

Оценка допустимого углового разноса устройств для сценария диаграммообразования в сверхплотных сетях радиодоступа миллиметрового диапазона¹

И. В. Гришин, Г. А. Фокин

Данная работа посвящена оцениванию допустимого углового разноса между устройствами, работающими в сверхплотных сетях радиодоступа в миллиметровом диапазоне волн для последующего формирования антенной решеткой базовой станции трёхмерной диаграммы направленности с оптимальными характеристиками. Содержание настоящей работы можно разделить на две части. В первой части приводится математическая формализация оценки количества источников радиоизлучения и их угловых координат. На основе представленной математической модели и разработанной программы имитационного моделирования во второй части работы выполняется исследование и установление точностных характеристик углового разноса устройств в зависимости от помех в сценарии диаграммообразования сверхплотных сетей радиодоступа при использовании устройствами алгоритма комбинированного измерения азимута и угла места.

Ключевые слова: алгоритм множественной классификации сигналов, азимут, угол места, пространственный спектр сигнала, плоская эквидистантная антенная решетка, разнос угловых координат.

1. Введение

В настоящее время на территории Российской Федерации начинается развитие сетей мобильной связи пятого поколения (5G). Внедрение данной технологии согласно прогнозам специалистов сформирует 70 % от общего объема экономического эффекта от технологий беспроводной связи. Так, к 2024 году покрытие сетью 5G должно быть организовано в 10 городах Российской Федерации с количеством населения не менее 1 млн человек [1].

Для достижения установленных показателей развития беспроводной связи был разработан ряд технологических задач, в состав которых входит разработка аппаратных и программно-аппаратных решений для создания сети NG-RAN в составе активных многоэлементных антенных систем FD-MIMO [2, 3]. Данная задача, помимо прочего, включает в себя разработку алгоритмов адаптивного формирования трехмерной диаграммы направленности антенной системой [4], что позволит компенсировать высокие потери в тракте распространения, обеспечит надежное обнаружение и последующее отслеживание сигнала как на этапе начального установления соединения [5, 6], так и при ведении направленной радиосвязи [7, 8].

Для того, чтобы основной лепесток формируемой антенной решёткой (АР) базовой станции (БС) диаграммы направленности был направлен строго на абонентский терминал (АТ), станция должна располагать данными об угловых координатах данного терминала. Известные

¹ Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда (грант № 22-29-00528), <https://rscf.ru/project/22-29-00528/>

алгоритмы ESPRIT и MUSIC [9, 10] демонстрируют свою высокую эффективность в обнаружении направления прихода сигнала и применимы для систем с антенными решётками любой конфигурации. В то же время на основе классических алгоритмов ESPRIT и MUSIC управление изменением направления основного лепестка диаграммы направленности антенны возможно только на плоскости. Для формирования трехмерной диаграммы направленности антенной системой требуется использование модификаций вышеперечисленных алгоритмов.

Целью данной работы является исследование и установление точностных характеристик углового разноса устройств в зависимости от помех в сценарии диаграммообразования сверхплотных сетей радиодоступа при использовании устройствами алгоритма комбинированного измерения азимута и угла места, в том числе анализ потенциальных характеристик алгоритма 2D-MUSIC, таких как: точность в определении количества источников радиоизлучения, точность оценки угловых координат и минимальный угловой разнос между устройствами, работающими в диапазоне частот FR2 (24250–52600 ГГц).

2. Модель распространения сигнала в системах MIMO

Рассматриваемый в данной статье частотный диапазон FR2 предполагает возможность интеграции антенн MIMO в АТ, и на данный момент времени уже имеются технические решения для диапазонов частот n257 (26.5–29.5 ГГц), n259 (39.5–43.5 ГГц), n260 (37–40 ГГц) и n261 (27.5–28.35 ГГц) [11–13].

Вычисление пространственных координат АТ базовой станцией возможно за счёт извлечения необходимой информации из параметров принимаемого станцией радиосигнала, который, как известно, в однородной среде распространяется прямолинейно и с постоянной скоростью $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с. Антенны БС и АТ представляют в данном случае плоские эквидистантные решётки, состоящие из N_{UT} элементов антенны передающей и N_{BS} элементов для антенны, принимающей радиосигнал. При этом для антенны БС $N_{BS} \gg 1$, что позволяет обнаруживать угол места θ , азимут φ поступления радиосигнала от АТ, а также обеспечивать формирование узкой диаграммы направленности как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях.

В настоящее время в сетях мобильной связи применяется технология многопользовательских систем MU-MIMO (multiuser MIMO), которая предусматривает одновременное взаимодействие БС с несколькими АТ, количество которых здесь обозначено как K . Тогда вектор сигнала $\dot{\mathbf{s}}_T(t) = [\dot{s}_{T,1}(t) \ \dot{s}_{T,2}(t) \ \dots \ \dot{s}_{T,N_{UT}}(t)]^T$, излучаемого АР БС в режиме MU-MIMO, описывается комплексным вектором вида:

$$\dot{\mathbf{s}}_T(t) = \sqrt{E_S} \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{s}}(t), \quad \dot{\mathbf{s}}_T \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times 1}, \quad (1)$$

где E_S – энергия, требуемая для передачи одного символа;

$\dot{\mathbf{s}}(t) = [\dot{s}_1(t) \ \dot{s}_2(t) \ \dots \ \dot{s}_K(t)]^T$, $\dot{\mathbf{s}} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ – вектор комплексных сигналов, излучаемых АТ.

$\dot{\mathbf{W}} = [\dot{\mathbf{w}}_1 \ \dot{\mathbf{w}}_2 \ \dots \ \dot{\mathbf{w}}_K] \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times K}$ – матрица, состоящая из векторов комплексных весовых коэффициентов, формирующих диаграмму направленности АР для каждого из K направлений радиоизлучения. Вектор комплексных весовых коэффициентов, необходимых для формирования диаграммы направленности в направлении $k=1 \dots K$, определяется согласно выражению:

$$\dot{\mathbf{w}}_k = K^{-1/2} \dot{\mathbf{a}}_{BS,k}(\Theta_{T,k}), \quad 1 \leq k \leq K, \quad (2)$$

где $\dot{\mathbf{a}}_{BS,k}(\Theta_{T,k}) \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times 1}$ – вектор откликов элементов АР БС, излучающей в направлении k -го АТ;

$\Theta_{T,k} = (\theta_{T,k}, \varphi_{T,k})$ – угловые координаты выхода сигнала в направлении k -го АТ;

$\varphi_{T,k}$ – угол ориентации k -го луча в горизонтальной плоскости относительно нормали апертуры плоской АР (азимут);

$\theta_{T,k}$ – угол ориентации k -го луча в вертикальной плоскости относительно нормали апертуры плоской АР (угол места).

В первом приближении можно считать, что количество элементов АР для всех АТ составляет N_{UT} . Тогда принимаемый АР БС сигнал может быть представлен выражением следующего вида:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{s}}_R(t) &= \sum_{k=1}^K \dot{\mathbf{v}}_k^H \left(\sum_{m=1}^{M_k} \dot{\mathbf{h}}_{k,m} \dot{\mathbf{s}}_k(t - \tau_{k,m}) + \dot{\mathbf{n}}_k(t) \right) = \\ &= \sum_{k=1}^K \left(\dot{\mathbf{v}}_k^H \dot{\mathbf{h}}_{k,1} \dot{\mathbf{s}}_k(t - \tau_{k,1}) + \sum_{m'=2}^{M_k} \dot{\mathbf{v}}_k^H \dot{\mathbf{h}}_{k,m'} \dot{\mathbf{s}}_k(t - \tau_{k,m'}) + \dot{\mathbf{v}}_k^H \dot{\mathbf{n}}_k(t) \right),\end{aligned}\quad (3)$$

где M_k – количество составляющих сигнала, поступающего на БС от k -го АТ;

$m = 1$ – компонента принимаемого сигнала для условия прямой видимости (LOS);

$m > 1$ – компоненты многолучевого распространения при условии отсутствия прямой видимости (NLOS);

$\dot{\mathbf{v}}_k \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times 1}$ – вектор комплексных весовых коэффициентов устройства обработки сигналов на приёмной стороне БС;

$\dot{\mathbf{h}}_{k,m} \approx \dot{h}_{k,m} \sqrt{N_{BS} N_{UT}} \dot{\mathbf{a}}_R(\Theta_{R,k,m}) \dot{\mathbf{a}}_T^H(\Phi_{T,k,m}) \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times N_{UT}}$ – матрица канала для m -й составляющей сигнала, поступающего от k -го АТ, в том случае, если количество составляющих сигнала для k -го АТ (в случае, если компонента отсутствует, $\dot{\mathbf{h}}_{k,m}$ является нулевой);

$\Phi_{T,k,m} = (\theta_{T,k,m}^{UT}, \varphi_{T,k,m}^{UT})$ – угловые координаты, соответствующие m -й составляющей сигнала, излучаемого АР k -го АТ;

$\Theta_{R,k,m} = (\theta_{R,k,m}^{BS}, \varphi_{R,k,m}^{BS})$ – угловые координаты прихода на АР БС m -й составляющей сигнала k -го АТ;

$\dot{h}_{k,m}$ – комплексный отклик канала на m -ю составляющую сигнала от k -го АТ;

$\tau_{k,m}$ – время задержки m -й компоненты сигнала, передаваемого k -м АТ;

$[]^H$ – символ эрмитова сопряжения;

$\dot{\mathbf{n}}(t) \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times 1}$ – вектор комплексной шумовой составляющей.

