

Оценка канала в системах 5G MIMO-OFDM с многолучевыми линзовыми антеннами

Д. В. Кусайкин, Д. В. Денисов

Весьма перспективными для сетей 5G являются системы MIMO, построенные на базе многолучевых линзовых антенн. Некоторые научные работы уже посвящены проблеме оценки канала в системах MIMO на основе полусферических линзовых антенн. Однако также уникальным по свойствам видом линзовых антенн для сетей 5G являются многолучевые антенны Люнеберга. В данной работе приведены результаты исследования оценки канала в системах 5G MIMO-OFDM с линзовыми антеннами Люнеберга. Приведены результаты исследования эффективности шести различных методов интерполяции в задаче оценки характеристики канала на основе пилот-сигналов и MIMO-детекторов (Неймана, сопряженных градиентов, минимальных среднеквадратичных отклонений) в системе сотовой связи 5G миллиметрового диапазона.

Ключевые слова: сети 5G, оценка канала, MIMO-детекторы, системы MIMO-OFDM, методы интерполяции.

1. Введение

Системы MIMO стали неотъемлемой частью сетей 5G и в сочетании с другими технологиями дают непревзойденный результат эффективности мобильной системы связи. Работа методов детектирования сигналов в MIMO-системах основывается на наличии информации о состоянии канала (англ. channel state information, CSI). Поскольку условия радиоканала постоянно меняются, определение CSI должно производиться периодически, чтобы информация о канале была актуальной. Распространенным подходом к определению CSI является использование пилотных (служебных) сигналов, которые содержат известные для приемника символы. На основе этих известных символов оценивается матрица канала H .

Одной из главных проблем систем MIMO-OFDM является получение точной оценки канала с относительно невысокими вычислительными затратами. Поскольку данная проблема включает в себя множество параметров, к ее решению необходимо подходить комплексно. Можно выделить следующий набор требований к методам оценки канала на основе пилотных символов в системе MIMO-OFDM. Во-первых, метод оценки канала должен иметь достаточно высокую точность. Только в этом случае можно добиться требуемого результата MIMO-детектирования и приемлемого значения коэффициента ошибок BER цифровой системы связи. Во-вторых, метод оценки канала не должен значительно уменьшать спектральную эффективность системы передачи из-за передачи большого количества пилотных символов. В-третьих, оценка должна производиться с относительно невысокими вычислительными затратами для возможности обслуживания системой большого числа пользователей в реальном времени.

Данной проблеме посвящен уже ряд научных работ [1–3], однако несмотря на это проблема не является полностью решенной с точки зрения выполнения всех перечисленных выше требований. С позиции задачи интерполяции проблема усложняется также тем, что пе-

переходная характеристика канала представляет собой функции различного вида, зависящие от многих факторов. Их характер меняется в случае работы системы на разных частотных диапазонах радиосигналов ввиду их отличительных особенностей распространения в окружающем пространстве. Также влияет тип местности, в которой работает система связи. Кроме того, переходная характеристика канала может отличаться для систем с разным типом антенной системы. Таким образом, метод оценки канала, показывающий хороший результат для одной системы связи, может быть уже неэффективен для других систем при других условиях. В связи с этим необходимо проводить исследования эффективности методов оценки канала для различных систем.

Весьма перспективными для сетей 5G являются MIMO-системы, построенные на основе линзовых антенн. Недавние исследования показали, что системы massive MIMO, строящиеся на антенных решетках, могут являться крайне дорогостоящими и энергозатратными для систем 5G. Дело в том, что число активных антенн в этих системах довольно велико и может достигать значений порядка 256, а для каждой излучающей антенны необходим отдельный радиочастотный тракт, включающий недешевые элементы: высокоскоростные цифроаналоговые преобразователи, конвертеры, усилители и др. В [4] приводятся данные, согласно которым энергопотребление одного радиочастотного тракта системы massive MIMO 5G миллиметрового диапазона составляет около 250 мВт, что намного больше значения энергопотребления систем сотовой связи прошлых поколений. В результате, если рассматривать базовую станцию в типичном построении с системой миллиметрового диапазона massive MIMO с 256 антеннами, то только радиочастотные тракты будут потреблять 64 Вт. Исходя из этого можно отметить, что разработка альтернативы многолучевым системам на основе фазированных антенных решеток является актуальной задачей. Одним из решений является использование линзовых антенн, работающих в многолучевом режиме.

Некоторые научные работы [5, 6] уже посвящены проблеме оценки канала в системах MIMO на основе полусферических линзовых антенн. Однако также перспективным видом линзовых антенн для сетей 5G являются многолучевые линзовые антенны Люнеберга. Диаметр линзы в случае миллиметрового диапазона длин волн 5G может составлять порядка 15–20 см. Это позволит производить установку таких антенн практически на любом городском сооружении или на стадионах [7]. Благодаря хорошей аэродинамике сферические антенны могут быть установлены на движущиеся объекты, например, на автомобили, поезда или беспилотные летательные аппараты. Кроме того, с точки зрения энергоэффективности многолучевые линзовые антенны являются одним из наиболее перспективных решений для систем 5G.

Исходя из вышеперечисленных факторов можно утверждать, что разработка системы MIMO-OFDM на базе линзовых антенн для 5G сетей является перспективной задачей. Это, в свою очередь, требует проведения многочисленных исследований, относящихся к данной системе. Важно рассматривать данную задачу всесторонне, исследуя вопросы как электродинамических характеристик линзовой антенны Люнеберга, ее изготовления для миллиметрового диапазона длин волн, так и эффективности различных алгоритмов цифровой обработки сигналов в системе MIMO-OFDM с линзовыми антеннами.

