УДК 621.396.4

МЕТОД ДВУМЕРНОГО ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО-ОРТОГОНАЛЬНОГО ПОИСКА В ЗАДАЧЕ ОЦЕНКИ MIMO КАНАЛА

Соломкин А.А., *студент кафедры мультимедийных технологий и телекоммуникаций, Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), e-mail: solomkin.aa@phystech.edu*
Шатилов С.В., *к.т.н., научный сотрудник лаборатории инфокоммуникационных технологий, Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), e-mail: shatilov.sv@ict-lab.ru*
Ляшев В.А,. *к.т.н., доцент кафедры мультимедийных технологий и телекоммуникаций, Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет) e-mail: lyashev.va@mipt.ru*

A METHOD OF DUAL DOMAIN DIFFERENTIAL ORTHOGONAL MATCHING PURSUIT FOR MIMO CHANNEL ESTIMATION

Solomkin A.A., Shatilov S.V., Lyashev V.A.

Today, active antenna arrays are increasingly being used in wireless communication. The systems become highly selective in space, which makes them sensitive to errors in channel estimations. The paper considers the main problems of MIMO systems in which it is not possible to evaluate the channel using direct methods based on pilot signals. Implicit estimation methods require a compressed representation of channel state information, which imposes limitations on their accuracy. A method of dual domain iterative recovery of channel information from a compressed representation is proposed, which has an improved efficiency of channel matrix acquisition and the effect of error smoothing. A specific of the proposed approach is mutual channel information recovery in antenna and frequency domains.

Key words: MIMO-OFDM, vector quantization, channel estimation, spatial multiplexing, dual basis representations.

Ключевые слова: MIMO-OFDM, векторное квантование, оценка канала, пространственное мультиплексирование, сжатые измерения, дифференциальный метод.

Сегодня активные антенные решетки находят все большее применение в задачах беспроводной связи. Системы связи становятся высокоизбирательными по пространству, что делает их чувствительными к ошибкам в оценках канала. В работе рассматриваются основные проблемы MIMO систем, в которых нет возможности оценить канал прямыми методами по пилотным сигналам. Неявные методы оценки требуют сжатого представления канальной информации, что накладывает ограничения на их точность. Предлагается метод двумерного итеративного восстановления канальной информации из сжатого представления, который обладает повышенной точностью восполнения канальной информации и эффектом сглаживания возможных ошибок в поступившей информации. Отличительной частью метода является взаимный учет дифференциальной разницы в области антенн и области частот.

Введение

Современные сети подвижной связи требуют эффективных алгоритмов обработки сигналов как в восходящем канале (uplink, UL), так и в нисходящем канале (downlink, DL). Для одновременной работы этих каналов применяются различные методы множественного доступа, включая систему множественного доступа с частотным разделением каналов (FDMA) [1], которая позволяет мультиплексировать данные пользователей по разным частотным ресурсам, поэтому важно оценить состояние канала связи в частотной области с приемлемой точностью.

Для организации связи в UL и DL наиболее часто используется частотное разделение каналов (дуплекс с частотным разделением, FDD) [1].

Чтобы обеспечить эффективность систем с высоким коэффициентом разнесения несущих частот восходящего f_{UL} и нисходящего f_{DL} каналов, базовые станции (БС) должны получать информацию о состоянии нисходящего канала от мобильных станций (МС). Для этого БС передают опорные символы (пилоты), которые используются МС для измерений. Полученная оценка канала затем передается обратно на БС с помощью отчетов о состоянии канала (channel state information, CSI) – такой процесс называют обратной связью в оценке канала (OC-CSI).

Сжатие CSI перед отправкой на БС позволяет уменьшить объем служебной информации, необходимой для передачи состояния канала, при сохранении достаточной точности для управления системой. Обширный обзор в [2] показывает разнообразие методов, учитывающих ограниченный канал OC-CSI. В качестве одного из решений предлагается сопоставлять состояния канала DL с кодовыми словами из словаря известного как БС, так и МС. Точность и размер CSI будет определяться размером словаря и методом поиска кодового слова, наилучшим образом согласованного с текущим состоянием канала. В работе [3] был рассмотрен одномерный дифференциально-ортогональный поиск, который показал прирост производительности системы без роста накладных расходов. Метод был реализован в пространстве антенн для аппроксимации сигнального подпространства пространственной компоненты MIMO-сигнала. При этом предполагалось запус-

кать метод на каждой поднесущей (группе поднесущих) частоте независимо в системе с ортогональным частотным мультиплексированием (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM). В данной работе предлагается рассмотреть последующее развитие метода. То есть разработать итеративный метод подбора кодовых слов в двумерной размерности частота-пространство. Такая модификация метода из [3] позволит еще более компактно представить канал и снизить накладные расходы на организацию канала OC-CSI.