Векторы комплексных откликов элементов АР БС и АТ на сигнал в случае передачи и приема $\dot{\mathbf{a}}_{BS}(\Theta)$, $\dot{\mathbf{a}}_{UT}(\Phi)$ определяются согласно выражению:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{a}}_{BS}(\Theta_{ind}) &= N_{BS}^{-1/2} \exp\left(-j \mathbf{x}_{BS}^T \boldsymbol{\beta}(\theta_{ind}^{BS}, \varphi_{ind}^{BS})\right) \\ \dot{\mathbf{a}}_{UT}(\Phi_{ind}) &= N_{UT}^{-1/2} \exp\left(-j \mathbf{x}_{UT}^T \boldsymbol{\beta}(\theta_{ind}^{UT}, \varphi_{ind}^{UT})\right),\end{aligned}\quad (4)$$

где $\boldsymbol{\beta}(\theta_{ind}^{IND}, \varphi_{ind}^{IND}) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot [\sin(\theta_{ind}^{IND}) \cos(\varphi_{ind}^{IND}), \sin(\theta_{ind}^{IND}) \sin(\varphi_{ind}^{IND}), \cos(\theta_{ind}^{IND})]^T$ – векторное волновое число;

$\mathbf{x}_{IND} = [\mathbf{x}_{IND,1} \ \mathbf{x}_{IND,2} \ \dots \ \mathbf{x}_{IND,N_{IND}}]$ – матрица декартовых координат элементов АР БС

или АТ ($\mathbf{x}_{IND,n} = [x_{IND,n}, y_{IND,n}, z_{IND,n}]^T$, $n \in 1 \dots N_{IND}$);

IND – индекс, определяющий принадлежность к базовой станции BS или терминалу UT ;

ind соответствует нижним индексам в (2), а также в выражении, описывающем $\dot{\mathbf{h}}_{k,m}$.

В выражении (3) второе слагаемое, представленное суммой по m' , определяет интерференцию в восходящем канале. Соотношение сигнал/(шум+интерференция) для выражения (3) может быть определено как:

$$SINR_k = \frac{E_{S,k} \left| E \left[\dot{\mathbf{v}}_k^H \dot{\mathbf{h}}_{k,1} \right] \right|^2}{\sum_{k=1}^K \sum_{m'=2}^M E_{S,k} \left[\left| \dot{\mathbf{v}}_k^H \dot{\mathbf{h}}_{k,m'} \right|^2 \right] + \sigma^2 E \left[\left\| \dot{\mathbf{v}}_k \right\|^2 \right]}. \quad (5)$$

Приведенные в работе [14] результаты исследований показали, что в сценариях многолучевого распространения радиоволн миллиметрового диапазона максимальное количество компонент многолучевого распространения (КМП) равно 4. Данный факт позволяет при моделировании многолучевого распространения сигналов в диапазоне частот 28 ГГц использовать распределение Пуассона с математическим ожиданием 1.8 [15].

Для оценки значений составляющих принимаемого сигнала может быть использована частная модель распространения радиосигналов в условиях городских микросот с радиусом не более 200 м (UMi) для высот подвесов антенн БС $h_{BS} = 10$ м и АТ $1.5 \text{ м} \leq h_{UT} \leq 22.5$ м (рис. 1), которая представлена в техническом отчёте 3GPP TR 38.901 [16].

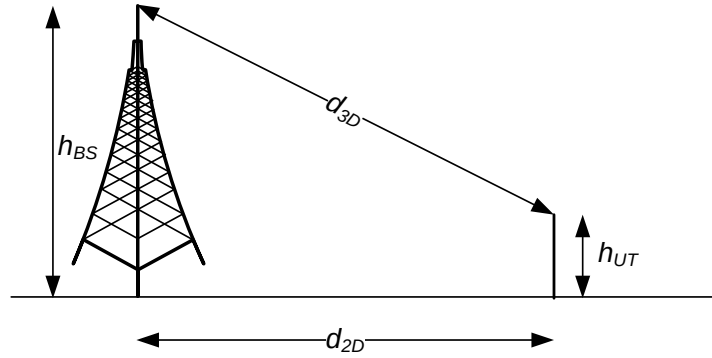


Рис. 1. Модель распространения сигнала

Потери на трассе в условиях прямой видимости LOS определяются согласно выражению:

$$PL_{UMi-LOS} = \begin{cases} 32.4 + 21 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) & 10 \text{ м} \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ 32.4 + 40 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) - \\ - 9.5 \log_{10}((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2) & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5 \text{ км} \end{cases} \quad (6)$$

В условиях отсутствия прямой видимости NLOS потери на трассе определяются как:

$$PL_{UMi-NLOS} = \max(PL_{UMi-LOS}, PL'_{UMi-NLOS}) \text{ для } 10 \text{ м} \leq d_{2D} \leq 5 \text{ км}, \quad (7)$$

где $PL'_{UMi-NLOS} = 35.3 \log_{10}(d_{3D}) + 22.4 + 21.3 \log_{10}(f_c) - 0.3(h_{UT} - 1.5)$;

d'_{BP} – расстояние до точки прерывания, м, определяемое согласно выражению:

$$d'_{BP} = 4\lambda^{-1}(h_{BS} - h_E)(h_{UT} - h_E),$$

где h_E – усреднённая высота местности в зоне приёма, м;

λ – длина волны центральной частоты узкополосного сигнала, м.

Зависимости потерь распространения сигнала от расстояния для условий LOS и NLOS на частоте 28 ГГц (диапазоны частот n257, n261) для разных значений высот подвеса антенн АТ и $h_E = 1$ м представлены на рис. 2.

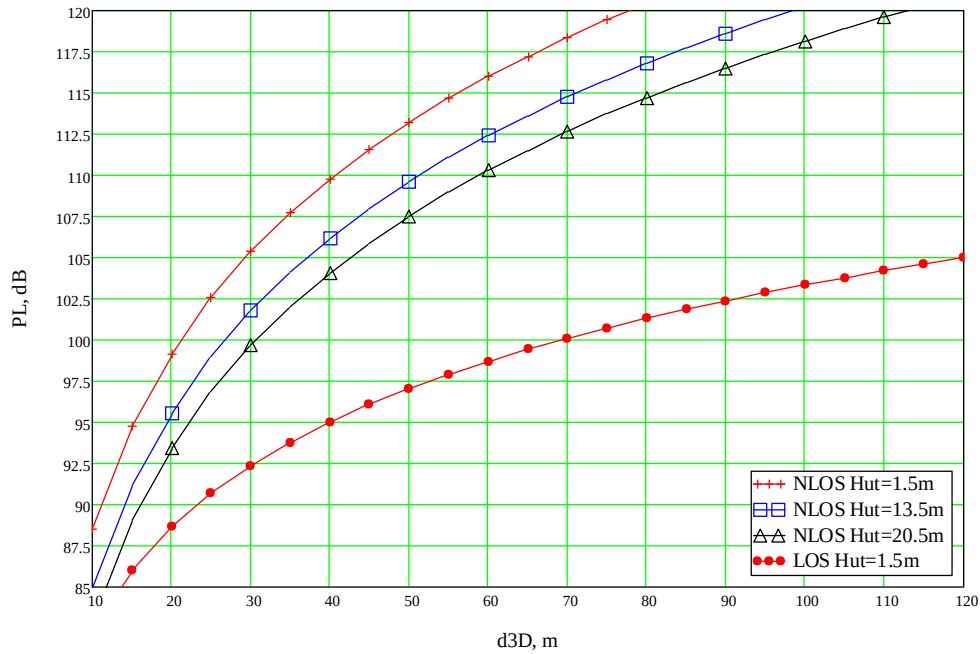


Рис.2. Зависимость потерь распространения сигнала от расстояния

Согласно спецификации 3GPP TS38.101-2 [17] для диапазонов частот n257, n258, n260, n261 максимальное значение эквивалентной изотропно-излучаемой мощности для устройств 3-го класса составляет $EIRP=43$ дБм, а чувствительность приёмника находится выше уровня $p_{RS} \geq -88.3$ дБм. Как видно из рис. 2, радиус соты для сетей, работающих в данных диапазонах частот, должен быть ограничен несколькими десятками метров. Для UDN рассматривается возможность размещения БС на столбах уличного освещения, что приводит к формированию пикосот. Для пикосот с учётом [14] вполне вероятны сценарии, когда передача сигналов осуществляется в условиях прямой видимости и отсутствуют компоненты многолучевого распространения. Далее в статье рассматривается именно такой сценарий.

