

DOI 10.30898/1684-1719.2020.5.14

УДК 621.396.42

## ИТЕРАТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПОЛНОЙ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ КОМБИНИРОВАННЫЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ДИАГРАММООБРУЗЮЩИЕ СХЕМЫ

В. В. Купцов, О. А. Шмонин, С. Н. Трушков, А. С. Михайлова

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,  
603950, Нижний Новгород, пр. Гагарина, д. 23

Статья поступила в редакцию 6 мая 2020 г.

**Аннотация.** В работе рассмотрена проблема восстановления полной канальной матрицы в системах радиосвязи, использующих комбинированные аналогово-цифровые диаграммообразующие схемы. Предложен итеративный алгоритм восстановления полной канальной матрицы. Рассмотрены возможные методы улучшения эффективности предложенного алгоритма для случая динамически меняющегося канала. Исследована зависимость точности восстановления полной канальной матрицы от скорости абонента системы связи. С помощью численного моделирования показано, что предложенный алгоритм позволяет добиться высокой точности восстановления полной канальной матрицы, в том числе и для случая динамически меняющегося канала.

**Ключевые слова:** восстановление канальной матрицы, комбинированная диаграммообразующая схема, LTE, предсказание канала.

**Abstract.** Current trends in the development of wireless data transmission technologies require the active use of multi-element antenna arrays. The use of antenna arrays consisting of a large number of elements can significantly increase the data transfer rate and the quality of communication. Multi-element antenna arrays make it possible to form a radiation pattern, which provides a significant increase in the power of the received signal. The most efficient way to control the radiation pattern is carried out by digital antenna arrays, where the number of ADC/DAC is

equal to the number of antenna elements. The digital antenna array control scheme is highly flexible when adjusting the radiation pattern because allows one to set arbitrary amplitude-phase relationships between the elements in the digital domain up to the resolution of the ADC/DAC. However, the implementation of such a scheme requires significant hardware and computational costs, which substantially increases the final cost of the system. It is possible to provide high flexibility of the system with relatively low hardware, computational and monetary costs by creating a combined radiation pattern control scheme. The combined control scheme includes the sequential application of beamforming vectors in the digital and analog domains to the transmitted/received signal. The number of analog phase shifters is greater than or equal to the number of elements of the antenna array, and the number of ADC/DAC is much smaller. Due to the obvious advantages of the combined radiation pattern control scheme, it is becoming increasingly common in modern communication systems. For communication systems with a combined radiation pattern control scheme the procedure of a beamforming choice is divided into two sub-tasks: selection of analog beamforming and selection of digital beamforming. At the same time, the choice of the optimal combined beamforming vector is possible if the channel coefficients for all elements of the antenna array are known. In this paper an iterative algorithm is proposed for the reconstruction of a full channel matrix based on pilot signals transmitted by a user. This algorithm is universal for various communication standards, since it is based on the pilot signals of the uplink channel available in almost all systems. The proposed algorithm does not require additional frequency and time resources. Also in this work the analysis of the proposed algorithm for various mutual speeds of the receiver and transmitter is performed. A method for optimizing the iterative method for dynamic channel conditions based on prediction algorithms is proposed.

**Key words:** channel reconstruction, combined beamforming scheme, LTE, channel prediction.

## Введение

Современные тенденции развития беспроводных технологий передачи данных включают в себя активное использование многоэлементных антенных решёток [1, 2]. Использование антенных решёток, состоящих из большого числа элементов, позволяет в значительной степени повысить скорость передачи данных и качество связи. Многоэлементные антенные решетки дают возможность формировать диаграмму направленности, обеспечивающую существенное усиление мощности принимаемого сигнала. Кроме того, возможности адаптивной настройки диаграммы направленности в многоэлементных антенных системах существенно выше ввиду наличия большего числа степеней свободы.

Управление диаграммой направленности антенной решётки осуществляется путём задания различных амплитудно-фазовых соотношений между сигналами, излучаемыми или принимаемыми различными элементами антенной решётки. Данные амплитудно-фазовые соотношения между сигналами в различных элементах антенной решетки могут быть представлены в виде вектора комплексных весовых коэффициентов (см. рис. 1), который назовём диаграммообразующим [3].

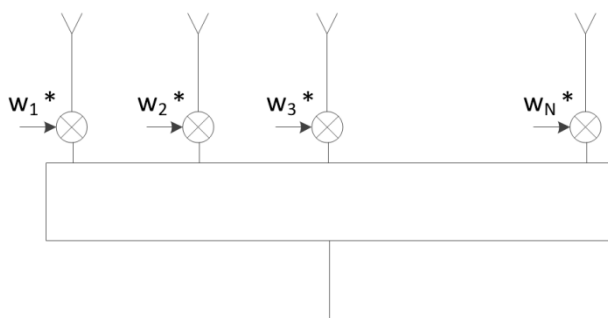


Рис. 1. Диаграммообразующий вектор  $w$ .

