

Оценка влияния процедуры пространственного сглаживания корреляционной матрицы на эффективность метода 2D-MUSIC*

Г. А. Фокин, И. В. Гришин

Санкт-Петербургский ун-в. телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ)

Аннотация: Возникновение корреляционных связей между радиосигналами, поступающими на антенную решётку базовой станции, снижает эффективность подпространственных методов позиционирования пользовательских устройств в беспроводных сетях связи. С целью декорреляции источников излучения может быть применён алгоритм пространственного сглаживания, заключающийся в разбиении антенной решётки базовой станции на подрешётки и последующем усреднении полученных для данных подрешёток матриц корреляции сигнала. В данной работе исследуется влияние различных способов разбиения плоской эквидистантной антенной решётки на подрешётки на рабочие характеристики метода множественной классификации сигналов 2D-MUSIC в сценарии сверхплотных сетей, работающих в диапазоне FR2.

Ключевые слова: алгоритм множественной классификации сигналов, азимут, угол места, пространственный спектр сигнала, пространственное сглаживание.

Для цитирования: Фокин Г. А., Гришин И. В. Оценка влияния процедуры пространственного сглаживания корреляционной матрицы на эффективность метода 2D-MUSIC // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 1. С. 91–108. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-1-91-108>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Фокин Г. А., Гришин И. В., 2024

Статья поступила в редакцию 26.07.2023;
переработанный вариант – 01.10.2023;
принята к публикации 01.10.2023.

1. Введение

Внедрение сетей пятого поколения предъявляет ряд жестких требований к параметрам сетей, таким как высокая пропускная способность сети (до 20 Гбит/с), малое время задержки при передаче данных (возможность минимизации до 1 мс), высокая энергоэффективность и другие. Данный ряд требований не может быть достигнут в случае развертывания сетей связи, основанных на использовании макросот. Поэтому на уровне сети операторами связи осуществляется уплотнение сетей путём перехода на малые соты, радиус действия которых может быть ограничен несколькими десятками метров [1]. Такое решение обеспечивает плотное покрытие сетью, высокую пропускную способность и высокое качество обслуживания.

* Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда (грант № 22-29-00528), <https://rscf.ru/project/22-29-00528/>.

Увеличение скорости передачи в сетях связи пятого поколения также будет достигаться за счёт использования широких полос частот выше 6 ГГц, определенных в Регламенте радиосвязи МСЭ для ИМТ (диапазон FR2 24.25–52.60 ГГц).

Переход в диапазон частот 24.25–52.60 ГГц открывает возможности по применению антенных решёток с большим количеством элементов при малых размерах таких систем [2–4]. Увеличение числа элементов в антенных решётках позволяет формировать узкие диаграммы направленности, а возможность независимого управления фазой излучения антенных элементов позволяет оперативно изменять диаграмму направленности без внесения изменений в конструкцию антенн или их перемещения [5–7]. Процедуры управления лучом, направленным на пользовательское устройство, определяются стандартами NR и позволяют обеспечить прозрачную для пользовательского устройства мобильность для случая бесшовной передачи вызова между лучами разных базовых станций [8–10]. Для предотвращения потери пользовательским устройством (UE) узкого луча, формируемого антенной решёткой базовой станции, в процессе перемещения UE в пределах микросоты базовая станция (gNB) должна располагать актуальными данными о количестве и местоположении всех UE в пределах соты [11]. Таким образом, задача позиционирования пользовательских устройств в сверхплотных сетях связи является актуальной и востребованной. Для определения направления на источник сигнала применяются сверхразрешающие методы, такие как MVDR, ESPRIT, MUSIC (root-MUSIC) и другие.

В данной работе рассматривается двумерный метод сверхразрешения 2D-MUSIC. Целью работы является анализ влияния процедуры пространственного сглаживания на рабочие характеристики данного метода в условиях наличия корреляционных связей между поступающими на антенную решётку базовой станции сигналами.

Работа состоит из трёх частей: в первой части формируется математическая модель передачи данных с пользовательских устройств на базовую станцию в сверхплотных сетях, работающих в диапазоне частот 24.25–52.60 ГГц. Приводится описание метода множественной классификации сигналов для плоской эквидистантной антенной решётки, формулируется суть проблемы наличия корреляционных связей между сигналами.

Во второй части приводится описание алгоритма пространственного сглаживания, направленного на декорреляцию принимаемых сигналов.

В третьей части работы приводятся результаты вычислительных экспериментов с последующей их интерпретацией.

2. Математическая модель принимаемого сигнала

Пусть количество пользовательских устройств, находящихся в зоне действия базовой станции, равно K . Приёмопередающие антенны пользовательских устройств, а также базовой станции представлены плоскими эквидистантными антенными решётками (АР).

Для каждой антенны плоскость раскрыва совпадает с плоскостью xOy декартовой системы координат x, y, z , ось координат Oz является внешней нормалью к раскрыву.

Количество элементов для антенн пользовательских устройств и базовой станции определяется как $M = M_x M_y$ для UE и $N = N_x N_y$ для gNB соответственно. В целях упрощения последующих записей АР всех UE приняты идентичными. В данном случае M_x , M_y и N_x , N_y определяют количество элементов в горизонтальном (вдоль оси Ox) и вертикальном (вдоль оси Oy) рядах АР UE и gNB. Расстояние между антенными элементами передающих и приёмной антенн выбрано равным половине длины волны: $d = 0.5\lambda = 0.5cf_0^{-1}$, где величина $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с соответствует скорости распространения электромагнитной волны; f_0 – частота несущего колебания, Гц.

На рис. 1 представлена антенная решётка gNB. В данном случае принятая нумерация элементов решётки начинается с левого верхнего элемента и заканчивается на правом нижнем элементе решётки, принцип нумерации элементов сверху вниз и затем слева направо, что может быть описано выражением: $n = (n_y - 1)N_x + n_x$, $n = \overline{1, N}$, где n_x – номер горизонтального ряда, n_y – номер вертикального ряда, на пересечении которых расположен рассматриваемый элемент.

За начало системы декартовых координат принята точка центра масс антенной решетки базовой станции, нормаль апертуры AP gNB направлена вдоль оси Oz . Количество элементов в рядах может быть чётным или нечётным. Координаты крайних элементов ряда принимают значения $\pm 0.25\lambda(N_x - 1)$ и $\pm 0.25\lambda(N_y - 1)$. Система нумерации и расчётов координат элементов для антенных решёток пользовательских устройств построена по аналогичному принципу.

На основе сведений, приведённых выше, комплексные фазирующие векторы для AP UE и gNB в случае передачи сигнала от k -го источника сигнала к базовой станции могут быть описаны выражениями:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_{UE,k}(\theta_{UE,k}, \varphi_{UE,k}) &= M^{-1/2} \exp(-j\mathbf{x}_{UE,k}^T \boldsymbol{\beta}_{UE,k}), \\ \mathbf{a}_{gNB,k}(\theta_{gNB,k}, \varphi_{gNB,k}) &= N^{-1/2} \exp(-j\mathbf{x}_{gNB,k}^T \boldsymbol{\beta}_{gNB,k}), \end{aligned}$$

где $\varphi_{UE,k}$, $\varphi_{gNB,k}$ – угол ориентации k -го луча в горизонтальной плоскости относительно нормали апертуры плоской AP пользовательского устройства или базовой станции (азимут); $\theta_{UE,k}$, $\theta_{gNB,k}$ – угол ориентации k -го луча в вертикальной плоскости относительно нормали апертуры плоской AP пользовательского устройства или базовой станции (угол места); $\mathbf{x}_{UE} = \|\mathbf{x}_{UE,1} \dots \mathbf{x}_{UE,M}\|$, $\mathbf{x}_{gNB} = \|\mathbf{x}_{gNB,1} \dots \mathbf{x}_{gNB,N}\|$ – матрица, состоящая из векторов декартовых координат элементов AP UE или gNB ($\mathbf{x}_{UE,m} = [x_{UE,m}, y_{UE,m}]^T$, $\mathbf{x}_{gNB,n} = [x_{gNB,m}, y_{gNB,m}]^T$, $m \in 1 \dots M$, $n \in 1 \dots N$); $\|\cdot\|$ – условное обозначение матриц, составленных не из числовых значений; $k = \overline{1, K}$ – порядковый номер UE, находящегося в радиусе действия gNB; $\boldsymbol{\beta}_{index} = \frac{2\pi}{\lambda} [\sin(\theta_{index}) \cos(\varphi_{index}), \sin(\theta_{index}) \sin(\varphi_{index})]^T$ – векторное волновое число, где $index$ соответствует UE или gNB.