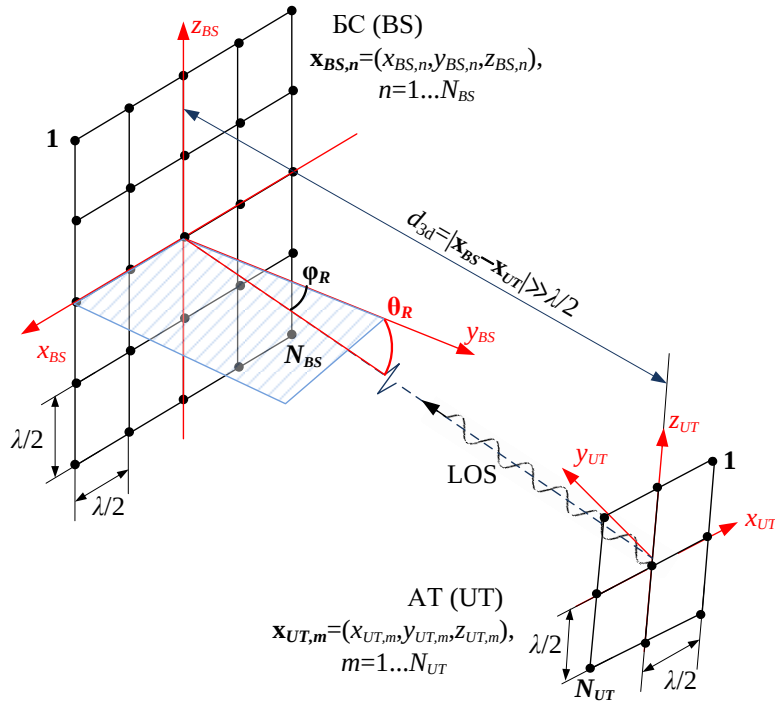


Рис. 3. Трёхмерная модель распространения сигнала для условия прямой видимости

Трёхмерная модель распространения сигнала в системах MIMO, описываемая выражениями (1–4), представлена на рис. 3.

Для частоты 28 ГГц длина волны равна $\lambda = 0.011$ м, поэтому фронт волны в окрестностях приёмной антенны может считаться плоским.

Задача, которая ставится в данном случае перед БС, заключается в определении количества источников радиоизлучения (ИРИ) и последующем нахождении их угловых координат с целью формирования оптимальной диаграммы направленности АР. При этом необходимо учитывать вероятность того, что угловое расстояние между ИРИ в ряде случаев может быть достаточно малым (меньше ширины диаграммы направленности АР).

Для решения данной задачи были разработаны проекционные алгоритмы, в частности, алгоритм множественной классификации сигналов MUSIC и его последующая модификация 2D-MUSIC, которая позволяет вычислять не только азимут, но и угол места ИРИ.

Принцип работы алгоритма базируется на ортогональности подпространств сигналов и шумов. Согласно алгоритму MUSIC должна быть найдена ковариационная матрица принимаемого сигнала (3) $\dot{\mathbf{R}}_R$ с учётом допущений об отсутствии компонент многолучевого распространения:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{R}}_R &= E \left[\sum_{k=1}^K \left(\dot{\mathbf{h}}_{k,1} \dot{s}_k(t - \tau_{k,1}) + \dot{\mathbf{n}}_k(t) \right), \left(\sum_{k=1}^K \left(\dot{\mathbf{h}}_{k,1} \dot{s}_k(t - \tau_{k,1}) + \dot{\mathbf{n}}_k(t) \right) \right)^H \right] = \\ &= \dot{\mathbf{H}} E \left[\dot{\mathbf{s}}_\Sigma, \dot{\mathbf{s}}_\Sigma^H \right] \dot{\mathbf{H}}^H + E \left[\dot{\mathbf{n}}, \dot{\mathbf{n}}^H \right] = \dot{\mathbf{H}} \dot{\mathbf{R}}_T \dot{\mathbf{H}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_{BS}} = \dot{\mathbf{U}} \mathbf{\Lambda} \dot{\mathbf{U}}^H \end{aligned} \quad (8)$$

где $\dot{\mathbf{R}}_T$ – ковариационная матрица передаваемого сигнала;

$\mathbf{I}_{N_{BS}}$ – единичная матрица размерности N_{BS} ;

σ^2 – дисперсия шумовой составляющей;

$\dot{\mathbf{U}} \mathbf{\Lambda} \dot{\mathbf{U}}^H$ – спектральное разложение ковариационной матрицы $\dot{\mathbf{R}}_R$;

$\dot{\mathbf{U}} = [\dot{\mathbf{u}}_1, \dot{\mathbf{u}}_2, \dots, \dot{\mathbf{u}}_{N_{BS}}]$ – эрмитова положительно полуопределенная матрица собственных векторов матрицы $\dot{\mathbf{R}}_R$;

$\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \{ \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_{BS}} \}$ – диагональная матрица положительных собственных значений матрицы $\dot{\mathbf{R}}_R$.

При спектральном разложении ковариационной матрицы полного ранга $\dot{\mathbf{R}}_R$ (8) элементы матрицы собственных значений матрицы $\mathbf{\Lambda}$ могут быть представлены в виде:

$$\lambda_n = \begin{cases} \lambda_{S,n} + \sigma^2, n = 1 \dots K \\ \sigma^2, n = K + 1, \dots N_{BS} \end{cases}, \quad (9)$$

где $\lambda_{S,n}$ – n -е собственное значение произведения матриц $\dot{\mathbf{H}} \dot{\mathbf{R}}_T \dot{\mathbf{H}}^H$.

Как видно из (9), величина дисперсии шумов в каналах решетки позволяет задать пороговое значение, согласно которому количество собственных значений в матрице $\mathbf{\Lambda}$, превышающих σ^2 : $\lambda_{nop} \geq \sigma^2$, определяет возможное количество источников сигналов $\hat{K}$: $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{\hat{K}} \geq \lambda_{nop}$ [9, 10]. В таком случае спектральное разложение матрицы $\dot{\mathbf{R}}_R$ может быть представлено суммой сигнальной и шумовой составляющих:

$$\dot{\mathbf{U}} \mathbf{\Lambda} \dot{\mathbf{U}}^H = \dot{\mathbf{U}}_S \mathbf{\Lambda}_S \dot{\mathbf{U}}_S^H + \dot{\mathbf{U}}_n \mathbf{\Lambda}_n \dot{\mathbf{U}}_n^H = \dot{\mathbf{U}}_S \mathbf{\Lambda}_S \dot{\mathbf{U}}_S^H + \sigma^2 \dot{\mathbf{U}}_n \mathbf{I}_{(N_{BS} - \hat{K})} \dot{\mathbf{U}}_n^H, \quad (10)$$

где $\dot{\mathbf{U}}_S = [\dot{\mathbf{u}}_1, \dot{\mathbf{u}}_2, \dots, \dot{\mathbf{u}}_{\hat{K}}]$ – матрица первых $\hat{K}$ собственных векторов $\dot{\mathbf{R}}_R$;

$\Lambda_S = \text{diag} \{ \lambda_{S,1}, \lambda_{S,2}, \dots, \lambda_{S,\hat{K}} \}$ – матрица первых $\hat{K}$ собственных значений $\dot{\mathbf{R}}_R$;

$\dot{\mathbf{U}}_n = [\dot{\mathbf{u}}_{\hat{K}+1}, \dot{\mathbf{u}}_{\hat{K}+2}, \dots, \dot{\mathbf{u}}_{N_{BS}}]$ – матрица последних $N_{BS} - \hat{K}$ собственных векторов $\dot{\mathbf{R}}_R$;

$\Lambda_n = \text{diag} \{ \lambda_{\hat{K}+1}, \lambda_{\hat{K}+2}, \dots, \lambda_{N_{BS}} \}$ – матрица последних $N_{BS} - \hat{K}$ собственных значений $\dot{\mathbf{R}}_R$.

Система векторов $\dot{\mathbf{U}}_R = [\dot{\mathbf{U}}_S, \dot{\mathbf{U}}_n]$ образует ортонормированный базис в пространстве размерности N_{BS} , которое согласно (8–10) может быть представлено сигнальным $\hat{K}$ -мерным подпространством и его $(N_{BS} - \hat{K})$ -мерным ортогональным дополнением, являющимся подпространством шумов. Операторы проекции на подпространство сигналов и подпространство шумов имеют вид:

$$\dot{\mathbf{W}}_S = \dot{\mathbf{U}}_S \dot{\mathbf{U}}_S^H = \dot{\mathbf{H}} (\dot{\mathbf{H}}^H \dot{\mathbf{H}})^{-1} \dot{\mathbf{H}}^H. \quad (11)$$

$$\dot{\mathbf{W}}_n = \dot{\mathbf{W}}_S^\perp = \dot{\mathbf{U}}_n \dot{\mathbf{U}}_n^H = \mathbf{I} - \dot{\mathbf{H}} (\dot{\mathbf{H}}^H \dot{\mathbf{H}})^{-1} \dot{\mathbf{H}}^H. \quad (12)$$

Векторы отклика элементов АР являются ортогональными подпространству шума, что позволяет определить угол места и азимут ИРИ путём нахождения максимумов функции пространственного спектра:

$$f(\hat{\theta}_R^{BS}, \hat{\phi}_R^{BS}) = \frac{\hat{\mathbf{a}}_{BS}^H(\hat{\theta}_R^{BS}, \hat{\phi}_R^{BS}) \hat{\mathbf{a}}_{BS}(\hat{\theta}_R^{BS}, \hat{\phi}_R^{BS})}{\hat{\mathbf{a}}_{BS}^H(\hat{\theta}_R^{BS}, \hat{\phi}_R^{BS}) \dot{\mathbf{U}}_n \dot{\mathbf{U}}_n^H \hat{\mathbf{a}}_{BS}(\hat{\theta}_R^{BS}, \hat{\phi}_R^{BS})}, \quad (13)$$

где $\hat{\theta}_R^{BS}, \hat{\phi}_R^{BS}$ – оценки углов места и азимута,

$\hat{\mathbf{a}}_{BS}(\hat{\theta}_R^{BS}, \hat{\phi}_R^{BS})$ – оценка вектора отклика элементов плоской эквидистантной АР.

