

## Гибридное широкополосное формирование луча с низкой сложностью для массовых MIMO-OFDM-систем миллиметрового диапазона

Али Амджад, аспирант национального исследовательского университета «Высшая школа экономики»  
+7 (966) 093-87-10, [amjadali@hse.ru](mailto:amjadali@hse.ru)

Эбрахим Али, аспирант национального исследовательского университета «Высшая школа экономики»  
+7 (925) 179-44-57, [aebrahim@hse.ru](mailto:aebrahim@hse.ru)

Ассаф Мохаммад, аспирант Томского государственного университета  
+7 (913) 822-91-89, [md.moh1600@gmail.com](mailto:md.moh1600@gmail.com)

*В данной работе исследуется однопользовательская, полностью связанная гибридная архитектура с низкой сложностью широкополосной гибридной техники прекодирования для многоканальных систем MIMO на миллиметровых волнах. Показано, что для оптимизации суммарного коэффициента спектральной эффективности векторы радиочастотного прекодирования/комбинирования могут быть получены непосредственно из собственных векторов идеальной полностью цифровой ковариационной матрицы на всех поднесущих. Для повышения эффективности в сценарии, когда количество радиочастотных цепей превышает количество потоков, предлагается новый подход, который итеративно уменьшает остаточную ошибку между ковариационной матрицей и суммой произведений матриц прекодирования по всем поднесущим. Результаты имитационного моделирования показывают, что сложность предложенных схем ниже, чем у существующих подходов, а их производительность практически достигает верхней границы, достигаемой оптимальной полнодиапазонной конструкцией.*

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

# Low Complexity Hybrid Wideband Beamforming for Millimeter-Wave Massive MIMO-OFDM Systems

Amjad Ali

National Research University « Hse University »  
+7 (966) 093-87-10, [amjadali@hse.ru](mailto:amjadali@hse.ru)

Ali braheem

National Research University « HSE University »  
+7 (925) 179-44-57, [aebrahim@hse.ru](mailto:aebrahim@hse.ru)

Mohammad Assaf

Tomsk State University  
+7 (913) 822-91-89, [md.moh1600@gmail.com](mailto:md.moh1600@gmail.com)

In this paper, a single-user, fully-connected hybrid architecture with a low complexity wideband hybrid precoding technique for mmWave massive MIMO multicarrier systems is investigated. We demonstrate that, in order to optimize the sum rate of spectral efficiency, the radio frequency (RF) precoding/combining vectors can be directly obtained from the eigenvectors of the perfect fully-digital covariance matrix over all subcarriers. To increase the performance in the scenario where the number of RF chains is more than the number of streams, we also propose a novel approach that iteratively decreases the residual error between the covariance matrix and the sum of products of precoding matrices over all the subcarriers. The simulation results demonstrate that the suggested schemes' complexity is lower than that of the current approaches, and their performance can almost reach the upper bound achieved by the optimal full-baseband design.

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

## Введение

одной из важных технологий для достижения высокой пропускной способности в 5G NR является использование диапазона миллиметровых волн. Такой переход позволяет использовать более широкополосные радиоканалы, что, в свою очередь, приводит к повышению пропускной способности [1]. На текущем этапе в стандартах 5G регламентируется максимальная полоса пропускания на одну несущую частоту равная 400 МГц (в стандартах 4G эта величина равна 20 МГц). Переход на радиоканалы с более широкой полосой приводит к появлению эффекта частотной селективности радиоканалов, которого не проявлялось в узкополосном случае.

В широкополосной многоканальной системе предкодирование и комбинирование должны выполняться для каждой поднесущей. В традиционных многоканальных системах MIMO формирование луча может быть просто преобразовано из узкополосного в широкополосное, поскольку оно выполняется в цифровой области. Однако, такая простая адаптация не может быть использована в массовых гибридных системах MIMO, поскольку здесь требуется, чтобы аналоговая матрица предкодирования была одинакова (одна) во всей полосе пропускания. Это усложняет разработку алгоритмов для широкополосного гибридного прекодирования.

Существует множество исследований в [2–7], связанных с формированием луча в широкополосных массовых MIMO-системах. В [2] предложена метод прекодирования, основанный на ковариационной матрице канала для построения аналоговой матрицы на стороне передатчика.

В [3] предложена схема совместного гибридного прекодирования и комбинирования на основе поиска по Табу TS (от англ. Tabu-search).

В [4] показано, что эквивалентное узкополосное прекодирование и комбинирование достаточны для достижения требуемой спектральной эффективности, когда многолучевость в широкополосном радиоканале не велика.