Постановка задачи

Конструкции кодовых книг оптимальны только для определенной конфигурации системы. В литературе большинство словарей разработаны для систем с несколькими входами и одним выходом (multiple input – single output, MISO). Пусть антенная система БС состоит из N_{RX} элементов, а МС из $N_{RX}=1$. Ограничение на одну приемную антенну подразумевает один пространственный канал $N_r=1$. Для простоты предлагается рассматривать аналогичный случай. Обобщение полученных результатов на $N_r>1$ будет сделано в конце работы.

Для MISO систем принятый сигнал $z(t)\in\mathbb{C}$ в момент времени t для каждой МС записывают следующим образом [4] [5]

$$z(t)=\int h^H(t,\tau)x(t-\tau)d\tau+n(t)= \\ =\iint h(t,\tau,b)g^H(b)x(t-\tau)d\tau db+n(t), \quad (1)$$

где $(\cdot)^{\mathrm{H}}$ – оператор Эрмитова сопряжения. Вектор канала $h\in\mathbb{C}^{\mathrm{N_{TX}}}$ представляет собой произведение коэффициентов передаточной характеристики канала $h(t,\tau,b)\in\mathbb{C}$ в каждый момент времени t и для каждой задержки τ импульсной характеристики канала с диаграммой направленности антенной системы $g(b)\in C^{N_{TX}}$. Передающая антенна БС может быть описана набором параметров $b\in P$, который определен на многообразии $G=\{g(b),\forall b\in P\}$. Из-за многолучевого распространения сигнала $x(t)\in\mathbb{C}^{\mathrm{N_{TX}}}$ в среде, МС всегда наблюдает сдвинутые копии сигнала на задержку τ. Более того, передаваемый сигнал представляет собой многомерный пространственный сигнал, порожденный пространственным фильтром $p\in\mathbb{C}^{\mathrm{N_{TX}}}$ и комплексным квадратурным сигналом $s(t)$

$$x(t)=p(t)s(t). \quad (2)$$

Квадратурный сигнал $s(t)$ характеризуется средней мощностью $P_S=E(|s(t)|^2)$, здесь $E(\cdot)$ – оператор оценки математического ожидания случайного процесса. Шум $n(t)\in CN(0,\sigma_n^2)$ – комплексный нормальный случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_n^2. Выражение (1) сформулировано во временной области и не зависит от вида сигнала. Однако, в данной работе будет рассматриваться система связи на основе OFDM, что наиболее характерно для современных систем беспроводной связи [1].

Отчеты информации о канале представляют собой кодовые слова, которые более всего схожи с измеренным нисходящим каналом на МС. На основе таких отчетов, БС восстанавливает информацию о канале и формирует пространственный согласованный фильтр p (ПСФ). Зная точно матрицу пространственной корреляции канала, можно получить оптимальный вектор p через разложение матрицы на сингулярные числа и вектора [6]. Тогда первые значимые сингулярные вектора будут обеспечивать оптимальную пространственную фильтрацию.

Пусть словарь кодовых слов C:

$$C=\{c_j:c_{j2}=1,0\le j\le|C|-1\},c_j\in\mathbb{C}^{\mathrm{N_{TX}}},$$

будем использовать N вместо N_{TX} для простоты, подразумевая $N_{RX}=1$.

Размер словаря определяется количеством кодовых слов и обозначается $|C|$. Очевидно, что при известном словаре достаточно сообщить номер кодового слова, тогда можно определить количество бит B, которые необходимо использовать для информирования БС: $|C|\le 2^B$.

Задача МС заключается в быстром выборе наилучшего кодового слова из словаря, которое обеспечивает наименьшие потери от такого способа представления канала. Для системной модели (1) можно записать отношение сигнал/шум [7]:

$$\gamma=\frac{P_S}{\sigma_n^2}\left|h^H p\right|^2. \quad (3)$$

МС в состоянии оценить γ и решить задачу поиска оптимального вектора $p=p_{opt}$:

$$p_{opt}=\arg\max_{p\in C}\frac{\left|h^H p\right|^2}{h_2^2}=\arg\max_{p\in C}\left|\bar{h}^H p\right|^2, \quad (4)$$

где $\bar{h}=\frac{h}{h_2}$ нормированный вектор канала. В этом случае, МС определит вектор

$$c_{opt}=\min_{j\subset[0|C|-1]}c_j-\bar{h}_2,$$

который будет передан на БС. В данной статье предложен иной подход к построению таких словарей.

Двумерная реализация дифференциального алгоритма ортогонального жадного поиска

В [3] рассматривается метод дифференциального сжатия пространственной компоненты многолучевого канала, который основан на хорошо известном в области разреженных измерений/аппроксимаций алгоритме жадного ортогонального поиска (Orthogonal Matching Pursuit, OMP). Ключевая идея подхода основана на малом изменении канала между соседними моментами измерений, что отражает физичность радиосреды, а именно, углы прихода сигнала, задержки лучей и количество рассеивателей не меняются быстро по сравнению с периодом измерений. Таким образом, разность

между оценками канала в соседние моменты времени будет иметь разреженную структуру, описание которой наилучшим образом может дать OMP алгоритм.

