения лучей канала, а не амплитудного, позволяет избежать негативного влияния устаревания канала на точность выбора пространственного базиса.

Статистическое распределение сигнала

Каждая базовая станция развёртывается таким образом, чтобы охватить заданную область (например, улицу, квартал, железнодорожную станцию или шоссе) с заданной плотностью абонентов. Эта область имеет свою собственную уникальную геометрическую структуру и набор абонентов, в результате чего в большинстве случаев существует неравномерное угловое распределение абонентов, особенно в сценариях NLOS. Обычно операторы сотовой связи используют такую информацию для оптимизации покрытия. Однако знание распределения углов прихода лучей канала в пространственной области может быть использовано и для повышения точности расчёта пространственного базиса [16]. Ожидается, что эта информация повлияет на покрытие мобильной сети, поскольку при низком отношении сигнал/шум в канале NLOS точность оценки направлений прихода сигнала невелика [17].

Чтобы определить статистическое распределение сигнала, используется программное обеспечение QuaDRiGa для генерации N_{data} NLOS сценариев. Каждый из N_{data} сгенерированных каналов SRS раскладывается на N_{taps} лучей с

использованием алгоритма ОК для построения матрицы амплитуд лучей канала $\mathbf{S}_k \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times N_{taps}}$. Здесь k – индекс сценария, а каждый столбец соответствует комплексным амплитудам конкретного луча на антеннах. Объединение всех матриц \mathbf{S}_k для $k = \overline{1, N_{data}}$ имеет вид:

$$\mathbf{S}_{data} = concat(\mathbf{S}_k) \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times N_{data} N_{taps}}$$

Затем априорная корреляционная матрица амплитуд лучей вычисляется следующим образом:

$$\mathbf{C}_{data} = \frac{1}{N_{data}} \sum_{k=1}^{N_{data}} \mathbf{S}_k \, \mathbf{S}_k^H = \frac{1}{N_{data}} \mathbf{S}_{data} \mathbf{S}_{data}^H.$$
(2)

Даже когда S_{data} зашумлена, оценённая мощность шума может быть вычтена $C_{data} - \sigma^2 I$, что дает ожидаемую ошибку порядка $O(N_{data}^{-1/2})$. Увеличивая количество используемых данных для построения статистического распределения, возможно получить произвольно малую ошибку в корреляционной матрице.

Далее предлагаются три различных подхода к использованию априорной информации для определения пространственного базиса.

Аналитическое решение

Предположим, что каждый вектор \mathbf{x}_m , представляющий амплитуду m-го луча для антенн N_{RX} , не зависит от других лучей и имеет комплексное нормальное распределение с нулевым центром с ковариационной матрицей \mathbf{C}_{data} :

$$\mathbf{x}_m \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C}_{data}). \tag{3}$$

Далее допустим, что наблюдаемая зашумлённая канальная матрица **H**_{LS} имеет структуру (1):

$$\mathbf{H}_{LS} = \sum_{m=1}^{N_{taps}} \mathbf{y}_m \times \mathbf{b}_m$$

где \mathbf{b}_m – строка матрицы **B**, соответствующая *m*-му тапу; \mathbf{y}_m – столбцы **Y**, которые получены путем добавления нормального шума к амплитудам сигнала \mathbf{x}_m :

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{x}_m + \mathbf{e}_m, \quad \mathbf{e}_m \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{1}_{\mathbb{C}^{N_{RX}}}).$$
(4)

Предполагаем, что векторы шума \mathbf{e}_m независимы, а мощность шума σ^2 известна. Положение луча считается идеально известным [18]. Требуется найти N_B -мерное подпространство в антенном пространстве $\mathbb{C}^{N_{RX}}$ таким образом, чтобы это подпространство оптимально аппроксимировало истинные амплитуды на антеннах $\{\mathbf{x}_m\}_{m=1}^{N_{taps}}$ (5). Задача оптимизации формулируется следующим образом:

$$\sum_{m=1}^{N_{taps}} \mathbb{E}\left(\| \mathbf{F} \mathbf{x}_m \|^2 | \mathbf{y}_m \right) \to \max_{\mathbf{F}},\tag{5}$$

