



Общероссийский математический портал

Г. А. Фокин, Д. Б. Волгушев, Модели пространственной селекции при диаграммообразовании на основе позиционирования в сверхплотных сетях радиодоступа миллиметрового диапазона, *Компьютерные исследования и моделирование*, 2024, том 16, выпуск 1, 195–216

DOI: 10.20537/2076-7633-2024-16-1-195-216

Использование Общероссийского математического портала Math-Net.Ru подразумевает, что вы прочитали и согласны с пользовательским соглашением

<http://www.mathnet.ru/rus/agreement>

Параметры загрузки:

IP: 3.22.75.223

19 ноября 2024 г., 22:24:43



УДК: 621.396.677

Модели пространственной селекции при диаграммообразовании на основе позиционирования в сверхплотных сетях радиодоступа миллиметрового диапазона

Г. А. Фокин^а, Д. Б. Волгушев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Россия, 193232, г. Санкт-Петербург, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1

E-mail: ^а fokin.ga@sut.ru

Получено 29.12.2023, после доработки — 30.12.2023.

Принято к публикации 30.12.2023.

В работе решается задача установления зависимости потенциала пространственной селекции полезных и мешающих сигналов по критерию отношения «сигнал/помеха» от погрешности позиционирования устройств при диаграммообразовании по местоположению на базовой станции, оборудованной антенной решеткой. Конфигурируемые параметры моделирования включают планарную антенную решетку с различным числом антенных элементов, траекторию движения, а также точность определения местоположения по метрике среднеквадратического отклонения оценки координат устройств. В модели реализованы три алгоритма управления формой диаграммы направленности: 1) управление положением одного максимума и одного нуля; 2) управление формой и шириной главного лепестка; 3) адаптивная схема. Результаты моделирования показали, что первый алгоритм наиболее эффективен при числе элементов антенной решетки не более 5 и погрешности позиционирования не более 7 м, а второй алгоритм целесообразно использовать при числе элементов антенной решетки более 15 и погрешности позиционирования более 5 м. Адаптивное диаграммообразование реализуется по обучающему сигналу и обеспечивает оптимальную пространственную селекцию полезных и мешающих сигналов без использования данных о местоположении, однако отличается высокой сложностью аппаратной реализации. Скрипты разработанных моделей доступны для верификации. Полученные результаты могут использоваться при разработке научно обоснованных рекомендаций по управлению лучом в сверхплотных сетях радиодоступа миллиметрового диапазона пятого и последующих поколений.

Ключевые слова: диаграммообразование, управление лучом, антенная решетка, отношение «сигнал/помеха», позиционирование, оценка координат

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

UDC: 621.396.677

Models for spatial selection during location-aware beamforming in ultra-dense millimeter wave radio access networks

G. A. Fokin^a, D. B. Volgushev

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications,
22/1 prospect Bolshevikov, St. Petersburg, 193232, Russia

E-mail: ^a fokin.ga@sut.ru

*Received 29.12.2023, after completion — 30.12.2023.
Accepted for publication 30.12.2023.*

The work solves the problem of establishing the dependence of the potential for spatial selection of useful and interfering signals according to the signal-to-interference ratio criterion on the positioning error of user equipment during beamforming by their location at a base station, equipped with an antenna array. Configurable simulation parameters include planar antenna array with a different number of antenna elements, movement trajectory, as well as the accuracy of user equipment location estimation using root mean square error of coordinate estimates. The model implements three algorithms for controlling the shape of the antenna radiation pattern: 1) controlling the beam direction for one maximum and one zero; 2) controlling the shape and width of the main beam; 3) adaptive beamforming. The simulation results showed, that the first algorithm is most effective, when the number of antenna array elements is no more than 5 and the positioning error is no more than 7 m, and the second algorithm is appropriate to employ, when the number of antenna array elements is more than 15 and the positioning error is more than 5 m. Adaptive beamforming is implemented using a training signal and provides optimal spatial selection of useful and interfering signals without device location data, but is characterized by high complexity of hardware implementation. Scripts of the developed models are available for verification. The results obtained can be used in the development of scientifically based recommendations for beam control in ultra-dense millimeter-wave radio access networks of the fifth and subsequent generations.

Keywords: beamforming, beam management, antenna array, signal-to-noise ratio, positioning, coordinate estimate

Citation: *Computer Research and Modeling*, 2024, vol. 16, no. 1, pp. 195–216 (Russian).

The work was supported by the Russian Science Foundation Grant No. 22-29-00528, (<https://rscf.ru/project/22-29-00528/>).

1. Введение

Диаграммообразование (ДО) на антенных решетках (АР) базовых станций gNB (gNodeB) является прорывным направлением исследований в сверхплотных сетях радиодоступа пятого 5G и последующих B5G (Beyond 5G) поколений [Tataria et al., 2021]. Использование узконаправленных лучей позволяет компенсировать высокие потери распространении в диапазоне миллиметровых и субмиллиметровых волн, а также решить проблему уплотнения пользовательских устройств UE (User Equipment) за счет их пространственной селекции [Andrews et al., 2016].