Основная процедура рассматриваемого подхода сводится к нахождению разности $r(t_i)$ между текущим значением канала $h(t_i)$ и его предыдущей оценкой $h(t_{i-1})$ на стороне мобильной станции, т.е.

$$r(t_i) = h(t_i) - \hat{h}(t_{i-1}).$$

Найденный разностный сигнал $r(t_i)$ аппроксимируется алгоритмом OMP. Этот алгоритм имеет итеративную процедуру, которая заключается в последовательном поиске векторов из предопределенного заранее множества (кодовой книги) и соответствующих коэффициентов проекций. Данный алгоритм обеспечивает минимизацию суммы абсолютных элементов векторов (L_1 норма), что обеспечивает потенциальную высокую точность аппроксимации. Итог работы OMP алгоритма математически можно представить в следующим виде

$$r(t_i) = \tilde{C}(t_i) y(t_i),$$

где $\tilde{C}(t_i)$ – выбранные столбцы исходной кодовой книги в момент времени t_i, $y(t_i)$ – коэффициенты проекций выбранных векторов.

Алгоритм восстановления канала на стороне базовой и мобильной станции сводится к простому суммированию аппроксимаций разностных сигналов

$$\hat{h}(t_i) = r(t_1) \ldots + r(t_{i\text{-}1}) + r(t_i),$$

где $r(t_1)$ – аппроксимация непосредственно канала алгоритмом OMP в первоначальный момент времени, $\{r(t_j)\}_{j=2}^{i}$ – аппроксимации разностного сигнала алгоритмом OMP.

Описанный выше метод формирования оценки канала на стороне базовой станции, позволяет снизить накладные расходы, однако имеет ряд недостатков:

Использование только пространственной компоненты канала ограничивает потенциальные возможности по сжатию, так как его частотная компонента не была учтена. При значении полосы системы порядка 10-20 МГц и выше, частотная компонента канала имеет разреженную структуру. Это обусловлено тем, что количество мощных рассеивателей в радиосреде порядка 5-6 [8]. Таким образом, совместное рассмотрение пространственной и частотной областей позволяет обобщить предложенный в [3] подход и обеспечить наиболее компактное представление канала.

Данное решение было разработано только для одноранговой передачи. В коммерческих беспроводных сетях связи количество антенн на стороне мобильной станции может составлять 2-4. Следовательно эффективное многоранговое сжатие канала является актуальной задачей на практике.

Решить проблему эффективного сжатия многоранговости радиосреды можно, если перейти к рассмотрению не канала напрямую, а его собственных векторов. Данные вектора, во-первых, несут его основную информацию, и, во-вторых, их количество определяется текущим значением отношения сигнала к шуму и интерференцией, которая может возникать в сетях связи. Таким образом, количество собственных векторов N_r не превосходит количества антенн на МС, что непосредственно влияет на накладные расходы. Такой подход можно представить в виде диаграммы на рисунке. 1.

Прежде чем перейти к рассмотрению сжатия собственных векторов канала, определим как их можно получить на стороне МС. Пусть для каждого пользователя в любой момент времени канал представляет собой тензор $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times N_{Tx} \times N_{RB}}$, где N_{Tx} – количество портов на БС, N_{Rx} – количество портов на МС, N_{RB} – количество ресурсных блоков. Далее разделим количество ресурсных блоков на поддиапазоны N_{sub} размера 4 ресурсных блока в каждом. Такое разбиение позволяет снизить размерность в частной области, т.е. переход от N_{RB} к N_{sub}. Например, для $N_{RB} = 52$ получим $N_{sub} = 13$ поддиапозонов. Это обеспечивает наилучший компромисс между ошибкой аппроксимации канала в частотной области и оценкой канала данных на стороне МС, построенной в предположении, что БС использует один весовой вектор прекодирования данных внутри каждого поддиапазона.



Рисунок 1. Принцип применения двумерного дифференциального алгоритма ортогонального жадного перебора (2D-ДАП)

Данный метод заложен в современной беспроводной сети связи 5 поколения. Чтобы получить собственные векторы на каждом поддиапазоне рассчитывается общая корреляционная матрица:

$$R_j = \sum_{i=1}^{4} H_{i,j}^H H_{i,j}, \quad j \in [1, \ldots, N_{sub}], \tag{5}$$

где $H_{i,j}$ – канал размера $N_{Rx} \times N_{Tx}$ для i ресурсного блока в j поддиапазоне.

