

УДК 621.376

ИТЕРАТИВНОЕ ГИБРИДНОЕ ПРЕКОДИРОВАНИЕ С НИЗКОЙ СЛОЖНОСТЬЮ ДЛЯ МАССОВЫХ MIMO СИСТЕМ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН

*Асаф М., аспирант каф. радиофизики Томского государственного университета, e-mail: md.moh1600@gmail.com
Пономарев О.Г., к.ф.-м.н., доцент каф. радиофизики Томского государственного университета, e-mail: ponomarev@phys.tsu.ru*

LOW COMPLEXITY ITERATIVE HYBRID PRECODING FOR MILLIMETER-WAVE MASSIVE MIMO SYSTEMS

Assaf M., Ponomarev O.G.

In this paper, we provide a hybrid precoding method that may significantly improve the performance of MIMO transceiver systems operating at millimeter-wave frequencies. We show that the angular information of the analog phase shifters can be directly derived from the optimal unconstrained precoder without the need for any additional information or decomposition techniques, which reduces complexity and the amount of feedback information. The suggested method employs an iterative process to reduce residual error between the product precoding matrices and the optimum matrix. When the number of streams is less than the number of RF chains, simulation results show that the proposed scheme can almost match the performance of the upper bound obtained by the optimal full-baseband design.

Key words: analog/ digital precoding, Millimeter wave communication, massive MIMO, hybrid beamforming.

Ключевые слова: аналоговое/цифровое прекодирование, связь на миллиметровых радиоволнах, массовое MIMO, гибридное формирование луча.

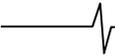
Введение

Одной из важных технологий для достижения высокой производительности в мобильных сетях пятого поколения 5G (от англ. Fifth Generation) является использование диапазона миллиметровых (мм) волн (от 30 до 300 ГГц). Он может поддерживать большое количество пользователей со скоростью передачи данных несколько гигабит в секунду [1]. Небольшая длина волны в миллиметровом диапазоне позволяет использовать технологию mMIMO (от англ. massive multiple-input multiple-output), при которой большое количество антенн размещается на относительно небольшом пространстве, что позволяет создавать антенные решетки с высоким коэффициентом усиления, которые могут помочь компенсировать увеличение потерь при распространении радиоволн [2]. В обычных системах MIMO, также известных как полно-цифровые системы MIMO, передаваемые символы прекодируются в базовой полосе, т.е. до гетеродинирования на несущую радиочастоту. Как следствие, для цифрового формирования луча каждый антенный элемент в системе должен иметь собственную радиочастотную цепь, состоящую из АЦП/ЦАП, смесителя и усилителя мощности и все эти цепи должны быть синхронизованы. Все это приводит к тому, что использование цифровых систем формирования луча для реализации массового MIMO на данном технологическом этапе практически невозможно. Уменьшения количества радиочастотных цепей в mMIMO системах можно добиться, используя концепцию гибридной обработки [3], в которой цифровое прекодирование в базовой полосе сочетается с аналоговым прекодированием, выполняе-

Предложен гибридный метод прекодирования, при котором возможно значительное улучшение спектральной эффективности приемопередающих систем MIMO, работающих в миллиметровом диапазоне. Показано, что угловая информация для аналоговых фазовращателей может быть непосредственно получена из оптимального неограниченного прекодера без необходимости использования какой-либо дополнительной информации или методов разложения, что снижает сложность и количество информации обратной связи. Предложенный метод использует итерационный процесс для уменьшения оставшейся ошибки между произведением матриц прекодирования и оптимальной матрицей. Когда количество потоков данных меньше, чем количество радиочастотных цепей, результаты моделирования показывают, что предложенная схема обеспечивает спектральную эффективность, близкую к максимально возможной, т.е. той, которая получается в полностью цифровой системе.

мым с помощью экономически эффективных управляемых фазовращателей. Проблема, возникающая при этом при построении гибридной системы, заключается в том, как настроить весовые коэффициенты прекодирования и комбинирования в различных ситуациях, чтобы максимизировать спектральную эффективность при минимизации помех.