Следует в то же время отметить высокую сложность алгоритма 2D-MUSIC, которая оценивается как [18]:

$$O \left\{ LN_{UT}^2 N_{BS}^2 + N_{UT}^3 N_{BS}^3 + n^2 \left(N_{UT} N_{BS} (N_{UT} N_{BS} - K + 1) - K \right) \right\}.$$

В качестве ещё одного недостатка алгоритма следует отметить снижение стабильности его работы в случае наличия корреляционных связей между принимаемыми сигналами.

3. Численные результаты и их интерпретация

С целью определения точностных характеристик и разрешающей способности алгоритма 2D-MUSIC был проведен ряд вычислительных экспериментов с помощью разработанной программы имитационного моделирования при различных значениях уровня шума, количества элементов плоской эквидистантной АР и углового разнеса абонентских терминалов. Измерения проводились для АР с расстоянием между элементами, равным половине длины волны принимаемого сигнала: 0.5λ (для $f_c = 28$ ГГц).

Отдельные результаты измерений, полученные в ходе проведения экспериментов, на основе которых можно сделать вывод о точностных характеристиках и разрешающей способности алгоритма в целом, приведены в сводных таблицах. При помощи разработанной программы были получены трёхмерные изображения пространственных спектров и рисунки их

изолиний (рис. 4–9). На представленных рисунках изолиний красными цветом обозначены исходные значения углов положения и азимута для источников сигнала.

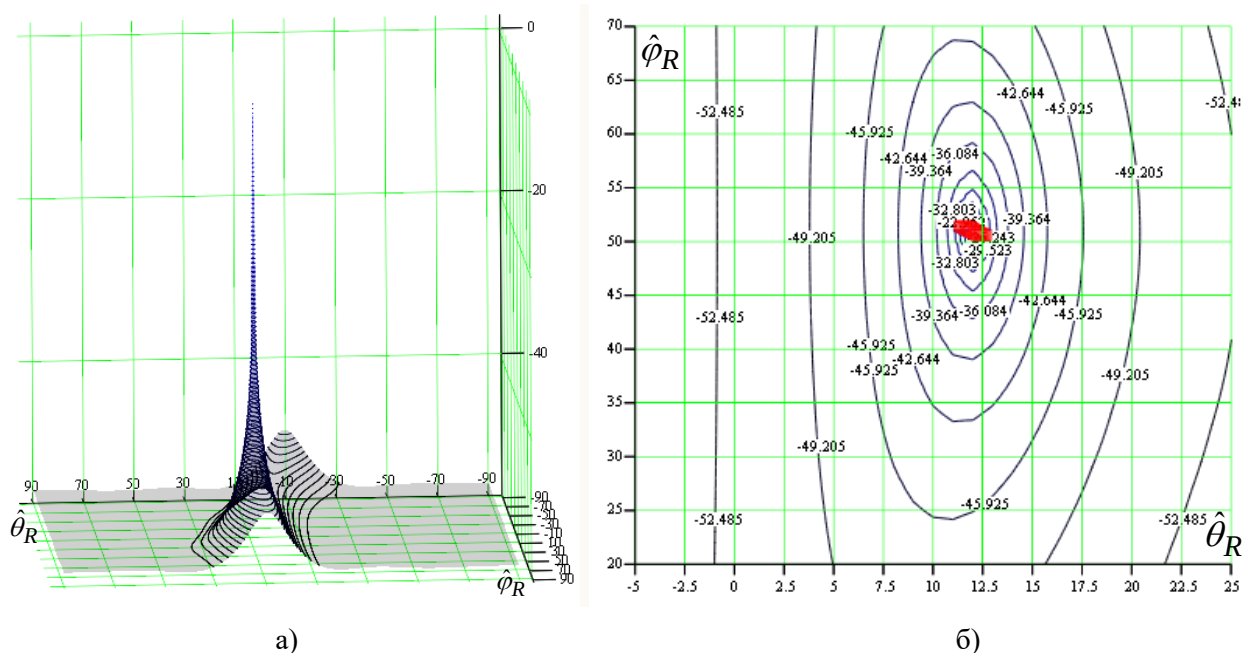


Рис. 4. а) нормированный пространственный спектр 2D-MUSIC;

б) изолинии спектра в области рассчитанных угловых координат ИРИ $N_{BS} = 16$; SINR = 10 дБ

Таблица 1. Оценки углов места и азимута (один ИРИ) $\theta_R^{BS} = 12.00^\circ$; $\phi_R^{BS} = 51.00^\circ$

N_{BS}	№	SINR							
		20, дБ		10, дБ		5, дБ		0, дБ	
		$\hat{\theta}_R^{BS}$	$\hat{\phi}_R^{BS}$	$\hat{\theta}_R^{BS}$	$\hat{\phi}_R^{BS}$	$\hat{\theta}_R^{BS}$	$\hat{\phi}_R^{BS}$	$\hat{\theta}_R^{BS}$	$\hat{\phi}_R^{BS}$
4	1	12°	51°	12°	50	12°	48°	12°	53°
	2	12°	51°	12°	51	12°	49°	13°	49°
	3	12°	51°	12°	52	11°	52°	13°	52°
	4	12°	51°	12°	50	11°	49°	12°	48°
	5	12°	51°	12°	50	12°	52°	12°	51°
итого		$\theta_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\theta_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 1^\circ$	$\theta_R^{BS} \pm 1^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 3^\circ$	$\theta_R^{BS} \pm 1^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 4^\circ$
16	1	12°	51°	12°	51°	12°	52°	12°	51°
	2	12°	51°	12°	51°	12°	51°	12°	51°
	3	12°	51°	12°	51°	12°	51°	12°	50°
	4	12°	51°	12°	51°	12°	50°	12°	52°
	5	12°	51°	12°	51°	12°	51°	12°	52°
итого		$\theta_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\theta_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\theta_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 1^\circ$	$\theta_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 1^\circ$
64	1	12°	51°	12°	51°	12°	51°	12°	51°
	2	12°	51°	12°	51°	12°	51°	12°	51°
	3	12°	51°	12°	51°	12°	51°	12°	51°
	4	12°	51°	12°	51°	12°	51°	12°	51°
	5	12°	51°	12°	51°	12°	51°	12°	51°
итого		$\theta_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\theta_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\theta_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\theta_R^{BS} \pm 0^\circ$	$\phi_R^{BS} \pm 0^\circ$

Результаты измерений для одного ИРИ показали (табл. 1), что алгоритм 2D-MUSIC обеспечивает нулевую погрешность при вычислении угловых координат ИРИ в случае применения антенной системы с решёткой, состоящей более чем из 16 элементов, для значений $\text{SINR} \leq 5$ дБ. Антенная система с решёткой из 16 элементов для заданных значений SINR (5) определяет

угловые координаты с погрешностью $\pm 1^\circ$, что для городских микросот (UMi) может считаться приемлемым показателем [19]. Последующее уменьшение количества элементов в антенной решётке базовой станции ведет к снижению точностных характеристик, что делает невозможным применение ряда сценариев позиционирования в сетях пятого поколения.

В работах [20–22], посвященных исследованию потенциальных возможностей проекционных методов, указывается, что данные методы позволяют многократно преодолеть предел разрешающей способности Рэлея, при котором наблюдается провал между пиками пространственного спектра, равный или больший 2 дБ [23]. Так, в работе [22] утверждается, что минимальное угловое расстояние для двух равномошных ИРИ ($P_1 = P_2 = P$), при котором обеспечивается разрешение сигналов AP, описывается выражением:

$$\Delta u = 8.71 \left(N_{BS}^5 P \right)^{-0.25}. \quad (14)$$

Для определения потенциальных возможностей алгоритма 2D-MUSIC рассматривались случаи разнеса на 1° , 2° , 3° и более градусов по азимуту и углу места для двух равномошных и неравномошных ИРИ. Количество источников радиоизлучения автоматически определяется количеством собственных значений ковариационной матрицы, превышающих заданное пороговое значение $\lambda_{пор}$ [9, 10]. Результаты отдельных экспериментов представлены в виде рисунков пространственных спектров и изолиний их фрагментов, а также сведены в таблицы.

Таблица 2. Оценки углов места и азимута (два ИРИ), дБ:

$$\theta_{R,1}^{BS} = 52^\circ; \varphi_{R,1}^{BS} = 54^\circ; \theta_{R,2}^{BS} = 49^\circ; \varphi_{R,2}^{BS} = 55^\circ$$