Свойство разреженности каналов миллиметровых волн используется в [5]. Здесь показано, что поскольку матрицы ковариации канала на различных поднесущих имеют почти одинаковый набор собственных векторов, можно использовать схему узкополосного прекодирования, предложенную в [6]. Матрицы прекодирования и комбинирования получаются в результате усреднения матриц ковариации канала.

Два широкополосных гибридных метода прекодирования представлены в [7]. Первый использует мультилинейное SVD (от англ. Singular Value Decomposition) для определения общих векторов аналогового комбинатора, а второй использует классификацию векторов формирования луча для максимизации усиления для эквивалентного базового канала.

**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  $M \times N$ .  $\text{tr}(\mathbf{A})$  означает след матрицы  $\mathbf{A}$ .

## Системная модель гибридного прекодирования mMIMO-OFDM для широкополосного канала

Гибридная массовая MIMO-OFDM система для одного пользователя с  $K$  поднесущими в диапазоне миллиметровых волн показана на рис.1 Предполагается, что передатчик имеет  $N_s$  пространственных потоков данных для каждой поднесущей, передаваемые через  $N_t$  антенн с помощью  $L_t$  радиочастотных цепей, а приемник использует  $N_r$  приемных антенн и  $L_r$  радиочастотных цепей.

Для того, чтобы обеспечить возможность реализации гибридной структуры, то есть низкую сложность, количество радиочастотных цепей должно быть меньше количества антенн, и, следовательно,

$$N_s \leq N_t^{RF} (N_r^{RF}) \ll N_t (N_r)$$

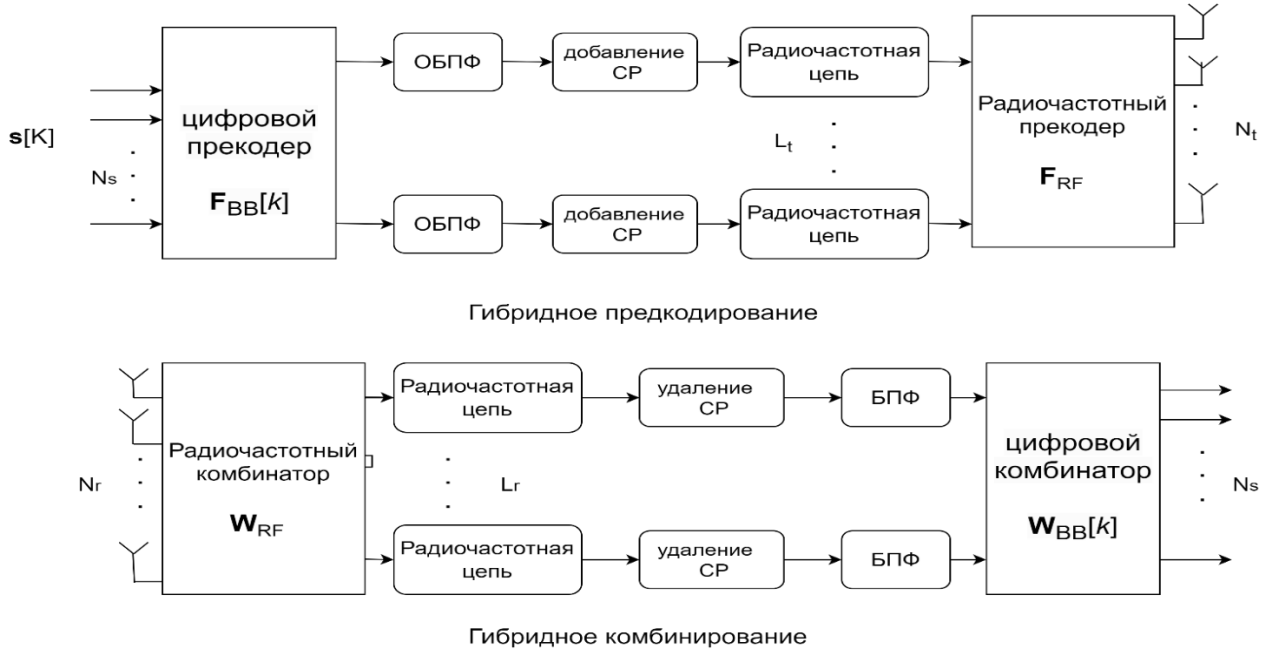


Рис. 1. Блок-схема гибридной системы массового MIMO-OFDM

Как показано на Рис. 1  $N_s \times 1$  вектор символов  $\mathbf{s}[k]$  на каждой поднесущей  $k = 1, 2, \dots, K$  сначала прекодируется в цифровой области матрицей  $\mathbf{F}_{BB}[k] \in \mathbb{C}^{L_t \times N_s}$ , а затем подвергается OFDM-модуляции (обратные дискретные преобразования Фурье и добавление циклического префикса). На следующем этапе формируются необходимые лучи в аналоговой области с помощью высокоразмерной матрицы радиочастотного прекодирования  $\mathbf{F}_{RF}[k] \in \mathbb{C}^{N_t \times L_t}$ . Окончательно, переданный сигнал может быть выражен в виде[8]:

$$\mathbf{x}[k] = \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}[k] \mathbf{s}[k], \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (1)$$