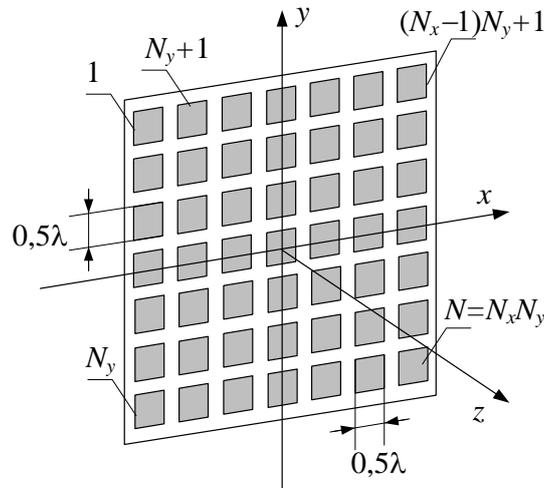


Рис. 1. Антенная решётка базовой станции

При передаче сигналов в диапазоне FR2 (24.25 ГГц – 52.60 ГГц) справедливо полагать, что сигналы являются узкополосными, и источники излучения, представленные UE, находятся в дальней зоне, т.е. $r_k \gg 2D^2\lambda^{-1}$, где D – размер апертуры.

При передаче i -го символа от k -го UE к gNB единичной амплитуды вектор комплексных амплитуд сигнала, принимаемого элементами AP gNB, имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{y}}_k^i &= \sum_{m=1}^{L_k} \dot{\mathbf{H}}_{k,m} \dot{\mathbf{s}}_k^i + \dot{\mathbf{w}}_k^i = \sqrt{NM} \sum_{l=1}^{L_k} \dot{g}_{k,l} \dot{\mathbf{a}}_{gNB,k,l} \dot{\mathbf{a}}_{UE,k,l}^H \dot{\mathbf{s}}_k^i + \dot{\mathbf{w}}_k^i = \\ &= \sqrt{NM} \dot{\mathbf{A}}_{gNB,k} \dot{\mathbf{G}}_k \dot{\mathbf{A}}_{UE,k}^H \dot{\mathbf{s}}_k^i + \dot{\mathbf{w}}_k^i = \dot{\mathbf{H}}_k \dot{\mathbf{s}}_k^i + \dot{\mathbf{w}}_k^i \end{aligned} \quad (1)$$

где $\dot{g}_{k,l} = \alpha_{k,l} \exp(j2\pi f_0 \tau_{k,l})$ – комплексный коэффициент отклика радиоканала для l -го пути распространения сигнала от UE_k ; $\dot{\mathbf{G}}_k = \sqrt{NM} \text{diag}\{\dot{g}_{k,l}\}$; $\text{diag}\{\}$ – диагональная матрица; $\dot{\mathbf{A}}_{UE,k}^H = \|\dot{\mathbf{a}}_{UE,k,1}^H, \dot{\mathbf{a}}_{UE,k,2}^H \dots \dot{\mathbf{a}}_{UE,k,L}^H\|^T$; $\dot{\mathbf{A}}_{gNB,k} = \|\dot{\mathbf{a}}_{gNB,k,1}, \dot{\mathbf{a}}_{gNB,k,2} \dots \dot{\mathbf{a}}_{gNB,k,L}\|^T$ – матрицы, состоящие из векторов АФР для AP UE и gNB; $\dot{\mathbf{w}}_k^i = [\dot{w}_{k,1}^i, \dot{w}_{k,2}^i \dots \dot{w}_{k,N}^i]^T$ – комплексный вектор собственных шумов приёмных устройств, рассматриваемый как аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ).

Выражение (1) описывает принимаемый сигнал от UE_k к gNB как сумму компонент, поступающих с разных направлений и обладающих разными амплитудами и фазами. Отражение радиосигналов от многочисленных объектов приводит к появлению многолучевых не прямых трасс распространения сигнала наряду с трассой, находящейся в пределах зоны прямой видимости [12]. Матрица отклика радиоканала $\dot{\mathbf{H}}_{k,1}$ характеризует трассу прямой видимости от UE_k к gNB, матрицы $\dot{\mathbf{H}}_{k,m_k}$, $m_k = \overline{2, L_k}$ характеризуют многолучевые не прямые трассы.

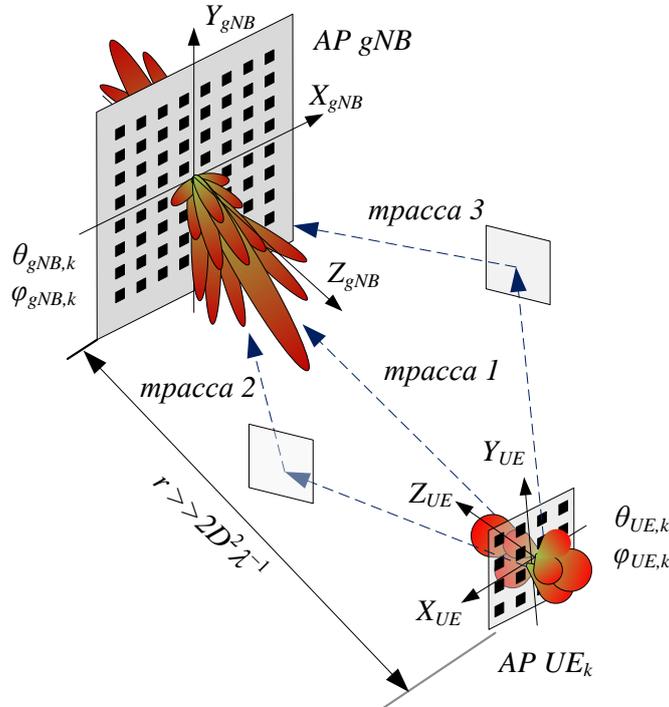


Рис. 2. Сценарий многолучевого распространения сигналов

Сигнал, поступающий на AP gNB от K пользовательских устройств в отсчётный момент времени i , описывается выражением:

$$\dot{\mathbf{y}}^i = \sum_{k=1}^K \dot{\mathbf{y}}_k^i = \|\dot{\mathbf{H}}_1, \dot{\mathbf{H}}_2 \dots \dot{\mathbf{H}}_K\| \|\dot{\mathbf{s}}_1^{iT}, \dot{\mathbf{s}}_2^{iT} \dots \dot{\mathbf{s}}_K^{iT}\|^T + \dot{\mathbf{w}}^i = \dot{\mathbf{H}}\dot{\mathbf{s}}^i + \dot{\mathbf{w}}^i. \quad (2)$$

С другой стороны, выражение (2) также может быть представлено в виде:

$$\dot{\mathbf{y}}^i = \dot{\mathbf{H}}_\Sigma \dot{\mathbf{s}}_\Sigma^i + \dot{\mathbf{w}}^i, \quad (3)$$

где $\dot{\mathbf{H}}_\Sigma \in \mathbb{C}^{N \times M}$ – некоторая результирующая матрица отклика канала; $\dot{\mathbf{s}}_\Sigma^i = \sum_{k=1}^K \dot{\mathbf{s}}_k^i$, $\dot{\mathbf{s}}_\Sigma^i \in \mathbb{C}^M$ – комплексный вектор суммы сигналов, передаваемых от K источников в момент времени i .

Параметры канала передачи $\dot{\mathbf{H}}_\Sigma$ на интервале времени $0\Delta t, I\Delta t$ могут считаться постоянными, тогда для временного интервала $0\Delta t, I\Delta t$ сигнал, поступающий на AP gNB, будет описываться выражением:

$$\dot{\mathbf{Y}} = \|\dot{\mathbf{y}}^0 \dots \dot{\mathbf{y}}^i \dots \dot{\mathbf{y}}^I\| = \dot{\mathbf{H}}_\Sigma \dot{\mathbf{S}} + \dot{\mathbf{W}}, \quad (4)$$

где $\dot{\mathbf{S}} = \|\dot{\mathbf{s}}^0 \dots \dot{\mathbf{s}}^i \dots \dot{\mathbf{s}}^I\|$ – матрица векторов комплексных амплитуд принимаемого сигнала AP gNB на всём интервале наблюдения; $\dot{\mathbf{W}} = \|\dot{\mathbf{w}}^0 \dots \dot{\mathbf{w}}^i \dots \dot{\mathbf{w}}^I\|$, $\dot{\mathbf{W}} \sim N(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$; \mathbf{I}_N – единичная матрица размерности N ; σ^2 – дисперсия шумовой составляющей.

Задачей базовой станции является обработка принимаемого сигнала $\dot{\mathbf{Y}}$, представляющего аддитивную смесь искаженных сигналов от K пользовательских устройств, результатам которой должна быть информация об оценках количества источников сигналов \hat{K} и угловых координатах (азимуте и угле места $\hat{\theta}_{UE,k}, \hat{\phi}_{UE,k}$, $k = \overline{1, \hat{K}}$) данных источников, под которыми понимаются UE, для последующего формирования диаграммы направленности.

Одним из наиболее широко применяемых методов обнаружения координат UE в сетях мобильной связи является метод MUSIC, принцип работы которого базируется на ортогональности подпространств сигналов и шумов.