Наиболее эффективным образом управление диаграммой направленности осуществляется в цифровых антенных решётках. При реализации цифровой схемы управления диаграммой направленности антенной решётки сигнал, излучаемый каждым антенным элементом, формируется независимо в цифровом виде путём умножения передаваемого сигнала на соответствующий

элемент цифрового диаграммообразующего вектора. Аналогично, при осуществлении приёма сигналы с каждого антенного элемента оцифровываются независимо, умножаются на элементы диаграммообразующего вектора и суммируются. Таким образом, число применяемых в системе аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей (АЦП, ЦАП) равняется числу элементов антенной решётки. Цифровая схема управления диаграммой направленности антенной решётки представлена рис.2. Цифровая схема управления антенной решёткой отличается высокой гибкостью при настройке диаграммы направленности, т.к. позволяет задавать произвольные амплитудно-фазовые соотношения между элементами в цифровом виде с точностью до разрядности АЦП/ЦАП. Однако реализация подобной схемы требует существенных аппаратных и вычислительных затрат, что существенно увеличивает конечную стоимость системы.

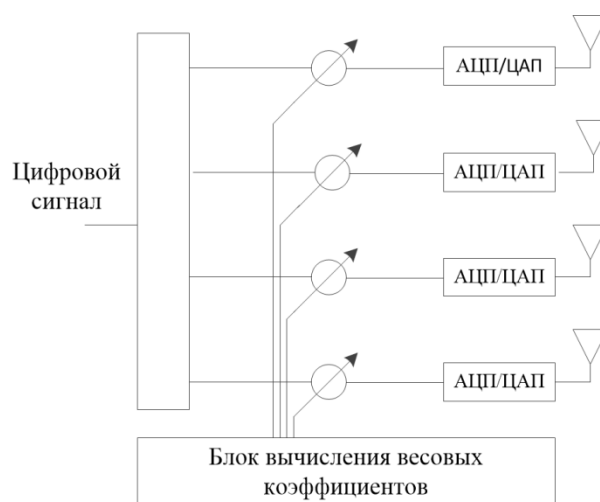


Рис. 2. Цифровая схема управления диаграммой направленности антенной решётки.

Обеспечить высокую гибкость системы при относительно невысоких аппаратных, вычислительных и денежных затратах, можно путём создания комбинированной схемы управления диаграммой направленности [4]. Комбинированная схема управления включает в себя последовательное применение к передаваемому/принимаемому сигналу диаграммообразующих векторов в цифровой и аналоговой областях (см. рис. 3). При этом число аналоговых фазовращателей больше либо равно числу элементов антенной



Предложенный алгоритм не требует дополнительных частотных и временных ресурсов.

Также в работе произведен анализ работы предложенного алгоритма для различных взаимных скоростей движения приёмника и передатчика. Предложен метод оптимизации итеративного метода для условий динамического канала на основе алгоритмов предсказания.

Эффективность предложенного алгоритма исследована с помощью численного моделирования на модели канала 3GPP 3D Urban Macro [11].

## 1. Итеративный алгоритм восстановления полной канальной матрицы

Рассмотрим дуплексную систему связи с временным разделением каналов. Для простоты описания будем полагать, что система состоит из двух приёмо-передающих станций. Антенная система первой станции представляет собой антенную решётку с комбинированной диаграммообразующей схемой, включающую в себя  $M$  АЦП/ЦАП,  $P$  антенных элементов и  $S$  аналоговых фазовращателей. Антенные элементы объединены в группы по  $L$  элементов, так как показано на рисунке 3. Элементы одной группы подключены к одному и тому же АЦП/ЦАП с помощью сумматора/делителя. Антенная система второй станции представляет собой цифровую антенную решётку с  $N$  элементами.

Определим полную матрицу канальных коэффициентов  $\mathbf{H}$  размерности ( $P \times N$ ) и представим её в блочном виде. Рассмотрим  $\mathbf{H}_{mn}$  – блок полной канальной матрицы, соответствующий группе антенных элементов первой станции, подключенной к АЦП/ЦАП с индексом  $m$ , и антенному элементу второй станции с индексом  $n$ . Матрица  $\mathbf{H}_{mn}$  имеет размерность ( $L \times 1$ ). В каждый момент времени  $t$  блок  $\mathbf{H}_{mn}$  может быть представлен в виде разложения в некотором векторном базисе  $\mathbf{F}$ :

$$\mathbf{H}_{mn}(t) = \sum_{k=1}^L a_{mnk}(t) \cdot \mathbf{f}_k = \mathbf{F} \mathbf{a}_{mn}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{F} = [\mathbf{f}_1 \quad \mathbf{f}_2 \quad \dots \quad \mathbf{f}_L] \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_{mn} = [a_{mn1} \quad a_{mn2} \quad \dots \quad a_{mnL}]^T \quad (3)$$