Для всех потоков предположим равное распределение мощности для каждой поднесущей, поэтому элементы вектора  $\mathbf{s}[k]$  предполагаются независимыми с нормированной мощностью на каждой поднесущей  $E\{\mathbf{s}[k]\mathbf{s}[k]^H\} = \mathbf{I}_{N_s}$ . Кроме того, здесь необходимо учесть ограничения по мощности. Очевидно, что  $\left\{ \|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}[k]\|_F^2 \leq p_k \right\}_{1 \leq k \leq K}$ , где  $p_k$  – полная мощность на  $k$ -й поднесущей, и  $\sum_{k=1}^K p_k = p_{tot}$  – полная мощность передаваемого сигнала.

Цифровое прекодирование  $\mathbf{F}_{BB}[k]$  выполняется до модуля ОДПФ в частотной области, позволяет рассчитывать  $\mathbf{F}_{BB}[k]$  для каждой поднесущей. Аналоговое радиочастотное прекодирование  $\mathbf{F}_{RF}$  выполняется после модуля ОДПФ во временной области, поэтому эта матрица должна быть одна для всех поднесущих. Поскольку аналоговые фазовращатели регулируют только фазу сигнала, то необходимо потребовать,

чтобы элементы радиочастотных матриц  $\mathbf{F}_{\text{RF}}$  и  $\mathbf{W}_{\text{RF}}$  в передающей и приемной системах соответственно имели постоянный модуль[9]. Таким образом, в отличие от систем с одной несущей (узкополосный канал), где требуется решить только проблему постоянного модуля радиочастотной матрицы, разработка гибридных формирователей луча для широкополосных систем OFDM имеет два ограничения: постоянный модуль и общая радиочастотная матрица для всех поднесущих.

## Формулировка проблемы гибридного прекодирования mMIMO-OFDM для широкополосного канала

На стороне приемника вектор данных обрабатывается матрицей комбинирования  $\mathbf{W}^*[k] = \mathbf{W}_{\text{BB}}^*[k]\mathbf{W}_{\text{RF}}^*$ , где  $\mathbf{W}_{\text{BB}}[k] \in \mathbb{C}^{L_t \times N_s}$  – цифровой комбинатор для каждой поднесущей и  $\mathbf{W}_{\text{RF}}[k] \in \mathbb{C}^{N_r \times L_t}$  – радиочастотный комбинатор, который является общим для всех поднесущих. Сигнал на приемнике после комбинирования может быть представлен в виде[10]:

$$\hat{\mathbf{y}}[k] = \mathbf{W}_{\text{BB}}^*[k]\mathbf{W}_{\text{RF}}^*\mathbf{H}[k]\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}[k]\mathbf{s}[k] + \mathbf{z}[k], \quad (2)$$

где вектор шума  $\mathbf{z}[k]$  предполагается с нулевым средним значением и ковариационной матрицей  $\sigma^2\mathbf{I}_{N_r}$ .

Средняя спектральная эффективность для всех поднесущих может быть рассчитана следующим образом:

$$R = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \log_2 \left( \begin{array}{c} \mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{R}_n^{-1}[k]\mathbf{W}_{\text{BB}}^*[k]\mathbf{W}_{\text{RF}}^*\mathbf{H}[k]\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}[k] \\ \times \mathbf{F}_{\text{BB}}^*[k]\mathbf{F}_{\text{RF}}^*\mathbf{H}^*[k]\mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{BB}}[k] \end{array} \right), \quad (3)$$

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

Основной целью является разработка эффективного метода, который может максимизировать сумму спектральной эффективности на всех поднесущих, то есть:

$$\left\{ \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \left\{ \mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{opt}} \right\}_{k=1}^K \right\} = \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}, \left\{ \mathbf{F}_{\text{BB}}[k], \mathbf{W}_{\text{BB}}[k] \right\}_{k=1}^K} R, \quad (4)$$

при условиях 
$$\begin{cases} \left\{ \|\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}[k]\|_F^2 \leq p_k \right\}_{1 \leq k \leq K}, \\ |\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)| = 1, \quad \forall i, j, \\ |\mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j)| = 1, \quad \forall i, j. \end{cases}$$