где оптимизация выполняется по N_B -мерному ортогональному проектору **F**, действующему в антенном пространстве $\mathbb{C}^{N_{RX}}$. Здесь $\mathbb{E}(\cdot | \mathbf{y}_m)$ – условное математическое ожидание относительно апостериорного распределения \mathbf{x}_m с учетом априорного распределения (4) и наблюдения \mathbf{y}_m . Тогда с учётом нормального распределения шума апостериорная плотность вероятности $p(\mathbf{x}_m | \mathbf{y}_m)$ может быть записана как:

(10)

$$p(\mathbf{x}_m|\mathbf{y}_m) \propto e^{-\frac{1}{2}\mathbf{x}_m^H \mathbf{C}_{data}^{-1} \mathbf{x}_m} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{x}_m - \mathbf{y}_m\|^2}.$$

Из чего следует, что $\mathbf{x}_m | \mathbf{y}_m$ является нормальным распределением:

$$\mathbf{x}_m | \mathbf{y}_m \sim \mathcal{CN}(\mathbf{C}_\sigma \sigma^{-2} \mathbf{y}_m, \mathbf{C}_\sigma),$$

где

$$\mathbf{C}_{\sigma} = (\mathbf{C}_{data}^{-1} + \sigma^{-2}\mathbf{I})^{-1}.$$

Тогда каждое слагаемое в уравнении (6) может быть представлено в виде:

$$\mathbb{E}(\|\mathbf{F}\mathbf{x}_m\|^2 \|\mathbf{y}_m) = \|\mathbf{F}\mathbf{C}_{\sigma}\sigma^{-2}\mathbf{y}_m\|^2 + \operatorname{tr}(\mathbf{F}\mathbf{C}_{\sigma}) = \operatorname{tr}(\mathbf{F}(\sigma^{-4}\mathbf{C}_{\sigma}\mathbf{y}_m\mathbf{y}_m^H\mathbf{C}_{\sigma} + \mathbf{C}_{\sigma})),$$

и, следовательно, вся левая часть из уравнения (6) преобразуется к выражению:

$$\sum_{m=1}^{N_{taps}} \mathbb{E} \left(\| \mathbf{F} \mathbf{x}_m \|^2 \| \mathbf{y}_m \right) = \operatorname{tr} \left(\mathbf{F} \left(\sigma^{-4} \mathbf{C}_{\sigma} \mathbf{C}_Y \mathbf{C}_{\sigma} + N_{taps} \mathbf{C}_{\sigma} \right) \right)$$

где

•••

$$\mathbf{C}_Y = \sum_{m=1}^{N_{taps}} \mathbf{y}_m \, \mathbf{y}_m^H.$$

Таким образом, оптимальным **F** является проектор на подпространство, соответствующее N_B наибольшим собственным значениям матрицы

$$\mathbf{A}_{\sigma} = \sigma^{-4} \mathbf{C}_{\sigma} \mathbf{C}_{Y} \mathbf{C}_{\sigma} + N_{taps} \mathbf{C}_{\sigma}.$$
 (6)

В дальнейшем этот подход будет называться **аналитиче**ским.

Упрощённый подход

Проблема выбора наилучшего пространственного базиса для априорных данных, т.е. содержащихся в матрице \mathbf{S}_{data} , может быть решена отдельно. Формально требуется решить следующую задачу оптимизации:

$$\mathbf{F}_{data} = \underset{\mathbf{F}_{data} \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times N_{B}}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{S}_{data} - \mathbf{F}_{data} \mathbf{F}_{data}^{H} \mathbf{S}_{data}\|_{F}^{2}.$$
 (7)

Её решение может быть описано в виде SVD матрицы

$$\mathbf{S}_{data} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^{H}, \qquad (8)$$
$$\mathbf{U}, \mathbf{\Sigma} \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times N_{RX}}; \quad \mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_{data} N_{taps} \times N_{RX}}.$$