Под ДО понимают формирование узких лучей, например, на gNB в направлении на UE, которое обычно осуществляется посредством предварительной оценки радиоканала gNB \rightarrow UE и весовой обработки сигналов на передаче в АР gNB [Alkhateeb et al., 2014]. Недостатком данного подхода в сверхплотных сетях радиодоступа (СПД) являются большие накладные расходы для установления и поддержания узконаправленного соединения для высокоподвижных пользовательских устройств UE [Va, Choi, Heath, 2017].

Альтернативным подходом для ДО является использование данных о текущем местоположении устройств UE, на которые gNB должна сориентировать свои узкие лучи [Fazliu et al., 2021]. Моделирование ДО на основе позиционирования в СПД [Фокин, 2023a] показало необходимость учета целого ряда факторов даже для сценария взаимного влияния всего двух радиолиний gNB \rightarrow UE. Количественная оценка взаимного влияния устройств друг на друга при их пространственном уплотнении выполняется по критерию мгновенного отношения «сигнал/помеха» SIR (Signal-to-Interference Ratio) [Fokin, Volgushev, 2023]. Выполненное ранее моделирование двух радиолиний показало широкие возможности пространственной селекции подвижных устройств UE при ориентации только максимума диаграммы направленности (ДН) антенны обслуживающей их базовой станции gNB на пользовательское устройство UE в каждой радиолинии.

Целью настоящего исследования является оценка потенциала пространственной селекции двух подвижных устройств UE посредством комплексного управления формой и шириной ДН на основе их предварительного позиционирования с заданной погрешностью оценок координат (ОК). Анализ современных отечественных и зарубежных источников в данной предметной области показал, что в такой постановке задача пространственной селекции при диаграммообразовании на основе позиционирования решается впервые.

2. Постановка задачи моделирования пространственной селекции

Рисунок 1 иллюстрирует сценарий работы имитационной модели для исследования потенциала пространственной селекции полезных и мешающих сигналов при функционировании двух радиолиний с диаграммообразованием на основе позиционирования по критерию мгновенного отношения «сигнал/помеха» SIR. При оценке SIR в сценарии двух радиолиний между двумя стационарными gNB, которые осуществляют диаграммообразование на основе текущего местоположения подвижных UE в процессе их перемещения, необходимо учитывать взаимное влияние радиолиний друга на друга. В таком сценарии передатчик gNB в одной радиолинии выступает одновременно и как источник полезного сигнала SOI (Signal Of Interest) для одного подвижного приемника UE, и как источник помехи SNOI (Signal Not Of Interest) для другого подвижного приемника UE. Задача оценки помех SIR для такого сценария усложняется нелинейностью ДН АР передатчика и/или приемника.

Пространственная селекция сигналов при работе на передачу и прием в общем случае выполняется следующим образом: в направлении SNOI формируются нули ДН, а в направлении SOI формируются максимумы ДН. Условием диаграммообразования на основе позициони-

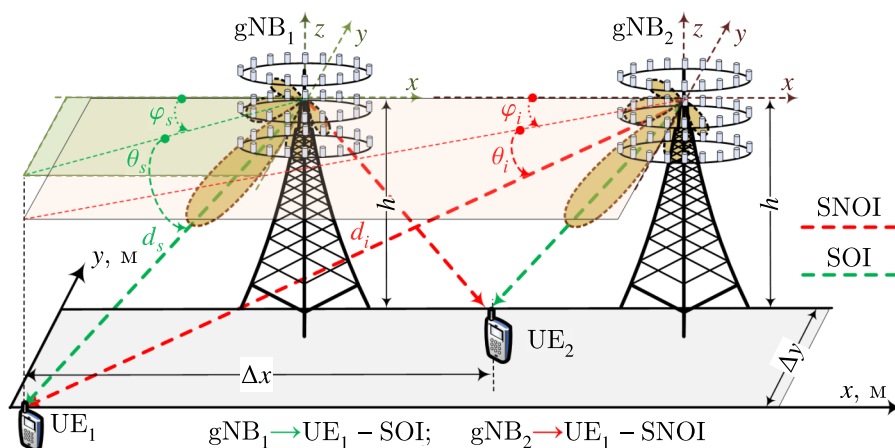


Рис. 1. Сценарий модели пространственной селекции при ДО на основе позиционирования (см. пояснения в тексте)

рования является предварительная осведомленность передающего и принимающего устройств, образующих радиолинию, об относительных угловых расположениях друг друга [Фокин, 2023а].