За последние несколько лет было проведено множество исследований по оптимизации весов прекодирования и комбинирования для улучшения производительности гибридного формирования луча. В [4] предложен метод, называемый ортогональным поиском соответствия (OMP, от англ. Orthogonal Matching Pursuit), в котором характеристики рассеяния миллиметровых волн используются для проектирования радио (RF) и базовых прекодеров. В [5], [6] была предложена итеративная гибридная техника прекодирования на основе подмассива с низкой сложностью и близкой к оптимальной производительностью. Чтобы уменьшить взвешен-



ную сумму квадратов остатков между оптимальной и гибридной конструкциями, предложенная в [6] техника итеративно обновляет фазы фазовращателей в RF-прекодере и комбинаторе. Схема, предложенная в [7], использует корреляционные значения между собственными векторами матрицы отклика решетки и оптимальным прекодером для выбора наиболее релевантных базисных векторов. Для снижения вычислительной сложности авторы [8] предложили проектировать матрицу прекодирования RF непосредственно на основе правых сингулярных векторов матрицы канала. Согласно [9], матрица прекодирования RF разбивается на две части, первая из которых содержит число векторов, равное числу потоков, и основана на собственных векторах левой матрицы разложения сингулярных значений (SVD, от англ. Singular Value Decomposition). Второй компонент получается путем использования информации о зависимости, которая существует между левой в сингулярном разложении матрицей и оптимальной цифровой матрицей прекодирования. Концепция «эквивалентного канала» была использована в [10] для разработки гибридного прекодера и комбинатора совместно для улучшения спектральной эффективности системы.

Общей проблемой существующих методов прекодирования является то, что они либо сложны и требуют множества вычислений [5], [6], либо требуют дополнительной информации о радиоканале [4], [8], которая нежелательна, либо используют матричное разложение [7], [10], [11], которое также не является простой операцией и не обеспечивает высокой производительности в случаях, когда число радиочастотных цепей больше числа потоков данных.

Предлагается итеративный гибридный подход к прекодированию. Его целью является минимизация разрыва в спектральной эффективности между оптимальной полностью цифровой схемой и существующими схемами, когда количество потоков меньше количество радиочастотных цепей, и сохранение тех же показателей спектральной эффективности при меньшей сложности, когда количество потоков равно количеству радиочастотных цепей. Наш гибридный прекодер/комбайнер разработан таким образом, чтобы использовать преимущества дополнительных радиочастотных цепей для минимизации расстояния между матрицей прекодирования и произведениями гибридных радиочастотных и базовых матриц прекодирования/ комбинирования, что приводит к приближению к оптимальной спектральной эффективности. Предлагаемый нами метод не требует полного знания характеристик радиоканала и сложных методов декомпозиции, что снижает сложность и количество информации обратной связи.

Обозначения: в данной работе матрицы и векторы выделены жирным шрифтом, для матриц используются прописные буквы, а для векторов – строчные. Надстрочные знаки H и $^{-1}$ обозначают сопряженное транспонирование и инверсию, соответственно $\|\cdot\|_F$ обозначает норму Фробениуса матрицы. \mathbf{I}_N – матрица идентичности $N \times N$; $\mathbf{0}_{M \times N}$ – матрица всех нулей $M \times N$. $\text{tr}(A)$ означает след матрицы A .

Системная модель гибридного прекодирования

На рис. 1 показана гибридная система MIMO для одного пользователя в миллиметровом диапазоне. Предполагается, что передатчик имеет N_s пространственных потоков, передаваемые через N_t антенны с помощью N_t^{RF} радиочастотных цепей, а приемник использует N_r антенны и N_r^{RF} радиочастотных цепей для приема N_s потока данных. Для достижения основной цели гибридной структуры – низкой сложности – количество радиочастотных цепей должно быть меньше количества антенн, и, следовательно $N_s \leq N_t^{RF} (N_r^{RF} < N_t(N_r))$.

Символьный вектор $\sqrt{\rho}\mathbf{s}$ размерностью $N_s \times 1$ сначала прекодируется базовой матрицей, а затем радиочастотным прекодером \mathbf{F}_{RF} . ρ обозначает среднюю мощность принятого сигнала. Здесь элементы вектора \mathbf{s} предполагаются независимыми и с нормированной энергией, равной $1/N_s$. Размерности двух матриц \mathbf{F}_{BB} и \mathbf{F}_{RF} равны $N_t^{RF} \times N_s$ и $N_t \times N_t^{RF}$ соответственно. Затем вектор прекодированного сигнала $\sqrt{\rho}\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}\mathbf{s}$ передается по узкополосному каналу распространения радиоволн H , чтобы получить принятый вектор \mathbf{y} , заданный как:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho}\mathbf{H}\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}\mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где вектор шума $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ предполагается с нулевым средним значением и ковариационной матрицей $\sigma^2\mathbf{I}_{N_r}$.