Для вычисления коэффициентов разложения  $\mathbf{a}_{mn}$  необходимо решить систему линейных уравнений (1). Если базис  $\mathbf{F}$  является ортогональным, то коэффициенты разложения могут быть найдены через скалярное произведение блока канальной матрицы  $\mathbf{H}_{mn}$  и векторов базиса  $\mathbf{F}$  следующим образом:

$$a_{mnk}(t) = \mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{mn}(t) \quad (4)$$

$$\mathbf{a}_{mn}(t) = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{H}_{mn}(t) = \mathbf{F}^H \mathbf{H}_{mn}(t) \quad (5)$$

Скалярное произведение может быть реализовано аппаратно с помощью вектора  $\mathbf{w}$  весовых коэффициентов аналоговых фазовращателей, подключаемых к одному АЦП/ЦАП, и сумматора. Значения коэффициента разложения  $a_{mnk}$  может быть оценено в момент приема пилотного сигнала, передаваемого по каналу обратной связи от второй станции к первой, с помощью стандартных алгоритмов оценки канала [2, 12, 13]. При этом в качестве весового вектора  $\mathbf{w}$  должен использоваться вектор  $\mathbf{f}_k$ .

При приеме одного пилотного сигнала может быть применен только один вектор аналоговых весовых коэффициентов, и как следствие, может быть вычислен только один коэффициент разложения. То есть для вычисления  $L$  коэффициентов разложения необходимо последовательно  $L$  раз при приеме пилотных сигналов применять соответствующие вектора аналоговых коэффициентов из базиса  $\mathbf{F}$ . На каждой временной итерации алгоритма обновляется один из коэффициентов разложения, и блок канальной матрицы может быть восстановлен в соответствии с формулой:

$$\hat{\mathbf{H}}_{mn}(t) = \sum_{k=1}^L a_{mnk}(t - k + 1) \cdot \mathbf{f}_k \quad (6)$$

где за единицу времени принят период следования пилотных сигналов.

Следует отметить, что последовательное вычисление коэффициентов ведет к тому, что для процедуры восстановления блока канальной матрицы используются значения коэффициентов разложения, измеренные в предыдущие моменты времени. В случае статического канала представленный алгоритм позволяет точно восстановить канальную матрицу. Однако, в реальных

условиях, канал связи меняется со временем, и между оцененными значениями  $a_{mnk}$  и их действительными значениями в текущий момент времени возникает ошибка. Величина данной ошибки зависит от скорости изменения канала и оказывается особенно существенной при высокой скорости движения одной станции относительно другой.

Ошибки при оценке коэффициентов разложения ведут к уменьшению точности восстановления полной канальной матрицы. Для повышения эффективности предложенного итеративного алгоритма в условиях динамически меняющегося канала целесообразно применять его совместно с методами предсказания.

## 2. Алгоритмы предсказания

Каждый из коэффициентов разложения  $a_{mnk}$  измеряется с периодичностью  $L \cdot T$ , где  $L$  – размер базиса, используемого для ортогонального разложения,  $T$  – период следования пилотных сигналов в канале обратной связи. Для повышения эффективности итеративного алгоритма предлагается осуществлять предсказание каждого из коэффициентов разложения для моментов времени  $T, 2T, \dots, (L-1) \cdot T$ , считая от последнего измерения. Таким образом, задача предсказания значений коэффициентов разложения сводится к задаче предсказания на дробный (относительно периода оценки коэффициента разложения) шаг  $d$ . В данной работе рассмотрены два метода предсказания на дробный шаг. Первый подход заключается в предсказании значений  $a_{mnk}$  на целый шаг  $L \cdot T$  с дальнейшей интерполяцией для получения значений на дробном временном интервале. Второй подход основан на интерполяции значений автокорреляционной функции коэффициентов  $a_{mnk}$  с помощью формулы Уиттекера-Шеннона (ряд Котельникова) и дальнейшем предсказании значений коэффициентов для дробного временного шага напрямую. Оба подхода используют модель авторегрессии для процедуры предсказания.