В данной работе приведены результаты исследования оценки канала в системах 5G MIMO-OFDM с линзовыми антеннами Люнеберга. Приведены результаты исследования эффективности различных методов интерполяции в задаче оценки характеристики канала на основе пилот-сигналов и MIMO-детекторов в системе сотовой связи 5G.

2. Модель системы MIMO-OFDM на базе линзовой антенны

Мы рассматриваем систему MIMO сети 5G, схема которой показана на рис. 1. Базовая станция (БС) оснащена линзовой антенной Люнеберга и взаимодействует с K пользовательскими устройствами с одной антенной в одном и том же частотном диапазоне в соответствии с принципами MU-MIMO-OFDM. Используя линзовую антенну, можно фокусировать радиоизлучение с разных направлений на разные облучатели. БС оценивает $M_T \times M_R$ комплексную матрицу канала H , оценка коэффициентов канальной матрицы осуществляется на основе пилот-символов.

Многолучевая линзовая антенная система содержит N облучателей. Для одновременной передачи и приема потоков данных от K пользователей БС содержит $M_R = K$ радиочастотных трактов. Поскольку большое количество радиочастотных трактов делает систему дорогостоящей и затратной в плане энергоресурсов, мы рассматриваем схему, в которой их количество намного меньше, чем количество облучателей, т. е. $M_R \ll N$ [1].

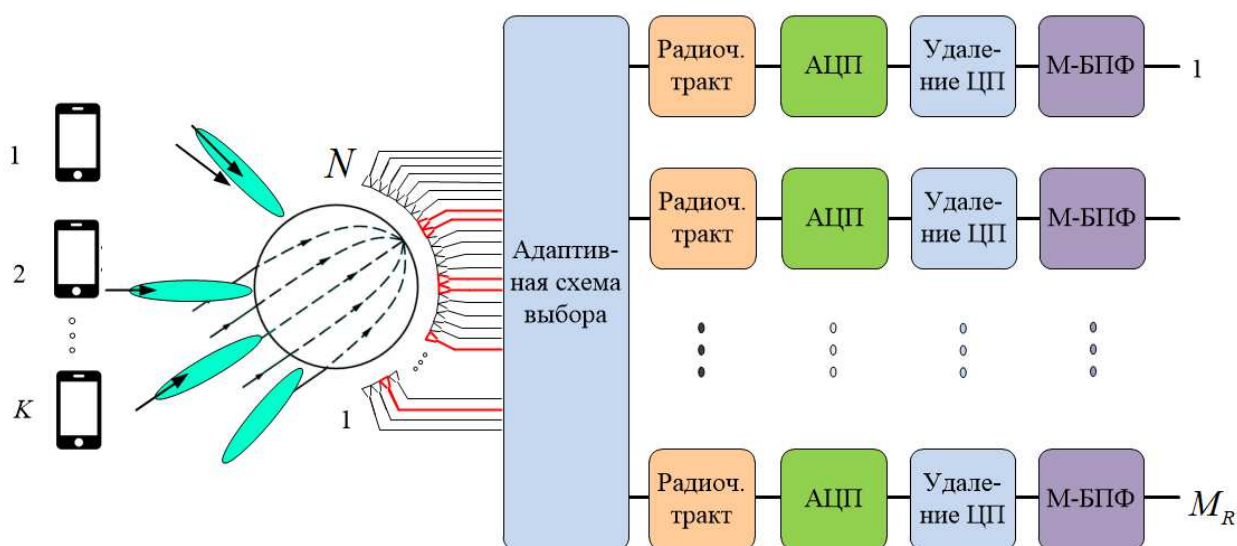


Рис. 1. Система MIMO-OFDM на базе линзовой антенны Люнеберга

Важно отметить, что модели распространения радиосигналов миллиметрового диапазона значительно отличаются от аналогичных моделей для частот ниже 6 ГГц. Потери в свободном пространстве увеличиваются обратно пропорционально квадрату длины волны, что означает, что сигналы миллиметрового диапазона испытывают большее ослабление и, следовательно, уменьшается дальность передачи. Кроме того, такие объекты, как человеческое тело и транспортные средства, размерами значительно превышают длину волны, что приводит к увеличению рассеяния сигнала. Кроме того, сигналы частоты порядка нескольких десятков ГГц страдают от высоких потерь на проникновение при прохождении через препятствия, что приводит к частым блокировкам сигнала. В результате наблюдается разреженность многолучевых компонент в характеристике канала, и традиционная модель канала, предполагающая многочисленные рассеяния, является уже непрактичной. Данную особенность разреженности многолучевых компонент в характеристике канала необходимо учитывать при построении модели канала и при выполнении оценки канала.

Рассмотрим формальное определение модели системы massive MIMO. Мы предполагаем, что базовая станция massive MIMO обслуживает K пользователей с одной антенной. Ко-

эффиценты канала между K пользователями и M_R антеннами БС образуют канальную матрицу \mathbf{H} , которая может быть выражена как

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1j} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2j} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{ij} \end{bmatrix},$$

где h_{ij} – коэффициент усиления или ослабления сигнала для пути от j -й передающей антенны до i -й приемной антенны. Элементы матрицы каналов $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M_T \times M_R}$ обычно считаются независимыми гауссовскими случайными величинами с нулевым средним и единичной дисперсией. В случае K пользователей можно сформировать вектор передаваемых OFDM символов $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_K]^T$, где x_K – передаваемый символ от K -го пользователя. На входе БС мы получаем вектор символов $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{M_R}]^T$, отличающийся от \mathbf{x} из-за искажений сигнала в канале и воздействия шумов. Взаимосвязь между \mathbf{x} и \mathbf{y} можно выразить уравнением:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где $\mathbf{n} \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ – гауссовский шум.