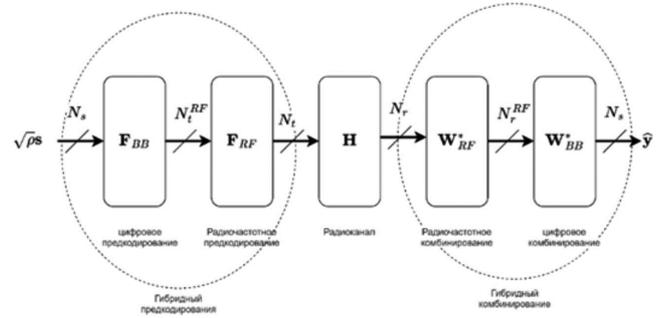
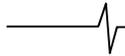


Рис. 1. Гибридное прекодирование/комбинирование MIMO
Блок-схема

Мы используем расширенную геометрическую модель Салеха-Валенсуэлы, как в [4], для моделирования однопользовательского узкополосного канала. Эта модель широко используется для построения mMIMO систем в миллиметровом диапазоне. Она основана на идее, что N_{cl} кластеров рассеяния, каждый из которых содержит N_{ray} путей распространения, объединяются вместе для создания матрицы канала \mathbf{H} . В результате, матрица узкополосного канала \mathbf{H} может быть выражена как:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{cl} N_{ray}}} \sum_{i=1}^{N_{cl}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_{i,l} \mathbf{a}_r(\phi_{i,l}^r) \mathbf{a}_t(\phi_{i,l}^t)^*, \quad (2)$$

где $\alpha_{i,l}$ – комплексный коэффициент усиления l -го луча в i -м кластере. $\mathbf{a}_r(\phi_{i,l}^r)$ и $\mathbf{a}_t(\phi_{i,l}^t)$ – векторы откли-



ка массива антенн на приемнике и передатчике для l -го луча в i -м кластере с азимутальными углами $\phi_{i,l}^t$ и $\phi_{i,l}^r$. Матрица канала $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$ и нормирована так, что $E\{\|\mathbf{H}\|_F^2\} = N_r N_s$.

Если предположить, что передатчик получает информацию о матрице канала с помощью явного метода [12], в котором приемник оценивает канал и затем передает эту информацию обратно передатчику, то для любого метода прекодирования важно минимизировать количество передаваемой информации.

На стороне приемника вектор данных \mathbf{y} обрабатывается матрицей комбинатора $\mathbf{W}^* = \mathbf{W}_{\text{BB}}^* \mathbf{W}_{\text{RF}}^*$, где $\mathbf{W}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_r^{\text{RF}} \times N_s}$ – базовой комбинатор, а $\mathbf{W}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r^{\text{RF}}}$ – RF комбинатор. В результате на приемнике получается сигнал:

$$\hat{\mathbf{y}} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}_{\text{BB}}^* \mathbf{W}_{\text{RF}}^* \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{\text{BB}}^* \mathbf{W}_{\text{RF}}^* \mathbf{n}. \quad (3)$$

Как мы видим, гибридная система выполняет формирование луча как в цифровой, так и в аналоговой областях. Поскольку аналоговые фазовращатели регулируют только фазу сигнала антенных элементов, следует предположить, что элементы двух RF матриц имеют постоянный модуль.

Одним из наиболее важных критериев производительности, который должен быть максимизирован при разработке матриц прекодирования и комбинирования, является спектральная эффективность [1]. Спектральная эффективность может быть выражена в следующей форме [4]:

$$R = \log_2 \left(\left| \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{W}_{\text{BB}}^* \mathbf{W}_{\text{RF}}^* \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right. \right. \\ \left. \left. \times \mathbf{F}_{\text{BB}}^* \mathbf{F}_{\text{RF}}^* \mathbf{H}^* \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} \right| \right), \quad (4)$$

где $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^* \mathbf{W}_{\text{RF}}^* \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}$ – ковариационная матрица шума после комбинирования.

Ключевой вопрос здесь заключается в том, как найти глобальный максимум величины R при известной канальной матрице \mathbf{H} , варьируя матрицы прекодирования $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$ и комбинирования $\mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}$.

Предлагаемый метод

Чтобы максимизировать спектральную эффективность R в (4), необходимо совместно разработать RF и базовые матрицы прекодирования и комбинирования. К сожалению, оптимизировать все четыре матрицы одновременно очень трудно [4]. Поэтому предлагаются различные стратегии для достижения субоптимального решения при разумных вычислительных затратах. Двумя наиболее известными методами для решения этой задачи оптимизации являются следующие:

- разделение проблемы оптимизации R между передатчиком и приемником на два этапа: первый этап фокусируется на проектировании матриц передатчика $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$ для максимизации спектральной эффективности, а второй использует этот результат для оптимизации матриц приема;

- разделение проблемы оптимизации R между радиочастотной и цифровой областями: первый этап заключается в максимизации спектральной эффективности с использованием $\mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{RF}}$, а второй – в оптимизации цифровых матриц $\mathbf{F}_{\text{BB}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}$.