Для каждой получившейся матрицы применим сингулярное разложение и образуем матрицу из собственных векторов заданного ранга N_r:

$$\{R_j\}_{j=1}^{N_{sub}} \xrightarrow{SVD} \{v_j^l\}_{j=1}^{N_{sub}}, \quad l \in [1, \ldots, N_r],$$
$$V^l = \left[v_1^l \, v_2^l \cdots v_{N_{sub}}^l \right], \tag{6}$$

где $v_j^l - l$ собственный вектор на j поддиапазоне.

В системах связи используются планарные антенные решетки с двумя поляризациями, поэтому для дальнейшего сокращения накладных расходов целесообразно рассматривать поиск совместного базиса для двух поляризаций. Для этого представим получившуюся матрицу как конкатенацию двух матриц, V_1^l – матрица для горизонтальной поляризации, V_2^l – матрица для вертикальной поляризации:

$$V^l = \begin{bmatrix} v_{1,1} & \cdots & v_{1,N_{sub}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{N_{Tx}/2,1} & \cdots & v_{N_{Tx}/2,N_{sub}} \\ v_{N_{Tx}/2+1,1} & \cdots & v_{N_{Tx}/2+1,N_{sub}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{N_{Tx},1} & \cdots & v_{N_{Tx},N_{sub}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1^l \\ V_2^l \end{bmatrix} \quad (7)$$

При учете только одной компоненты канала в пространственной или в частотной областях алгоритм сжатия канальной информации можно определить следующими выражениями:

$$Y_s = S^H V^l, \quad \hat{V}^l = S(S^H S)^{-1} Y_s, \quad (8)$$

где $S \in \mathbb{C}^{N_{Tx} \times K_s}$ – набор K_s векторов из кодовой книги размера $|C| = N_s$, $\hat{V}^l$ – восстановленный канал на базе пространственной компоненты канала. Тогда

$$Y_f = V^l F, \quad \hat{V}^l = Y_f F^H (FF^H)^{-1}, \quad (9)$$

где $F \in \mathbb{C}^{N_{sub} \times K_f}$ – набор K_f векторов из кодовой книги размера $|C| = N_f$, $\hat{V}^l$ – восстановленный канал на базе частотной компоненты канала.

Рассмотрим обобщение сжатия канальной информации при использовании двумерного базиса. Процедура сжатия и восстановления собственных векторов V^l определяется следующими выражениями:

$$B^l = S^H V^l F, \quad \hat{V}^l = S B^l F^H. \quad (10)$$

Пространственный базис S представляет собой блочную матрицу:

$$\mathrm{S} = \begin{pmatrix} \mathrm{S}_0 & 0 \\ 0 & \mathrm{S}_0 \end{pmatrix},$$

где $S_0 \in \mathbb{C}^{N_{Tx/2} \times K_s}$ – набор K_s векторов из кодовой книги размера $|C| = N_s$, который определяется совместно для двух поляризаций.

Данное рассмотрение схоже с реализацией метода формирования OC-CSI согласно 3GPP NR версии 16 [9]. Коэффициенты восстановленного канала B^l квантуются определенной сеткой по амплитуде и фазе аналогично R16.

Выражение (10) можно переписать следующим образом, применив операцию векторизации:

$$vec(\hat{V}^l) = F \otimes S \, vec(B^l),$$

а при учитывании двух поляризаций:

$$\begin{cases} v_1^l = vec(\hat{V}_1^l) = F \otimes S_0 \, vec(B_1^l) = C y_1^l; \\ v_2^l = vec(\hat{V}_2^l) = F \otimes S_0 \, vec(B_2^l) = C y_2^l. \end{cases}$$

Данный подход можно обобщить на случай формирования пространственного фильтра ранга $N_r > 1$. Для этого на этапе формирования матрицы V (6) необходимо получить для каждой корреляционной матрицы $N_r > 1$ собственных векторов и сформировать тензор V с дополнительной размерностью ранга.

Таким образом, задача свелась к выбору $K \ll N_{Tx} N_{sub}$ колонок общей матрицы C для описания обеих поляризаций. Алгоритм нахождения этих столбцов можно описать способом, представленным в алгоритмическом описании Алгоритм 1.

Схематично ход алгоритма отражен на рисунке 2. При каждом вызове 2D-ДАП на шаге 3 кодовые слова будут выбираться из полного набора кодовой книжки, значит векторы ошибок e ортогональны между собой.