### Первый подход.

Рассмотрим алгоритм линейного предсказания на основе стандартной авторегрессионной модели [14]. Значения коэффициента разложения



представляются в виде линейной комбинации его  $J$  предыдущих измерений. Величину  $J$  называют порядком предсказания. За единицу времени для удобства представления возьмем величину, равную периоду измерения коэффициента  $L \cdot T$ .

$$\hat{a}_{mnk}(t+1) = \sum_{j=0}^{J-1} b_j^* a_{mnk}(t-j) = \mathbf{B}^H \mathbf{A}_{mnk}(t) \quad (7)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_{J-1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_{mnk}(t) = \begin{bmatrix} a_{mnk}(t) \\ a_{mnk}(t-1) \\ \vdots \\ a_{mnk}(t-J+1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Коэффициенты авторегрессионной модели могут быть вычислены с помощью критерия минимума средней квадратичной ошибки (МСКО). Средняя квадратичная ошибка  $\varepsilon$  равна:

$$\varepsilon = \langle |a_{mnk}(t+1) - \hat{a}_{mnk}(t+1)|^2 \rangle = \langle |a_{mnk}(t+1) - \mathbf{B}^H \mathbf{A}_{mnk}(t)|^2 \rangle \quad (9)$$

Для нахождения значений  $b_j$  необходимо продифференцировать выражение (9).

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{B}^H} \varepsilon = \langle \mathbf{A}_{mnk}(t) \mathbf{A}_{mnk}^H(t) \rangle \mathbf{B} - \langle a_{mnk}^*(t+1) \mathbf{A}_{mnk}(t) \rangle = \mathbf{R} \mathbf{B} - \mathbf{r} = 0 \quad (10)$$

В результате значения коэффициентов авторегрессии могут быть найдены из решения системы уравнений Юла-Уокера.

$$\mathbf{R} \mathbf{B} = \mathbf{r} \quad (11)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r^*(1) & \dots & r^*(J-1) \\ r(1) & r(0) & \dots & r^*(J-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(J-1) & r(J-2) & \dots & r(0) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{r} = \begin{bmatrix} r(1) \\ r(2) \\ \vdots \\ r(J) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$r(\tau) = \langle a_{mnk}(t) a_{mnk}^*(t+\tau) \rangle \quad (13)$$

где  $\mathbf{R}$  – корреляционная матрица,  $\mathbf{r}$  – корреляционный вектор,  $r(\tau)$  – корреляционная функция коэффициентов  $a_{mnk}$ . Вычисление значений корреляционной функции  $r(0), r(1), \dots, r(K)$  проводится в соответствии с формулой (14) с применением метода скользящего окна на основе доступных значений коэффициента разложения [14]. Однако следует отметить необходимость выполнения условия квазистационарности (15).

$$\hat{r}(\tau) = \frac{1}{Q} \sum_{n=t-M+1}^{t-\tau} a_{mnk}(n) a_{mnk}^*(n+\tau) \quad (14)$$

$$\langle a_{mnk}(n+p) a_{mnk}^*(n+p+\tau) \rangle \approx \langle a_{mnk}(n) a_{mnk}^*(n+\tau) \rangle \quad (15)$$

где  $Q$  – размер скользящего окна.

После нахождения коэффициентов авторегрессии значения коэффициентов разложения  $a_{mnk}$  могут быть предсказаны на целый шаг на основе (7). А значения коэффициентов разложения в дробные моменты времени  $d$  могут быть получены путем линейной интерполяции. Здесь значения коэффициента  $a_{mnk}(t+d)$  представляется в виде линейной комбинации последнего оцененного и предсказанного значений.

$$\hat{a}_{mnk}(t+d) = (1-d) \cdot a_{mnk}(t) + d \cdot \hat{a}_{mnk}(t+1) \quad (16)$$

### Второй подход.

В работе [15] предложен алгоритм линейного предсказания действительного сигнала непосредственно на дробный шаг, основанный на интерполяционной формуле Уиттекера-Шеннона. Обобщим предложенный в [15] вывод для случая комплексного сигнала.

Представим предсказываемое значение коэффициента в виде линейной комбинации  $J$  измеренных ранее значений:

$$\hat{a}_{mnk}(t+d) = \sum_{j=0}^{J-1} b_j^* a_{mnk}(t-j) = \mathbf{B}^H \mathbf{A}_{mnk}(t) \quad (17)$$

где матрицы  $\mathbf{A}_{mnk}$  и  $\mathbf{B}$  определены в (8). Аналогично (9) и (10), минимизируя среднюю квадратичную ошибку предсказания, получим систему линейных

уравнений (11), в которой корреляционная матрица  $\mathbf{R}$  определена в (12), а корреляционный вектор  $\mathbf{r}$  задается в следующем виде:

$$\mathbf{r} = [r(d) \quad r(1+d) \quad \dots \quad r(J-1+d)]^T \quad (18)$$

Значения элементов корреляционного вектора  $\mathbf{r}$  не могут быть оценены напрямую с помощью метода скользящего окна (14), поэтому для их вычисления целесообразно использование техники интерполяции.