Исследуемая в настоящей работе имитационная модель воспроизводит работу двух стационарных базовых станций (gNB_1 и gNB_2) и двух подвижных пользовательских устройств (UE_1 и UE_2). Базовые станции gNB работают на передачу в режиме диаграммообразования на основе позиционирования пользовательских устройств с прямоугольной/планарной антенной решеткой URA (Uniform Rectangular Array); UE при этом работают на прием с ненаправленными антеннами. Первая радиолиния SOI организована между gNB_1 и UE_1 , вторая радиолиния SOI организована между gNB_2 и UE_2 . При одновременной работе в общем диапазоне частот данные радиолинии создают друг другу взаимные помехи: первая радиолиния SNOI получается вследствие боковых лепестков gNB_1 в направлении UE_2 , вторая радиолиния SNOI получается вследствие боковых лепестков gNB_2 в направлении UE_1 . Для оценки мгновенного отношения «сигнал/помеха» SIR при движении UE с учетом коэффициентов усиления AP на gNB необходимо учитывать взаимное мгновенное территориальное распределение передатчика gNB и приемника UE сигналов и помех в радиолиниях SOI и SNOI. Территориальное распределение в радиолинии SOI задается текущим расстоянием d_s и направлением (φ_s, θ_s) по азимуту φ_s и углу места θ_s ; территориальное распределение в радиолинии SNOI задается текущим расстоянием d_i и направлением (φ_i, θ_i) по азимуту φ_i и углу места θ_i (рис. 1). Количественные параметры сценария модели пространственной селекции на рис. 1 формализованы в [Фокин, 2023а].

Задача математического и имитационного моделирования состоит в количественной оценке прироста в отношении SIR при комплексном управлении формой и шириной ДН на основе предварительного позиционирования двух UE с заданной погрешностью оценки координат по сравнению со случаем управления только максимумом ДН. Модель управления формой ДН реализует формирование нуля ДН в направлении SNOI и максимума ДН в направлении SOI и рассматривается в § 3. Модель управления шириной ДН реализует формирование луча заданной ширины в зависимости от погрешности позиционирования UE и рассматривается в § 4.

В имитационной модели инициализируются несущая частота $f = 30$ ГГц диапазона миллиметровых волн, планарная антенная решетка с варьируемым числом антенных элементов (АЭ) AP, а также величина среднеквадратической ошибки (СКО) оценки координат (ОК) пользовательского устройства UE. В настоящей работе рассматривается пессимистичный сценарий, когда UE двигаются навстречу друг другу по одной линии по оси x без территориального разноса по оси y , а gNB располагаются на одной стороне относительно траекторий движения UE [Фокин, 2023а].

Расчет отношения «сигнал/помеха» SIR на приеме UE выполняется для каждой точки траектории UE; при этом SIR вычисляется как отношение принятой мощности от обслуживающей gNB-SOI к мощности, принятой от соседней gNB-SNOI, выраженное в дБ. Величина SIR включает в себя значения коэффициентов усиления (КУ) планарной AP обслуживающей и соседней gNB в направлении на UE, а также потери на затухание при распространении радиоволн в свободном пространстве, зависящие от дальностей d_s и d_i до UE. Мощности передачи gNB в модели считаются одинаковыми.

3. Модель управления формой диаграммы направленности антенны

ДН AP произвольной конфигурации, состоящей из N АЭ, можно представить выражением

$$A(\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}) = \mathbf{w}^H \mathbf{v}(\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}), \quad (1)$$

$$\mathbf{v}(\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}) = \begin{bmatrix} e^{-j\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}^T \mathbf{p}_1} \\ e^{-j\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}^T \mathbf{p}_2} \\ \vdots \\ e^{-j\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}^T \mathbf{p}_N} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)} = \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{a}_{(\varphi,\theta)}, \quad (3)$$

где (φ, θ) — азимут и угол места соответственно; $\mathbf{a}_{(\varphi,\theta)}$ — вектор размерности $[3 \times 1]$, задающий направление (φ, θ) прихода/ухода сигнала в пространстве; $\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}$ — волновой вектор размерности $[3 \times 1]$, задающий направление (φ, θ) ; \mathbf{p}_n , $n = 1, \dots, N$, — вектор размерности $[3 \times 1]$, задающий положение n -го АЭ, где N — общее число АЭ; $\mathbf{v}(\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)})$ — вектор размерности $[N \times 1]$ фазового отклика AP на направление (φ, θ) ; \mathbf{w} — вектор размерности $[N \times 1]$ направляющих коэффициентов AP; H — оператор эрмитового сопряжения; T — оператор транспонирования.

Произведение $\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}^T \mathbf{p}_N$ формирует проекцию вектора \mathbf{p}_N , задающего положение АЭ, на вектор $\mathbf{a}_{(\varphi,\theta)}$, задающий направление прихода сигнала, которое определяет фазовое распределение сигналов АЭ; для упрощения изложения индексы (φ, θ) далее будут опускаться.

Исходя из (1), для управления максимумом ДН AP можно записать следующее условие:

$$\mathbf{w}^H \mathbf{v}(\mathbf{k}_{\max}) = 1. \quad (4)$$

Условие (4) говорит о том, что для ориентации максимума ДН в направлении \mathbf{k}_{\max} полезного сигнала SOI необходимо иметь такой вектор направляющих коэффициентов \mathbf{w} , который обеспечивает прием/передачу сигнала SOI в заданном направлении (φ, θ) без искажений.