После передачи БС индексов кодовых слов и коэффициентов, она суммирует их по формуле:

$$\tilde{v}_1 = \sum_{i=0}^{T} \tilde{C}(t_i) y_1(t_i), \quad \tilde{v}_2 = \sum_{i=0}^{T} \tilde{C}(t_i) y_2(t_i).$$

Алгоритм 1. Алгоритм 2D-ДАП

Шаг 1. Инициализация $i = 0$

ДЛЯ КАЖДОГО СЛОЯ $l = 1 \ldots N_r$ выполнять:

Шаг 2. Вычислить вектор невязки между текущим вектором и результатом 2D-ДАП на предыдущем временном шаге.

$$\boldsymbol{r}_1(t_i) = \boldsymbol{v}_1(t_i) - \tilde{\boldsymbol{C}}(t_{i-1}) \boldsymbol{y}_1(t_{i-1}),$$

$$\boldsymbol{r}_2(t_i) = \boldsymbol{v}_2(t_i) - \tilde{\boldsymbol{C}}(t_{i-1}) \boldsymbol{y}_2(t_{i-1}).$$

Замечание: $\boldsymbol{r}_1(t_0) = \boldsymbol{v}_1(t_0), \boldsymbol{r}_2(t_0) = \boldsymbol{v}_2(t_0)$

Шаг 3. Выполнить K итераций 2D-ДАП

a) $S^{(0)} = \varnothing$, $\boldsymbol{e}_1^{(0)} = \boldsymbol{r}_1(t_s)$, $\boldsymbol{e}_2^{(0)} = \boldsymbol{r}_2(t_s)$ k = 0

b) Выбрать кодовое слово согласно условию

$$j_k = \underset{j \notin S^{(k-1)}}{argmax} \sum_{l=1}^{2} \left| \boldsymbol{C}_j^H \boldsymbol{r}_{l_p} \right|$$

c) Обновить матрицу

$$\tilde{\boldsymbol{C}}^{(k)} = (\tilde{\boldsymbol{C}}^{(k-1)} \; c_{j_k}) \; S^{(k)} = S^{(k-1)} \cup j_k$$

d) Обновить вектора ошибки $\boldsymbol{e}_{l_p}^{(k)} =$

$$= \boldsymbol{r}_{l_p}(t_s) - \tilde{\boldsymbol{C}}^{(k)} (\tilde{\boldsymbol{C}}^{(k)H} \tilde{\boldsymbol{C}}^{(k)})^{-1} \tilde{\boldsymbol{C}}^{(k)H} \boldsymbol{r}_{l_p}(t_s), l_p = 1,2$$

e) $k = k + 1$ и перейти к шагу b) пока $k \neq K$

f) $\boldsymbol{y}_{l_p}(S) = (\tilde{\boldsymbol{C}}^{(k)H} \tilde{\boldsymbol{C}}^{(k)})^{-1} \tilde{\boldsymbol{C}}^{(k)H} \boldsymbol{r}_{l_p}(t_s)$

Шаг 4. Аккумулировать коэффициенты для каждого слоя $l = 1 \ldots N_r$: $\boldsymbol{y}_1(t_i) \to \boldsymbol{y}_1^l(t_i)$, $\boldsymbol{y}_2(t_i) \to \boldsymbol{y}_2^l(t_i)$ и затем передать на БС индексы кодовых слов $\tilde{\boldsymbol{C}}(t_i)$ и коэффициенты векторов $\boldsymbol{y}_1^l(t_i), \boldsymbol{y}_2^l(t_i)$

КОНЕЦ ЦИКЛА ПО СЛОЯМ 1

Шаг 5. Перейти к следующему временному шагу $i = i + 1$ и вернуться на шаг 2.

В результате каждый последующий отчет улучшает оценку.

В качестве кодовой книги, используемой в предложенном алгоритме сжатия канальной информации, можно выбрать разные структуры. Мотивация использования словаря Alltop основана на том, что данное множество обеспечивает минимальный объем словаря при достижении границы Welch-Rankin (плотной упаковке). Методы построения таких кодовых книг приведены в [3]. Альтернативной структурой кодовой книги может быть книга, построенная на базе дискретного преобразования Фурье [9].

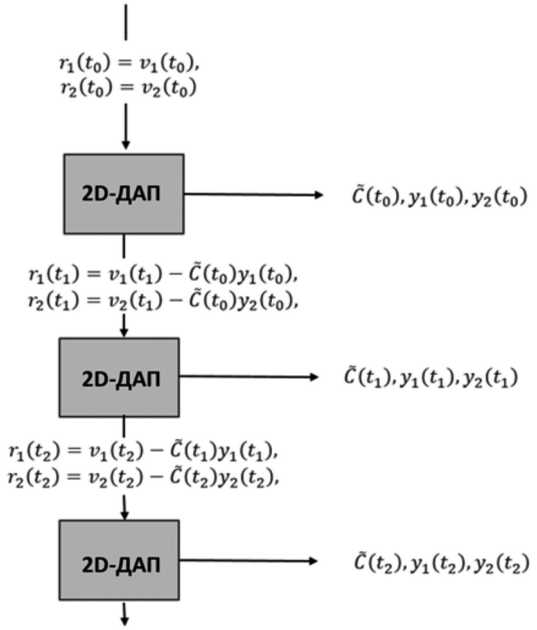


Рисунок 2. Принцип работы алгоритма 2D-ДАП

Использование данной структуры и метода повышения частоты дискретизации позволяет получить простой алгоритм построения и индексации векторов полученного множества, что влияет на накладные расходы. Третий вариант кодовой книги, который будет рассмотрен, основан на кронекеровской структуре канала. Данная книга осуществляет раздельное формирование векторов для каждой размерности измерения (пространственного и частотного), с последующим объединением через произведение Кронекера. Такой подход обеспечивает гибкость в настройке словаря по размерностям и может быть представлен следующим выражением