Оптимальный прекодер  $\mathbf{F}_{\text{opt}}[k]$  на передатчике и оптимальный комбинатор  $\mathbf{W}_{\text{opt}}[k]$  на приемнике могут быть определены с помощью  $N_s$  столбцов левых и правых сингулярных векторов канальной матрицы  $\mathbf{H}[k]$ , которые соответствуют наибольшим сингулярным значениям:

$$\mathbf{H}[k] = \mathbf{U}[k]\mathbf{\Sigma}[k]\mathbf{V}^*[k] \text{ и } \begin{cases} \tilde{\mathbf{V}}[k] \text{ состоит из } N_s \text{ столбцов правых сингулярных векторов } \mathbf{H}[k] \\ \tilde{\mathbf{U}}[k] \text{ состоит из } N_s \text{ столбцов левых сингулярных векторов } \mathbf{H}[k] \end{cases}$$

где  $\mathbf{U}[k]$  и  $\mathbf{V}[k]$  –  $N_r \times N_r$  и  $N_t \times N_t$  унитарные матрицы, соответственно, а  $\mathbf{\Sigma}[k]$  –  $N_r \times N_t$  диагональная матрица с диагональными элементами, расположенными в порядке убывания. Тогда  $\mathbf{F}_{opt}[k] = \tilde{\mathbf{V}}[k]\tilde{\mathbf{\Sigma}}[k]$  и  $\mathbf{W}_{opt}[k] = \tilde{\mathbf{U}}[k]$ , а  $\tilde{\mathbf{\Sigma}}[k]$  содержит значения мощности сигнала для каждого потока на каждой поднесущей [11]. Будем предполагать, что передатчик и приемник обладают всей информацией об оптимальных матрицах прекодирования и комбинирования.

Как и в случае узкополосного канала, проблема оптимизации делится на два этапа. Первый – проектирование двух матриц предкодирования на основе оптимальной матрицы предкодирования, а второй этап – оптимизация соответствующих матриц комбинирования таким же образом для обеспечения высокой спектральной эффективности. На стороне передатчика целью гибридной схемы является оптимизация цифровых матриц прекодирования по всем поднесущим  $\{\mathbf{F}_{BB}[k]\}_{1 \leq k \leq K}$  и радиочастотной матрицы  $\mathbf{F}_{RF}$ , таким образом, чтобы приблизиться к оптимальной матрице на каждой поднесущей  $\mathbf{F}_{opt}[k]$ :

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{F}_{RF}, \{\mathbf{F}_{BB}[k]\}_{1 \leq k \leq K}} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{F}_{opt}^*[k]\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}[k]\|_F^2, \\ \text{при условиях: } |\mathbf{F}_{RF}(i, j)| = 1, \quad \forall i, j, \\ \left\{ \|\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}[k]\|_F^2 \leq p_k \right\}_{1 \leq k \leq K}. \end{aligned} \quad (5)$$

## Предлагаемый метод широкополосного гибридного mMIMO-OFDM предкодирования

В случае узкополосного гибридного формирования луча существует одна матрица канала  $\mathbf{H}$ , из которой должны быть получены матрицы предкодирования. В случае широкополосного гибридного формирования луча существует  $K$  различных канальных матриц, которые следует учитывать для расчета матрицы аналогового предкодирования. В [5] показано, что при большом количестве антенн сходство между ковариационными матрицами канала на различных поднесущих значительно выше из-за разреженного характера канальных матриц. Это позволяет свести задачу предкодирования для широкополосного случая к задаче для случая узкополосного канала, в которой матрица ковариации канала задается как результат усреднения по поднесущим частотам матриц ковариации. Такой подход приводит к высокой вычислительной сложности, особенно для больших антенных решеток. В данной работе информация об элементах радиочастотной матрицы определяется непосредственно по фазе элементов оптимальных матриц  $\{\mathbf{F}_{opt}[k]\}_{1 \leq k \leq K}$ . Это позволяет уменьшить вычислительную сложность и количество

информации, которую надо получить при зондировании радиоканала. Определим матрицу кандидата  $\mathbf{F}_{cand}^{opt}$ , которая является решением оптимизационной задачи:

$$\mathbf{F}_{cand}^{opt} = \max_{\mathbf{F}_{cand}} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\| \mathbf{F}_{opt}^*[k] \mathbf{F}_{cand} \right\|_F^2, \quad (6)$$

Можно упростить выражение **Error! Reference source not found.**, используя то, что  $\sum \text{tr}(\cdot) = \text{tr}(\sum \cdot)$ . Таким образом, **Error! Reference source not found.** можно записать в виде:

$$\begin{aligned} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\| \mathbf{F}_{opt}^*[k] \mathbf{F}_{cand} \right\|_F^2 &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \text{tr} \left( \mathbf{F}_{cand}^* \mathbf{F}_{opt}[k] \mathbf{F}_{opt}^*[k] \mathbf{F}_{cand} \right) = \\ &= \text{tr} \left( \mathbf{F}_{cand}^* \underbrace{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left( \mathbf{F}_{opt}[k] \mathbf{F}_{opt}^*[k] \right)}_{\mathbf{P}} \mathbf{F}_{cand} \right) = \\ &= \text{tr} \left( \mathbf{F}_{cand}^* \mathbf{P} \mathbf{F}_{cand} \right). \end{aligned} \quad (7)$$