N_{BS}	SINR, дБ	λ_1	λ_2	σ^2	$\hat{\theta}_1$	$\hat{\varphi}_1$	$\hat{\theta}_2$	$\hat{\varphi}_2$
равномошные ИРИ: $P_1 = P_2$								
16	20	0.575	$2.809 \cdot 10^{-3}$	$1.670 \cdot 10^{-3}$	54°	54°	46°	55°
	10	0.575	—	0.019	50°	54°	—	—
64	30	2.414	0.044	$7.370 \cdot 10^{-5}$	53°	54°	47°	55°
	20	2.415	0.044	$4.213 \cdot 10^{-4}$	53°	54°	47°	55°
	10	2.415	0.045	$4.708 \cdot 10^{-3}$	53°	54°	47°	55°
256	30	11.575	0.585	$1.210 \cdot 10^{-5}$	53°	54°	48°	55°
	20	11.580	0.584	$4.248 \cdot 10^{-4}$	53°	54°	48°	55°
	10	11.570	0.589	$2.322 \cdot 10^{-3}$	53°	54°	48°	55°
неравномошные ИРИ: $P_1 = 0.5 P_2$								
16	20	0.710	—	$1.710 \cdot 10^{-3}$	—	—	47°	55°
	10	0.711	—	0.036	—	—	47°	55°
64	30	2.929	0.018	$7.554 \cdot 10^{-6}$	53°	54°	47°	55°
	20	2.930	0.018	$7.511 \cdot 10^{-4}$	53°	54°	47°	55°
	10	2.936	0.019	$9.803 \cdot 10^{-3}$	53°	54°	47°	55°
256	30	13.166	0.252	$1.211 \cdot 10^{-5}$	53°	54°	48°	55°
	20	13.167	0.252	$1.929 \cdot 10^{-4}$	53°	54°	48°	55°
	10	13.164	0.254	$2.558 \cdot 10^{-3}$	53°	54°	48°	55°
неравномошные ИРИ: $P_1 = 0.25 P_2$								
16	20	1.143	—	$4.608 \cdot 10^{-3}$	—	—	47°	55°
	10	0.711	—	0.036	—	—	47°	55°
64	30	4.644	$5.757 \cdot 10^{-3}$	$4.758 \cdot 10^{-5}$	53°	54°	47°	55°
	20	4.644	$5.904 \cdot 10^{-3}$	$1.224 \cdot 10^{-3}$	53°	54°	47°	55°
	10	4.646	—	0.011	—	—	47°	55°
256	30	19.675	0.086	$1.211 \cdot 10^{-5}$	53°	54°	48°	55°
	20	19.678	0.086	$2.968 \cdot 10^{-4}$	53°	54°	48°	55°
	10	19.664	0.088	$2.688 \cdot 10^{-3}$	52°	54°	48°	55°

Как показали приведенные результаты экспериментов, для шага перебора оценок угловых координат 1° разрешающая способность алгоритма 2D-MUSIC по азимуту и углу места составляет 3° , что в целом совпадает с (14) за исключением случая ($N_{BS} = 16$, SINR = 20 дБ),

когда удалось различить сигналы равномошных ИРИ, разнесённых друг относительно друга на угловое расстояние, меньшее, чем указано в выражении (14).

Как видно из табл. 2, вне зависимости от значений SINR и количества элементов АР погрешности в оценке угла места в среднем составили $\Delta\theta = \pm 1^\circ$.

При меньших угловых разносах ИРИ шаг в 1° между соседними значениями оценок азимута и угла места не обеспечивает разрешение источников даже для АР с количеством элементов $N_{BS} = 256$ и значениях $\text{SINR} \geq 30$ дБ (рис. 5, табл.3).

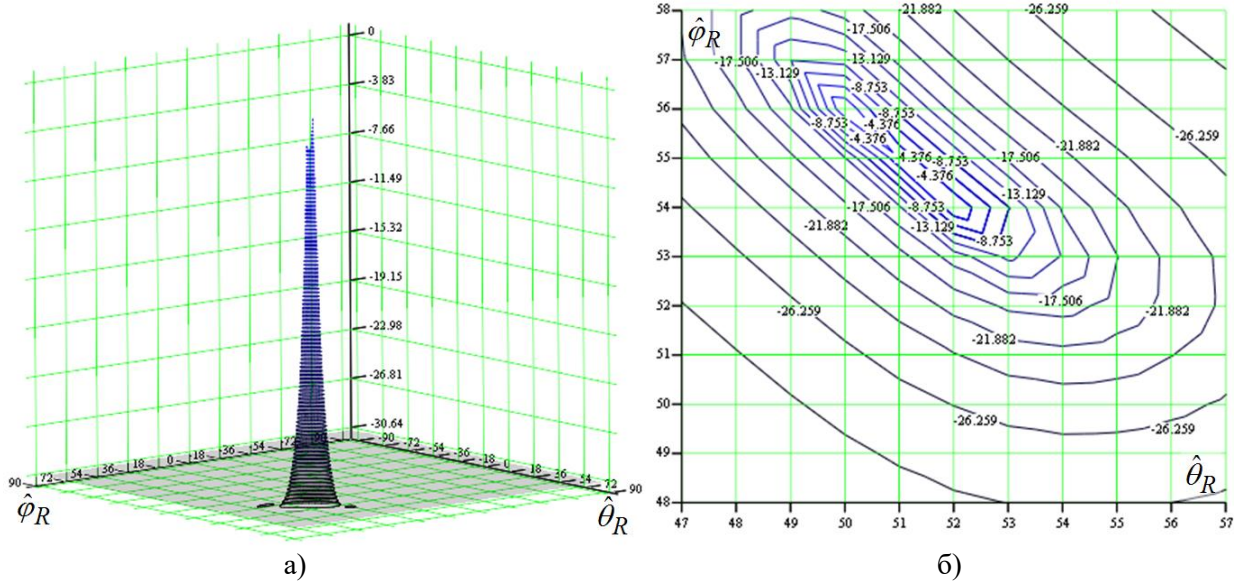


Рис. 5. а) пространственный спектр; б) изолинии спектра в области рассчитанных угловых координат

ИРИ $N_{BS} = 256$; $\text{SINR} = 30$ дБ; $\theta_{R,1}^{BS} = 52^\circ$; $\phi_{R,1}^{BS} = 54^\circ$; $\theta_{R,2}^{BS} = 50^\circ$; $\phi_{R,2}^{BS} = 56^\circ$

Таблица 3. Значения пространственного спектра, дБ, в области угловых координат равномошных ИРИ: $\theta_{R,1}^{BS} = 52^\circ$; $\phi_{R,1}^{BS} = 54^\circ$; $\theta_{R,2}^{BS} = 50^\circ$; $\phi_{R,2}^{BS} = 56^\circ$; $\text{SINR} = 30$ дБ; $N_{BS} = 256$, шаг 1°

$\lambda_1 = 36.319, \lambda_2 = 0.041$ $\lambda_3 = 1.495 \cdot 10^{-5}$		$\hat{\phi}_R^{BS}$					
		53°	54°	55°	56°	57°	58°
$\hat{\theta}_R^{BS}$	47°	-24.72	-23.56	-22.12	-20.49	-19.03	-18.56
	48°	-23.5	-21.92	-19.88	-17.32	-14.9	-15.04
	49°	-21.92	-19.76	-16.74	-12.22	-8.2	-12.9
	50°	-19.83	-16.74	-11.74	0	-8.38	-15.23
	51°	-16.98	-11.94	-0.59	-7.74	-14.64	-18.41
	52°	-12.95	-1.62	-7.42	-14.65	-18.39	-20.87
	53°	-9.07	-7.26	-14.28	-18.29	-20.86	-22.68
	54°	-11.98	-14.27	-17.99	-20.7	-22.62	-24.03

Также возможны ошибки в оценке количества источников радиоизлучения (табл. 3). Однако последующие расчёты (13) в области максимума пика пространственного спектра с шагом перебора 0.25° показали, что алгоритм 2D-MUSIC может обеспечить разрешающую способность в 2° по азимуту и углу места.

Результаты моделирования для случая перебора с шагом 0.25° равномошных источников и АР с количеством элементов $N_{BS} = 256$ приведены на рис. 6, 7 и в табл. 4. Выделенные в табл. 4 ячейки значений пространственного спектра показывают, что для АР с количеством элементов $N_{BS} = 256$ разрешение обеспечивается для значений $\text{SINR} > 10$ дБ.

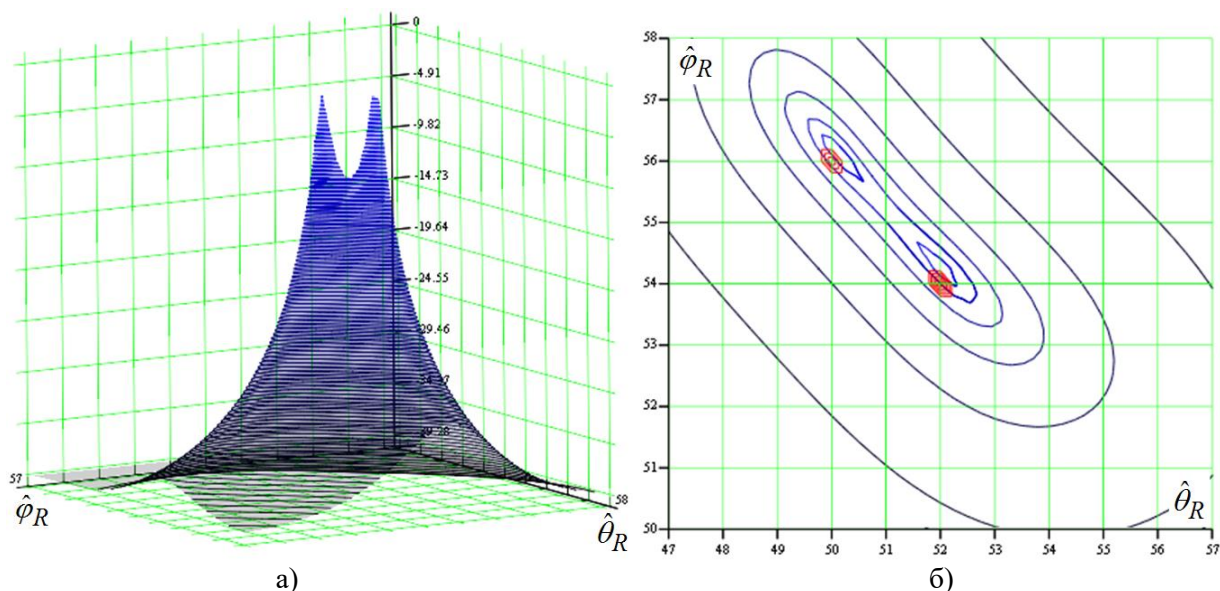


Рис. 6. а) фрагмент пространственного спектра $N_{BS} = 256$; $SINR = 20$ дБ;
 б) изолинии спектра в области рассчитанных угловых координат ИРИ

$$\theta_{R,1}^{BS} = 52^\circ; \varphi_{R,1}^{BS} = 54^\circ; \theta_{R,2}^{BS} = 50^\circ; \varphi_{R,2}^{BS} = 56^\circ$$