Зависимость комплексного коэффициента  $a_{mnk}$  от времени может быть представлена в виде бесконечного ряда [15]:

$$a_{mnk}(t+d) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_{mnk}(q) \frac{\sin(\pi(t+d-q))}{\pi(t+d-q)} = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_{mnk}(q) \frac{(-1)^{t-q} \sin(\pi d)}{\pi(t+d-q)} \quad (19)$$

Полагая процесс стационарным, получим интерполяционную формулу для корреляционной функции:

$$r(t+d) = \langle a_{mnk}(0) a_{mnk}^*(t+d) \rangle = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} r(q) \frac{(-1)^{t-q} \sin(\pi d)}{\pi(t+d-q)} \quad (20)$$

На практике произвести оценку бесконечного числа слагаемых представленного ряда не представляется возможным, поэтому приходится ограничиться конечным количеством отсчетов корреляционной функции, связанным с размером скользящего окна  $Q$ .

$$\hat{r}(t+d) = \sum_{q=-Q+1}^{Q-1} \hat{r}(q) \frac{(-1)^{t-q} \sin(\pi d)}{\pi(t+d-q)} \quad (21)$$

Для получения удовлетворительного качества предсказания необходимо брать размер скользящего окна  $Q \gg J$ .

### 3. Результаты компьютерного моделирования

Эффективность работы предложенного итеративного алгоритма восстановления полной канальной матрицы была проверена с помощью численного моделирования на модели канала 3GPP 3D Urban Macro [11]. Данная модель активно используется при разработке и тестировании технологий и стандартов современной мобильной связи. В качестве несущей была выбрана частота 3.5 ГГц. Период пилотных сигналов в канале обратной

связи при этом составлял 10 мс. Антенная система первой приёмно-передающей станции представляла собой прямоугольную 32-х элементную антенную решётку ( $P = 32$ ), состоящую из 4 строк и 8 столбцов. Период антенной решётки составлял  $0.9\lambda$  по вертикали и  $0.5\lambda$  по горизонтали, где  $\lambda$  – длина волны. Элементы решётки задавались в виде электрических диполей с вертикальной поляризацией. Сигнал каждого элемента антенной решётки подвергался аналоговому взвешиванию с помощью аналогового фазовращателя ( $S = 32$ ). Элементы одной колонки группировались и подключались к одному АЦП/ЦАП ( $M = 8$ ). Схема объединения элементов АР изображена на рисунке 4. Антенная система второй приёмно-передающей станции представляла собой один электрический диполь с вертикальной поляризацией.

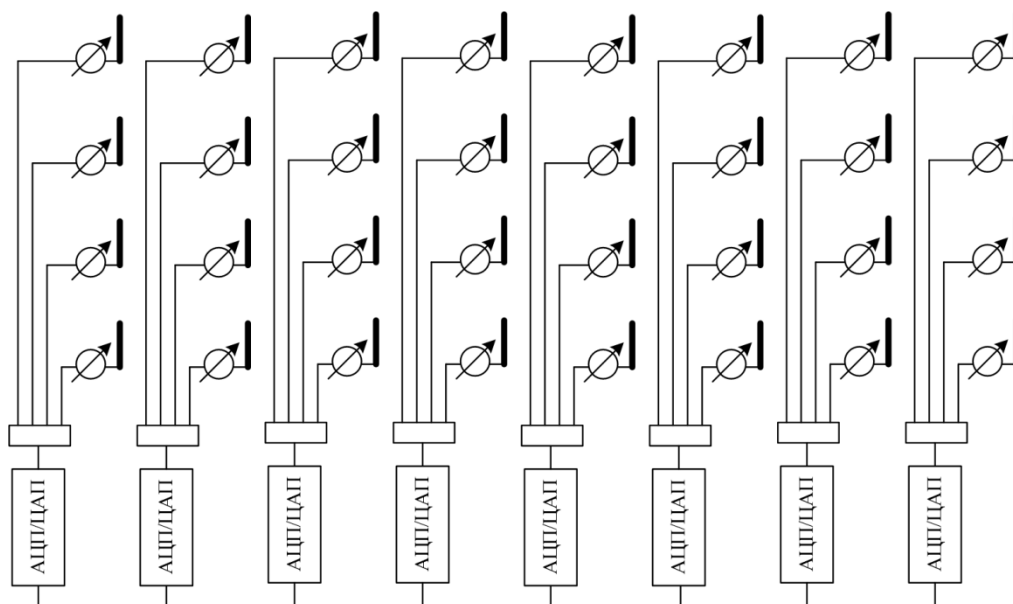


Рис. 4. Схема объединения элементов АР.