В нашей работе мы примем первую стратегию, которая разделяет оптимизацию между прекодированием передатчика и комбинированием приемника.

Оптимальные характеристики любой гибридной системы могут быть определены при отсутствии ограничений на RF матрицу, другими словами, когда сигнал, подаваемый на антенну, может управляться по величине и фазе. Оптимальный прекодер \mathbf{F}_{opt} на передатчике определяется N_s столбцами левых сингулярных векторов канальной матрицы \mathbf{H} , которые соответствуют наибольшим сингулярным значениям. Пусть сингулярное разложение SVD (от англ. Singular Value Decomposition) матрицы \mathbf{H} имеет вид:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^*, \quad (5)$$

где \mathbf{U} и \mathbf{V} – $N_r \times N_r$ и $N_t \times N_t$ унитарные матрицы, соответственно, а $\mathbf{\Sigma}$ – $N_r \times N_t$ диагональная матрица с диагональными элементами, расположенными в порядке убывания. Тогда $\mathbf{F}_{\text{opt}} = \mathbf{V}(:, 1:N_s)$. Видно, что оптимальная матрица \mathbf{F}_{opt} является полуунитарной матрицей, где $\mathbf{F}_{\text{opt}}^* \mathbf{F}_{\text{opt}} = \mathbf{I}_{N_s}$.

На стороне передатчика задача оптимизации заключается в поиске двух матриц \mathbf{F}_{BB} и \mathbf{F}_{RF} при их совместном приближении к оптимальной матрице \mathbf{F}_{opt} так, что:

$$(\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}) = \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \text{tr}(\mathbf{F}_{\text{opt}}^* \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}), \\ \text{при условиях } |\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)| = 1, \quad \forall i, j, \quad (6) \\ \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s$$

Согласно [4], задача оптимизации в (6) эквивалентна минимизации $\|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2$. В результате, цель гибридного прекодера – сделать произведение $\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$ как можно ближе к оптимальной матрице \mathbf{F}_{opt} . Основная проблема при попытке вычислять \mathbf{F}_{RF} и \mathbf{F}_{BB} заключается в ограничении $|\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)| = 1 \forall i, j$, поэтому можно сказать, что в производительности гибридного прекодирования доминирует аналоговые фазовращатели.

Методы на основе OMP в [4], [6], [7], используют векторы отклика антенной решетки для создания RF матрицы \mathbf{F}_{RF} , методы в [9], [10], [11], используют информацию о фазе главных левых сингулярных векторов оптимальной матрицы \mathbf{F}_{opt} . В данной работе, информация о фазе элементов оптимальной матрицы \mathbf{F}_{opt} будет непосредственно использоваться для получения элементов RF матрицы \mathbf{F}_{RF} . После получения матрицы \mathbf{F}_{RF} , матрица прекодирования базовой полосы может быть получена с помощью метода наименьших квадратов:

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^* \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^* \mathbf{F}_{\text{opt}}. \quad (7)$$

В системах массового MIMO количество радиочастотных цепей может быть больше, чем N_s , поэтому проблема выбора $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{F}_{\text{opt}} ./ \text{abs}(\mathbf{F}_{\text{opt}})$ заключается в том, что размерность оптимальной матрицы \mathbf{F}_{opt} составляет $N_t \times N_s$, а размерность RF матрицы \mathbf{F}_{RF} равно $N_t \times N_t^{RF}$, где $N_s \leq N_t^{RF}$. Для достижения максимальной спектральной эффективности необходимо выбрать $N_t^{RF} - N_s$ столбцов. По этой причине многие исследователи используют векторы отклика антенной решетки или левые сингулярные векторы. В предложенном алгоритме остальные столбцы $N_t^{RF} - N_s$ будут использоваться итерационно для улучшения спектральной эффективности через минимизацию остаточной ошибки между оптимальной матрицей \mathbf{F}_{opt} и произведением $\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$. Алгоритм 1 показывает псевдокод для предлагаемого прекодера. Базовая матрица \mathbf{F}_{BB} и RF матрица \mathbf{F}_{RF} разделены на L частей, каждая часть состоит из N_s столбцов для RF матрицы и N_s строк для матрицы базовой полосы. Вычисления производятся циклически для каждой из L частей. В конце цикла произведение матриц прекодирования будет равно сумме произведений этих частей $\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} = \sum_{i=1}^L \mathbf{F}_{\text{RF}}^i \mathbf{F}_{\text{BB}}^i$, где \mathbf{F}_{RF}^i и \mathbf{F}_{BB}^i – это i -я часть RF и базовой матрицы, соответственно.