Как видно из (6), для максимизации (7) столбцы матрицы-кандидата  $\mathbf{F}_{cand}$  должны быть определены как  $N_s$  основных собственных векторов  $\mathbf{P}$ , где  $\mathbf{P}$  равна оптимальной ковариационной матрице для всех поднесущих:

$$\mathbf{P} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left( \mathbf{F}_{opt}[k] \mathbf{F}_{opt}^*[k] \right). \quad (8)$$

Точное решение (7) существует только когда  $L_t = N_s$ . Для решения задачи в случае, когда  $L_t \geq N_s$  предлагаются два метода.

**Первый метод.** Элементы радиочастотной матрицы  $\mathbf{F}_{RF}$  непосредственно определяется как фазой элементов матрицы  $\mathbf{F}_{cand}$ , где  $\mathbf{F}_{cand}$  вычисляется как  $L_t$  основных собственных векторов ковариационной матрицы  $\mathbf{P}$ . Таким образом:

$$\mathbf{F}_{RF} = \mathbf{F}_{cand} \cdot / \text{abs}(\mathbf{F}_{cand}). \quad (9)$$

Цифровые матрицы предкодирования  $\mathbf{F}_{BB}[k]$  определяются с помощью метода наименьших квадратов на каждой поднесущей  $k$ :

$$\mathbf{F}_{BB}[k] = \left( \mathbf{F}_{RF}^* \mathbf{F}_{RF} \right)^{-1} \mathbf{F}_{RF}^* \mathbf{F}_{opt}[k], \quad (10)$$

**Второй метод.** Гибридный алгоритм предкодирования адаптируется для использования в широкополосном канале. Алгоритм 1 представлен в виде псевдокода для предложенного прекодера.

---

**Алгоритм 1. Предложенный гибридный алгоритм предкодирования для широкополосного канала**

---

**Входные данные**  $\{\mathbf{F}_{opt}[k]\}_{1 \leq k \leq K}$ , полная мощность на  $k$ -й поднесущей

$\{p_k\}_{1 \leq k \leq K}$

1.  $\mathbf{F}_{RF}, \{\mathbf{F}_{BB}\}_{1 \leq k \leq K}$  пустые матриц,  $L = \left\lfloor \frac{L_t}{N_s} \right\rfloor$

2. **for**  $i = 1 : L$

3.   **for**  $k = 1 : K$

4.        $\mathbf{F}_{res}[k] = \mathbf{F}_{opt}[k] - \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}[k]$

5.   **end for**

6.    $\mathbf{P} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{F}_{res}[k] \mathbf{F}_{res}^*[k]$

7.    $\mathbf{P} = \mathbf{U}_P \Sigma_P \mathbf{U}_P^*$

8.    $\mathbf{F}_{cand}^{(i)} = \mathbf{U}_P(:, 1 : N_s)$

9.    $\hat{\mathbf{F}}_{RF} = \mathbf{F}_{cand}^{(i)} ./ \text{abs}(\mathbf{F}_{cand}^{(i)})$

10. **for**  $k = 1 : K$

11.        $\hat{\mathbf{F}}_{BB}[k] = (\hat{\mathbf{F}}_{RF}^* \hat{\mathbf{F}}_{RF})^{-1} \hat{\mathbf{F}}_{RF}^* \mathbf{F}_{res}[k]$

12.        $\mathbf{F}_{BB}[k] = \left[ \mathbf{F}_{BB}[k] \mid \hat{\mathbf{F}}_{BB}[k] \right]$

13. **end for**

14.    $\mathbf{F}_{RF} = \left[ \mathbf{F}_{RF} \mid \hat{\mathbf{F}}_{RF} \right]$

15. **end for**

16. **for**  $k = 1 : K$

17.        $\mathbf{F}_{BB}[k] = \sqrt{p_k} \frac{\mathbf{F}_{BB}[k]}{\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}[k]\|_F}$