Таким образом, решением \mathbf{F}_{data} для задачи (8) являются первые N_B столбцов **U**. Далее объединим N_{taps} векторов, выбранных с помощью SRS, и базисные вектора априорного распределения из **U**. Поскольку полученные наборы векторов не являются взаимно ортогональными, необходимо выполнить проекцию на $\mathbf{I} - \mathbf{Q}\mathbf{Q}^H$ из (2). Чтобы уменьшить сложность, проекцию можно сделать после SVD (9). Обозначим:

$$\mathbf{Z} = (\mathbf{I} - \mathbf{Q}\mathbf{Q}^H)\mathbf{U}\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times N_{RX}}.$$
(9)

Тогда задача состоит в том, чтобы выбрать $N_B - N_{taps}$ базисных векторов на основе **Z**. Это можно сделать, используя SVD матрицы

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U}_Z \mathbf{\Sigma}_Z \mathbf{V}_Z^H$$

Тогда наилучшими дополнительными априорными векторами являются первые $N_B - N_{taps}$ столбцов U_Z . Таким образом, ортогональный пространственный базис размера N_B состоит из первых N_{taps} векторов, взятых из выражения (2), и первых $N_B - N_{taps}$ векторов из формулы (11). Этот подход называется упрощённым, поскольку он не влияет на N_{taps} векторов из QR и только расширяет базис за счёт априорного распределения.

Алгоритм коррекции

Предлагается использовать линейную комбинацию априорного распределения и текущего SRS, чтобы уменьшить шум в SRS базисе. Чтобы определить распределение мощности сигнала, построим корреляционную матрицу $C_X = XX^H$, где **X** описывает идеальные комплексные амплитуды каждого тапа в пространстве антенн (5). Тогда априорная корреляционная матрица из (3) может быть переписана с помощью SVD выражения (9) следующим образом:

$$\mathbf{C}_{data} = \frac{1}{N_{data}} \mathbf{S}_{data} \mathbf{S}_{data}^{H} = \frac{1}{N_{data}} \mathbf{U} \mathbf{\Sigma}^{2} \mathbf{U}^{H}.$$

Аналогично предыдущему подходу, можно использовать SVD матрицы C_{data} для определения оптимальных базисных векторов. SVD матрицы C_{data} имеет вид $U\Sigma^2 U^H$, поэтому оптимальные априорные вектора по-прежнему выбираются из матрицы U. Чтобы учесть как распределение мощности сигнала SRS, так и априорное распределение мощности сигнала, составим линейную комбинацию:

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_{Y} + \alpha \mathbf{C}_{data} = \mathbf{Y}\mathbf{Y}^{H} + \frac{\alpha}{N_{data}}\mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}^{2}\mathbf{U}^{H}.$$
 (11)

Тогда выбранные вектора должны соответствовать наибольшим собственным значениям **С**. Этот подход в дальнейшем обозначается как **коррекция**. Линейная коррекция выбирается как наиболее простой из возможных типов коррекции априорной корреляционной матрицей. Тем не менее, будет показано, что это по-прежнему приводит к улучшению производительности, почти идентичному аналитическому подходу, который является наилучшим из возможных с точки зрения решения задачи (6).

Коэффициент α подбирается с использованием генетического алгоритма. Большие значения α означают, что используется в основном априорное распределение, а при $\alpha \to 0$ метод эквивалентен **упрощённому** методу.

Вычислительная сложность

Во-первых, разработанные методы требуют этапа «оффлайн обучения», на котором происходит вычисление матрицы C_{data} и настройка коэффициента α с использованием набора обучающих данных. Поскольку обучение проводится заранее, его сложность не влияет на текущую работу приемника. Так что далее обсуждаются только выбор пространственного базиса и преобразование в него.

Для выбора пространственного базиса требуется разреженная ОК во временной области для извлечения амплитуд лучей канала из зашумлённых SRS.

После этого в блоке удалённого радиомодуля выполняется выбор пространственного базиса, и, наконец, текущие абонентские данные преобразуются в этот базис [19].