$$C = \left\{ \begin{array}{c} c_{qkm} = d_q \cdot d_k \cdot d_m : c_{qkm2} = 1 \\ \forall q,k,m, q \in \overline{1,T_3O_3}, m \in \overline{1,T_2O_2}, m \in \overline{1,T_1O_1}, \end{array} \right\},$$

$$c_{qkm} \in C^{N_{T_1}N_{T_2}N_{T_3}\times 1},$$

где $d_m = \begin{bmatrix} 1 & e^{\frac{i\,2\pi m}{T_1O_1}} & \dots & e^{\frac{i\,2\pi(T_1-1)m}{T_1O_1}} \end{bmatrix}^T$ – кодовый вектор, соответствующий вертикальной компоненте планарной решетки; $d_k = \begin{bmatrix} 1 & e^{\frac{i\,2\pi k}{T_2O_2}} & \dots & e^{\frac{i\,2\pi(T_2-1)k}{T_2O_2}} \end{bmatrix}^T$ – кодовый вектор, соответствующий горизонтальной компоненте планарной решетки, $d_q = \begin{bmatrix} 1 & e^{\frac{i\,2\pi q}{T_3O_3}} & \dots & e^{\frac{i\,2\pi(T_3-1)q}{T_3O_3}} \end{bmatrix}^T$ – кодовый вектор, соответствующий частотной компоненте; T_1, T_2, T_3 – количество вертикальных, горизонтальных антенных портов и поддиапазонов в частотной области; O_1, O_2, O_3 – факторы, повышающие частоты дискретизации в соответствующих размерностях.

Для того чтобы определить наиболее подходящую структуру кодовой книги для реализации дифференциального сжатия, обеспечивающую высокую точность и устойчивость, был произведен эксперимент. Данный эксперимент отражает зависимость изменения уровня корреляции от времени между собственными векторами идеального и восстановленного каналов для трех типов структур кодовых книг. Результат сравнения приведен на рисунке 3.

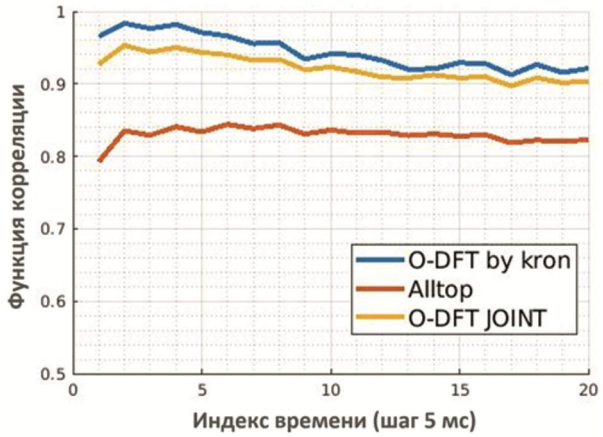


Рисунок 3. Сравнение кодовых книг

Из графика видно, что наилучшая корреляция достигается при раздельном формировании базисов для каждой размерности канала. Данная структура будет выбрана для верификации дифференциального алгоритма сжатия.

Вычислительный эксперимент

Работоспособность и эффективность предложенных алгоритмов сжатия была проверена на ЭВМ методом статистических испытаний, при котором моделировались реализации отсчетов канала на базе общедоступного генератора QuaDriga [10]. В качестве антенной системы передатчика использовалась следующая конфигурация: 8 колонок по 8 элементов в каждой, 2 поляризации на каждом элементе, 4 антенных элемента в каждой колонке были объединены в один порт, итого на БС $N_{Tx} = 32$ порта. Приемник был взят с четырьмя портами: $N_{Rx} = 4$. OFDM сигнал состоял из 624 поднесущих, но оценка канала была произведена на каждой 12 поднесущей частоте (один ресурсный блок – итого $N_{Rb} = 52$ оценок канала). В качестве модели канала использовалась 3GPP 38.901 Uma NLOS, скорость абонентских устройств в сети 3-10-30 км/ч, несущая частота 1,85 ГГц. Основные параметры симуляций приведены в таблице 1.