Корреляционная матрица принимаемого сигнала (4) $\dot{\mathbf{Q}}_y$ имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{Q}}_y &= E[\dot{\mathbf{Y}} \dot{\mathbf{Y}}^H] = \dot{\mathbf{H}}_\Sigma E[\dot{\mathbf{S}} \dot{\mathbf{S}}^H] \dot{\mathbf{H}}_\Sigma^H + E[\dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{W}}^H] = \dot{\mathbf{H}}_\Sigma \dot{\mathbf{Q}}_s \dot{\mathbf{H}}_\Sigma^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N = \\ &= \dot{\mathbf{U}} \Lambda \dot{\mathbf{U}}^H = \dot{\mathbf{U}}_s \Lambda_s \dot{\mathbf{U}}_s^H + \sigma^2 \dot{\mathbf{U}}_w \dot{\mathbf{U}}_w^H = \dot{\mathbf{U}}_s \tilde{\Lambda}_s \dot{\mathbf{U}}_s^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (5)$$

где $\dot{\mathbf{Q}}_s = E[\dot{\mathbf{S}} \dot{\mathbf{S}}^H]$ – корреляционная матрица передаваемых сигналов; $\dot{\mathbf{U}} \Lambda \dot{\mathbf{U}}^H$ – спектральное разложение корреляционной матрицы $\dot{\mathbf{Q}}_y$; $\dot{\mathbf{U}} = \|\dot{\mathbf{u}}_1, \dot{\mathbf{u}}_2, \dots, \dot{\mathbf{u}}_N\|$ – матрица собственных векторов $\dot{\mathbf{Q}}_y$; $\dot{\mathbf{U}}_s = \|\dot{\mathbf{u}}_1, \dot{\mathbf{u}}_2, \dots, \dot{\mathbf{u}}_{\hat{K}}\|$, $\dot{\mathbf{U}}_w = \|\dot{\mathbf{u}}_{\hat{K}+1}, \dot{\mathbf{u}}_2, \dots, \dot{\mathbf{u}}_N\|$ являются матрицами собственных векторов сигнального и шумового подпространств; $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N\}$ – диагональная матрица собственных значений матрицы $\dot{\mathbf{Q}}_y$; $\Lambda_s = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{\hat{K}}\}$ – диагональная матрица собственных значений $\dot{\mathbf{Q}}_y$, принадлежащая подпространству сигналов; $\lambda_{s,k} + \sigma^2$, $k = \overline{1, \hat{K}}$.

Определение размерности подпространства сигналов \hat{K} может быть осуществлено одним из известных методов [13, 14]. В частности, довольно широкое применение нашёл критерий Акаике:

$$AIC(\hat{K}) = -I \cdot (N - \hat{K}) \ln \left[\frac{\prod_{k=\hat{K}+1}^N \lambda_k^{(N-\hat{K})^{-1}}}{(N - \hat{K})^{-1} \sum_{k=\hat{K}+1}^{N_R} \lambda_k} \right] + \hat{K} \cdot (2N - \hat{K}). \quad (6)$$

В силу ортогональности векторов отклика AP gNB и собственных векторов шумового подпространства координаты UE могут быть найдены через функцию пространственного спектра вида:

$$f(\hat{\theta}_{UE}, \hat{\varphi}_{UE}) = \frac{\dot{\mathbf{a}}_{UE}^H(\hat{\theta}_{UE}, \hat{\varphi}_{UE}) \dot{\mathbf{a}}_{UE}(\hat{\theta}_{UE}, \hat{\varphi}_{UE})}{\dot{\mathbf{a}}_{UE}^H(\hat{\theta}_{UE}, \hat{\varphi}_{UE}) \dot{\mathbf{U}}_w \dot{\mathbf{U}}_w^H \dot{\mathbf{a}}_{UE}(\hat{\theta}_{UE}, \hat{\varphi}_{UE})}. \quad (7)$$

В силу ортогональности векторов амплитудно-фазового распределения и сигнального подпространства для оценок угловые координаты $\hat{\theta}_{UE,k}$, $\hat{\varphi}_{UE,k}$, близкие по значению к координатам искомого UE, будут формировать локальные максимумы функции пространственного спектра $f(\hat{\theta}_{UE}, \hat{\varphi}_{UE})$, что позволяет определить направление на источник сигнала.

Метод 2D-MUSIC применим для антенных решеток с различной геометрией и показывает высокие рабочие характеристики в случае некогерентных и некоррелированных сигналов. При наличии корреляции между поступающими на AP gNB сигналами некоторые собственные значения корреляционной матрицы (5), относящиеся к подпространству сигналов, становятся соизмеримыми со значениями шумового подпространства $\lambda_{\hat{K}+1}, \lambda_N$. При полной когерентности принимаемых сигналов оценка размерности сигнального подпространства оказывается меньше количества источников излучения $\hat{K} < K$, и разрешение таких UE становится невозможным.

Для компенсации данного негативного эффекта применяется алгоритм пространственного сглаживания, описание которого будут представлено в следующем разделе.

3. Алгоритм пространственного сглаживания

Суть метода пространственного сглаживания заключается в разбиении антенной решётки базовой станции gNB на $B = B_x B_y$ перекрывающихся подрешёток (рис. 3), для каждой из которых производится расчёт корреляционных матриц и последующее их усреднение [13].

Процедура разбиения плоской антенной решётки на B подрешёток может быть представлена с помощью матриц селекции для вертикального и горизонтального рядов (рис. 3):

$$\mathbf{J}_{b_x} = [\mathbf{0}_{N_{sub,x} \times (b_x-1)}, \mathbf{I}_{N_{sub,x}}, \mathbf{0}_{N_{sub,x} \times (N_x - (N_{sub,x} + b_x - 1))}], \quad b_x = \overline{1, B_x}$$

$$\mathbf{J}_{b_y} = [\mathbf{0}_{N_{sub,y} \times (b_y-1)}, \mathbf{I}_{N_{sub,y}}, \mathbf{0}_{N_{sub,y} \times (N_y - (N_{sub,y} + b_y - 1))}], \quad b_y = \overline{1, B_y},$$

где $\mathbf{0}_{a \times b}$ – нулевая матрица размерности $a \times b$. Тогда матрица выбора подрешётки принимает вид: $\mathbf{J}_b = \mathbf{J}_{b_x} \otimes \mathbf{J}_{b_y}$, где $b = (b_x - 1) B_y + b_y$; \otimes – произведение Кронекера; $N_{sub,x}$, $N_{sub,y}$ – количество антенных элементов в подрешётке вдоль осей Ox , Oy .

Значения количества подрешёток B_x , B_y , размещаемых вдоль осей Ox , Oy , рассчитываются согласно формулам:

$$B_x = \left\lfloor \frac{N_x - \Delta_x}{N_{sub,x} - \Delta_x} \right\rfloor, \quad B_y = \left\lfloor \frac{N_y - \Delta_y}{N_{sub,y} - \Delta_y} \right\rfloor,$$

где Δ_x, Δ_y – количество антенных элементов, перекрываемых соседними подрешётками вдоль осей Ox, Oy ; $\lfloor \cdot \rfloor$ соответствует операции округления до нижележащего целого.

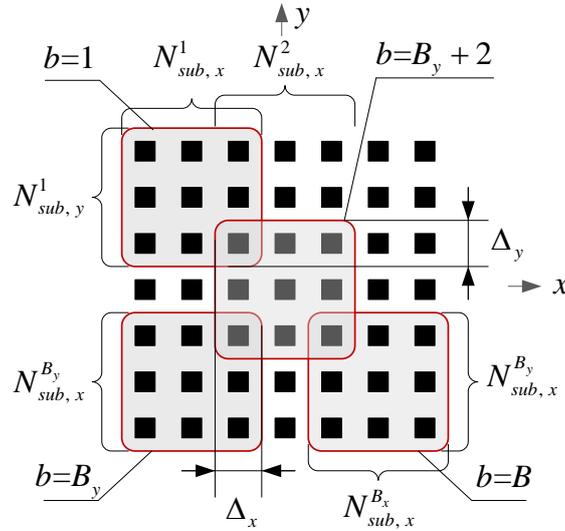


Рис. 3. Разбиение антенной решётки на подрешётки

Сигнал, поступающий на подрешётку b , может быть описан выражением:

$$\dot{\mathbf{Y}}_b = \mathbf{J}_b \dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{J}_b \dot{\mathbf{H}}_{\Sigma} \dot{\mathbf{S}} + \mathbf{J}_b \dot{\mathbf{W}} = \dot{\mathbf{H}}_{sub,b} \dot{\mathbf{S}} + \mathbf{J}_b \dot{\mathbf{W}} = \dot{\mathbf{H}}_{sub,1} \dot{\Phi}_b \dot{\mathbf{S}} + \mathbf{J}_b \dot{\mathbf{W}}, \quad (8)$$