Согласно уравнениям (9-12), каждый из разработанных алгоритмов использует SVD. Следовательно, асимптотический порядок сложности реализации для всех трёх алгоритмов определения пространственного базиса (упрощённый, аналитический, корректирующий) всегда равен $O(N_{RX}^3)$ и не зависит от конкретного метода. Между тем, алгоритм ОК для извлечения тапов требует $O(N_{RX}N_{DFT}\log N_{DFT})$ операций.

Преобразование абонентского сигнала в пространственный базис требует $O(N_{used}N_BN_{RX})$ для умножения матриц. Стоит учесть, что SRS передаётся с большим временным интервалом, поэтому суммарную сложность выбора пространственного базиса для каждого символа данных можно представить как $O((N_{RX}^3 + N_{RX}N_{DFT}\log N_{DFT})T_{OFDM}/T_{SRS})$, где T_{SRS} - период SRS, а T_{OFDM} - длина символа данных. Принимая во внимание типичные значения системных параметров, можно сделать выбора пространственного базиса пренебрежимо мала по сравнению со сложностью преобразования данных в это пространство [19].

Результаты моделирования

Для обучающего набора были сгенерированы $N_{data} = 6000$ сценариев канала NLOS (компиляция 3D-моделей Uma, Берлина и Дрездена программного обеспечения QuaDRiGa) для абонента с двумя антеннами, движущегося со скоростью 5 км/ч. МІМО приёмник оснащён $N_{RX} = 64$ антеннами. Для валидации была сгенерирована дополнительная база данных, состоящая из $N_{test} = 1120$ сценариев со значениями каналов, отличающимися от обучающего набора. Для каждого сценария были взяты $N_{seed} = 16$ различных значений шума. Число выделяемых ОК лучей канала $N_{taps} = 8$ в 2 раза меньше, чем размерность пространственного базиса $N_B = 16$. Пользователю выделяется $N_{used} = 48$ поднесущих. Приемник использует $N_{DFT} = 1024$ точек для ОК. Предполагается, что период SRS $T_{SRS} = 20$ мс и длина символа данных $T_{OFDM} = 66.7$ мкс.

Чтобы продемонстрировать точность работы предложенных алгоритмов, были рассчитаны вероятности ошибки на кадр после низкоплотностного (LDPC) декодера. Стоит отметить, что вероятность кадровой ошибки после декодера используется вместо среднего квадрата ошибки ОК, поскольку данная метрика является основной для оценки качества работы приёмника. Разработанные алгоритмы сравниваются с методами выбора пространственного базиса, предложенными в [9] и в [11], обозначенными как ДПФ Кронекера и ДПФ + SVD соответственно. ОК в пространственном базисе была реализована согласно работе [20]. Были использованы линейный детектор МСКО и LDPC декодер со скоростью кода ½ (144,288) [21].

На рисунке 1 представлены результаты работы приёмника для квадратурной фазовой модуляции (quadrature phase shift keying, QPSK). Идеальный канал означает использование приёмником идеального (не зашумлённого) канала DMRS без преобразования в пространственный базис. Оценка идеального пространственного базиса была получена путём использования идеального канала по текущему DMRS сигналу (вместо зашумлённого канала из SRS) для оценки пространственного базиса.



Рис. 1. Производительность приемника в пространстве сигнала на основе SVD с учетом статистического распределения для модуляции QPSK

Упрощённый алгоритм вычисляется с помощью (9)-(11); вариант коррекция вычисляется через SVD (12) с $\alpha = 0.07$. Аналитическое решение вычисляется с помощью EVD (7). Аналитическое решение демонстрирует производительность очень близкую к той, которая достигается с помощью алгоритма коррекции. Таким образом, мы приходим к выводу, что соответствующая линейная комбинация (12) может обеспечить те же результаты, что и аналитически полученный теоретический оптимум. Следует также отметить, что сложность аналитического подхода в несколько раз выше, чем при коррекции. Поскольку C_{data} вычисляется заранее, сложность коррекции обусловлена только одним разложением EVD, в то время как аналитический метод также требует вычисления нескольких матричных умножений и обращений.

Производительность оценивается при $FER = 10^{-2}$, что соответствует критичной частоте повторных запросов кадра [22]. Алгоритм **коррекции** демонстрирует выигрыш примерно на 0,4 дБ по сравнению с наилучшим существующим подходом ДПФ + SVD.