Алгоритм 1. Предлагаемый гибридный алгоритм прекодирования

Требуется \mathbf{F}_{opt}

1. $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$ пустые матрицы, $L = \left\lceil \frac{N_t^{RF}}{N_s} \right\rceil$
2. **for** $i = 1 : L$
3. $\mathbf{F}_{\text{res}} = \mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$
4. $\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}} = \mathbf{F}_{\text{res}} ./ \text{abs}(\mathbf{F}_{\text{res}})$
5. $\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}} = (\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^* \hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}})^{-1} \hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^* \mathbf{F}_{\text{res}}$
6. $\mathbf{F}_{\text{RF}} = [\mathbf{F}_{\text{RF}} | \hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}}], \mathbf{F}_{\text{BB}} = [\mathbf{F}_{\text{BB}} | \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}]$
7. **end for**
8. $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \sqrt{N_s} \frac{\mathbf{F}_{\text{BB}}}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F}$
9. **return** $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$

На первой итерации $\mathbf{F}_{\text{res}} = \mathbf{F}_{\text{opt}}$. Первый столбец радиочастотного прекодера вычисляется на шаге 4 в соответствии с выражением $\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}} = \mathbf{F}_{\text{opt}} ./ \text{abs}(\mathbf{F}_{\text{opt}})$. Затем первые N_s строк \mathbf{F}_{BB} вычисляются на шаге 5. На следующей итерации остаточная ошибка между матрицей \mathbf{F}_{opt} и произведением $\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$ вычисляется на шаге 3

как матрица \mathbf{F}_{res} , затем вычисляются следующие N_s столбцов \mathbf{F}_{RF} и N_s строк \mathbf{F}_{BB} для минимизации остаточной ошибки.

В предлагаемом подходе не требуется, чтобы N_t^{RF} было кратным N_s . В случае, когда N_t^{RF} не кратен N_s , необходимые столбцы и строки $\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}$ и $\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$ вычитаются из двух матриц на последней итерации, чтобы получить требуемые размеры для обеих матриц \mathbf{F}_{RF} и \mathbf{F}_{BB} , а оставшиеся векторы можно игнорировать.

Стоит отметить, что гибридные RF и базовый комбинатор на стороне приемника могут быть получены тем же способом, что и гибридный прекодер в алгоритме 1.

Общая сложность предложенного нами метода пропорциональна $o(N_s^2(N_t + N_r) + N_s^3L + 3N_s^2N_tL)$, где первый терм $o(N_s^2(N_t + N_r))$ представляет собой количество операций, необходимое для вычисления матрицы нацеливания \mathbf{F}_{opt} при использовании алгоритма усеченного SVD (от англ. Truncated SVD, TSVD), а остальные слагаемые $o(N_s^3L + 3N_s^2N_tL)$ – это количество операций, необходимых для вычисления L частей базовой матрицы на шаге 5. Обычно количество цепей устанавливается близким к количеству потоков, чтобы снизить аппаратные затраты и энергопотребление. Поэтому L не будет большим числом, а сложность будет низкой.

Оценка производительности

Чтобы показать улучшение спектральной эффективности предложенной гибридной схемы прекодирования, результаты предложенного алгоритма сравниваются с результатами алгоритма OMP в [4], алгоритма SVD с низкой сложностью в [8], алгоритма гибридного прекодирования по эквивалентному каналу НР-ЕС (от англ. Hybrid precoding equivalent matrix) в [10].

Радиоканал генерируется на основе следующих настроек: количество кластеров $N_{cl} = 8$, количество лучей $N_{ray} = 10$. Моделируются две структуры антенной решетки: первая – 64×16 и вторая – 256×64 , чтобы продемонстрировать влияние увеличения размера антенной решетки на производительность системы. Каждая точка моделирования усредняется по 5000 различным реализациям канала.