Аналогичное условие справедливо и для управления нулем ДН AP:

$$\mathbf{w}^H \mathbf{v}(\mathbf{k}_{\text{null}}) = 0. \quad (5)$$

Условие (5) говорит о том, что для ориентации нуля ДН в направлении \mathbf{k}_{null} помехи SNOI необходимо иметь такой вектор направляющих коэффициентов \mathbf{w} , который обеспечивает полное подавление помехи SNOI на прием/передачу в заданном направлении \mathbf{k}_{null} .

Для одновременного управления максимумом и нулем ДН AP необходимо построить вектор направляющих коэффициентов \mathbf{w} , удовлетворяющий условиям (4) и (5) одновременно. В общем виде это условие можно представить следующими выражениями:

$$\mathbf{w}^H \mathbf{C} = \mathbf{g}^T, \quad (6)$$

$$\mathbf{C} = [\mathbf{v}(\mathbf{k}_0) \mathbf{v}(\mathbf{k}_1) \cdots \mathbf{v}(\mathbf{k}_{M_c})], \quad (7)$$

$$\mathbf{g}^H = [g_0 \ g_1 \ \cdots \ g_{M_c}], \quad (8)$$

где \mathbf{C} — матрица $[N \times M_c]$ условий; \mathbf{g}^H — вектор $[1 \times M_c]$ числовых параметров (в общем случае комплексных), соответствующих условиям из \mathbf{C} ; M_c — число условий.

Далее предполагается управление одним максимумом для SOI и одним нулем ДН AP для SNOI, тогда выражения (7) и (8) можно записать как

$$\mathbf{C}_{1/0} = [\mathbf{v}(\mathbf{k}_{\max}) \mathbf{v}(\mathbf{k}_{\max})], \quad (9)$$

$$\mathbf{g}_{1/0}^H = [1 \ 0]. \quad (10)$$

Для решения этой задачи используется алгоритм LCMV (Linear Constraint Minimum Variance) [Tees, 2002], который позволяет решить оптимизационную задачу поиска вектора направляющих коэффициентов AP для минимизации мощности шума на выходе AP с учетом дополнительных условий, выраженных в (9) и (10):

$$\min \{ \mathbf{w}^H \mathbf{R}_n \mathbf{w} \} \quad \text{при условии} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{C}_{1/0} = \mathbf{g}_{1/0}^H, \quad (11)$$

где \mathbf{R}_n — ковариационная матрица шума $[N \times N]$ АЭ.

Решение (11) имеет вид

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{g}_{1/0}^H \frac{\mathbf{C}_{1/0}^H \mathbf{R}_n^{-1}}{\mathbf{C}_{1/0}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{C}_{1/0}}. \quad (12)$$

Предполагая, что шум является аддитивным белым гауссовым, справедливо $\mathbf{R}_n = \sigma^2 \mathbf{I}_N$, тогда выражение (12) упрощается следующим образом:

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{g}_{1/0}^H \frac{\mathbf{C}_{1/0}^H}{\mathbf{C}_{1/0}^H \mathbf{C}_{1/0}}. \quad (13)$$

Полученное выражение (13) используется далее при моделировании управления формой ДН, т. е. при управлении максимумом в направлении SOI и нулем в направлении SNOI. Направление максимума ДН определяется первым столбцом матрицы $\mathbf{C}_{1/0}$ и соответствует направлению на обслуживаемую UE — SOI. Направление нуля ДН определяется вторым столбцом матрицы $\mathbf{C}_{1/0}$ и соответствует направлению на соседнюю UE — SNOI. Значение отношения «сигнал/помеха» SIR на приеме UE, выраженное в дБ, вычисляется согласно

$$SIR = P(g_s, d_s) - P(g_i, d_i), \quad (14)$$

$$P(g(\varphi, \theta), d) = 10 \lg(g(\varphi, \theta)) - 20 \lg\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right), \quad (15)$$

где g_s и g_i — коэффициенты усиления AP обслуживающей и соседней gNB в направлении на UE соответственно; d_s и d_i — расстояние от UE до обслуживающей и соседней gNB соответственно. В (15) КУ AP обслуживающей gNB g_s и КУ AP соседней gNB g_i в направлении на UE определяются следующими выражениями:

$$g_s(\varphi_{gNB_s}, \theta_{gNB_s}) = \left| \mathbf{w}_s^H \mathbf{v}\left(\mathbf{k}_{(\varphi_{gNB_s}, \theta_{gNB_s})}\right) \right|^2, \quad (16)$$

$$g_i(\varphi_{gNB_i}, \theta_{gNB_i}) = \left| \mathbf{w}_i^H \mathbf{v}\left(\mathbf{k}_{(\varphi_{gNB_i}, \theta_{gNB_i})}\right) \right|^2, \quad (17)$$