где $\dot{\mathbf{H}}_{sub,b}$ – матрица отклика канала для подрешётки b ; $\dot{\Phi}_b = \text{diag}\{1, \psi_b \dots \psi_b\}$ – диагональная унитарная матрица, где $\psi_b = \exp(-j\Delta_b^T \boldsymbol{\beta}_{gNB})$ – оператор, описывающий фазовый сдвиг между сигналами, поступающими на подрешётки 1 и b ; вектор разницы в координатах между одинаково расположенными элементами b -й и 1-й подрешёток имеет следующий вид:

$$\Delta_b^T = \left[\frac{\lambda}{2} \text{mod}(b-1, N_{sub,x})(N_{sub,x} - \Delta_x), \frac{\lambda}{4}(N_{sub,y} - \Delta_y) \lfloor (b-1) / N_{sub,y} \rfloor \right].$$

Корреляционная матрица принимаемого сигнала для подрешётки b будет описываться выражением:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{Q}}_b &= \mathbf{J}_b \dot{\mathbf{Q}}_y \mathbf{J}_b^T = \dot{\mathbf{H}}_{sub,1} \dot{\Phi}_b E \left[\dot{\mathbf{S}} \dot{\mathbf{S}}^H \right] \dot{\Phi}_b^H \dot{\mathbf{H}}_{sub,1}^H + \mathbf{J}_b E \left[\dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{W}}^H \right] \mathbf{J}_b^T = \\ &= \dot{\mathbf{H}}_{sub,1} \dot{\Phi}_b \dot{\mathbf{Q}}_s \dot{\Phi}_b^H \dot{\mathbf{H}}_{sub,1}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_{sub}} \end{aligned} \quad (9)$$

Модифицированная корреляционная матрица получается методом усреднения значений корреляционных матриц поступающих на подрешетки сигналов:

$$\bar{\mathbf{Q}}_{ss} = \frac{1}{B} \sum_{b=1}^B \dot{\mathbf{Q}}_b = \dot{\mathbf{H}}_1 \bar{\mathbf{Q}}_s \dot{\mathbf{H}}_1^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_{sub}}, \quad (10)$$

где матрица $\bar{\mathbf{Q}}_s$ имеет вид:

$$\bar{\mathbf{Q}}_s = B^{-1} \left[\mathbf{I}, \dot{\Phi}_2 \dots \dot{\Phi}_B \right] \text{diag} \{ \dot{\mathbf{Q}}_s, \dot{\mathbf{Q}}_s \dots \dot{\mathbf{Q}}_s \} \left[\mathbf{I}, \dot{\Phi}_2^H \dots \dot{\Phi}_B^H \right]^T. \quad (11)$$

4. Численные результаты эксперимента и их интерпретация

В рамках данной работы была разработана программа имитационного моделирования, с помощью которой был проведён ряд вычислительных экспериментов. Целью проведения данных экспериментов являлся анализ влияния процедуры пространственного сглаживания на рабочие характеристики метода 2D-MUSIC при различных способах разбиения AP gNB на подрешётки в условиях наличия корреляции между отдельными источниками сигналов.

Эксперименты проводились для плоских эквидистантных AP (рис. 1) с расстоянием между элементами, равным половине длины волны несущего колебания: 0.5λ . Начала систем координат совпадают с центром масс AP gNB. Оценка корреляционной матрицы осуществлялась по 150 выборкам входного процесса. Исходные данные представлены ниже:

- частота несущего колебания $f_0 = 25$ ГГц (FR2);
- количество пользовательских устройств $K = 14$;
- высота подвеса антенны $h_{\text{gNB}} = 20$ м;
- высота положения пользовательского устройства $1.0 \leq h_{\text{UE}} \leq 2.0$ м;
- количество элементов AP gNB $N = N_x N_y = 16 \times 16 = 256$;
- количество элементов AP UE $M = M_x M_y = 4 \times 4 = 16$;
- расстояние между элементами в подрешётке AP gNB $d_{\text{sub}} = 0.5\lambda = 0.012$ м;
- метод определения количества UE – критерий Акаике (AIC).

Радиус соты при моделировании определялся согласно методике расчёта Coverage Dimensioning (рис. 4), для которой модель потерь на трассе рассчитывалась согласно TR38.901 [15]. Для диапазона FR2 использовались следующие значения аргументов для расчёта бюджета радиолинии:

- запас на медленные замирания – 8 дБ;
- типовые потери на проникновение через растительность – 17 дБ;
- типовые потери на проникновение через тело человека – 15 дБ;
- запас на интерференцию DL/UL – 1/0.5 дБ;
- значение сигнал/(шум + интерференция) SINR = 15 дБ;
- запас на осадки дождь/снег – 3 дБ.

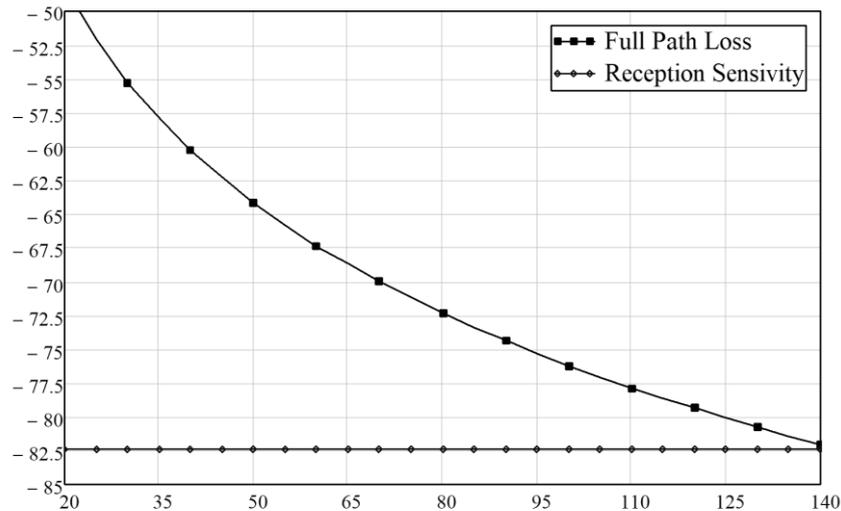


Рис. 4. Расчёт бюджета радиолинии

Как видно из рис. 4, радиус соты в данном случае может достигать $R_{\text{cell}} \approx 140$ м. В случае распространения сигнала в открытом пространстве расстояние между передающей и приёмной станциями, при котором обеспечивается приём сигналов, может превышать 800 метров на значительно большие расстояния (в данном случае – до 650 м с учётом двух переотражений от поверхностей, что характерно для городов). В рамках вычислительного эксперимента радиус соты составил 120 м, что обеспечивает уровень сигнала выше порога чувствительности приёмника.

Значения координат пользовательских устройств относительно gNB приведены в табл. 1.

Таблица 1. Координаты пользовательских устройств

UE	X, м	Y, м	Z, м	h_{UE} , м	UE-gNB, м	θ°	φ°
1	-50.7	48.8	-18.5	1.5	72.8	-14.7	46.1
2	-85.7	69.2	-18.9	1.1	111.8	-9.7	51.1
3	-35.4	44.8	-18.7	1.3	60.1	-18.1	38.3
4	-47.0	20.0	-18.5	1.5	54.4	-19.9	67.0
5	-10.9	103.0	-18.7	1.3	105.3	-10.2	6.0
6	-22.1	20.2	-18.3	1.7	35.1	-31.4	47.6
7	63.5	50.6	-18.4	1.6	83.2	-12.8	-51.5
8	-54.0	44.4	-18.2	1.8	72.2	-14.6	50.6
9	-61.6	36.6	-18.4	1.6	74.0	-14.4	59.3
10	-23.3	58.0	-17.9	2.1	65.0	-16.0	21.9
11	-17.6	47.8	-18.1	1.9	53.9	-19.6	19.9
12	73.9	80.9	-18.9	1.1	111.2	-9.8	-42.4
13	-50.8	44.2	-17.8	2.2	69.6	-14.8	49.0
14	-12.7	17.3	-18.6	1.4	28.4	-40.9	36.4

В табл. 1 жирным шрифтом обозначены UE с близкими значениями угловых координат: (1, 8, 13), (10, 11). На рис. 5 представлены диаграммы направленности AP 4×4 пользовательских устройств. Вычислительный эксперимент проводился для сценария, представленного на рис. 6, на котором изображена трасса не прямой видимости для UE₂. Для данного сценария длина трассы составила 534.8 м, разность хода лучей составляет 423 м, что соответствует временной задержке в 1.41 мкс и превышает длину циклического префикса в символах OFDM, которая составляет 0.6 мкс при использовании нумерологии $\mu = 3$.