Для систем 5G миллиметрового диапазона распространена геометрическую модель канала с рассеивающими объектами на пути распространения сигнала. Предполагая, что распространение волн преимущественно направленное, что справедливо, если длина волны намного меньше, чем объекты, взаимодействующие с волнами, и что расстояние между передатчиком, рассеивающими объектами и приемником достаточно велико, можно использовать следующее хорошо известное приближение для моделирования распространения волн миллиметрового диапазона:

$$H(t) = \sqrt{\frac{M_T M_R}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_{i,j}^l a_R(\theta_{i,j}^l) a_T^H(\phi_{i,j}^l) \delta(t - \tau_{i,j}^l), \quad (2)$$

где $H(t) - M_T \times M_R$ массив с элементами $h_{ij}(t)$, являющимися импульсными характеристиками каналов между передающими M_T и приемными антеннами M_R , при этом $j \in M_T$ и $i \in M_R$ соответственно; L – количество путей распространения сигнала, α^l – комплексная величина уровня сигнала на входе приемника l -го пути. Величины $\theta_{i,j}^l \in [0, \pi]$, $\phi_{i,j}^l \in [0, \pi]$ представляют собой азимут направления излучения и приема луча (общепринятые обозначения AoD/AoA соответственно) l -го пути i -ой приемной антенны и j -го пользовательского устройства соответственно [10].

Пусть N_C обозначает количество поднесущих OFDM-сигнала. Отметим, что количество символов данных может быть разным для разных поднесущих OFDM, однако для рационального упрощения модели основное внимание уделяется только случаю с равным количеством потоков данных для всех поднесущих. Можно записать выражение частотной характеристики канала для k -й поднесущей следующим образом:

$$H[k] = \sqrt{\frac{M_T M_R}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_{i,j}^l a_R(\theta_{i,j}^l) a_T^H(\phi_{i,j}^l) e^{-j2\pi \frac{k}{N_C} \frac{\tau_{i,j}^l}{T_s}}, \quad (3)$$

где $T_S = \frac{T_k}{N_C}$ – период дискретизации, T_k – длина OFDM символа, $\tau_{i,j}^l$ – величина временной задержки для луча l -го пути.

В случае использования на стороне БС многолучевой линзовой антенны Люнеберга величина $a_R(\theta_{i,j}^l)$ из (3) выражает зависимый от AoA эффект фокусирования принимаемого излучения линзой. Передаточная характеристика канала определяется в том числе передаточной характеристикой линзовой антенны [6]. Обозначим через P эффективную апертуру линзовой антенны, а через D – диаметр линзы. Тогда передаточная характеристика канала может быть выражена как

$$H[k] = \sqrt{\frac{M_T M_R}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_{i,j}^l \sqrt{P} \text{sinc}(i - \tilde{D} \tilde{\theta}_{i,j}^l) a_T^H(\phi_{i,j}^l) e^{-j2\pi \frac{k}{N_C} \frac{\tau_{i,j}^l}{T_s}}, \quad (4)$$

где $\tilde{\theta}_{i,j}^l = \sin(\theta_{i,j}^l)$, $\tilde{D} = D / \lambda$, λ – длина волны падающей плоской волны.

Фокусирование излучения линзой Люнеберга приводит к тому, что основная доля мощности принимаемого с каждого направления сигнала приходится на один облучатель антенны. Особенностью канала в сети 5G при использовании миллиметровых длин волн является невысокая плотность расположения многолучевых компонент (англ. sparse channel). В отличие от MIMO-систем с ненаправленными антеннами при построении системы с линзовой антенной решеткой к этой особенности добавляется прием сигнала в узком направлении пространства, обусловленный фокусированием принимаемого излучения линзой на определенный приемник в фокусной точке. В результате этой особенности канал с невысокой плотностью расположения многолучевых компонент содержит еще и относительно небольшое их количество за счет свойств направленности приемной антенны (рис. 2). Ввиду всех перечисленных обстоятельств представляет интерес исследование точности методов оценки канала в системе MIMO-OFDM с линзовыми антеннами.