Таблица 1. Общие параметры эксперимента

Модель канала	Несущая частота	Полоса частот	Кол-во антенн на БС	Кол-во атенн на МС	Кол-во МС	Высота БС	Высота МС	Скорость МС
3GPP 38.901 Uma NLOS	1.85 ГГц	10 МГц	32	4	40	25 м	1.5 м	3/10/30 км/ч

Таблица 2. Сравнение спектральной эффективности двумерного дифференциального алгоритма ортогонального жадного перебора (2D-ДАП) с 3GPP NR версии 16

Скорость МС	3 км/ч				10 км/ч				30 км/ч			
Ранг передачи	N_r											
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
Выигрыш, %	2.67	3.57	4.99	7.31	1.99	2.8	4.12	4.80	1.41	0.14	2.08	2.63
Потери, %	0.40	1.27	3.19	4.79	1.38	1.46	4.59	5.83	2.20	5.48	6.53	8.33

Для сравнительного анализа эффективности предлагаемого метода сжатия был реализован метод представления канальной информации кодовой книгой типа 2 версии 16 стандарта 5 поколения [9].

В качестве метрики сравнения рассматриваемых алгоритмов будет использоваться спектральная эффективность. Спектральная эффективность вычислялась следующим образом. На основе полученных после выполнения 2D-ДАП алгоритма векторов и их коэффициентов формировался тензор пространственного фильтра соответствующего ранга. Затем для каждого пользователя и каждого момента времени рассматривалась эффективная матрица канала в рамках каждого ресурсного блока:

$$H_{eff\,i} = H_{est\,i} W_i,$$

где $W_i \in \mathbb{C}^{N_{Tx} \times N_r}$ – матрица пространственного фильтра для i ресурсного блока, H_{esti} – канал размера $N_{Rx} \times N_{Tx}$ для i ресурсного блока.

Далее вычислялась ковариационная матрица эффективного канала:

$$R_i = H_{eff\,i}{}^H H_{eff\,i}.$$

Исходя из полученной ковариационной матрицы спектральная эффективность для каждого момента времени вычисляется по следующей формуле:

$$Capacity = \frac{1}{N_{RB}} \sum_{i=1}^{N_{RB}} \log_2 \left[\det\left(E + \frac{R_i}{P_n} \right) \right],$$

где P_n – соответствующая мощность шума, E – единичная матрица размера $N_r \times N_r$.

Ниже представлены различные результаты тестирования 2D-ДАП. На рисунке 4 показан пример графика интегральной функции распределения спектральной эффективности для 2D-ДАП и R16, а также для случая идеального прекодирования данных, основанного на сингулярном разложении корреляционной матрицы идеального канала, для понимания граничной линии. Результаты симуляций для других параметров системы в виде вычисления выигрыша и потерь алгоритма отражены в таблице 2. Условия моделирования отличаются между собой различной скоростью МС и различным рангом пространственного фильтра.

Для каждой симуляции были получены значения выигрыша относительно R16 и потерь относительно идеального пространственного фильтра:

$$Выигрыш = \frac{Инфо.Емкость_{2D-ДАП\,0.5} - Инфо.Емкость_{R16\,0.5}}{Инфо.Емкость_{R16\,0.5}} \times 100\%;$$

$$Потери = \frac{Инфо.Емкость_{ideal\,0.5} - Инфо.Емкость_{2D-ДАП\,0.5}}{Инфо.Емкость_{ideal\,0.5}} \times 100\%.$$

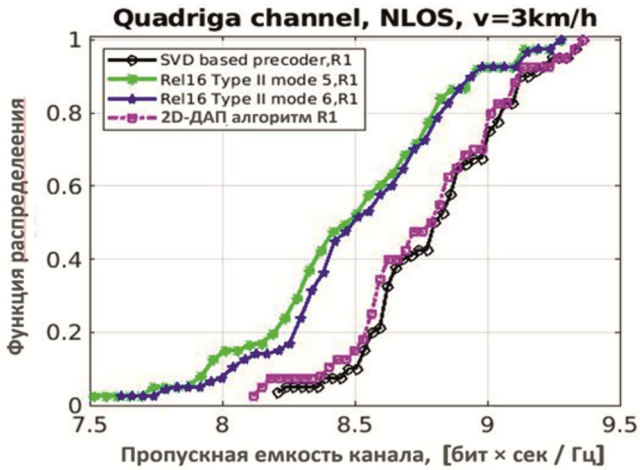


Рисунок 4. Сравнение спектральной эффективности двумерного дифференциального алгоритма ортогонального жадного перебора (2D-ДАП) с 3GPP NR версии 16

Из полученных результатов можно видеть, что с помощью решения 2D-ДАП достигается значительное повышение эффективности производительности по сравнению с алгоритмом OC-CSI, который используется в стандарте 3GPP NR версии 16. Однако наблюдается уменьшение данного выигрыша и увеличение потерь по сравнению с идеальным прекодированием и увеличением скорости МС, а также при увеличении ранга пространственного фильтра.