В ходе эксперимента предполагалось, что данные от UE₂ и UE₆ передаются в ресурсных блоках с одинаковыми номерами соседних символов OFDM. Уровень сигнала от UE₆ на приёмной стороне устанавливался приблизительно равным уровню компоненты многолучевого распространения UE₂, что является возможным за счёт внесения потерь на прохождение радиосигнала через растительность и людей. Измерения снимались в интервале времени, расположенном на границе двух символов OFDM и не превышающем величину задержки компоненты многолучевого распространения UE₂.

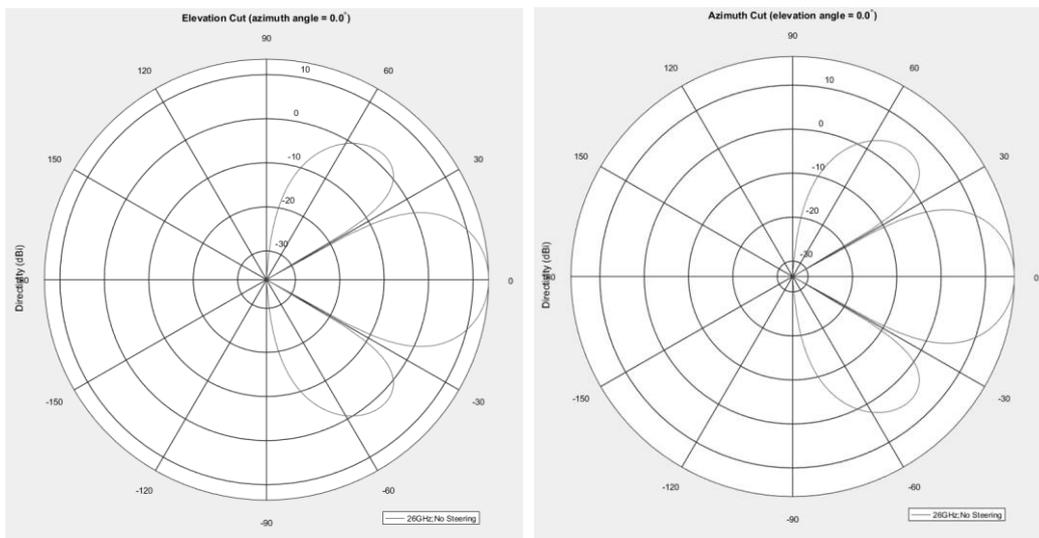


Рис. 5. Диаграмма направленности антенной решётки 4×4 (угол места и азимут)

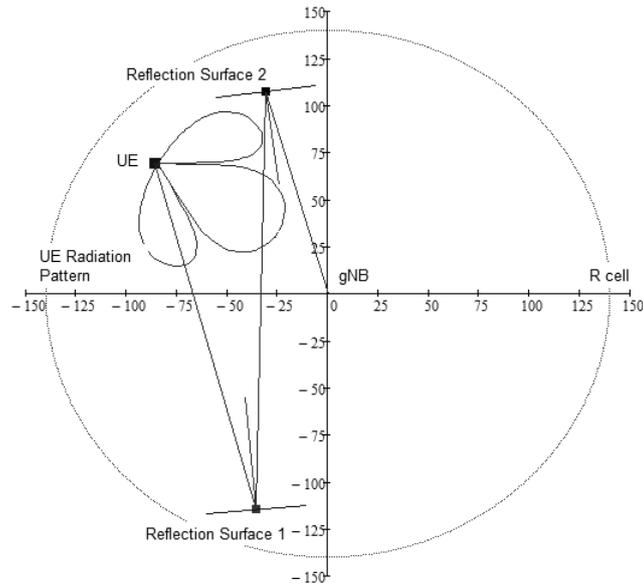


Рис. 6. Траектория распространения компоненты отражённого луча UE_2

С целью анализа влияния метода пространственного сглаживания на декорреляцию сигналов от UE_2 и UE_6 рассматривались различные варианты формирования подрешёток, сведения о которых представлены в табл. 2.

Таблица 2. Формирование подрешёток для метода пространственного сглаживания

Параметр	Вариант разбиения AP					
	1	2	3	4	5	6
Количество элементов в подрешётке по оси Ox	16	8	16	8	8	12
Количество элементов в подрешётке по оси Oy	16	16	8	8	8	12
Перекрытие подрешёток по оси Ox Δ_x	0	0	0	0	6	8
Перекрытие подрешёток по оси Oy Δ_y	0	0	0	0	6	8
Количество подрешёток B_x	1	2	1	2	5	2
Количество подрешёток B_y	1	1	2	2	5	2
Количество подрешёток B	1	2	2	4	25	4

Влияние способа разбиения антенной решетки при выполнении процедуры пространственного сглаживания на функцию (6) можно проследить в общем виде с помощью трехмерных графиков пространственного спектра (рис. 7). Тёмным цветом на графиках выделены точки истинных значений угловых координат пользовательских устройств.

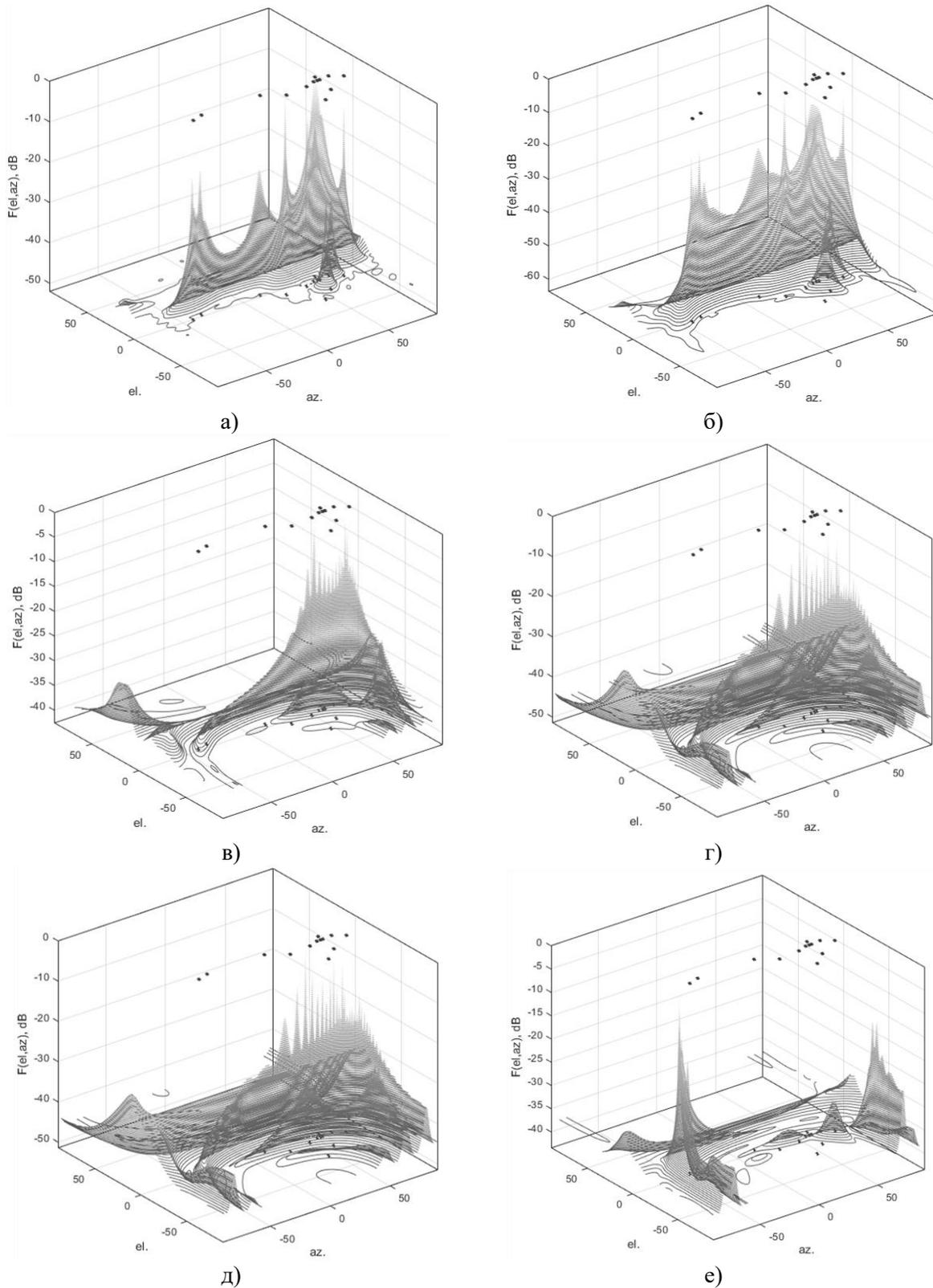


Рис. 7. Пространственный спектр сигнала при разных вариантах разбиения AP: а) вариант 1; б) вариант 2; в) вариант 3; г) вариант 4; д) вариант 5; е) вариант 6

Результаты измерений для 6 сценариев представлены в сводной табл. 3.