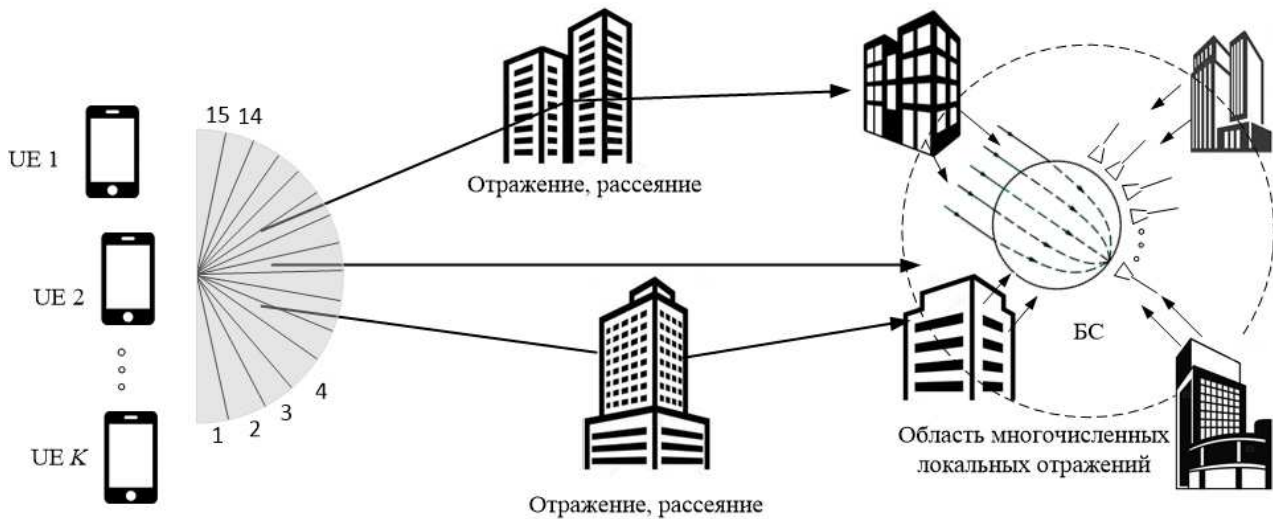


Рис. 2. Разреженность в пространстве путей распространения сигналов миллиметрового диапазона в сочетании с узконаправленной линзовой антенной

3. Теоретическое описание используемых методов интерполяции для оценки канала и MIMO-детекторов

3.1. Методы детектирования в системах massive MIMO

С появлением систем massive MIMO возрос интерес к традиционным линейным детекторам. Кратко опишем методы линейного детектирования, используемые в дальнейшем в эксперименте. Задача детектора MIMO состоит в том, чтобы определить переданный вектор \mathbf{x} на основе принятого вектора \mathbf{y} в выражении (1).

В системах massive MIMO основная проблема в области детектирования заключается в высокой вычислительной нагрузке при использовании большого количества антенн. По мере увеличения числа антенн сложность вычисления обратной матрицы, требуемой для линейных детекторов, возрастает экспоненциально. Приведем далее краткое описание нескольких методов детектирования для систем massive MIMO.

В системе massive MIMO отмечается следующий эффект: по мере увеличения числа антенн уменьшаются вариации значений характеристики канала как во временной, так и в частотной области [8]. При большом количестве передающих антенн этот эффект может быть использован для подавления мелкомасштабного замирания. Достигается хороший результат, когда количество передающих антенн M_T намного меньше, чем количество приемных антенн M_R . Это можно рассматривать как диагонализацию матрицы Грама $\mathbf{G} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$, где недиагональные компоненты стремятся к нулю, а диагональные члены становятся ближе к M_R [9]. В системе MIMO для выравнивания принятого сигнала требуется выполнить операцию обращения матрицы Грама. Данная операция является вычислительно трудной, являясь одной из самых сложных операций в линейных и простых нелинейных детекторах MIMO. Для системы massive MIMO эта проблема становится более серьезной по мере увеличения размерности матрицы \mathbf{G} . Для снижения объема вычислений были разработаны методы детектирования, выполняющие не вычисление обратной матрицы, а ее аппроксимацию [10]. Приведем далее краткое описание рассматриваемых методов, основанных на этом принципе.

3.1.1. Метод Неймана

Метод Неймана (Neumann method) является популярным методом аппроксимации значений обратной матрицы, снижающим сложность построения линейного детектора [11]. Матрицу \mathbf{G} можно разложить на $\mathbf{G} = \mathbf{E} + \mathbf{D}$, где \mathbf{E} – главная диагональная матрица, а \mathbf{D} – недиагональная матрица [12]. В соответствии с методом Неймана \mathbf{G} можно представить рядом

$$\mathbf{G}^{-1} = \sum_{n=0}^{\infty} \left(-\mathbf{D}^{-1}\mathbf{E} \right)^n \mathbf{D}^{-1}. \quad (5)$$

Полиномиальное разложение в (5) сходится к обратной матрице \mathbf{G}^{-1} , если

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \left(-\mathbf{D}^{-1}\mathbf{E} \right)^n = 0.$$

На практике используется конечное число терминов – таким образом, выполняется фиксированное число итераций (5). По мере увеличения числа итераций n высокая точность вычислений значений обратной матрицы будет достигнута ценой дополнительной сложности.

3.1.2. Метод сопряженных градиентов

Метод сопряженных градиентов (Conjugate gradients, CG) является еще одним эффективным методом решения линейных уравнений с помощью итерационного подхода. Оценочный сигнал $\hat{\mathbf{x}}$ может быть получен из выражения

$$\hat{\mathbf{x}}^{(n+1)} = \hat{\mathbf{x}}^{(n)} + a^{(n)} \mathbf{p}^{(n)},$$

где $\mathbf{p}^{(n)}$ – сопряженное направление относительно матрицы выравнивания (эквализации) \mathbf{A} :

$$\left(\mathbf{p}^{(n)} \right)^H \mathbf{A} \mathbf{p}^{(j)} = 0, \text{ для } n \neq j,$$

где $a^{(n)}$ – скалярный параметр.

Алгоритм обнаружения на основе CG превосходит схему обнаружения на основе метода Неймана с точки зрения производительности, но имеет более высокую сложность [13].

3.1.3 Метод минимальных среднеквадратичных отклонений

Метод минимальных среднеквадратичных отклонений (англ. minimum mean-square error, MMSE) обеспечивает минимум среднеквадратичной ошибки между вектором переданных символов $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_K]^T$ и вектором выходных символов $\mathbf{H}^H \mathbf{y}$:

$$\mathbf{A}_{MMSE}^H = \arg \min_{\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M_T \times M_R}} M \left[\left| \mathbf{x} - \mathbf{H}^H \mathbf{y} \right|^2 \right],$$

где $M[\cdot]$ – математическое ожидание.