Заключение

Согласно результатам моделирования в канале QuaDRiGa 2.0, разработанные алгоритмы вычисления пространственного базиса превосходят стандартные альтернативы на основе ДПФ или SVD на 0,4 дБ благодаря использованию статистической информации о направлениях прихода сигнала. Эти алгоритмы используют только сигналы SRS, в результате чего они требуют лишь незначительного увеличения сложности по сравнению со сложностью преобразования сигналов из области антенн в пространственный базис, которое выполняется для каждого символа.

Литература

1. Rusek F. et al. Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays // IEEE signal processing magazine. 2012. T. 30. N_{\odot} 1. C. 40-60.

2. *Group G*. View on 5G Architecture // 5G Architecture White Paper. 2016.

3. Artemasov D. et al. Vector Autoregression Model Utilization for Massive-MIMO Channel Denoising // 2023 International Balkan Conference on Communications and Networking (BalkanCom). IEEE, 2023. C. 1-6.

4. Osinsky A., Bychkov R., Trefilov M., Lyashev V., Ivanov A. Regularization for Cholesky decomposition in massive MIMO detection // IEEE Wireless Communications Letters. 2023.

5. *Kalfas G.* et al. Converged analog fiber-wireless point-to-multipoint architecture for eCPRI 5G fronthaul networks // 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). IEEE, 2019. C. 1-6.

6. *Xie H., Gao F., Jin S.* An overview of low-rank channel estimation for massive MIMO systems // IEEE Access. 2016. T. 4. C. 7313-7321.

7. *Truong K.T., Heath R.W.* Effects of channel aging in massive MIMO systems // Journal of Communications and Networks. 2013. T. 15. \mathbb{N} 4. C. 338-351.

8. Wen C.K. et al. Channel estimation for massive MIMO using Gaussian-mixture Bayesian learning // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2014. T. 14. № 3. C. 1356-1368.

9. *Shikida J., Muraoka K., Ishii N.* Sparse channel estimation using multiple DFT matrices for massive MIMO systems // 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). IEEE, 2018. C. 1-5.

10. *Xie H.* et al. A unified transmission strategy for TDD/FDD massive MIMO systems with spatial basis expansion model // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2016. T. 66. № 4. C. 3170-3184.

11. Jiang Z., Zhou S., Niu Z. Antenna-beam spatial transformation in C-RAN with large antenna arrays // 2017 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). IEEE, 2017. C. 1215-1220.

12. *Jaeckel S.* et al. QuaDRiGa: A 3-D multi-cell channel model with time evolution for enabling virtual field trials // IEEE transactions on antennas and propagation. 2014. T. 62. \mathbb{N} 6. C. 3242-3256.

13. Nguyen T.H. et al. Pilot assignment for joint uplink-downlink spectral efficiency enhancement in massive MIMO systems with spatial correlation // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2021. T. 70. N_{\odot} . 8. C. 8292-8297.

14. Yarotsky D., Ivanov A., Bychkov R., Osinsky A., Savinov A., Trefilov M., Lyashev V. Machine learning-assisted channel estimation in massive MIMO receiver // 2021 IEEE 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring). IEEE, 2021. C. 1-5.

15. Osinsky A., Ivanov A., Lakontsev D., Bychkov R., Yarotsky D. Data-aided ls channel estimation in massive mimo turbo-receiver //2020 IEEE 91st Vehicular Technology Conference (VTC2020-Spring). IEEE, 2020. C. 1-5.

16. *Ito K.* et al. AoA Estimation-Aided Bayesian Receiver Design via Bilinear Inference for mmWave Massive MIMO // ICC 2023-IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2023. C. 6474-6479.

17. Sun C. et al. Beam division multiple access transmission for massive MIMO communications // IEEE Transactions on Communications. 2015. T. 63. \mathbb{N} 6. C. 2170-2184.

18. Osinsky A., Ivanov A., Yarotsky D. Efficient performance bound for channel estimation in massive MIMO receiver // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2021. T. 20. № 11. C. 7001-7010.