Заключение

В настоящей работе приводится модифицированный алгоритм квантования и обратной связи канальной информации, который основан на учете дуального базиса «пространственные углы – частоты». Предложенный алгоритм показал большую надежность и устойчивость

к ошибкам в оценке канала, обеспечил прирост пропускной способности системы и практически сравнялся с границей идеального пространственного фильтра на основе сингулярного разложения. При этом накладные расходы на передачу канальной информации в восходящем канале сопоставимы с NR-DFT методом из 3GPP.

Алгоритм 2D-ДАП показал возможность сглаженного решения в случае резких выбросов в оценках канала, таким образом он неявным образом обозначил лучшую устойчивость к такого рода возмущениям во входных данных. Имея предшествующее знание о канале, можно легко адаптировать алгоритм к динамическим каналам с допплеровскими замираниями сигнала. Уже сейчас видно, что рост скорости терминального устройства медленнее ухудшает производительность системы. В дифференциальные отчеты можно ввести поправочные коэффициенты, зависящие от допплеровских частот, что позволит построить словарь, адаптированный к динамике в канале.

Литература

1. E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Skold. 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology. Elsevier Science, 2018. ISBN: 9780128143230. URL: https://books.google.de/books?id=IcSLswEACAAJ.

2. D.J. Love et al. «An overview of limited feedback in wireless communication systems». In: IEEE Journal on Selected Areas in Communications 26.8 (2008), pp. 1341-1365. DOI: 10.1109/JSAC.2008.081002.

3. Ляшев В.А., Метод дифференциально-ортогонального поиска в задаче оценки MIMO канала. Цифровая обработка сигналов. 2024. № 3. С. 71-80.

4. Arogyaswami Paulraj et al. Introduction to Space-Time Wireless Communications. Cambridge: Cambridge University Press, 2003. ISBN: 978-0-521-82615-0.

5. Gerald Matz and Franz Hlawatsch. Wireless Communications Over Rapidly Time-Varying Channels. Ed. by Franz Hlawatsch and Gerald Matz. Oxford: Academic Press, 2011. ISBN: 978-0-12-374483-8. DOI: https://doi.org/10.1016/C2009-0-18506-9.

6. N. Solomennikova, A. Sherstobitov and V. Lyashev, «Frequency Selective MIMO precoding in Time Domain», 2021 International Conference Engineering and Telecommunication (En&T), Dolgoprudny, Russian Federation, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/EnT50460.2021.9681749.

7. Chun Kin Au Yeung and D. J. Love, «Performance Analysis of Random Vector Quantization Limited Feedback Beamforming», Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2005., Pacific Grove, CA, USA, 2005, pp. 408-412, doi: 10.1109/ACSSC.2005.1599778.

8. Zhu, Q., Wang, C.-X., Hua, B., Mao, K., Jiang, S. and Yao, M. (2025). 3GPP TR 38.901 Channel Model. In Wiley 5G Ref (eds R. Tafazolli, C.-L. Wang and P. Chatzimisios). https://doi.org/10.1002/9781119471509.w5GRef048

9. Physical layer procedures for data (3GPP TS 38.214 version 16.3.0 Release 16).

10. QuaDRiGa – Quasi Deterministic Radio Channel Generator, User Manual and Documentation v2.8.1.

SPHERA LAB

ООО «Лаборатория Сфера»

Наша компания успешно занимается научными исследованиями и разработками в области связи, цифровой обработки сигналов и помехоустойчивого кодирования. Мы реализуем проекты в области радиосвязи, мобильной связи, радиодоступа, цифрового вещания и оборудования для электромобилей.

Основные направления деятельности нашей компании:

- **Разработка ПО.** Разрабатываем специализированное компьютерное программное обеспечение.
- **Разработка для ПЛИС.** Разрабатываем сложные функциональные блоки цифровой обработки сигналов.
- **Научные исследования.** Проводим исследования в области интересующих Вас задач.
- **Разработка решений в области связи.** Решаем поставленные Вами задачи в области связи, радиодоступа и телерадиовещания.
- **Действия с интеллектуальной собственностью.** Осуществляем проведение патентных исследований, составление заявок на патенты на изобретения и полезные модели, а также на свидетельства на программы для ЭВМ и баз данных.
- **Обучение пользователей.** Проводим обучающие семинары и тренинги. При необходимости возможно проведение углубленного повышения квалификации.
- **Консультации.** Осуществляем консультативную деятельность в области компьютерных технологий и систем связи.

Наши клиенты: ООО «Т8», АвтоВАЗ, LADA Sport, ООО «ЗВ-Сервис», ООО «Цифровые решения», ООО «НПФ «Сад-Ком», ООО НПП «ТЕПЛОВОДОХРАН», ООО «Силовая электроника», МТУСИ, МФТИ и др.

Контакты:
Адрес: 390000, г. Рязань, ул. Каширина, д.1т,
второй этаж, офис 1
Тел.: +7(995)540-75-03
E-mail: info@labsphera.ru
Сайт: https://labsphera.ru/