В качестве метрики эффективности исследуемого алгоритма была выбрана метрика  $\rho$ , характеризующая среднюю потерю мощности, вызванную ошибками в выборе диаграммообразующего вектора  $\mathbf{w}$  на основе восстановленного канала.

$$\rho = \left\langle \frac{\hat{\mathbf{w}}^H \mathbf{N}^H \mathbf{N} \hat{\mathbf{w}}}{\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{N}^H \mathbf{N} \mathbf{w}_{opt}} \right\rangle \quad (22)$$

где  $\mathbf{N}$  – матрица канальных коэффициентов в момент передачи информационных данных первой станцией,  $\hat{\mathbf{w}}$  – выбранный для передачи вектор

весовых коэффициентов,  $\mathbf{w}_{opt}$  - оптимальный весовой вектор, максимизирующий ОСШ на входе второй станции, ведущей приём сигнала. Числитель предложенной метрики имеет смысл мощности сигнала, принимаемого второй станцией, а знаменатель – её максимально достижимого значения. Известно, что ОСШ на входе приёмника достигает максимального значения, если в качестве вектора весовых коэффициентов на передающей стороне выбран SVD вектор канальной матрицы, соответствующий наибольшему сингулярному числу [2]. Поэтому вектора  $\hat{\mathbf{w}}$  и  $\mathbf{w}_{opt}$  выбирались в виде SVD векторов от восстановленной и актуальной канальной матрицы соответственно. Оценка коэффициентов разложения (4) в момент приёма пилотного сигнала предполагалась точной (т.е. ошибки оценки канала, вызванные шумами приёмника, исключались из рассмотрения). Значение метрики усреднялось по различным реализациям канала и времени.

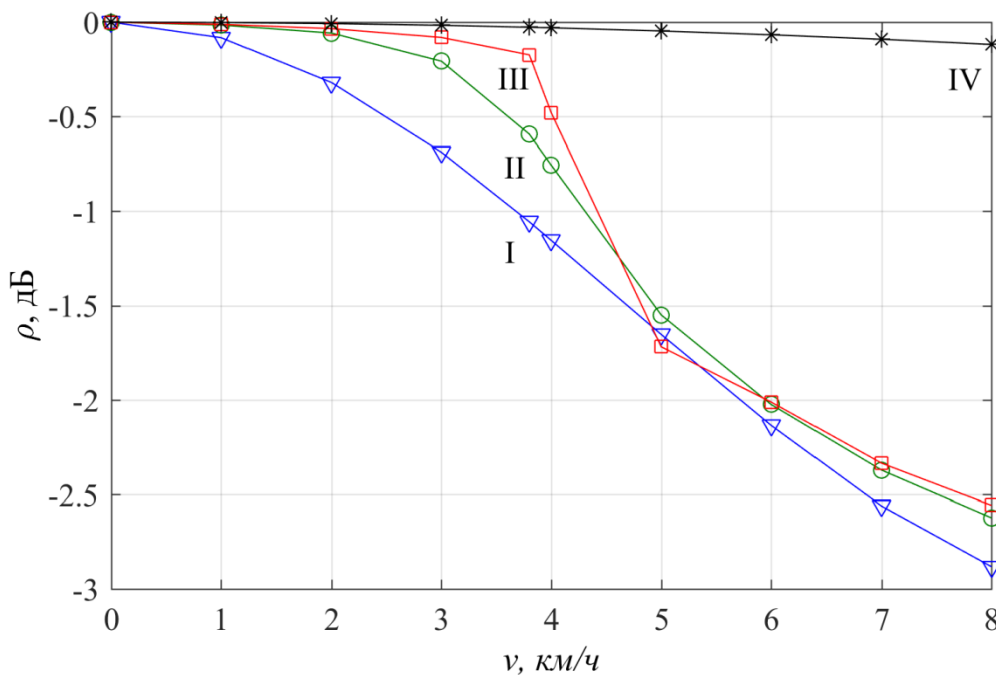


Рис. 5. Зависимость значения метрики эффективности от относительной скорости движения приёмно-передающих станций  $v$ .

На рисунке 5 представлена полученная по результатам моделирования зависимость значения метрики эффективности от относительной скорости движения приёмно-передающих станций  $v$ . Кривая I (синяя) соответствует