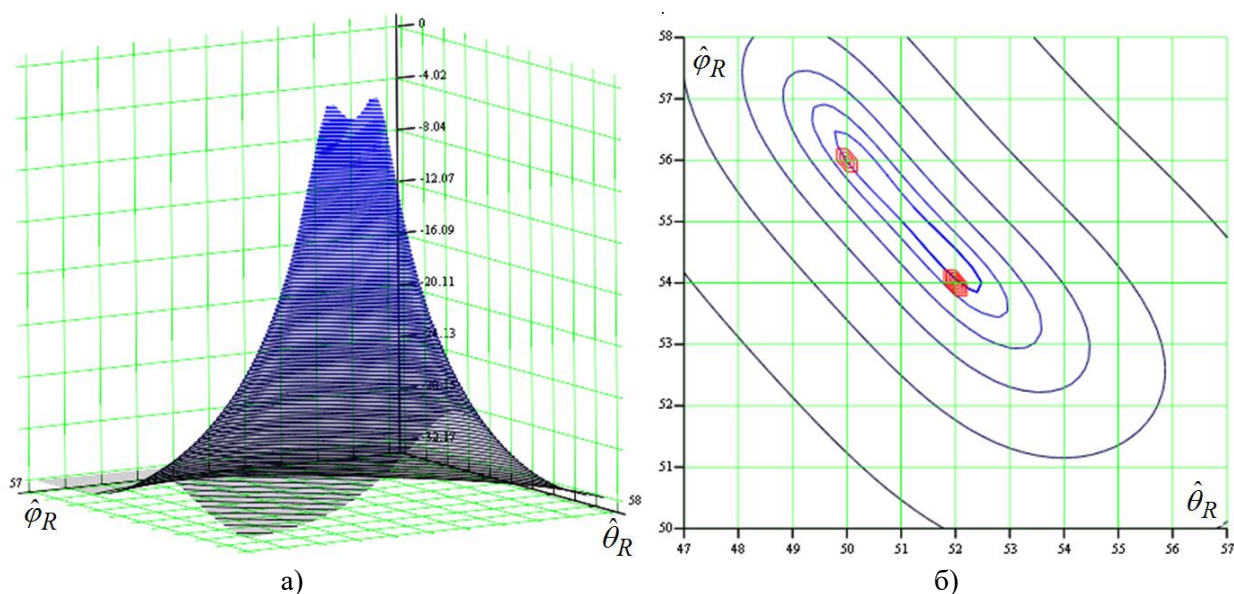


Рис. 7. а) фрагмент пространственного спектра $N_{BS}=256$; $SINR=10$ дБ;
 б) изолинии спектра в области рассчитанных угловых координат ИРИ

$$\theta_{R,1}^{BS} = 52^\circ; \varphi_{R,1}^{BS} = 54^\circ; \theta_{R,2}^{BS} = 50^\circ; \varphi_{R,2}^{BS} = 56^\circ$$

Таблица 4. Значения пространственного спектра, дБ, в области угловых координат равно-
 мощных ИРИ: $\theta_{R,1}^{BS} = 52^\circ$; $\varphi_{R,1}^{BS} = 54^\circ$; $\theta_{R,2}^{BS} = 50^\circ$; $\varphi_{R,2}^{BS} = 56^\circ$; $SINR = 30$ дБ; $N_{BS} = 256$, шаг 1°

$\lambda_1 = 36.319$ $\lambda_2 = 0.041$		$\hat{\varphi}_R^{BS}$								
		$SINR = 30$ дБ								
		54.00°	54.25°	54.50°	54.75°	55.00°	55.25°	55.50°	55.75°	56.00°
$\hat{\theta}_R^{BS}$	50.00°	-31.33	-30.19	-28.86	-27.27	-25.322	-22.79	-19.18	-12.92	-0.53
	50.25°	-30.21	-28.89	-27.32	-25.40	-22.916	-19.42	-13.53	-1.10	-13.83
	50.50°	-28.93	-27.37	-25.47	-23.05	-19.717	-14.59	-8.45	-14.55	-19.70
	50.75°	-27.41	-25.52	-23.14	-19.93	-15.336	-11.21	-15.47	-20.00	-23.16
	51.00°	-25.57	-23.18	-20.01	-15.62	-12.202	-16.02	-20.26	-23.31	-25.61
	51.25°	-23.22	-19.99	-15.47	-11.97	-16.055	-20.34	-23.39	-25.68	-27.49

$\lambda_1 = 36.319$ $\lambda_2 = 0.041$	$\hat{\phi}_R^{BS}$									
	SINR = 30 дБ									
	54.00°	54.25°	54.50°	54.75°	55.00°	55.25°	55.50°	55.75°	56.00°	
	51.50°	51.75°	52.00°	SINR = 20 дБ						
$\hat{\theta}_R^{BS}$	51.50°	-19.98	-15.04	-10.41	-15.51	-20.192	-23.36	-25.69	-27.52	-29.02
	51.75°	-14.75	-6.76	-14.33	-19.80	-23.188	-25.61	-27.49	-29.02	-30.31
	52.00°	0	-12.53	-19.19	-22.89	-25.45	-27.4	-28.97	-30.28	-31.41
	50.00°	-27.09	-25.94	-24.61	-23.03	-21.09	-18.57	-15.01	-9.05	-0.51
	50.25°	-25.97	-24.65	-23.08	-21.16	-18.69	-15.22	-9.52	-0.06	-9.82
	50.50°	-24.69	-23.13	-21.23	-18.81	-15.50	-10.47	-4.78	-10.46	-15.5
	50.75°	-23.17	-21.28	-18.90	-15.70	-11.16	-7.19	-11.31	-15.78	-18.93
	51.00°	-21.33	-18.94	-15.78	-11.43	-8.09	-11.83	-16.03	-19.07	-21.36
	51.25°	-18.99	-15.77	-11.29	-7.87	-11.89	-16.11	-19.15	-21.43	-23.24
	51.50°	-15.78	-10.91	-6.44	-11.35	-15.97	-19.11	-21.44	-23.27	-24.77
	51.75°	-10.69	-3.41	-10.23	-15.59	-18.95	-21.37	-23.25	-24.77	-26.05
	52.00°	0	-8.61	-15.01	-18.67	-21.21	-23.15	-24.72	-26.03	-27.15
	SINR = 10 дБ									
	50.00°	-18.88	-17.57	-16.02	-14.13	-11.73	-8.49	-3.85	0	-18.88
	50.25°	-17.61	-16.06	-14.19	-11.82	-8.65	-4.15	-0.24	-4.31	-17.61
	50.50°	-16.12	-14.25	-11.91	-8.82	-4.58	-1.18	-4.65	-8.85	-16.12
	50.75°	-14.32	-11.98	-8.92	-4.84	-1.79	-4.98	-8.99	-11.98	-14.32
	51.00°	-12.07	-8.99	-4.89	-1.83	-5.04	-9.05	-12.05	-14.31	-12.08
	51.25°	-9.13	-4.87	-1.36	-4.76	-8.95	-12.01	-14.31	-16.13	-9.13
	51.50°	-5.07	-0.72	-4.16	-8.70	-11.89	-14.25	-16.11	-17.63	-5.07
	51.75°	-0.93	-3.52	-8.31	-11.67	-14.12	-16.03	-17.59	-18.89	-0.93

Фрагменты пространственных спектров для случая АР, состоящей из 64 элементов, полученные аналогичным образом, представлены на рис. 8.

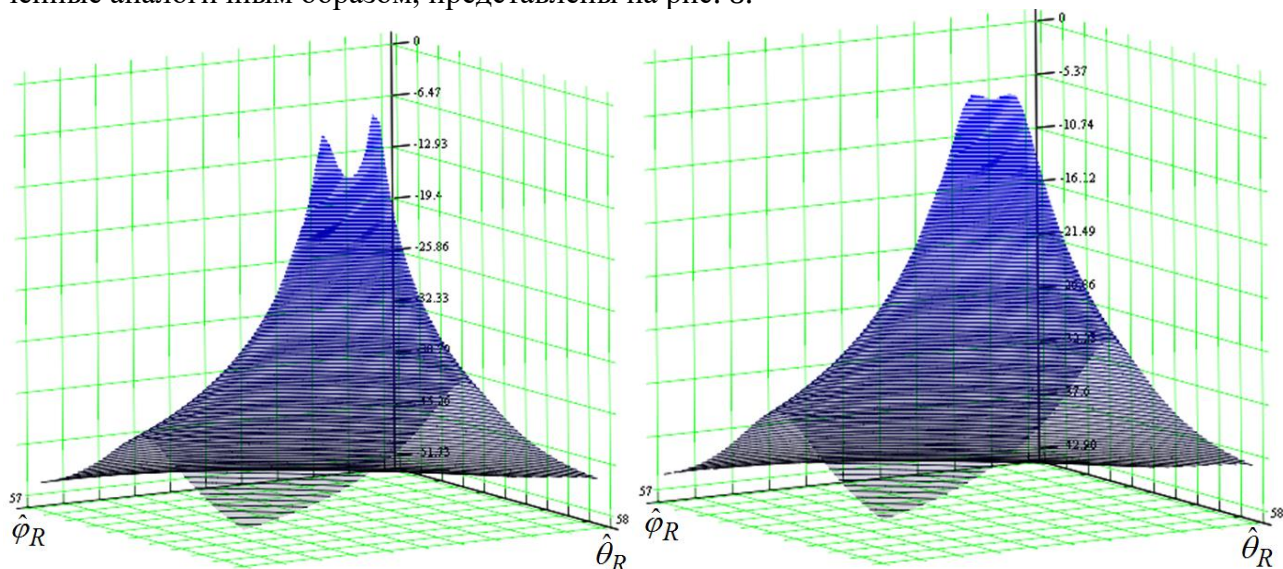


Рис. 8. Фрагмент пространственного спектра $N_{BS} = 64$; а) SINR = 30 дБ; б) SINR = 20 дБ;

$$\theta_{R,1}^{BS} = 52^\circ; \phi_{R,1}^{BS} = 54^\circ; \theta_{R,2}^{BS} = 50^\circ; \phi_{R,2}^{BS} = 56^\circ$$