где $\mathbf{k}_{(\varphi_{gNB_s}, \theta_{gNB_s})}$ — волновой вектор полезного сигнала SOI, задающий направление на UE от обслуживающей gNB; \mathbf{w}_s^H — вектор направляющих коэффициентов SOI, вычисленный из (11)–(13),

для формирования максимума ДН в направлении на UE от обслуживающей gNB; $\mathbf{k}_{(\varphi_{gNB_i}, \theta_{gNB_i})}$ — волновой вектор помехи SNOI, задающий направление на UE от соседней gNB; \mathbf{w}_i^H — вектор направляющих коэффициентов SNOI, вычисленный из (11)–(13), для формирования нуля ДН соседней gNB в направлении исследуемой UE.

Управление положением максимума и нуля ДН AP gNB выполняется на основе информации о местоположении обслуживаемой и соседней UE. Точность местоположения UE задается СКО оценки координат UE на плоскости x в метрах.

Рисунок 2 иллюстрирует зависимости мгновенного значения отношения «сигнал/помеха» SIR в дБ для случая управления положением только максимума ДН и для случая управления положением одного максимума и одного нуля ДН при использовании алгоритма LCMV для планарной AP с числом АЭ, равным 8, в предположении нулевой СКО оценки координаты UE; по оси x отложены точки на прямолинейной траектории движения UE.

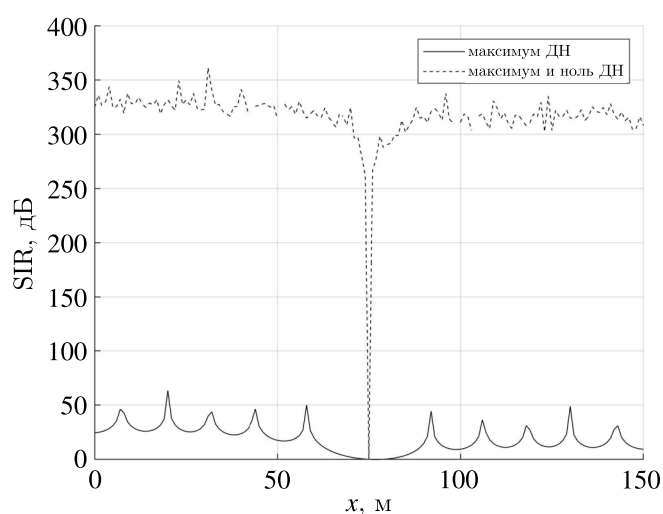


Рис. 2. Значения SIR при наличии точной оценки координат UE: SIR — отношение «сигнал/помеха»; ДН — диаграмма направленности

На рис. 3 представлены значения SIR в дБ, аналогичные рис. 2, но при наличии неточной информации о местоположении UE с СКО оценки координат, равной 5 м.

Характер зависимостей на рис. 3 аналогичен рис. 2, при этом видно, что эффективность работы схемы управления положением нуля ДН снизилась, в частности, уменьшилось мгновенное значение SIR и увеличилось число областей на карте SIR по оси x , в которых значение SIR оказалось ниже некоторого фиксированного порога.

Для сравнения эффективности алгоритма управления нулем ДН для различных конфигураций AP и значений СКО введена интегральная характеристика в виде среднего значения SIR_{avg} по всем точкам координат траектории UE по оси x .

На рис. 4 представлены зависимости среднего значения SIR_{avg} для планарной AP от числа АЭ при различных значениях СКО оценки координат UE; сплошной линией представлены зависимости SIR_{avg} для схемы управления только максимумом ДН, штриховой линией показаны зависимости SIR_{avg} для схемы управления максимумом и нулем ДН. Из рис. 4 видно, что зависимости для схемы управления только максимумом ДН и для схемы управления максимумом и нулем ДН имеют общие тенденции: снижение SIR_{avg} при увеличении СКО ОК UE; увеличение значений SIR_{avg} при увеличении числа АЭ. При этом для схемы управления максимумом ДН характерна более выраженная зависимость от числа АЭ. Также из рис. 4 следует, что SIR_{avg} для

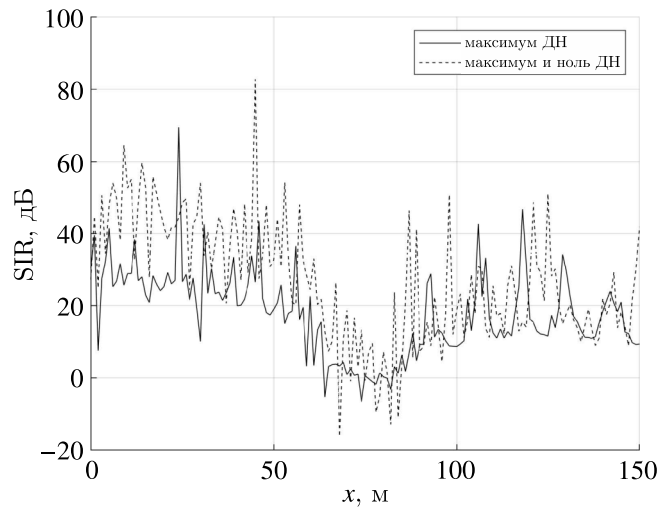


Рис. 3. Значения SIR при СКО оценки координат UE 5 м: SIR — отношение «сигнал/помеха»; ДН — диаграмма направленности