Таблица 3. Оценки угловых координат пользовательских устройств

UE _k	θ°	φ°	сценарий 1			сценарий 2			сценарий 3		
			$\hat{\theta}_{UE}^o$	$\hat{\varphi}_{UE,k}^o$	f, дБ	$\hat{\theta}_{UE}^o$	$\hat{\varphi}_{UE,k}^o$	f, дБ	$\hat{\theta}_{UE}^o$	$\hat{\varphi}_{UE}^o$	f, дБ
1	-14.7	46.1	-13.0	49.0	1.1	-13.0	47.0	-6.7	-17.0	46.0	-11.1
2	-9.7	51.1	-13.0	49.0	1.1	-10.0	51.0	-1.2	-	-	-
3	-18.1	38.3	-16.0	41.0	-7.1	-18.0	38.0	-6.8	-16.0	42.0	-0.2
4	-19.9	67.0	-18.0	69.0	-7.1	-18.0	69.0	-7.7	-	-	-
5	-10.2	6.0	-8.0	7.0	-18.3	-8.0	7.0	-1.6	-	-	-
6	-31.4	47.6	-	-	-	-24.0	45.0	-7.1	-	-	-
7	-12.8	-51.5	-11.0	-50.0	-14.3	-11.0	-50.0	-1.1	-	-	-
8	-14.6	50.6	-13.0	49.0	1.1	-13.0	47.0	-7.2	-18.0	47.0	-11.1
9	-14.4	59.3	-12.0	56.0	-9.4	-12.0	56.0	-21.4	-	-	-
10	-16.0	21.9	-14.0	24.0	0.2	-16.0	22.0	0.0	-15.0	25.0	-22.3
11	-19.6	19.9	-14.0	24.0	-15.4	-19.0	21.0	-21.1	-15.0	25.0	-22.3
12	-9.8	-42.4	-8.0	-41.0	-13.1	-8.0	-41.0	-1.1	-	-	-
13	-14.8	49.0	-13.0	49.0	1.1	-13.0	47.0	-7.2	-17.0	46.0	-11.1
14	-40.9	36.4	-39.0	38.0	-23.4	-39.0	38.0	-31.2	-	-	-
\hat{K}			12			14			13		
UE _k	θ°	φ°	сценарий 4			сценарий 5			сценарий 6		
			$\hat{\theta}_{UE}^o$	$\hat{\varphi}_{UE,k}^o$	f, дБ	$\hat{\theta}_{UE}^o$	$\hat{\varphi}_{UE,k}^o$	f, дБ	$\hat{\theta}_{UE}^o$	$\hat{\varphi}_{UE,k}^o$	f, дБ
1	-14.7	46.1	-18.0	49.0	-9.2	-18.0	49.0	-9.2	-12.0	52.0	-
2	-9.7	51.1	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3	-18.1	38.3	-15.0	37.0	0	-15.0	37.0	0	-	-	-
4	-19.9	67.0	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5	-10.2	6.0	-13.0	13.0	-26.3	-13.0	13.0	-26.3	-	-	-
6	-31.4	47.6	-	-	-	-	-	-	-	-	-
7	-12.8	-51.5	-	-	-	-	-	-	-12.0	-54.0	-21.2
8	-14.6	50.6	-18.0	49.0	-9.2	-18.0	49.0	-9.2	-	-	-
9	-14.4	59.3	-	-	-	-	-	-	-	-	-
10	-16.0	21.9	-13.0	21.0	-16.2	-13.0	21.0	-16.2	-	-	-
11	-19.6	19.9	-13.0	21.0	-16.2	-13.0	21.0	-16.2	-	-	-
12	-9.8	-42.4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
13	-14.8	49.0	-18.0	49.0	-9.2	-18.0	49.0	-9.2	-	-	-
14	-40.9	36.4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
\hat{K}			12			12			13		

В табл. 3 содержатся значения локальных максимумов функции пространственного спектра (7) $f(\hat{\theta}_{UE}, \hat{\varphi}_{UE})$ (в табл. 3 аргументы $\hat{\theta}_{UE}, \hat{\varphi}_{UE}$ опущены), взятые в области точки исходных координат пользовательских устройств $p_k(\theta_{UE,k}, \varphi_{UE,k})$, и значения $\hat{\theta}_{UE,k}, \hat{\varphi}_{UE,k}$, соответствующие точкам локальных максимумов. Окрестностью точки $p_k(\theta_{UE,k}, \varphi_{UE,k})$ берётся множество точек с целочисленными значениями координат $\hat{\theta}_{UE}, \hat{\varphi}_{UE}$, для которых расстояние до точки $p_k(\theta_{UE,k}, \varphi_{UE,k})$ не превышает 8° . Вычисление локальных максимумов, значения которых оказывались выше порогового уровня, определялись программой автоматически. Наличие прочерков в таблице означает, что максимумы спектра не наблюдались в области точки $p_k(\theta_{UE,k}, \varphi_{UE,k})$ или два устройства с близкими значениями угловых координат могли быть определены как одно устройство. Значения локальных максимумов пространственного спектра, соответствующие ошибочным оценкам угловых координат UE, в таблице не представлены.

С целью оценки влияния выбора подрешёток в процедуре пространственного сглаживания на разрешающие способности метода 2D-MUSIC на рис. 8а – 8е приведены графики сечений пространственного спектра плоскостями, параллельными плоскости $f(\hat{\theta}_{UE}, \hat{\phi}_{UE}) \circ \hat{\phi}_{UE}$, для значений $\hat{\theta}_{UE}$, близких значениям угла места пользовательских устройств (рис. 5а, в, д). Также на рис. (рис. 8б, г, е) приведены фрагменты сечений пространственного спектра, сделанных в области координат пары UE {1, 12}. Под разрешающей способностью метода 2D-MUSIC понимается минимальный разнос по угловым координатам, при котором между пиками пространственного спектра обеспечивается глубина провала не менее чем 5 дБ [16].

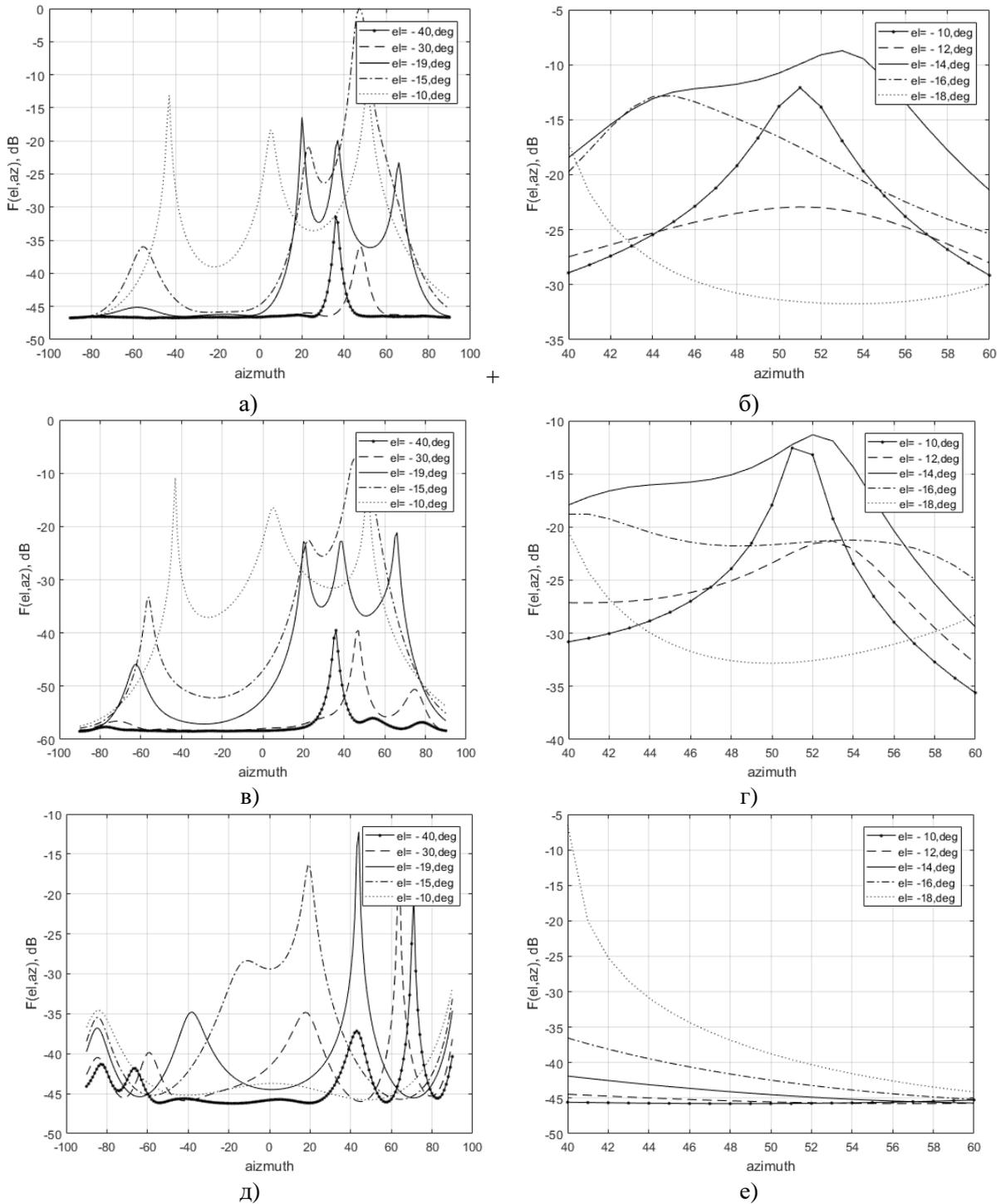


Рис. 8. Сечения пространственного спектра: Эксперимент 1. а) UE 1–14 5; б) UE 1,12; Эксперимент 2. в) UE 1–14 5; г) UE 1,12; Эксперимент 5. д) UE 1–14 5; е) UE 1,12