Результаты численных экспериментов средствами имитационного моделирования показали, что разрешение равномошных и неравномошных ИРИ для $N_{BS} = 64$ и разноте источников по угловым координатам на 2° возможно при значениях $\text{SINR} \geq 30$ дБ. Для АР с 16 антенными элементами разрешение ИРИ оказалось невозможным.

В работе также была произведена оценка разрешающей способности алгоритма при разноте равномошных ИРИ по угловым координатам на величину, равную 1° . На рис. 9

представлен характерный фрагмент пространственного спектра для приёма сигналов эквидистантной плоской АР с 256 элементами и значением SINR = 30 дБ. Результаты численных экспериментов средствами имитационного моделирования показали, что при разноте ИРИ по угловым координатам на 1° разрешение источников оказывается невозможным.

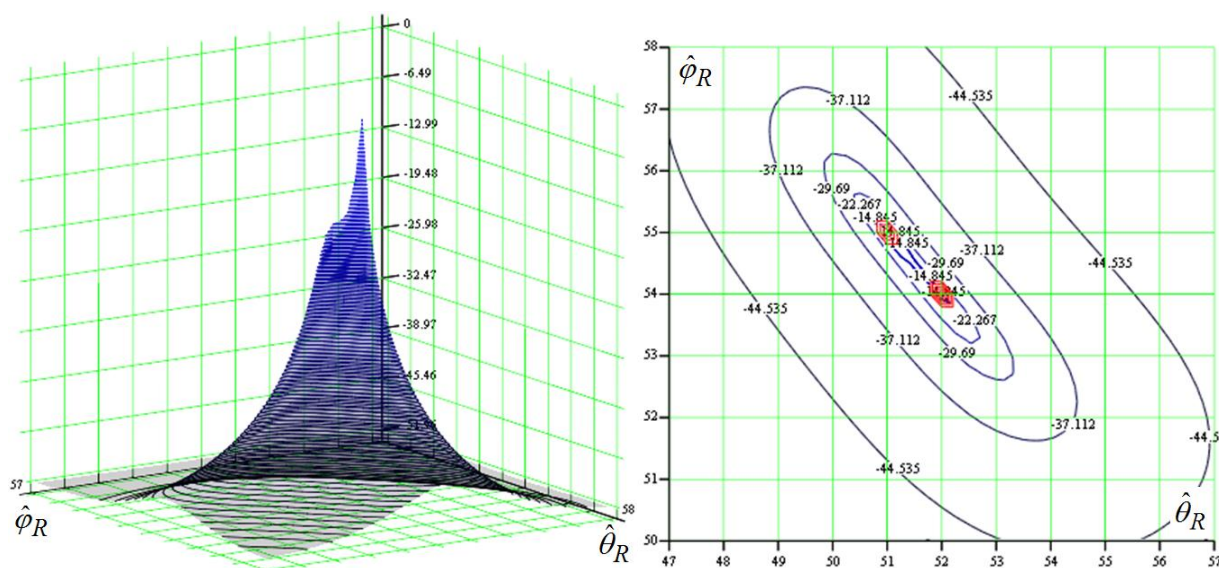


Рис. 9. а) фрагмент пространственного спектра $N_{BS} = 256$; SINR = 30 дБ;

б) изолинии спектра в области рассчитанных угловых координат ИРИ

$$\theta_{R,1}^{BS} = 52^\circ; \phi_{R,1}^{BS} = 54^\circ; \theta_{R,2}^{BS} = 51^\circ; \phi_{R,2}^{BS} = 55^\circ$$

4. Заключение

В настоящей работе были исследованы потенциальные возможности алгоритма комбинированного измерения азимута и угла места 2D-MUSIC в сценарии диаграммообразования сверхплотных сетей радиодоступа, который позволяет базовым станциям, работающим в диапазоне частот FR2, формировать диаграммы направленности на основе данных об угловых координатах подвижных устройств. С помощью разработанной и реализованной программы имитационного моделирования был произведен ряд численных экспериментов, которые позволили установить следующие зависимости по оценке допустимого углового разноте устройств для сценария диаграммообразования в сверхплотных сетях радиодоступа миллиметрового диапазона.

Во-первых, разрешающая способность алгоритма 2D-MUSIC достигается при количестве элементов антенной решётки $N_{BS} \geq 64$ и угловом разноте устройств в 2° . Данные условия позволяют обеспечить точность, необходимую для подавляющего числа сценариев диаграммообразования на основе позиционирования в сетях пятого поколения. Однако в случае применения антенных решёток с количеством элементов $N_{BS} = 64$ должны выполняться требования к допустимому отношению сигнал/помеха $\text{SINR} \geq 30$ дБ. Также необходимо учитывать, что в реальных условиях могут иметь место амплитудно-фазовые ошибки, обусловленные рядом факторов, таких как [9]: погрешности в геометрическом расположении элементов АР, взаимное влияние элементов АР, имеющее сложную зависимость от направления прихода сигналов. Данные погрешности оказывают негативное влияние на точностные характеристики и разрешающую способность алгоритма 2D-MUSIC и являются предметом дальнейших исследований.

Во-вторых, точность оценки допустимого углового разноте устройств для рассмотренного алгоритма снижается по мере приближения количества отслеживаемых ИРИ к количеству элементов АР. В то же время планируемая плотность устройств в сетях связи пятого поколения

может достигать значений $10^6/\text{км}^2$. Это может привести к сценарию, когда количество обнаруживаемых устройств может достигать нескольких десятков или сотен, что обуславливает необходимость использования устройствами антенных решёток с количеством элементов не менее 64.

Литература

1. Дорожная карта развития «сквозной» цифровой технологии «Технологии беспроводной связи» [Электронный ресурс] // Официальный интернет-ресурс Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации: [сайт]. [2019]. URL: <https://digital.gov.ru/uploaded/files/07102019tbs.pdf> (дата обращения: 29.06.2022).
2. Петров В. П., Якушев И. Ю. Современные технологии в системе MIMO // Вестник СибГУТИ. 2019. № 2. С. 94–108.
3. Калачиков А. А., Безгодкин Р. О., Петров И. А., Винников А. А. Исследование модели канала связи MIMO на основе открытого пакета моделирования // Вестник СибГУТИ. 2021. № 4 (56). С. 43–55.
4. Фокин Г. А. Процедуры выравнивания лучей устройств 5G NR // Электросвязь. 2022. № 2. С. 26–31.
5. Фокин Г. А. Модели управления лучом в сетях 5G NR. Часть 1. Выравнивание лучей при установлении соединения // Первая Миля. 2022. № 1. С. 42–49.
6. Фокин Г. А. Программный модуль выравнивания лучей устройств с диаграммообразованием стандарта 5G NR в режиме начального установления соединения. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021680125, 07.12.2021. Заявка № 2021669194 от 26.11.2021.
7. Фокин Г. А. Модели управления лучом в сетях 5G NR. Часть 1. Выравнивание лучей при ведении радиосвязи // Первая Миля. 2022. № 3. С. 62–69.
8. Фокин Г. А. Программный модуль выравнивания лучей устройств с диаграммообразованием стандарта 5G NR в режиме ведения радиосвязи. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021680159, 07.12.2021. Заявка № 2021669201 от 26.11.2021.
9. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решётках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
10. Баданис К. А., Иоанидес П. И. Введение в смарт-антенны. М.: Техносфера, 2012. 200 с.
11. OnQ Blog. Our 5G vision is closer to reality than ever [Электронный ресурс]. URL: <https://www.qualcomm.com/news/onq/2018/02/our-5g-vision-closer-reality-ever> (дата обращения: 29.06.2022).
12. Qualcomm QTM527 mmWave antenna module [Электронный ресурс]. URL: <https://www.qualcomm.com/products/qtm527-mmwave-antenna-module> (дата обращения: 29.06.2022).
13. Qualcomm Snapdragon X65 5G Modem-RF System [Электронный ресурс]. URL: <https://www.qualcomm.com/products/snapdragon-x65-5g-modem-rf-system> (дата обращения: 29.06.2022).
14. Akdeniz M., Liu Y., Samimi M., Sun S., Rangan S., Rappaport T., and Erkip E. Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2014. V. 32, № 6. P. 1164–1179.
15. Abu-Shaban Z., Zhou X., Abhayapala T., Seco-Granados G. and Wymeersch H. Error Bounds for Uplink and Downlink 3D Localization in 5G Millimeter Wave Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. V. 17, № 8, P. 4939–4954.
16. 3GPP TR 38.901 V16.1.0 Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. Release 16. dec. 2019.