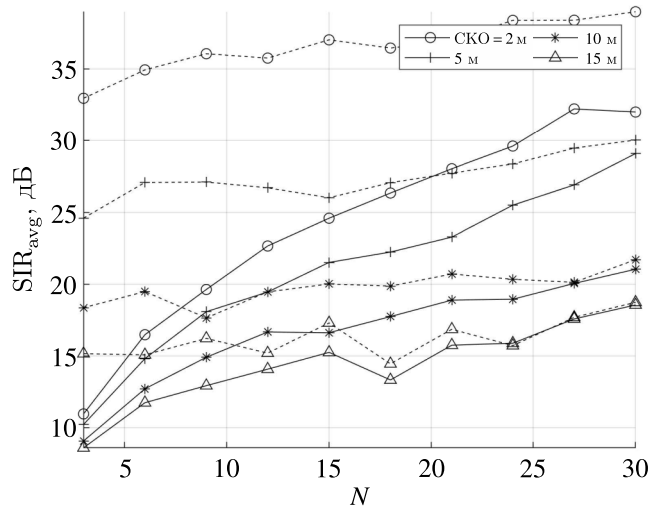


Рис. 4. Зависимость SIR_{avg} от числа АЭ планарной АР для разных значений СКО ОК UE: SIR_{avg} — среднее отношение «сигнал/помеха»; СКО — среднеквадратическая ошибка; ОК — оценка координат; UE (User Equipment) — пользовательское устройство; сплошной линией представлены зависимости для схемы управления только максимумом ДН; штриховой линией показаны зависимости для схемы управления максимумом и нулем ДН

схемы управления максимумом и нулем ДН выше SIR_{avg} для схемы управления только максимумом ДН. Для оценки этого выигрыша вводится показатель увеличения значения ΔSIR_{avg} .

На рис. 5 представлена зависимость увеличения значения ΔSIR_{avg} для схемы управления максимумом и нулем ДН относительно схемы с управлением только максимумом ДН.

Из рис. 5 видно, что эффективность схемы управления максимумом и нулем ДН снижается с ростом числа АЭ и достигает значения, близкого к 0, при числе АЭ порядка 20 для СКО более 10 м. Снижение эффективности также наблюдается с ростом СКО при фиксированном числе АЭ. Так, при числе АЭ, равном 5, и СКО 2 м выигрыш представленной схемы составляет порядка 20 дБ, а при СКО 10 м — порядка 8 дБ.

Таким образом, схема управления формой ДН, реализующая ориентацию максимума и нуля ДН, построенная по алгоритму LCMV, в целом позволяет увеличить значения SIR_{avg} на прие-

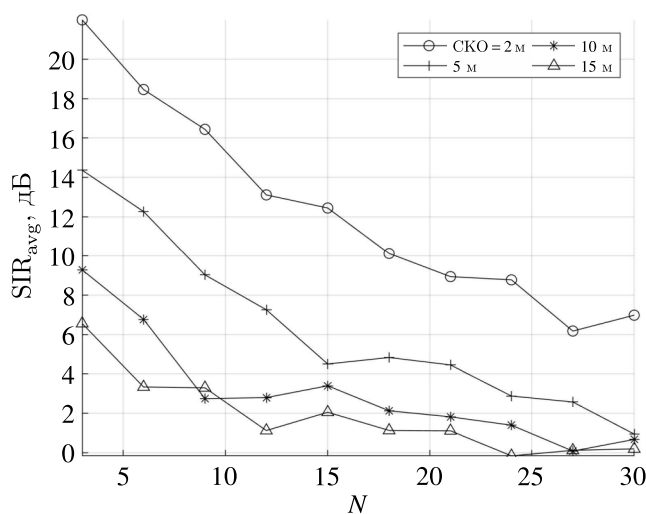


Рис. 5. Зависимость ΔSIR_{avg} от числа АЭ планарной АР для разных значений СКО ОК UE: ΔSIR_{avg} — увеличение отношения «сигнал/помеха» для схемы управления максимумом и нулем ДН относительно схемы с управлением только максимумом ДН; СКО — среднеквадратическая ошибка; ОК — оценка координат; UE (User Equipment) — пользовательское устройство

ме UE; при этом схема работает наиболее эффективно (не менее 10 дБ) для АР размерностью не более 5 АЭ и СКО оценки координат UE не более 5 м. Ширина ДН АР обратно пропорциональна числу АЭ, поэтому ошибка оценки координат UE при выставлении максимума ДН менее критична для АР с меньшим числом АЭ. Скорость снижения уровня боковых лепестков ДН прямо пропорциональна числу АЭ, поэтому ошибка оценки координат UE при выставлении нуля ДН менее критична для АР с большим числом АЭ. При этом из рис. 4 видно, что скорость увеличения SIR_{avg} с ростом числа АЭ снижается с увеличением СКО, что позволяет сделать вывод о том, что наибольший вклад в снижение SIR_{avg} вносит ошибка ориентации максимума ДН, вызванная ошибкой оценки координат обслуживаемой UE. Таким образом, схема управления нулем ДН более эффективна при малом числе АЭ, что отражают зависимости на рис. 5.