19. *Molodtsov V., Bychkov R., Osinsky A., Yarotsky D., Ivanov A.* Beamspace selection in multi-user massive MIMO // IEEE Access. 2023. T. 11. C. 18761-18771.

20. Osinsky A., Ivanov A., Yarotsky D. Bayesian approach to channel interpolation in massive MIMO receiver // IEEE Communications Letters. 2020. T. 24. № 12. C. 2751-2755.

21. *Ivanov A., Savinov A., Yarotsky D.* Iterative nonlinear detection and decoding in multi-user massive MIMO //2019 15th International Wireless Communications & Mobile Computing Conference (IWCMC). IEEE, 2019. C. 573-578.

22. Ahmed A. et al. Hybrid automatic repeat request (HARQ) in wireless communications systems and standards: A contemporary survey // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2021. T. 23. № 4. C. 2711-2752.

APPROACHES FOR STATISTICAL INFORMATION APPLICATION IN BEAMSPACE SELECTION FOR MASSIVE MIMO

Roman A. Bychkov, Skolkovo Institute of Science and Technology, Moscow, Russia, r.bychkov@skoltech.ru

Abstract

In this paper a new algorithm for beamspace selection in Massive Multiple Input Multiple Output (MIMO) receiver is proposed. Usually the beamspace transformation is implemented via projection to discrete Fourier transform (DFT) submatrix. This submatrix corresponds to the signal's directions-of-arrival (DOA). Beamspace processing allows to reduce the computational complexity of channel estimation and MIMO detection. The main goal of this paper is to develop a new algorithm for signal subspace selection. Key feature of this algorithm is the application of the statistical information about users' distribution in space. This information allows to increase the accuracy of beamspace selection. 3 different approaches (analytical, simplified, correction) were proposed based on singular and eigen-value decompositions of channel correlation matrix. All these algorithms are based on the solution of beamspace projection power maximization. Simulation results are obtained for non-line-of-sight (NLOS) channel generated by QuaDRiGa 2.0 software. Analytical solution shows 0.4 dB gain compared to DFT beamspace. Almost the same result is achieved via correction approach that has lower computational complexity compared to optimal analytical one.

Keywords: MIMO, beamspace, channel estimation, statistical distribution, singular value decomposition.

The research was carried out at Skoltech and supported by the Russian Science Foundation (project no. 24-29-00189)

References

I. F. Rusek et al., "Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 30, no. 1, pp. 40-60, Jan. 2013, doi: 10.1109/MSP.2011.2178495.

2. G. P. A. W. Group, "View on 5g architecture, version 3.0."

3. D. Artemasov, A. Blagodarnyi, A. Sherstobitov and V. Lyashev, "Vector Autoregression Model Utilization for Massive-MIMO Channel Denoising," 2023 International Balkan Conference on Communications and Networking (BalkanCom), Istanbul, Turkiye, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/BalkanCom58402.2023.10167957.

4. A. Osinsky, R. Bychkov, M. Trefilov, V. Lyashev and A. Ivanov, "Regularization for Cholesky Decomposition in Massive MIMO Detection," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 1603-1607, Sept. 2023, doi: 10.1109/LWC.2023.3284349

5. G. Kalfas et al., "Converged Analog Fiber-Wireless Point-to-Multipoint Architecture for eCPRI 5G Fronthaul Networks," 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Waikoloa, HI, USA, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/GLOBECOM38437.2019.9013123.

6. H. Xie, F. Gao and S. Jin, "An Overview of Low-Rank Channel Estimation for Massive MIMO Systems," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 7313-7321, 2016, doi: 10.1109/ACCESS.2016.2623772.

7. K. T. Truong and R. W. Heath, "Effects of channel aging in massive MIMO systems," Journal of Communications and Networks, vol. 15, no. 4, pp. 338-351, Aug. 2013, doi: 10.1109/JCN.2013.000065.

8. C. -K. Wen, S. Jin, K. -K. Wong, J. -C. Chen and P. Ting, "Channel Estimation for Massive MIMO Using Gaussian-Mixture Bayesian Learning," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 1356-1368, March 2015, doi: 10.1109/TWC.2014.2365813.