В табл. 4 приведены средние значения ошибок оценивания угловых координат, взятые по модулю, для пользовательских устройств, местоположение которых согласно табл. 3 можно считать обнаруженным верно.

Таблица 4. Оценки угловых координат пользовательских устройств

Параметр	номер сценария					
	1	2	3	4	5	6
$ E[\Delta\theta_{UE}] $	0.60°	0.32°	0.96°	3.35°	3.35°	4.10°
$\max \Delta\theta_{UE} $	3.70°	1.00°	3.80°	4.40°	4.40°	4.10°
$ E[\Delta\varphi_{UE}] $	0.83°	0.63°	0.87°	4.09°	3.96°	3.70°
$\max \Delta\varphi_{UE} $	3.80°	1.80°	3.80°	4.50°	4.50°	3.70°

Данные, полученные в ходе проведения экспериментов, показывают, что:

1. Рассмотренный в данной работе алгоритм пространственного сглаживания позволяет повысить точность определения размерности подпространства сигналов с помощью критерия Акаике в случае разбиения AP на подрешётки прямоугольной формы. Количество элементов в ряду большей длины должно стремиться к количеству элементов ряда AP. В случае разбиения AP на подрешётки квадратной формы применение процедуры пространственного сглаживания не привело к повышению точности определения размерности сигнального подпространства (табл. 2).

2. В случае разбиения AP на прямоугольные подрешётки согласно сценарию 2 процедура пространственного сглаживания обеспечивает декорреляцию сигналов от источников 2 и 6 и повышает разрешающую способность метода. Как видно из рис. 8.г 2D-MUSIC, провал между пиками пространственного спектра, разнесенными на 3°, составляет 5 дБ. При других способах разбиения AP разрешение пользовательских устройств с номерами 1 и 2 не осуществляется. Разрешение узлов 8 и 13 с меньшим угловым разносом не было осуществлено ни в одном из проведенных экспериментов.

3. Рассмотренный в данной работе алгоритм пространственного сглаживания в случае разбиения AP на подрешётки квадратной формы приводит к искажениям тела функции пространственного спектра сигнала, схожим по эффекту воздействия с положительной дисторсией (рис. 9в), что в экспериментах 3 – 6 устраняет положительный эффект от декорреляции сигналов.

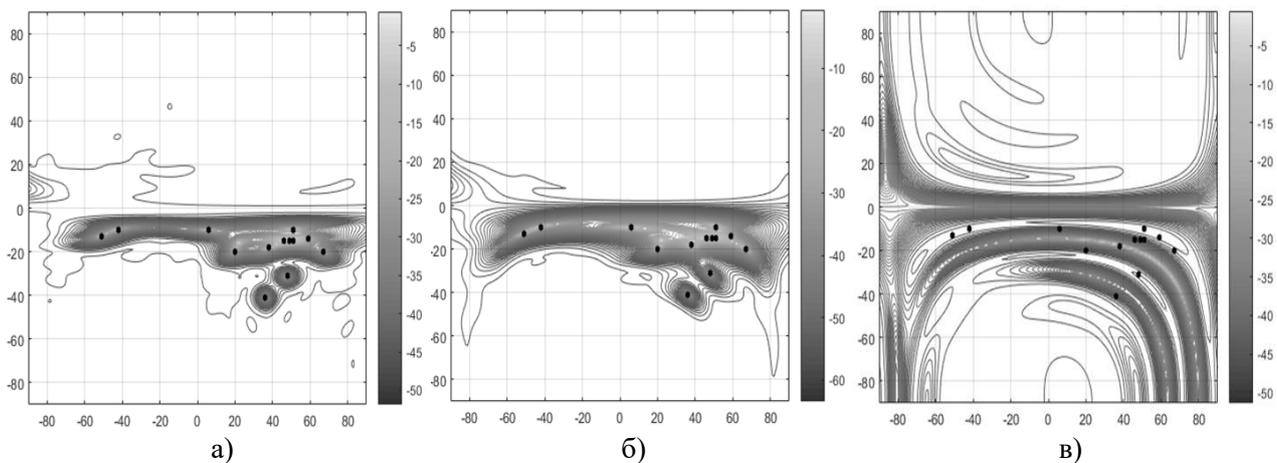


Рис. 9. Изолинии пространственного спектра сигнала для разных способов разбиения AP: а) вариант 1 (без пространственного сглаживания); б) вариант 2; в) вариант 4

Аналогичные искажения наблюдаются при разбиении АР на подрешётки прямоугольной формы вдоль оси Oy . Данного вида искажения приводят к сдвигу пиков пространственного спектра, что значительно увеличивает погрешности оценивания угловых координат пользовательских устройств (табл. 4) по сравнению с вариантом, когда процедура пространственного сглаживания не выполняется. В случае разбиения АР на подрешётки прямоугольной формы вдоль оси Ox наблюдается снижение уровня минимальных значений пространственного спектра на 15 – 20 дБ по сравнению с методом 2D-MUSIC без применения пространственного сглаживания (рис. 8б). Искажения формы пространственного спектра наблюдаются незначительные.

На основе полученных наблюдений можно сделать вывод о том, что выбор формы подрешётки и последующий способ разбиения плоской АР базовой станции при проведении процедуры пространственного сглаживания непосредственно влияет на рабочие характеристики метода определения направления прихода сигнала 2D-MUSIC.

Алгоритм пространственного сглаживания, направленный на устранение эффекта корреляции сигналов, повышает точность определения количества источников излучения и разрешающую способность метода 2D-MUSIC при разбиении АР на подрешётки прямоугольной формы вдоль оси Ox .

5. Заключение

В настоящей работе был исследован алгоритм пространственного сглаживания, направленный на устранение корреляционных связей между сигналами, принимаемыми антенной решеткой базовой станции. С помощью вычислительных экспериментов была произведена оценка влияния процедуры пространственного сглаживания корреляционной матрицы при различных способах разбиения антенной решётки базовой станции на рабочие характеристики пространственного метода вычисления угловых координат 2D-MUSIC.

Результаты вычислительных экспериментов показали, что в случае применения процедуры пространственного сглаживания корреляционной матрицы рабочие характеристики метода 2D-MUSIC повышаются при разбиении АР вдоль оси Ox на подрешетки прямоугольной формы. Для заданного случая достигается значение величины допустимого углового разнеса между устройствами, равное 3° . Математические ожидания погрешности вычислений азимута и угла места не превысили 0.8° при максимальных значениях абсолютной величины погрешности оценивания, равных 1.8° по азимуту и 1.0° по углу места. Полученная точность определения направления прихода/ухода сигнала (DOA/DOD) устройств может считаться достаточной для управления диаграммой направленности антенной решетки базовой станции в отдельной радиолинии сверхплотной сети радиодоступа миллиметрового диапазона.

Литература

1. *Duong Trung Q. et al.* Ultra-Dense Networks for 5G and Beyond: Modelling, Analysis, and Applications. 1st ed. Wiley, 2019. ISBN: 1-119-47372-1.
2. *Gross F. B.* Smart antennas for wireless communications with MATLAB. McGraw Hills, 2005. 288 p.
3. *Григорьев В. А., Щесняк С. С., Гулюшин В. Л., Распаев Ю. А., Лагутенко О. И., Щесняк А. С.* Адаптивные антенные решетки: учебное пособие в 2-х частях. Часть 1. Санкт-Петербург: Университет ИТМО, 2016. 179 с.
4. *Григорьев В. А., Щесняк С. С., Гулюшин В. Л., Распаев Ю. А., Хворов И. А., Щесняк А. С.* Адаптивные антенные решетки: учебное пособие в 2-х частях. Часть 2. Санкт-Петербург: Университет ИТМО, 2016. 118 с.