предложенному итеративному алгоритму восстановления полной канальной матрицы без применения техник предсказания. Кривая II (зелёная) соответствует итеративному алгоритму восстановления полной канальной матрицы с применением линейного предсказания на целый шаг и линейной интерполяции (первый подход). Результаты для итеративного алгоритма восстановления, применённого совместно с алгоритмом предсказания на дробный шаг (второй подход), представлены кривой III (красный цвет). Для обоих алгоритмов предсказания порядок предсказания был выбран равным  $J = 5$ , а размер окна  $Q = 30$ . Кривая IV (чёрная) задаёт верхнюю границу для алгоритма восстановления канала и соответствует полностью цифровой антенной решётке. Убывающий характер IV кривой характеризует ошибки в выборе диаграммообразующего вектора, вызванные устареванием информации о канале на интервале между двумя последовательными пилотными сигналами. Из рисунка видно, что в случае статического канала предложенный итеративный алгоритм позволяет точно восстановить канальную матрицу. Потери по сравнению с максимальным возможным ОСШ в этом случае отсутствуют. С увеличением взаимной относительной скорости приёмника и передатчика величина потерь существенно увеличивается и составляет около 3 дБ при скорости 8 км/ч. Данный эффект связан с тем, что информация о коэффициентах разложения обновляется в четыре раза реже, чем период следования пилотных сигналов (один раз в 40 мс). Применение алгоритмов предсказания позволило уменьшить величину потерь при скоростях менее 5 км/ч. Так, при скорости 3 км/ч величина потерь составляет 0.69 дБ для алгоритма без предсказания, 0.2 дБ для алгоритма предсказания на целый шаг (первый подход) и 0.08 дБ для алгоритма предсказания на дробный шаг (второй подход). При этом минимальная достижимая величина потерь при заданном периоде следования пилотных сигналов составляет 0.02 дБ. Таким образом, применение алгоритмов предсказания позволило получить выигрыш по мощности на 0.49 дБ и 0.61 дБ для первого и второго подхода соответственно и существенно приблизиться к случаю идеально известного канала. Падение

эффективности алгоритмов предсказания на участке 4-5 км/ч связано с превышением определёнными гармониками доплеровского спектра канала границы Найквиста, определяющей возможность интерполяции сигнала [14]. Так при периоде пилотных сигналов 10 мс для заданной антенной конфигурации частота дискретизации коэффициентов разложения составляет 25 Гц, т.е. эффективная интерполяция значений коэффициентов разложения канала возможна для скоростей, при которых максимальная доплеровская частота не превышает 12.5 Гц. Данная доплеровская частота является максимальной для скорости 3.85 км/ч. При скоростях незначительно превышающих эту границу, возможны ситуации, когда почти все гармоники доплеровского спектра канала лежат в пределах границы Найквиста и интерполяция значений коэффициентов производится успешно. Этим фактом объясняется эффект наличия выигрыша предсказания по сравнению с базовым алгоритмом восстановления на скорости 4 км/ч. Также отметим, что на интервале скоростей от 0 до 5 км/ч второй подход к предсказанию имеет выигрыш над первым на величину до 0.28 дБ.

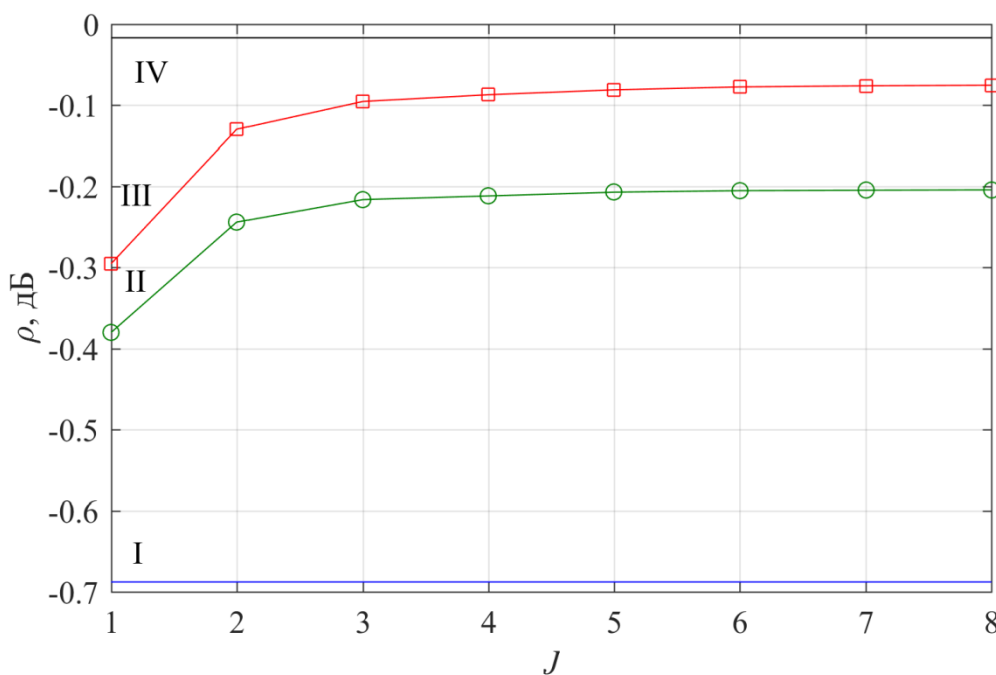


Рис. 6. Зависимость значения метрики эффективности от порядка предсказания  $J$ .