9. J. Shikida, K. Muraoka and N. Ishii, "Sparse Channel Estimation Using Multiple DFT Matrices for Massive MIMO Systems," 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Chicago, IL, USA, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTCFall.2018.8690696.

10. H. Xie, F. Gao, S. Zhang and S. Jin, "A Unified Transmission Strategy for TDD/FDD Massive MIMO Systems With Spatial Basis Expansion Model," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 4, pp. 3170-3184, April 2017, doi: 10.1109/TVT.2016.2594706.

11. Z. Jiang, S. Zhou and Z. Niu, "Antenna-beam spatial transformation in c-RAN with large antenna arrays," 2017 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), Paris, France, 2017, pp. 1215-1220, doi: 10.1109/ICCW.2017.7962824.

12. S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. Borner and L. Thiele, "QuaDRiGa: A 3-D Multi-Cell Channel Model With Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 3242-3256, June 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2310220.

13. T. H. Nguyen, T. V. Chien, H. Q. Ngo, X. N. Tran and E. Bjornson, "Pilot Assignment for Joint Uplink-Downlink Spectral Efficiency Enhancement in Massive MIMO Systems With Spatial Correlation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 8, pp. 8292-8297, Aug. 2021, doi: 10.1109/TVT.2021.3091020.

14. D. Yarotsky et al., "Machine Learning-Assisted Channel Estimation in Massive MIMO Receiver," 2021 IEEE 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring), Helsinki, Finland, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTC2021-Spring51267.2021.9448862.

15. A. Osinsky, A. Ivanov, D. Lakontsev, R. Bychkov and D. Yarotsky, "Data-Aided LS Channel Estimation in Massive MIMO Turbo-Receiver," 2020 IEEE 91st Vehicular Technology Conference (VTC2020-Spring), Antwerp, Belgium, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTC2020-Spring48590.2020.9128566.

16. K. Ito, T. Takahashi, K. Igarashi, S. Ibi and S. Sampei, "AoA Estimation-Aided Bayesian Receiver Design via Bilinear Inference for mmWave Massive MIMO," *ICC 2023 - IEEE International Conference on Communications*, Rome, Italy, 2023, pp. 6474-6479, doi: 10.1109/ICC45041.2023.10279736.

17. C. Sun, X. Gao, S. Jin, M. Matthaiou, Z. Ding and C. Xiao, "Beam Division Multiple Access Transmission for Massive MIMO Communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 6, pp. 2170-2184, June 2015, doi: 10.1109/TCOMM.2015.2425882.

18. A. Osinsky, A. Ivanov and D. Yarotsky, "Efficient Performance Bound for Channel Estimation in Massive MIMO Receiver," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 11, pp. 7001-7010, Nov. 2021, doi: 10.1109/TWC.2021.3079632.

19. V. Molodtsov, R. Bychkov, A. Osinsky, D. Yarotsky and A. Ivanov, "Beamspace Selection in Multi-User Massive MIMO," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 18761-18771, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3247342

20. A. Osinsky, A. Ivanov and D. Yarotsky, "Bayesian Approach to Channel Interpolation in Massive MIMO Receiver," *IEEE Communications Letters*, vol. 24, no. 12, pp. 2751-2755, Dec. 2020, doi: 10.1109/LCOMM.2020.3018541.

21. A. Ivanov, A. Savinov and D. Yarotsky, "Iterative Nonlinear Detection and Decoding in Multi-User Massive MIMO," 2019 15th International Wireless Communications & Mobile Computing Conference (IWCMC), Tangier, Morocco, 2019, pp. 573-578, doi: 10.1109/IWCMC.2019.8766553.

22. A. Ahmed, A. Al-Dweik, Y. Iraqi, H. Mukhtar, M. Naeem and E. Hossain, "Hybrid Automatic Repeat Request (HARQ) in Wireless Communications Systems and Standards: A Contemporary Survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 23, no. 4, pp. 2711-2752, Fourthquarter 2021, doi: 10.1109/COMST.2021.3094401.