18. **end for**

19. **return**  $\mathbf{F}_{RF}, \{\mathbf{F}_{BB}(k)\}_{1 \leq k \leq K}$

---

На первой итерации  $\mathbf{F}_{res}[k] = \mathbf{F}_{opt}[k]$  и  $\mathbf{P} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{F}_{opt}[k] \mathbf{F}_{opt}^*[k])$  – оптимальная ковариационная матрица. Первые  $N_s$  столбцов радиочастотного прекодера вычисляются на шаге 8 в соответствии с выражением  $\hat{\mathbf{F}}_{RF} = \mathbf{F}_{cand}^{(i)} ./ \text{abs}(\mathbf{F}_{cand}^{(i)})$ . Затем первые  $N_s$  строк  $\mathbf{F}_{BB}[k]$  вычисляются на шаге 10. На следующей итерации остаточная ошибка между матрицей  $\mathbf{F}_{opt}[k]$  и произведением  $\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}[k]$  на каждой поднесущей  $k$  вычисляется на



шаге 4 как матрица  $\mathbf{F}_{res}[k]$ . Затем вычисляются следующие  $N_s$  столбцов  $\mathbf{F}_{RF}$  и  $N_s$  строк  $\mathbf{F}_{BB}[k]$  для минимизации остаточной ошибки.

Стоит отметить, что матрицы комбинирования на стороне приемника могут быть получены тем же методом, что и в алгоритме 1.

**Вычислительная сложность.** В первом предложенном методе общая радиочастотная матрица получается непосредственно с использованием  $L_t$  основных собственных векторов ковариационной матрицы. Во втором методе элементы этой матрицы определяются итеративно с относительно небольшим числом итераций, поскольку число радиочастотных цепей предполагается близким к числу потоков данных.

Вычислительная сложность первого предложенного метода составляет:

$$o\left(KN_s^2(N_t + N_r) + KN_t^2N_s + 2L_t^2N_t + K(L_t^3 + 2L_t^2N_t + L_tN_sN_t)\right).$$

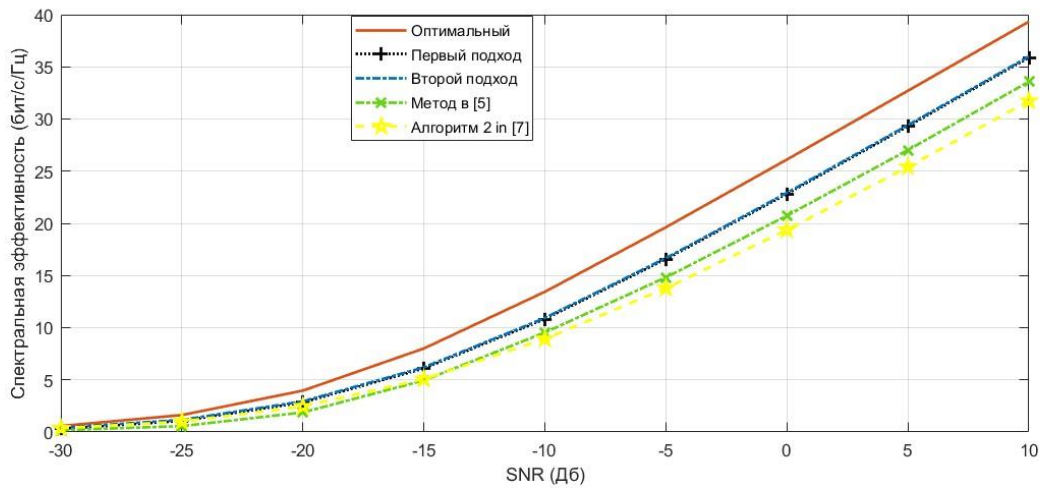
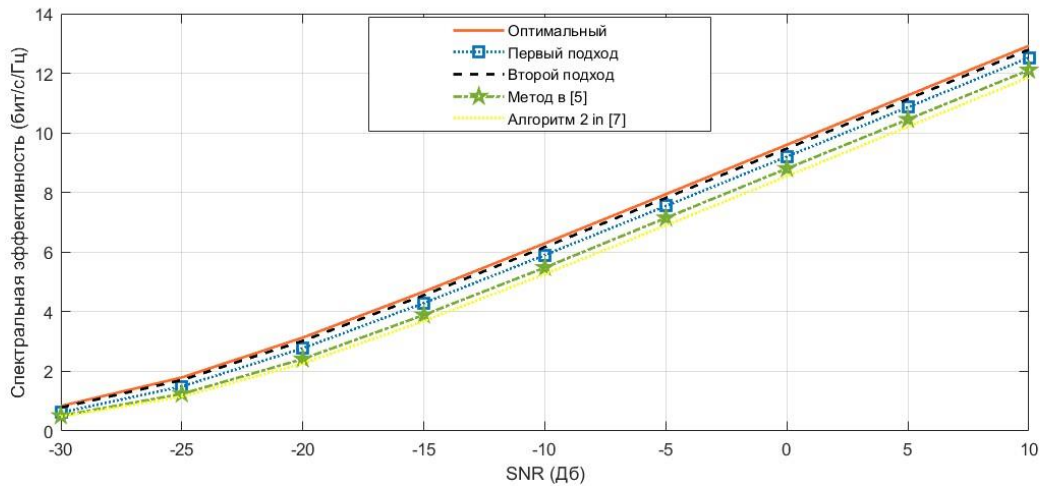
Вычислительная сложность второго предложенного метода составляет:

$$o\left(KN_s^2(N_t + N_r) + L\left(KN_t^2N_s + 2N_s^2N_t + K(N_s^3 + 3N_s^2N_t)\right)\right).$$