5. *Фокин Г. А.* Моделирование сверхплотных сетей радиодоступа 5G с диаграммообразованием // Т-Comm-Телекоммуникации и Транспорт. 2021. Т. 15, № 5. С. 4–21.
6. *Фокин Г. А.* Модели диаграммообразования в сверхплотных сетях радиодоступа 5G. Часть 1. Оценка помех // Первая миля. 2021. № 3 (95). С. 66–73.
7. *Фокин Г. А.* Модели диаграммообразования в сверхплотных сетях радиодоступа 5G. Часть 2. Оценка разнеса устройств // Первая миля. 2021. № 4 (96). С. 66–73.
8. *Фокин Г. А.* Процедуры выравнивания лучей устройств 5G NR // Электросвязь. 2022. № 2. С. 26–31.
9. *Фокин Г. А.* Модели управления лучом в сетях 5G NR. Часть 1. Выравнивание лучей при установлении соединения // Первая миля. 2022. № 1 (101). С. 42–49.
10. *Фокин Г. А.* Модели управления лучом в сетях 5G NR. Часть 2. Выравнивание лучей при ведении радиосвязи // Первая миля. 2022. № 3 (103). С. 62–69.
11. *Молчанов Д. А.* Разработка подходов, методов исследования и моделей обеспечения показателей качества обслуживания в беспроводных сетях пятого поколения: специальность 05.12.13 «Системы, сети и устройства телекоммуникаций»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Молчанов Дмитрий Александрович; Российский университет дружбы народов. Санкт-Петербург, 2020. 315 с.
12. Многолучевое распространение и параметризация его характеристик: рекомендация МСЭ-R P.1407-6: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1407-8-202109-I!!PDF-R.pdf (дата обращения: 12.07.2023).
13. *Van Trees H. L.* Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. Wiley 2002. ISBN 978-0-47109390-9.
14. *Chen Zh., Gokeda G., Yu Y.* Introduction to Direction-of-Arrival Estimation. Artech, 2010. ISBN: 9781596930896.
15. 3GPP TR 38.901 V16.1.0 Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. Release 16. Dec. 2019.
16. *Ратынский М. В.* Адаптация и сверхразрешение в антенных решётках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.

Фокин Григорий Алексеевич

д.т.н., доцент, профессор кафедры радиосвязи и вещания, Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ, 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, к.1), тел. +7 812 305-12-68, e-mail: fokin.ga@sut.ru, ORCID ID: 0000-0002-5358-1895.

Гришин Илья Владимирович

к.т.н., доцент кафедры сетей связи и передачи данных, Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ, 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, к.1), тел. +7 812 305-12-74, e-mail: grishin.iv@sut.ru, ORCID ID: 0000-0003-2161-731X.

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: Каждый автор внес равную долю участия как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.

Evaluation of the Influence of the Spatial Smoothing Procedure of the Correlation Matrix on the Efficiency of the 2D-MUSIC Method

Grigoriy A. Fokin, Ilya V. Grishin

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT)

Abstract: The occurrence of correlations between radio signals arriving at the antenna array of the base station reduces the effectiveness of subspace methods for positioning user devices in wireless communication networks. For the purpose of radiation sources decorrelation, a spatial smoothing algorithm can be applied dividing the base station antenna array into sub-arrays and then averaging the signal correlation matrices obtained for these sub-arrays. In this paper, we investigate the impact of various ways of dividing a flat equidistant antenna array into subarrays on the performance of the 2D-MUSIC multiple signal classification method in the scenario of ultra-dense networks operating in the FR2 band.

Keywords: algorithm for multiple signal classification, azimuth, elevation angle, spatial signal spectrum, spatial smoothing.

For citation: Fokin G. A., Grishin I. V. Evaluation of the influence of the spatial smoothing procedure of the correlation matrix on the efficiency of the 2D-MUSIC method (in Russian). *Vestnik SibGUTI*, 2024, vol. 18, no. 1, pp. 91-108. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-1-91-108>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Fokin G. A., Grishin I. V., 2024

The article was submitted: 26.07.2023;
revised version: 01.10.2023;
accepted for publication 01.10.2023.

References

1. Duong Trung Q. et al. *Ultra-Dense Networks for 5G and Beyond: Modelling, Analysis, and Applications*. 1st ed., Wiley, 2019.
2. Gross F.B. *Smart antennas for wireless communications with MATLAB*. McGraw Hills, 2005. 288 p.
3. Grigor'ev V. A., Shchesnyak S. S., Gulyushin V. L., Raspaev Yu. A., Lagutenko O. I., Shchesnyak A. S. *Adaptivnye antennye reshetki. Chast' 1* [Adaptive antenna arrays. Part 1]. Saint Petersburg, ITMO University, 2016. 179 p.
4. Grigor'ev V. A., Shchesnyak S. S., Gulyushin V. L., Raspaev Yu. A., Khvorov I. A., Shchesnyak A. S. *Adaptivnye antennye reshetki. Chast' 1* [Adaptive antenna arrays. Part 1]. Saint Petersburg, ITMO University, 2016. 118 p.
5. Fokin G. A. Modelirovanie sverkhplotnykh setei radiodostupa 5G s diagrammoobrazovaniem [Modeling of ultra-dense 5G radio access networks with beamforming]. *T-Comm-Telekommunikatsii i Transport*, 2021, vol. 15, no. 5, pp. 4-21.
6. Fokin G. A. Modeli diagrammoobrazovaniya v sverkhplotnykh setyah radiodostupa 5G. Chast' 1. Ocenka pomeh [Diagram formation models in ultra-dense 5G radio access networks. Part 1. Evaluation of interference]. *Pervaja milja*, 2021, no. 3 (95), pp. 66-73.
7. Fokin G. A. Modeli diagrammoobrazovaniya v sverkhplotnykh setyah radiodostupa 5G. Chast' 2. Ocenka raznosa ustrojstv [Diagram formation models in ultra-dense 5G radio access networks. Part 2. Evaluation of device spacing]. *Pervaja milja*, 2021, no. 4 (96), pp. 66-73.
8. Fokin G. A. Procedury vyravnivaniya luchey ustrojstv 5G NR [Beam alignment procedures for 5G NR devices]. *Jelektrosvjaz'*, 2022, no. 2, pp. 26-31.
9. Fokin G. A. Modeli upravleniya luchom v setyah 5G NR. Chast' 1. Vyravnivanie luchey pri ustanovlenii soedineniya [Beam Steering Models in 5G NR Networks. Part 1. Alignment of beams when establishing a connection]. *Pervaja milja*, 2022, no. 1 (101), pp. 42-49.

10. Fokin G. Modeli upravljenja luchosm v setjah 5G NR. Chast' 2. Vyravnavanie luchej pri vede-nii radi-osvjazi [Beam control models in 5G NR networks. Part 2. Alignment of beams in radio communications]. *Pervaja milja*, 2022, no. 3 (103), pp. 62-69.
11. Molchanov D. A. *Razrabotka podhodov, metodov issledovanija i modelej obespechenija pokazatelej kachestva obsluzhivaniya v besprovodnyh setjah pjatogo pokolenija* [Development of approaches, research methods and models for ensuring quality of service indicators in wireless networks of the fifth generation]. Doctor's degree dissertation, Saint Petersburg, 2020, 315 p.
12. *Mnogoluchevoe rasprostranenie i parametrizacija ego harakteristik: rekomendacija MSJe-R P.1407-6* [Recommendation ITU-R P.1407-8: Multipath propagation and parameterization of its characteristics], available at: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1407-8-202109-I!!PDF-R.pdf (accessed 12.07.2023).
13. Van Trees H. L. *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. Wiley, 2002.
14. Chen Zh., Gokeda G., Yu Y. *Introduction to Direction-of-Arrival Estimation*. Artech, 2010.
15. *3GPP TR 38.901 V16.1.0 Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz*. Release 16. Dec, 2019.
16. Ratynskij M. V. *Adaptacija i sverhrazreshenie v antennyh reshjotkah* [Adaptation and Super Resolution in Antenna Arrays]. Moscow, Radio i svjaz', 2003. 200 p.

Grigoriy A. Fokin

Dr. of Sci. (Engineering), Professor of the Department of Radioreception and Broadcasting, The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT, Russia, 193232, Saint-Petersburg, Bolshevikov Ave. 22), phone: +7 812 305-12-68, e-mail: fokin.ga@sut.ru, ORCID ID: 0000-0002-5358-1895.

Ilya V. Grishin

Cand. of Sci. (Engineering), Associate Professor of the Department of Communication Networks and Data Transmission, The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT, Russia, 193232, Saint-Petersburg, Bolshevikov Ave. 22), phone: +7 812 305-12-74, e-mail: grishin.iv@sut.ru, ORCID ID: 0000-0003-2161-731X.