Можно также выразить \mathbf{A}_{MMSE}^H через величину отношения сигнал/шум SNR и количество передаваемых потоков данных в MIMO-системе K [11]:

$$\mathbf{A}_{MMSE}^H = \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{K}{SNR} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}^H,$$

где \mathbf{I} – единичная матрица.

3.2. Рассматриваемые методы интерполяции для оценки канала

Для того чтобы оценить характеристику канала в системе MIMO-OFDM на базе линзовой антенны, в данной работе анализируются шесть методов интерполяции: линейная, интерполяция кубическими сплайнами, интерполяция с помощью ядра Ланцоша [14], интерполяция тригонометрическим полиномом, интерполяция на основе БПФ [15] и интерполяция с помощью Акима-сплайнов [16].

Рассматриваемая задача интерполяции частотной характеристики канала $H(f)$ заключается в вычислении значений $H_k = H(f_k)$ в позициях информационных поднесущих $f_k, k = \overline{1, N_D}, N_D > N_{\Pi}$ на основе значений пилотных поднесущих $H_n = H(f_n)$, заданных в узлах сетки $f_n = n \cdot \Delta f_{\Pi}, n = \overline{1, N_{\Pi}}$, где Δf_{Π} – интервал следования пилотных поднесущих.

Для решения данной задачи в том числе используются:

1. Метод интерполяции с помощью ядра Ланцоша.

При использовании данного метода интерполированные значения $H(f_k)$, определяемые в значениях аргумента f_k , вычисляются на основе выражения, которое представляют как дискретную свертку значений восстанавливаемой функции с ядром Ланцоша:

$$H(f_k) = \sum_{i=\lfloor f_k \rfloor - a + 1}^{\lfloor f_k \rfloor + a} H_i P(f_k - i),$$

где a – порядок цифрового фильтра, $\lfloor f_k \rfloor$ – функция округления числа f_k к ближайшему целому в меньшую сторону.

Ядро Ланцоша представляет собой функцию вида:

$$P(f_k) = \begin{cases} \frac{\sin(\pi f_k)}{\pi f_k} \frac{\sin(\pi f_k / a)}{\pi f_k / a}, & -a < f_k < a \\ 0, & f_k \notin (-a, a). \end{cases}$$

2. *Тригонометрическая интерполяция.* Напомним, основные результаты теории тригонометрической интерполяции, полученные для периодического сигнала: $x(f) = x(f + P)$, где P – период сигнала, заданного в узлах равномерной сетки $f_n = \frac{P}{2N+1}n, n = \overline{0, 2N}, K = 2N+1$ – число дискретных значений $x(f_n)$. Для восстановления данного дискретного сигнала используется тригонометрический многочлен:

$$P_N(f) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^M (a_m \cos(m \omega_0 f) + b_m \sin(m \omega_0 f)), \quad (6)$$

где $\omega_0 = \frac{2\pi}{P}$, $a_0, a_1, a_2, \dots, a_M, b_1, b_2, \dots, b_M$ – вещественные числа, $M \leq N$. Числа $a_0, \{a_m, b_m\}_{m=1}^M$ называются коэффициентами тригонометрического полинома.

3. *Акима-сплайн.* Для построения сплайнов используется средневзвешенное значение первой производной восстанавливаемой функции на интервале $[f_n, f_{n+1})$:

$$\bar{\delta}_n = \frac{w_1}{w_1 + w_2} \delta_{n-1} + \frac{w_2}{w_1 + w_2} \delta_n,$$

где $\delta_n = \frac{H(f_{n+1}) - H(f_n)}{f_{n+1} - f_n}$, $H(f_n)$ – дискретные значения восстанавливаемой функции.

Акима-сплайн является модификацией кубического сплайна, отличительной особенностью которого является задание весовых коэффициентов w_1 , w_2 производной. При построении Акима-сплайна весовые коэффициенты w_1 , w_2 задаются выражениями

$$w_1 = |\delta_{n+1} - \delta_n| + \frac{|\delta_{n+1} + \delta_n|}{2}, \quad (7)$$

$$w_2 = |\delta_{n-1} - \delta_{n-2}| + \frac{|\delta_{n-1} + \delta_{n-2}|}{2}. \quad (8)$$