Кроме того, для рассматриваемых алгоритмов предсказания и интерполяции было произведено исследование их эффективности от порядка предсказания  $J$ . Результаты представлены на рисунке 6. Относительная скорость движения приёмника и передатчика составляла 3 км/ч. Обозначения кривых соответствуют предшествующему рисунку 5. Видно, что с увеличением порядка предсказания наблюдается уменьшение величины потерь, вызванных ошибками в используемой для расчёта весовых коэффициентов полной канальной матрице. При этом для обоих методов значения метрики  $\rho$  при  $J \geq 4$  меняется слабо. Выигрыш в ОСШ при  $J \geq 4$  относительно первого порядка предсказания составляет 0.2 дБ.

### **Заключение**

В настоящей работе предложен итеративный алгоритм восстановления полной канальной матрицы на основе пилотных сигналов, передаваемых пользователем, в системе связи использующей комбинированную схему диаграммообразования для антенных решёток. Предложенный алгоритм может быть имплементирован в системы, работающие в рамках различных коммуникационных стандартов без изменения протоколов физического уровня.

Эффективность предложенного алгоритма испытана с помощью численного моделирования на модели канала 3GPP 3D Urban Macro. Данная модель является одной из наиболее часто используемых при разработке технологий мобильной связи. Результаты моделирования показали, что применение предложенного итеративного алгоритма восстановления полной канальной матрицы совместно с алгоритмами предсказания на дробный шаг позволяет достаточно точно восстановить канальную матрицу для последующего назначения вектора весовых коэффициентов. Для относительных скоростей движения приёмника и передатчика, максимальная доплеровская частота которых не превосходит границу Найквиста, потери в ОСШ при приёме сигнала, вызванные неточностью назначения диаграммообразующего вектора на основе восстановленного канала составили не более 0.17 дБ.



Таким образом, применение предложенного итеративного алгоритма восстановления полной канальной матрицы для систем с комбинированной схемой диаграммообразования позволяет добиться точности представления канала близкого к потенциальной границе полностью цифровой антенной решётки.

### Литература

1. Larsson E.G., Edfors O., Tufvesson T.F., Thomas L. Massive MIMO for next generation wireless system // IEEE Communications Magazine, Vol. 52, No. 2, 2014. pp. 186 - 195.
2. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи. Нижний Новгород: ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011. 368 с.
3. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Методы обработки сигналов в адаптивных антенных решетках и компенсаторах помех. Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2015. 194 с.
4. Rozé A., Crussière M., Hélard M., Langlais C. 2016 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS) // Comparison between a hybrid digital and analog beamforming system and a fully digital Massive MIMO system with adaptive beamsteering receivers in millimeter-Wave transmissions. Poznan. 2016. pp. 86-91.
5. Sun S., Rappaport T.S., Shaft M. IEEE INFOCOM 2018 - IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS) // Hybrid beamforming for 5G millimeter-wave multi-cell networks. Honolulu. 2018. pp. 589-596.
6. Vook F.W., Ghosh A., Thomas T.A. 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014) // MIMO and beamforming solutions for 5G technology. Tampa, FL. 2014. pp. 1-4.

7. Yang J., Ding M., Mao G., Lin Z., Zhang D., Luan T.H. Optimal base station antenna downtilt in downlink cellular networks // IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 18, No. 3, 2019. pp. 1779-1791.
8. Castellanos M.R., Raghavan V., Ryu J.H., Koymen O.H., Li J., Love D.J., Peleato B. Channel Reconstruction-Based Hybrid Precoding for Millimeter Wave Multi-User MIMO Systems // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, Vol. 12, No. 2, 2018. pp. 383-398.
9. Xiaohui L., Yingchao L., Meimei M., Yongqiang H. Gram-Schmidt based hybrid beamforming for mmWave MIMO systems // The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, Vol. 23, No. 6, 2016. pp. 53-59.
10. Eisenbeis J., Mahler T., Lopez P.R., Zwick T. Channel Estimation Method for Subarray Based Hybrid Beamforming Systems Employing Sparse Arrays // Progress In Electromagnetics Research, Vol. 87, 2018. pp. 25–38.
11. 3GPP TR 36.873 (V12.1.0): “Study on 3D channel model for LTE (Release 12)”, March 2015.
12. Pratschner S., Schwarz S., Rupp M. 2017 IEEE International Conference on Communications (ICC) // Single-User and Multi-User MIMO Channel. Paris. 2017. pp. 1-6.
13. Chen C., Lin D.W. 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP) Florence, Italy. 2014. P. 6484.
14. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
15. Ortiguera M.D., Matos C.J., Moises S., Piedade M.S. Fractional Discrete-Time Signal Processing: Scale Conversion and Linear Prediction // Nonlinear dynamics. Kluwer Academic Publishers, Vol. 29, 2002. pp. 173-190.

**Для цитирования:**

Купцов В.В., Шмонин О.А., Трушков С.Н., Михайлова А.С. Итеративный алгоритм восстановления полной канальной матрицы в системах связи, использующих комбинированные аналого-цифровые диаграммообразующие схемы. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may20/14/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.5.14