На рис. 2 и 3 показана зависимость спектральной эффективности от отношения сигнал/шум (SNR) при $(N_t = 64, N_r = 16, N_t^{RF} = N_r^{RF} = 4)$ и $(N_t = 256, N_r = 64, N_t^{RF} = N_r^{RF} = 8)$, соответственно, для различных значений N_s . Из результатов симуляции на рис. 2 следует, что при $N_s = 1$, предложенная схема работает так же, как и оптимальная схема прекодирования, при $N_s = 2$, разрыв между предложенной схемой и оптимальной схемой увеличивается, но все еще меньше, чем разрыв с текущими схемами. При $N_s = 4$, разрыв увеличивается и достигнутая производительность аналогична текущим схемам. Как показано на рис. 3, увеличение размера антенной решетки дает те же результаты.

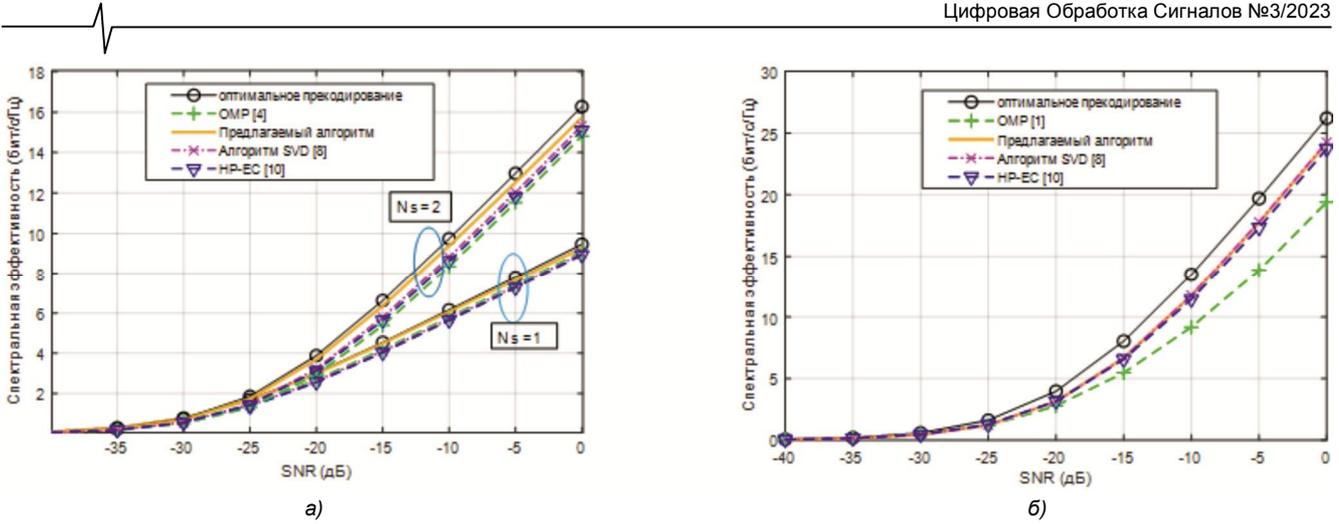


Рис. 2. Спектральная эффективность при различном SNR, когда $N_t=64$ и $N_r=16$.
 а) Поток данных $N_s=1$ и 2. б) Поток данных $N_s=4$