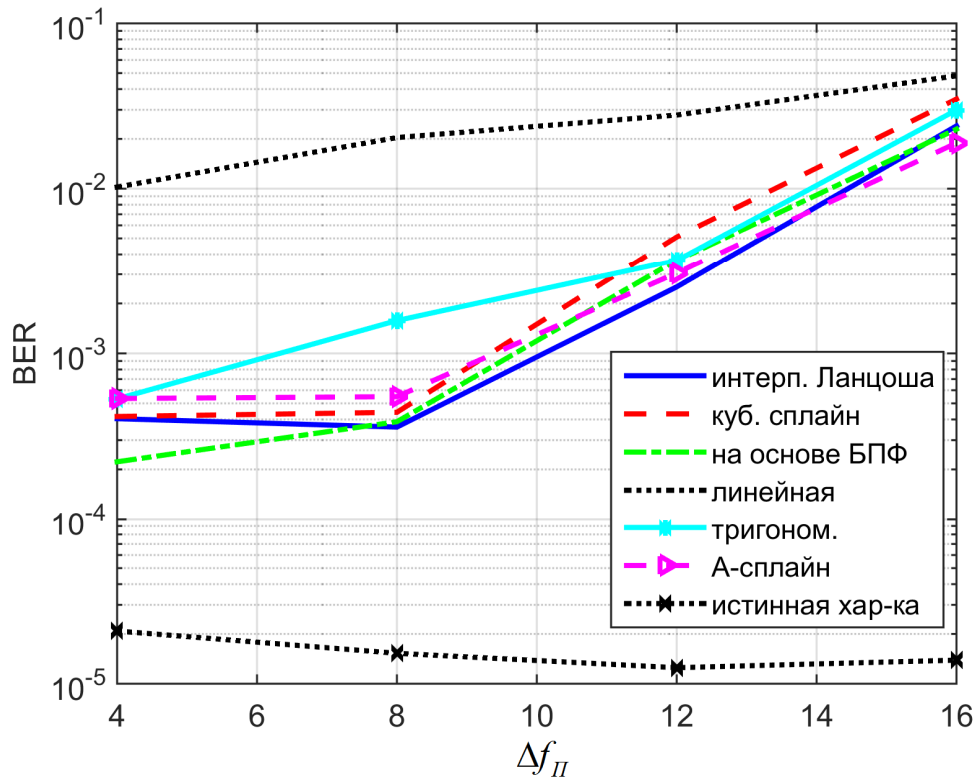
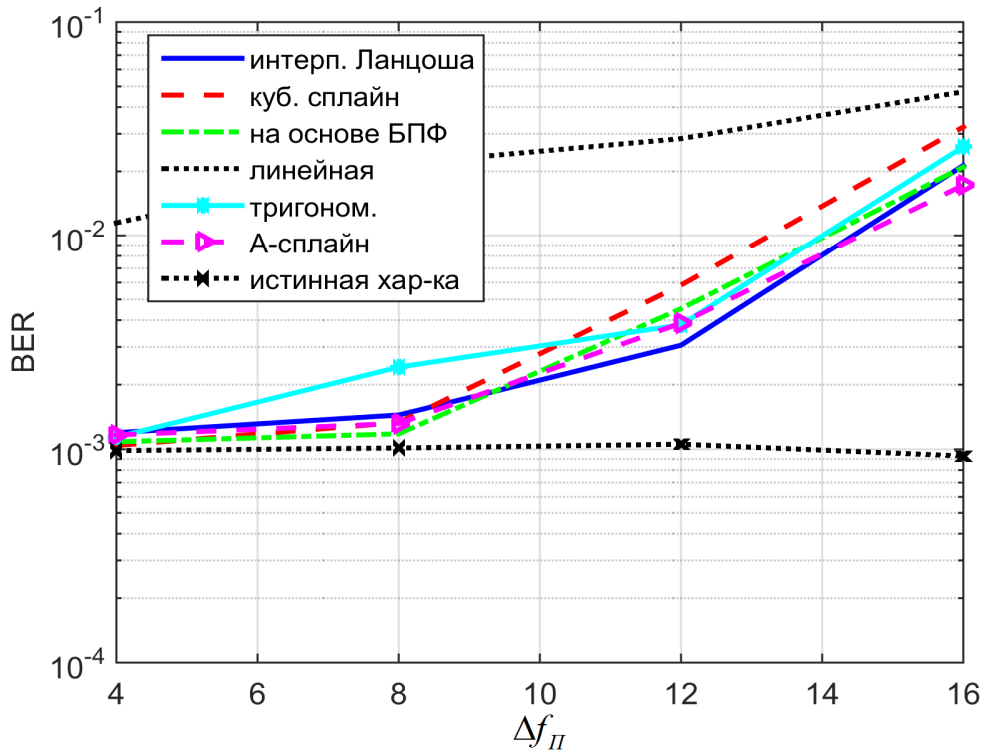
Недостатком кубических сплайнов является возникновение нежелательных осцилляций в области значительных отклонений интерполируемой функции. Вычисление весовых коэффициентов в соответствии с (7), (8) устраняет данный недостаток.

Такие методы интерполяции, как линейная, интерполяция кубическими сплайнами являются широко распространенными, поэтому здесь мы не будем приводить их описание. Теорию метода интерполяции на основе БПФ можно найти, например, в [15].

4. Результаты численного моделирования

Рассмотрим систему 5G MIMO-OFDM с линзовой многолучевой антенной Люнеберга с $N_{AF} = 32$ облучателями и $M_R = K = 6$ радиочастотными трактами. Модель канала реализована в соответствии со сценарием городской сети с микросотами (urban micro-cellular, UMi) в случае отсутствия между БС и пользователями прямой видимости (non-line of sight, NLOS) программной библиотеки mmMAGIC Urban Micro-Cell [17]. Модель канала была построена с использованием следующих параметров: количество путей распространения сигнала $L = 9$, несущая частота – 28 ГГц, ширина полосы пропускания канала – 100 МГц, отношение мощности сигнала к мощности шума $SNR = 25$ дБ, модуляция – BPSK. Пользовательские устройства расположены относительно БС на расстояниях от 10 до 110 метров. Число OFDM информационных поднесущих $N_{car} = 1200$, число пилотных поднесущих изменялось в диапазоне от 76 до 301. Пилотные поднесущие при формировании OFDM-сигнала располагались с равномерным шагом в частотной области и для реализации принципов MIMO для различных потоков данных осуществлялось их разделение по частоте. Для упрощения модели не было использовано помехоустойчивое кодирование. Значения истинной характеристики канала $H_k = H(f_k)$ вычислялись в позициях информационных поднесущих f_k , $k = 1, N_D$.