Если работа описанных выше схем управления формой ДН основана на внешней информации о местоположении UE, то алгоритмы адаптивного диаграммообразования позволяют сформировать максимум ДН в направлении полезного сигнала SOI, при этом подавляя мешающие сигналы с других направлений SNOI, основываясь на информации о форме принимаемого полезного сигнала. Такие алгоритмы используют критерий оптимизации в виде минимальной среднеквадратической ошибки, которая вычисляется как разность отчетов принятой и опорной (известна на приеме и передаче заранее) преамбулы [Наукин, 2002]:

$$e(k) = d(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k), \quad k = 0, \dots, K, \tag{18}$$

где $d(k)$ — k -й отчет заданной преамбулы; $\mathbf{x}(k)$ — вектор размерности $[N \times 1]$ k -х отчетов принятой преамбулы каждым АЭ; \mathbf{w}^H — вектор размерности $[1 \times N]$ направляющих коэффициентов АР; N — число АЭ; K — длина преамбулы.

Весовая функция оптимизации выражается как

$$J(\mathbf{w}) = E[|e|^2] = E[|d|^2] - 2\mathbf{w}^H E[\mathbf{x}^H d] + \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}^H \mathbf{x}] \mathbf{w} = E[|d|^2] - 2\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{dx} + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}, \tag{19}$$

где \mathbf{r}_{dx} — корреляционный вектор размерности $[N \times 1]$ отчетов принятой и опорной преамбулы для каждого АЭ; \mathbf{R}_{xx} — корреляционная матрица размерности $[N \times N]$ сигналов АЭ. Вектор \mathbf{w}^H

должен удовлетворять условию $\min_{\mathbf{w}} J(\mathbf{w})$ и выражается из градиента функции $J(\mathbf{w})$, приравненного к нулю:

$$\nabla J(\mathbf{w}) = -2\mathbf{r}_{dx} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w} = 0. \quad (20)$$

Вектор оптимальных весовых коэффициентов можно выразить из (20):

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}. \quad (21)$$

В данной работе использован алгоритм SMI (Sample Matrix Inversion), который напрямую реализует уравнение (21), используя матрицу \mathbf{X} размерности $[K \times N]$ отчетов принятой преамбулы на каждом АЭ и вектор \mathbf{d} размерности $[K \times 1]$ отчетов опорной преамбулы:

$$\widehat{\mathbf{w}} = \widehat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}\widehat{\mathbf{r}}_{dx}, \quad \widehat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{K}[\mathbf{X}\mathbf{X}^H], \quad \widehat{\mathbf{r}}_{dx} = \frac{1}{K}[\mathbf{X}^H\mathbf{d}]. \quad (22)$$

На практике, как правило, используются итеративные алгоритмы решения (21) для нахождения оптимальных весовых коэффициентов АР, например LMS (Iterative Least Mean Square), RLS (Recursive Least Square). Такие алгоритмы требуют меньше вычислительных ресурсов чем SMI, и обновляют коэффициенты по мере приема отчетов преамбулы [Григорьев, 2016а].

На рис. 6 представлен график значений SIR в дБ для адаптивного ДО по алгоритму SMI для планарной АР из 8 АЭ при СКО оценки координат 0 и 5 м. По оси x отложены точки на прямолинейной траектории движения УЕ. Из рис. 6 видно, что адаптивное диаграммообразование позволяет обеспечить хорошее подавление помехи во всех точках траектории УЕ, кроме точки, где направления полезного сигнала и помехи совпадают. Величина SIR не зависит от СКО, так как алгоритм (22) не использует информацию о местоположении УЕ, а направления полезного сигнала SOI и помехи SNOI вычисляются на основе принятого АР сигнала. Основным недостатком алгоритмов адаптивного ДО является необходимость иметь число независимых трактов приема/обработки, равное числу АЭ. В настоящее время возможности микроэлектроники ограничивают применение подобных схем диаграммообразования малым числом АЭ.