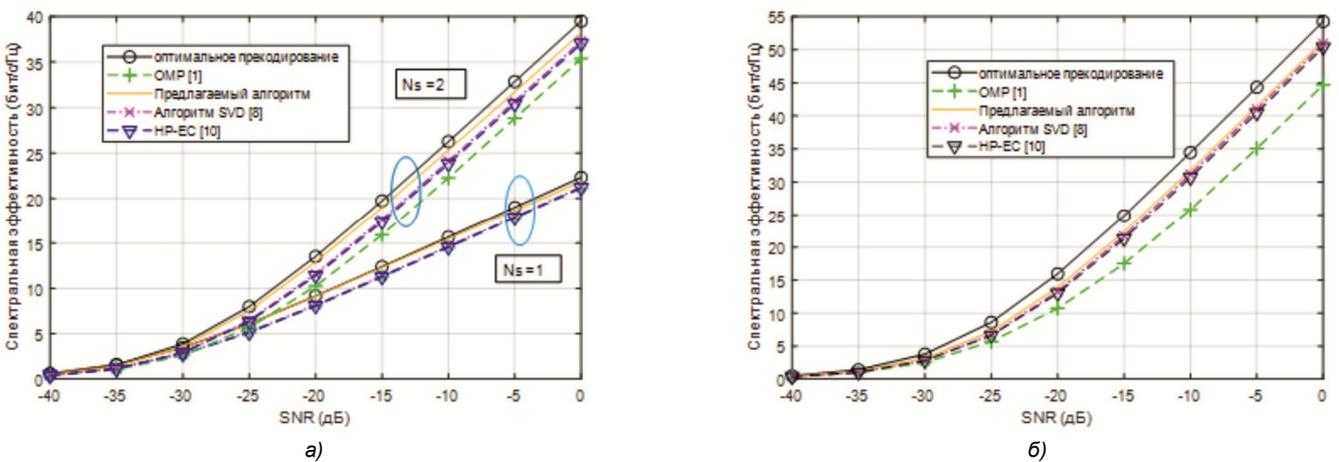


Рис. 3. Спектральная эффективность при различном SNR, когда $N_t=256$ и $N_r=64$.
 а) Поток данных $N_s=1$ и 4. б) Поток данных $N_s=6$

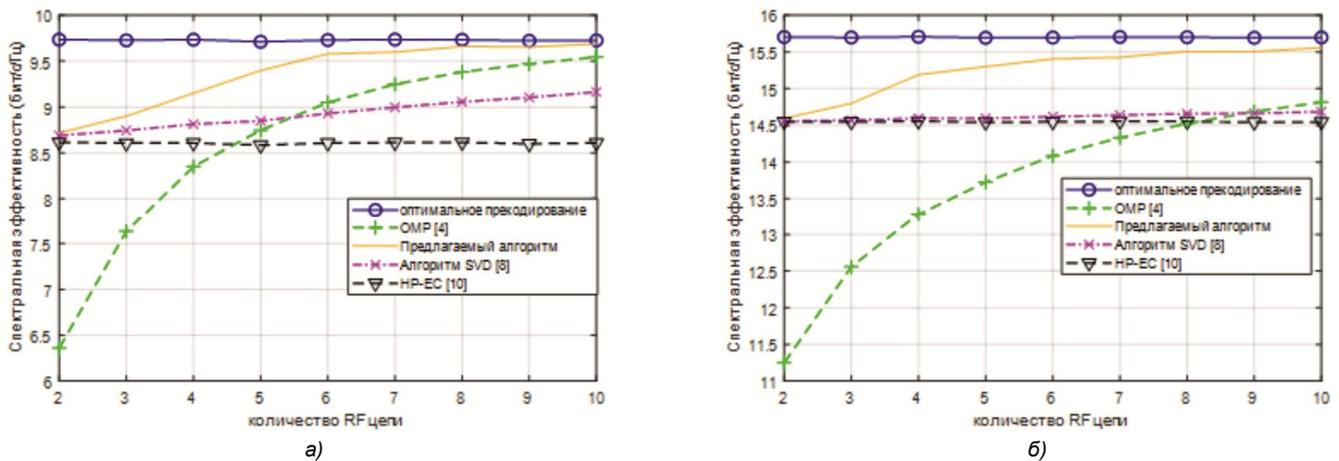


Рис. 4. Спектральная эффективность при различном N_t^{RF} и $SNR=-10$ дБ.
 а) ($N_t=64$ and $N_r=16$), б) ($N_t=256$ and $N_r=64$)

Из графиков видно, что предложенная схема гибридного прекодирования превосходит существующие методы прекодирования, если $N_s \leq N_t^{RF}$. Когда N_s увеличивается, разрыв в спектральной эффективности между предложенной схемой и оптимальной схемой увеличивается.

На рис. 4. показано, как спектральная эффективность изменяется в зависимости от количества радио-

частотных цепей при $SNR = -10$ дБ, $N_s = 2$ для двух антенных решеток разных размеров. Очевидно, что количество радиочастотных цепей оказывает существенное влияние на производительность системы. Все существующие методы, за исключением OMP [4], не дают существенного повышения спектральной эффективности при увеличении числа радиочастотных цепей. Для предложенного метода – это не так. Здесь имеется яв-

ный рост спектральной эффективности с ростом количества радиочастотных цепей. Как следствие, предложенный алгоритм превосходит существующие для всех значений $N_t^{RF} > N_s$.

Важно отметить, что при $N_s = N_t^{RF}$, количество итераций $L = 1$ и предлагаемый метод менее сложен, чем все исследованные алгоритмы, поскольку угловая информация аналоговых фазовращателей может быть непосредственно получена из матрицы нацеливания без необходимости использования какой-либо дополнительной информации или методов разложения. В результате, когда $N_s = N_t^{RF}$, производительность остается той же, но сложность уменьшается.