На рис. 3–5 приведены графики зависимости коэффициента ошибок BER от величины интервала между пилотными поднесущими Δf_D в MIMO-OFDM-системе для различных методов интерполяции (интерполяция с помощью ядра Ланцоша, интерполяция кубическим сплайном, интерполяция на основе БПФ, линейная, интерполяция тригонометрическим полиномом и интерполяция с помощью Акима-сплайна) и MIMO-детекторов: метод минимальных среднеквадратичных отклонений, метод сопряженных градиентов и метод Неймана соответственно.

Рис. 3. Графики зависимости $BER = f(\Delta f_{\Pi})$ в случае использования метода МСКОРис. 4. Графики зависимости $BER = f(\Delta f_{\Pi})$ в случае использования метода сопряженных градиентов

Как видно из рис. 3, в случае использования метода ММО-детектирования МСКО наименьшее значение величины BER при $\Delta f_{\Pi} \in [4, 8]$ обеспечивает метод интерполяции на основе БПФ. При значениях шага между пилотными поднесущими $\Delta f_{\Pi} \in [8, 14]$ наименьшее значение величины BER обеспечивает уже метод интерполяции Ланцоша. Также видно, что

использование линейной интерполяции дает гораздо худший результат качества работы системы связи в сравнении с другими рассматриваемыми методами. График, соответствующий случаю использования при ММО-детектировании значений истинной характеристики канала, находится по оси ординат значительно ниже остальных кривых и доходит практически до уровня $BER = 10^{-5}$. Таким образом, можно сделать вывод о том, что качество передачи цифровых сообщений в рассматриваемой системе, характеризуемое значением BER , в случае использования метода МСКО значительно зависит от точности выполнения операции интерполяции при оценке канала.

Из графиков рис. 4 следует, что в случае использования метода ММО-детектирования сопряженных градиентов для всех методов интерполяции значение BER больше, чем в случае использования метода МСКО. Значительное отличие по значениям параметра BER в сравнении с другими рассматриваемыми методами имеет метод линейной интерполяции. График, соответствующий случаю использования значений истинной характеристики канала, располагается в пределах значения $BER = 10^{-3}$ и при $\Delta f_{II} \in [4, 8]$ располагается вблизи кривых для методов интерполяции.

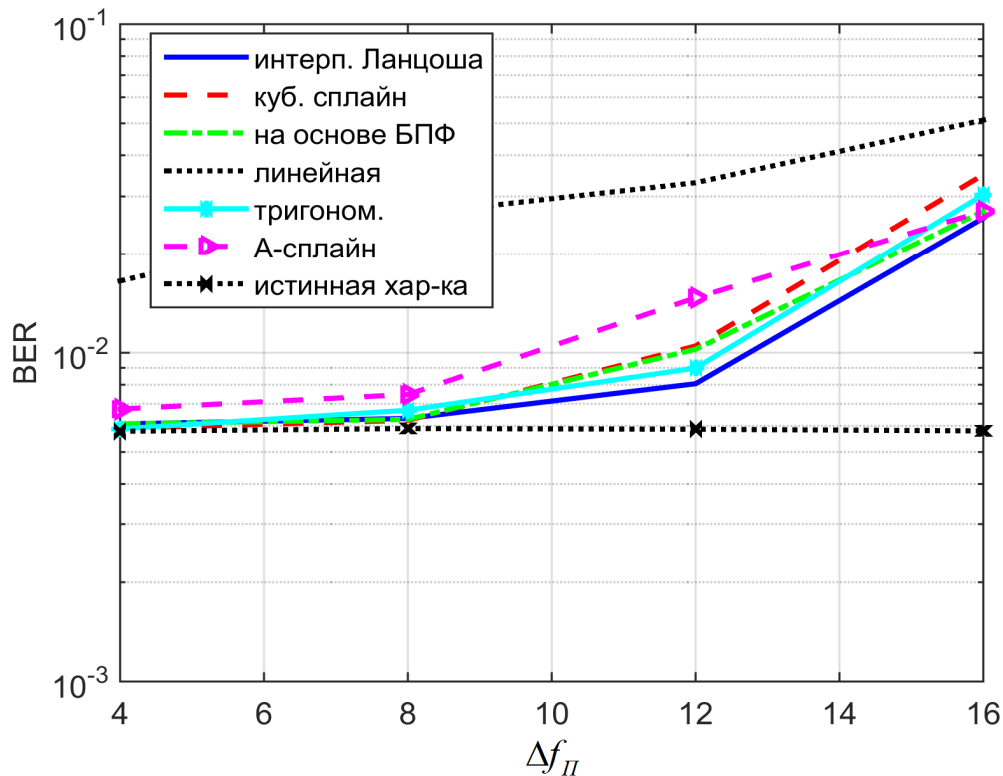


Рис. 5. Графики зависимости $BER = f(\Delta f_{II})$ в случае использования метода Неймана

Из рис. 5 можно сделать вывод, что метод Неймана при используемых параметрах модели показывает более низкую эффективность в сравнении с другими двумя рассматриваемыми методами ММО-детектирования. Также из рис. 5 видно, что во всем рассматриваемом диапазоне изменений параметра $\Delta f_{II} \in [4, 16]$ наименьшее значение величины BER обеспечивает метод интерполяции Ланцоша. Стоит отметить, что эффективность метода Неймана значительно увеличивается при увеличении в ММО-системе числа приемных антенн.