17. 3GPP TS 38.101-2 V17.5.0 User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone, march 2022.
18. Zhang X., Xu L., Xu L. and Xu D., Direction of Departure (DOD) and Direction of Arrival (DOA) Estimation in MIMO Radar with Reduced-Dimension MUSIC // IEEE Communications Letters. 2010. V. 14, № 12, P. 1161–1163.
19. 3GPP TS 22.261 V17.3.0. Service requirements for the 5G system, Stage 1. 2020.
20. Чижов А. А. Аналитическая оценка эффективности разрешения групповых сосредоточенных целей проекционными методами // Информационно-управляющие системы. 2009. № 6 (43). С. 12–17.
21. Чижов А. А., Курочкин А. Н. Экспериментальные исследования эффективности проекционных методов сверхрешеевского разрешения // 12-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение». М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2010. С. 187–189.
22. Серебряков Г. В. Разрешающая способность адаптивных антенных решеток при наличии флуктуаций параметров // Журнал радиоэлектроники. 2003. №. 5. С. 3.
23. Фомин А. Н., Тяпкин В. Н., Дмитриев Д. Д. Теоретические и физические основы радиолокации и специального мониторинга: учебник / под ред. Ищук И. Н. Красноярск: СФУ, 2016. 292 с.

*Статья поступила в редакцию 22.07.2022;
переработанный вариант — 17.09.2022.*

Гришин Илья Владимирович

к.т.н., доцент кафедры сетей связи и передачи данных СПбГУТ (193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, к.1), тел. (812) 305-12-74, e-mail: i.v.grischin@mail.ru.

Фокин Григорий Алексеевич

д.т.н., доцент, профессор кафедры радиосвязи и вещания СПбГУТ (193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, к.1), тел. (812) 305-12-68, e-mail: grihafokin@gmail.com.

Estimation of Permissible Angular Separation of Devices for the Beamforming Scenario in Ultra-Dense Millimeter-Wave Radio Access Networks

Ilya Grishin

Candidate of Engineering Sciences, The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT, Saint-Petersburg, Russia), i.v.grischin@mail.ru.

Grigoriy Fokin

Doctor of Engineering Sciences, Associate Professor, The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT, Saint-Petersburg, Russia), grihafokin@gmail.com.

This study is devoted to estimating the allowable angular separation between devices operating in ultra-dense radio access networks in the millimeter frequency range, for the subsequent formation of a three-dimensional radiation pattern with optimal characteristics by the base station antenna array. The content of this work can be divided into two parts. In the first part of this work, a mathematical formalization of the number of radio emission sources estimation and their angular coordinates is given. Based on the presented mathematical model and the developed simulation program, in the second part of the work, the study and determination of the accuracy characteristics of the angular separation of devices depending on interference in the scenario of diagram formation of ultra-dense radio access networks when devices use the combined azimuth and elevation measurement algorithm are carried out.

Keywords: multiple signal classification algorithm, azimuth, elevation angle, spatial signal spectrum, uniform rectangular array, angular coordinate spacing.

Acknowledgment

This research is supported by the Russian Science Foundation Grant No. 22-29-00528, <https://rscf.ru/project/22-29-00528/>

References

1. Dorozhnaya karta razvitiya «skvoznoy» tsifrovoy tekhnologii «Tekhnologii besprovodnoy svyazi» ["End-to-End Digital Technology" Wireless Technology Roadmap], available at: <https://digital.gov.ru/uploaded/files/07102019tbs.pdf>, (accessed 29.06.22)
2. Petrov V. P., Yakushev I. Yu. Sovremennyye tekhnologii v sisteme MIMO [Modern technologies in the MIMO system], *Vestnik SibGUTI*, 2019, no. 2, pp. 94-108.
3. Kalachikov A. A., Bezgodkin R. O., Petrov I. A., Vinnikov A. A. Issledovaniye modeli kanala svyazi MIMO na osnove otkrytogo paketa modelirovaniya [Study of a MIMO communication channel model based on an open modeling package], *Vestnik SibGUTI*, 2021, no. 4 (56), pp. 43-55.
4. Fokin G. A. Protsedury vyravnivaniya luchey ustroystv 5G NR [Beam alignment procedures for 5G NR devices], *Electrosvyaz*, 2022, no. 2, pp. 26-31.
5. Fokin G. A. Modeli upravleniya luchom v setyakh 5G NR. Chast' 1. Vyravnivaniye luchey pri ustanovlenii soyedineniya [Beam Steering Models in 5G NR Networks. Part 1. Alignment of beams when establishing a connection], *Pervaya Milya*, 2022, no. 1, pp. 42-49.
6. Fokin G. A. Programmnyy modul' vyravnivaniya luchey ustroystv s diagrammoobrazovaniyem standarta 5G NR v rezhime nachal'nogo ustanovleniya soyedineniya. Svidetel'stvo o gosudarstvennoy registratsii programmy dlya EVM № 2021680125 [Beam alignment software module for 5G NR beamforming devices in initial connection establishment mode. Certificate of state registration of the computer program no. 2021680125]. Application no. 2021669194, 2021.
7. Fokin G. A. [Beam Steering Models in 5G NR Networks. Part 1. Alignment of beams in radio communications], *Pervaya Milya*, 2022, no. 3, pp. 62-69.
8. Fokin G. A. Programmnyy modul' vyravnivaniya luchey ustroystv s diagrammoobrazovaniyem standarta 5G NR v rezhime vedeniya radiosvyazi. Svidetel'stvo o gosudarstvennoy registratsii programmy dlya EVM № 2021680159 [Beam alignment software module for 5G NR beamforming devices in radio communication mode. Certificate of state registration of the computer program no. 2021680159]. Application no. 2021669201, 2021.
9. Ratynsky M. V. *Adaptatsiya i sverkhrazresheniye v antennykh reshotkah* [Adaptation and superresolution in antenna arrays], Moscow, Radio i svyaz', 2003. 200 p.
10. Badanis Konstantin A., Ioanides Panagiotis I. *Vvedeniye v smart-antenny* [Introduction to smart antennas], Moscow, Tehnosfera, 2012, 200 p.
11. Our 5G vision is closer to reality than ever, available at: <https://www.qualcomm.com/news/onq/2018/02/our-5g-vision-closer-reality-ever>, (accessed: 29.06.2022).
12. QTM527 mmWave antenna module, available at: <https://www.qualcomm.com/products/qtm527-mmwave-antenna-module>, (accessed: 29.06.2022).
13. Snapdragon X65 5G Modem-RF System, available at: <https://www.qualcomm.com/products/snapdragon-x65-5g-modem-rf-system>, (accessed: 29.06.2022).
14. Akdeniz M., Liu Y., Samimi M., Sun S., Rangan S., Rappaport T. and Erkip E. Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, vol. 32, no. 6, pp. 1164–1179.
15. Abu-Shaban Z., Zhou X., Abhayapala T., Seco-Granados G. and Wymeersch H. Error Bounds for Uplink and Downlink 3D Localization in 5G Millimeter Wave Systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, vol. 17, no. 8, pp. 4939-4954
16. 3GPP TR 38.901 V16.1.0 Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. Release 16. dec. 2019
17. 3GPP TS 38.101-2 V17.5.0 User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone, march 2022.

18. Zhang X., Xu L., Xu L. and Xu D. Direction of Departure (DOD) and Direction of Arrival (DOA) Estimation in MIMO Radar with Reduced-Dimension MUSIC, *IEEE Communications Letters*, 2010, vol. 14, no. 12, pp. 1161-1163
19. 3GPP TS 22.261 V17.3.0. Service requirements for the 5G system, Stage 1. 2020.
20. Chizhov A. A. Analiticheskaya otsenka effektivnosti razresheniya gruppovykh sosredotochennykh tseley proyeksionnymi metodami [Analytical evaluation of the effectiveness of resolving group concentrated targets by projection methods], *INFORMATSIONNO-UPRAVLYAYUSHCHIYE SISTEMY*, 2009, 6(43). pp. 12–17
21. Chizhov A. A., Kurochkin A. N. Eksperimental'nyye issledovaniya effektivnosti proyeksionnykh metodov sverkhreleyevskogo razresheniya [Experimental studies of the effectiveness of projection methods of super-Rayleigh resolution]. *12-ya Mezhdunarodnaya konferentsiya «Tsifrovaya obrabotka signalov i yeyo primeneniye»* Moscow, RNTORES im. A.S. Popova, 2010, pp. 187–189
22. Serebryakov G. V. Razreshayushchaya sposobnost' adaptivnykh antennoykh reshetok pri nalichii fluktuatsiy parametrov [Resolution of adaptive antenna arrays in the presence of parameter fluctuations] *Zhurnal radioelektroniki*, 2003, no. 5, pp. 3-3.
23. Fomin A. N., Tyapkin V. N., Dmitriev D. D. *Teoreticheskiye i fizicheskiye osnovy radiolokatsii i spetsial'nogo monitoringa* [Theoretical and physical foundations of radar and special monitoring]. ed. I. N. Ischuk, Sibirskiy federal'nyy uiversitet, Krasnoyarsk, 2016, 292 p.