Заключение

В работе рассматриваются алгоритмы прекодирования/комбинирования для однопользовательских гибридных систем массового MIMO на миллиметровых волнах, которая обеспечивает разумный компромисс между производительностью и сложностью. Спектральная эффективность была улучшена за счет итеративного построения векторов RF и базовой матриц прекодирования с использованием угловой информации непосредственно из матрицы наведения. Это позволило приблизить произведение двух матриц к оптимальной матрице. Полученные результаты показали, что при $N_s < N_t^{RF}$ разрыв спектральной эффективности между оптимальной полностью цифровой конструкцией и существующими схемами уменьшается, а при $N_s = N_t^{RF}$ достигается та же спектральная эффективность при меньшей вычислительной сложности.

Литература

1. Z. Xiao et al. «A survey on millimeter-wave beamforming enabled UAV communications and networking», IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 24, no. 1, pp. 557-610, 5th Quart., 2022.
2. S. A. Busari, K.M.S. Huq, S. Mumtaz, L. Dai, and J. Rodriguez. «Millimeter-wave massive MIMO communica-

tion for future wireless systems: A survey», IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 20, no. 2, pp. 836-869, 2nd Quart., 2017.

3. A.F. Molisch et al. «Hybrid beamforming for massive MIMO: A survey», IEEE Commun. Mag., vol. 55, no. 9, pp. 134-141, Sep. 2017.

4. O.E. Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi and R.W. Heath. «Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems», in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 13, no. 3, pp. 1499-1513, March 2014.

5. L. Dai, X. Gao, J. Quan, S. Han and C.-L.I. «Near-optimal hybrid analog and digital precoding for downlink mmWave massive MIMO systems», 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), London, UK, 2015, pp. 1334-1339.

6. C.-E. Chen. «An Iterative Hybrid Transceiver Design Algorithm for Millimeter Wave MIMO Systems», in IEEE Wireless Communications Letters, vol. 4, no. 3, pp. 285-288, June 2015.

7. X. Liu et al. «Hybrid Precoding for Massive mmWave MIMO Systems», in IEEE Access, vol. 7, pp. 33577-33586, 2019.

8. D. Zhang, P. Pan, R. You and H. Wang. «SVD-Based Low-Complexity Hybrid Precoding for Millimeter-Wave MIMO Systems», in IEEE Communications Letters, vol. 22, no. 10, pp. 2176-2179, Oct. 2018.

9. S. Wang, L. Li, R. Ruby, and P. Li. «A general hybrid precoding scheme for millimeter wave massive MIMO systems», Wireless Netw., vol. 26, pp. 1331-1345, Mar. 2020.

10. S. Wang, M. He, J. Wang, R. Ran, H. Ji and V.C.M. Leung. «A Family of Hybrid Precoding Schemes for Millimeter-Wave Massive MIMO Systems», in IEEE Systems Journal, vol. 16, no. 3, pp. 4881-4891, Sept. 2022.

11. S. Wang et al. «A Joint Hybrid Precoding/Combining Scheme Based on Equivalent Channel for Massive MIMO Systems», in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 40, no. 10, pp. 2882-2893, Oct. 2022.

12. H. Lou, M. Ghosh, P. Xia, and R. Olesen. «A comparison of implicit and explicit channel feedback methods for MU-MIMO WLAN systems», in Proc. IEEE Pers. Indoor Mobile Radio Commun. (PIMRC), Sep. 2013, pp. 419-424.

НОВЫЕ КНИГИ

Косичкина Т.П., Сперанский В.С.

Цифровые сигнальные процессоры и их применение в системах телекоммуникаций и электроники: Учебное пособие для вузов. М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2022 г. 316 с.: ил.

Рассмотрены вопросы теории и практики использования цифровых сигнальных процессоров. Описаны основные операции цифровой обработки сигналов, структура, архитектура, классификация и характеристики современных процессоров. Представлен обзор процессоров ведущих фирм-производителей: Analog Devices, Ceva, Feecsale, Texas Instruments. Отдельная глава посвящена российским цифровым процессорам. Существенное внимание уделено многоядерным процессорам и их характеристикам. В разделе, связанном с программируемыми логическими микросхемами и системами на кристалле показаны возможности их использования в качестве сигнальных процессоров. Даны примеры реализации цифровых устройств с помощью САПР на языке программирования VHDL, рассмотрены его элементы. В приложениях даны примеры реализации формирователей двоичных последовательностей, генераторов сигналов и медианных фильтров.

Для студентов радиотехнических и инфокоммуникационных специальностей, будет полезна аспирантам и специалистам.