5. Заключение

Особенностью канала в сети 5G при использовании миллиметровых длин волн является невысокая плотность расположения многолучевых компонент. При построении систем с многолучевыми направленными антеннами к этой особенности добавляется еще и то, что характеристика канала содержит относительно небольшое количество многолучевых компонент. В этих условиях увеличивается ширина полосы когерентности канала, а значит, становится возможным увеличение интервала между пилотами. По результатам сравнения шести методов интерполяции в задаче оценки канала в системе MIMO-OFDM наименьшее значение BER в диапазоне $\Delta f_D \in [8, 14]$ обеспечивает метод интерполяции Ланцоша. Это объясняется тем, что данный метод всегда показывает высокую эффективность в сравнении с другими методами при значениях дискретизации сигнала, близких к минимально допустимому значению в соответствии с теоремой отсчетов. Данное свойство метода можно использовать для сокращения числа пилотных символов и увеличения спектральной эффективности системы связи. Из трех рассматриваемых методов MIMO-детектирования при используемых параметрах модели наибольшую эффективность показал метод МСКО.

Литература

1. Gao X., Dai L., Han S., Chih-Lin I., Wang X. Reliable Beam-space channel estimation for millimeter-wave massive MIMO systems with lens antenna array // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2017. V. 16, № 9. P. 6010–6021.
2. Hung K.-C., Lin D. Pilot-aided multicarrier channel estimation via MMSE linear phase-shifted polynomial interpolation // IEEE Trans. Wireless Commun. 2010. V. 9, № 8. P. 2539–2549.
3. Zhao Y., Zhao W., Wang G., Bo Ai, Putra H. H., Juliyanto B. AoA-based channel estimation for massive MIMO OFDM communication systems on high speed rail // China Communications. 2020. V. 17, № 3. P. 90–100.
4. Amadori P., Masouros C. Low RF-complexity millimeter-wave beam-space-MIMO systems by beam selection // IEEE Trans. Commun. 2015. V. 63, № 6. P. 2212–2222.
5. Yang L., Zeng Y., Zhang R. Channel Estimation for Millimeter-Wave MIMO Communications With Lens Antenna Arrays // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2018. V. 67, № 4. P. 3239–3251.
6. Zeng Y., Zhang R., Millimeter wave MIMO with lens antenna array: A new path division multiplexing paradigm // IEEE Trans. Commun. 2016. V. 64, № 4, P. 1557–1571.
7. Key Characteristics of Matsing Base Station Antennas [Электронный ресурс] // URL: <https://matsing.com/base-station> (дата обращения: 10.09.2021).
8. Gunnarsson S., Flordelis J., Van der Perre L., Tufvesson F. Channel Hardening in Massive MIMO: Model Parameters and Experimental Assessment // IEEE Open Journal of the Communications Society. 2020. V. 1. P. 501–512.
9. Lu A. A., Gao X., Zheng Y. R., Xiao C. Low complexity polynomial expansion detector with deterministic equivalents of the moments of channel Gram matrix for massive MIMO uplink // IEEE Trans. Commun. 2016. V. 64, № 2. P. 586–600.
10. Prabhu H., Rodrigues J. N., Edfors O., Rusek F. Approximative matrix inverse computations for very-large MIMO and applications to linear pre-coding systems // Proc. IEEE Wireless Commun. Netw. Conf. 2013. P. 2710–2715.
11. Albreem M. A., Juntti M., Shahabuddin S., Massive MIMO detection techniques: A survey // IEEE Communications Surveys Tutorials. 2019. V. 21, № 4. P. 3109–3132.
12. Kang B., Yoon J.-H., Park J. Low complexity massive MIMO detection architecture based on Neumann method // Proc. Int. SoC Design Conf. 2015. P. 293–294.

13. Yin B., Wu M., Cavallaro J. R., Studer C. Conjugate gradientbased soft-output detection and precoding in massive MIMO systems // Proc. IEEE Glob. Telecommun. Conf., Dec. 2014. P. 3696–3701.
14. Turkowski K. Filters for common resampling tasks // Graphics Gems. 1990. P. 147–165.
15. Jin B M., Lei X., Lin S. Improved DFT-based channel estimation in OFDM. Systems based on phase compensation // Appl. Math. Inf. Sci. 2012. V. 6, № 3. P. 629–638.
16. Akima H. A. New method of interpolation and smooth curve fitting based on local procedures // Journal of the Association for Computing Machinery. 1994. P. 52–62.
17. H2020-ICT-671650-mmMAGIC/D2.2, mmMAGIC D2.2 – measurement results and final mmMAGIC channel models, Tech. Rep., 2017.

*Статья поступила в редакцию 18.11.2021;
переработанный вариант – 30.11.2021.*

Кусайкин Дмитрий Вячеславович

к.т.н., доцент кафедры многоканальной электрической связи УрТИСИ СибГУТИ (620109, Екатеринбург, ул. Репина, 15), e-mail: kusaykin@mail.ru.

Денисов Дмитрий Вадимович

к.т.н., доцент кафедры информационных систем и технологий УрТИСИ СибГУТИ, e-mail: mr.denisov.dv@gmail.com.

Channel estimation in 5G MIMO-OFDM systems based on multibeam lens antennas

D. Kusaykin, D. Denisov

MIMO systems based on lens antennas are very promising for 5G networks. Some scientific papers have already been devoted to the problem of channel estimation in MIMO systems based on hemispherical lens antennas. However, Luneburg multipath lens antennas are also a promising type of lens antennas for 5G networks. This paper presents the results of channel estimation features research in 5G MIMO-OFDM systems with Luneburg lens antennas. The research results of six different interpolation methods effectiveness for estimating the channel characteristics based on pilot signals and MIMO detectors (Neumann, conjugate gradients, MMSE) in a 5G cellular communication system of the millimeter range are presented.

Keywords: 5G network, channel estimation, MIMO detectors, MIMO-OFDM systems, interpolation methods.