В случае, когда количество передающих и приемных антенн одинаково, т.е.  $N_r = N_t$  и  $N_s = L_t$ , можно показать, что вычислительная сложность первого и второго предложенных подходов имеет порядок  $o(KN_t^2)$ . Сложность традиционных методов, использующих ковариационную матрицу канала, как в [2, 5, 7], составляет  $o(KN_t^3)$ . Таким образом, вычислительная сложность предлагаемых методов ниже, чем у традиционных подходов. Кроме того, как уже было сказано выше, использование предлагаемых методов требует меньшего количества информации, получаемой при зондировании канала.

**Результаты апробации методов в численном эксперименте.** В проводившихся численных экспериментах проводилась оценка спектральной эффективности массовой ММО-системы, достигаемая при использовании предложенных методов. Результаты использования предложенных методов сравниваются с результатами, обеспечиваемыми методами, предложенными в [5] и [7]. Полоса пропускания системы составляет  $B = 400$  МГц, а несущая частота – 38 ГГц. Количество активных поднесущих предполагается равным  $K = 64$ , с длиной циклического префикса 16. Радиоканал генерируется на основе следующих параметров. Количество кластеров  $N_{cl} = 8$ , количество лучей  $N_{ray} = 6$ .

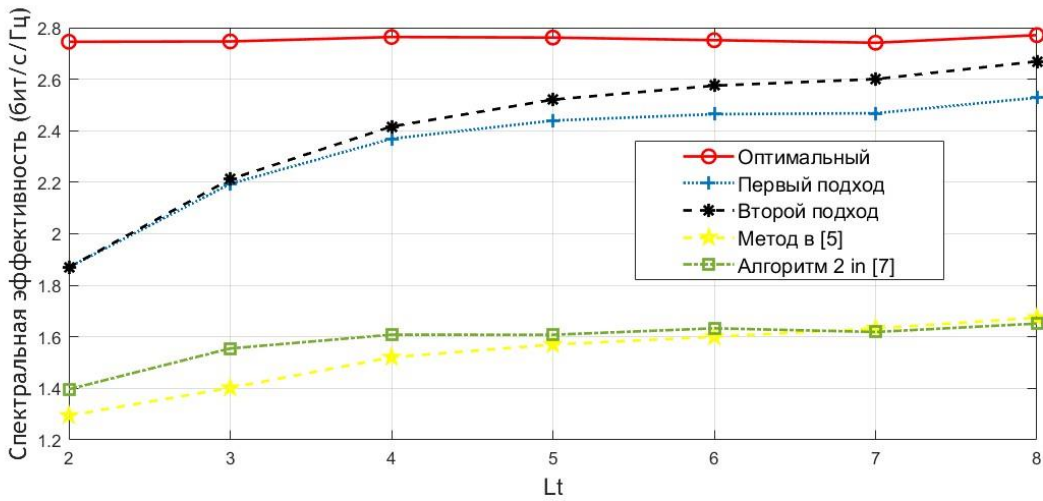
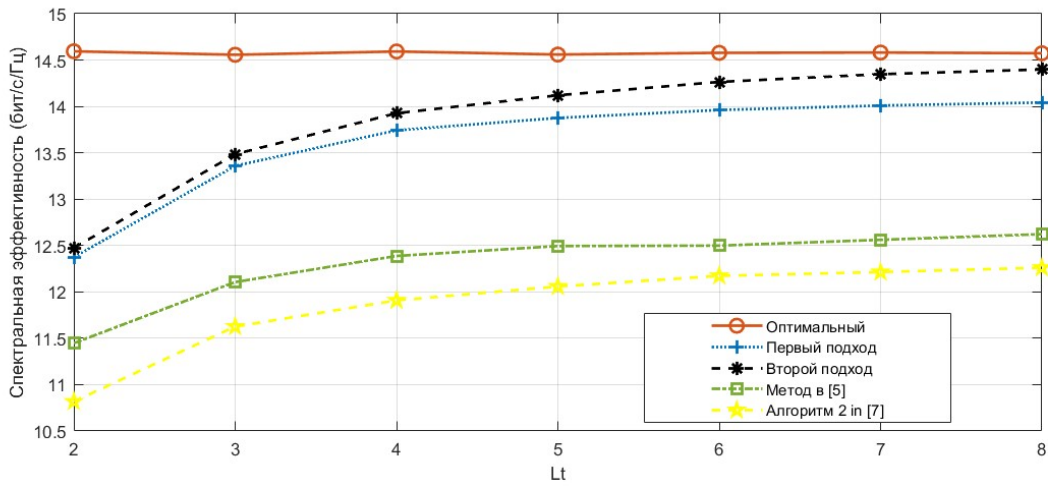
Каждая точка на всех графиках, приведенных ниже получена в результате усреднения по 10000 случайным реализациям канала.



а – при  $N_s = 1$ , б – при  $N_s = 4$

Рис.2. Зависимость спектральной эффективности от SNR при  $N_t = 64$  и  $N_r = 32$

На рис. 2 показана зависимость спектральной эффективности от отношения сигнал/шум (SNR) при  $(N_t = 64, N_r = 32, L_t = L_r = 4)$ , для различных значений  $N_s$ . Из результатов моделирования на рис. 2 видно, что два предложенных метода превосходят схемы предкодирования, предложенные в [5] и [7], по спектральной эффективности во всем диапазоне SNR. Можно также заметить, что при  $N_s = 1$ , второй предложенный метод обеспечивает ту же эффективность, что и оптимальный прекодер. При  $L_t = N_s = 4$ , спектральная эффективность двух предложенных методов одинакова, но все еще превосходит методы из [5] и [7].



а –  $SNR = -20$ , б –  $SNR = 0$ .

Рис.3. Зависимость спектральной эффективности от количества радиочастотных цепей  $L_t$ .

На рис. 3 показано, как спектральная эффективность изменяется в зависимости от количества радиочастотных цепей при  $SNR = -20$  (Рис. 3-а) и  $0$  дБ (Рис. 3-б),  $N_s = 2$  и количестве антенных элементов в решетках  $N_t = 64, N_r = 16$ . Первый предложенный метод и референсные методы не дают существенного повышения спектральной эффективности при увеличении числа радиочастотных цепей. Для второго предложенного метода это не так. Здесь имеется явный рост спектральной эффективности с ростом количества радиочастотных цепей. Это связано с тем, что второй метод позволяет эффективно использовать избыточное количество радиочастотных цепей для повышения эффективности системы.

## Заключение

В этой работе была исследована полностью подключенная гибридная архитектура с технологией широкополосного гибридного предварительного кодирования низкой сложности для систем с несколькими несущими mmWave massive MIMO. Был предложен новый подход, который итеративно уменьшает остаточную ошибку между ковариационной матрицей и суммой произведений матриц предварительного кодирования по всем поднесущим. Численные результаты показали, что сложность предлагаемых схем ниже, чем у существующих подходов, и их производительность может почти достигать верхней границы, достигаемой при оптимальном проектировании с полной базовой полосой.

## Литература

1. Millimeter-wave massive MIMO communication for future wireless systems: A survey / S. A. Busari, K. M. S. Huq, S. Umtaz [et al.] // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. – 2017. – Vol. 20, № 2. – P. 836–869.
2. Park S. Dynamic Subarrays for Hybrid Precoding in Wideband mmWave MIMO Systems / S. Park, A. Alkhateeb, R. W. Heath // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – 2017. – Vol. 16, № 5. – P. 2907–2920.
3. Joint Hybrid Precoder and Combiner for Wideband Millimeter-Wave Massive MIMO Systems / T. Mir, U. Abbasi, R. Ali [et al.] // *IEEE Access*. – 2020. – Vol. 8. – P. 196375–196385.
4. Venugopal K. Optimality of Frequency Flat Precoding in Frequency Selective Millimeter Wave Channels / K. Venugopal, N. González-Prelcic, R. W. Heath // *IEEE Wireless Communications Letters*. – 2017. – Vol. 6, № 3. – P. 330–333.
5. Sohrabi F. Hybrid Analog and Digital Beamforming for mmWave OFDM Large-Scale Antenna Arrays / F. Sohrabi, W. Yu // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. – 2017. – Vol. 35, № 7. – P. 1432–1443.
6. Sohrabi F. Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale antenna arrays / F. Sohrabi, W. Yu // *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*. – 2016. – Vol. 10, № 3. – P. 501–513.
7. Mustafa H.M. Hybrid wideband transceiver design for achievable rate maximization in millimeter-wave MIMO systems // *Telecommunication Systems*. – 2021. – Vol. 78, № 3. – P. 497–513.
8. X. Liu et al., "Hybrid Precoding for Massive mmWave MIMO Systems," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 33577-33586, 2019.
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. 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.