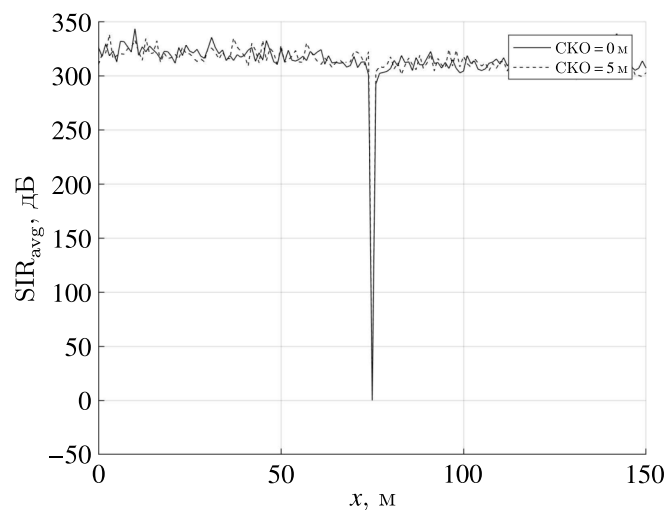


Рис. 6. Значения SIR для адаптивного диаграммообразования; SIR — отношение «сигнал/помеха»; СКО — среднеквадратическая ошибка

4. Модель управления шириной диаграммы направленности антенны

Модель управления шириной диаграммы направленности антенны предназначена для исследования алгоритма синтеза ДН АР с заданными свойствами на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Синтез ДН базируется на информации о местоположении УЕ, а основными параметрами синтеза являются ширина главного лепестка ДН и его направление.

Последующее описание представлено для линейной АР, антенные элементы которой располагаются вдоль оси y симметрично относительно 0 с шагом, равным $\frac{d}{2}$.

Выражение ДН АР произвольной конфигурации, состоящей из N АЭ, можно представить в виде (1)–(3). Вектор, задающий направление прихода сигнала, определяется выражением

$$\mathbf{a}_{(\varphi,\theta)} = - \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\varphi) \\ \cos(\theta) \sin(\varphi) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Тогда волновой вектор размерности $[3 \times 1]$ определяется выражением

$$\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)} = -\frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\varphi) \\ \cos(\theta) \sin(\varphi) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Положение n -го АЭ для АР, расположенной вдоль оси y , выражается как

$$p_{ny} = \left(n - \frac{N-1}{2} \right) d, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (25)$$

где N – число АЭ АР; d – расстояние между АЭ. Координаты АЭ по оси x и z равны $p_{nx} = p_{nz} = 0$. Тогда вектор, задающий положение n -го АЭ, определяется выражением

$$\mathbf{p}_n = [0 \quad p_{ny} \quad 0]^T. \quad (26)$$

Выражение (2) с учетом (24) и (26) будет иметь вид

$$\mathbf{v}(\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}) = \begin{bmatrix} e^{-j\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}^T \mathbf{p}_1} \\ e^{-j\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}^T \mathbf{p}_2} \\ \vdots \\ e^{-j\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}^T \mathbf{p}_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j(-\frac{N-1}{2})k_y d} \\ e^{-j(1-\frac{N-1}{2})k_y d} \\ \vdots \\ e^{-j(\frac{N-1}{2})k_y d} \end{bmatrix}, \quad (27)$$

где $k_y = -\frac{2\pi}{\lambda} \cos(\theta) \sin(\varphi)$ – компонента y вектора $\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}$, единственная ненулевая компонента после скалярного произведения $\mathbf{k}_{(\varphi,\theta)}^T \mathbf{p}_n$.

Выражение ДН (1) с учетом (27) будет иметь вид

$$A(k_y) = \mathbf{w}^H \mathbf{v}(k_y) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n^* e^{-j(n-\frac{N-1}{2})k_y d}, \quad (28)$$

где $*$ – знак комплексного сопряжения.

Введем следующее обозначение:

$$\psi = -k_y d = -\frac{2\pi}{\lambda} \cos(\theta) \sin(\varphi) d. \quad (29)$$

Тогда (28) с учетом (29) примет вид функции ДН в пространстве по переменной ψ :

$$A(\psi) = e^{-j(\frac{N-1}{2})\psi} \sum_{n=0}^{N-1} w_n^* e^{jn\psi}. \quad (30)$$

Введем обозначение

$$z = e^{j\psi}. \quad (31)$$

Тогда выражение (30) примет вид

$$A(\psi) = z^{-\frac{N-1}{2}} \sum_{n=0}^{N-1} w_n^* z^n = z^{-\frac{N-1}{2}} \left(\sum_{n=0}^{N-1} w_n z^{-n} \right)^*. \quad (32)$$

Множитель в скобках выражения (32) представляет собой формулу Z-преобразования:

$$A(\psi) = \left[z^{-\frac{N-1}{2}} A_z^*(z) \right]_{z=e^{j\psi}}, \quad A_z(z) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n z^{-n} = A^*(\psi) e^{-j(\frac{N-1}{2})\psi}. \quad (33)$$

На основе выражений (33) далее строится процедура синтеза ДН АР требуемой формы. Требуемую ДН $A(\psi)$ в пространстве переменной ψ необходимо продискретизировать, т. е. взять набор точек, по которым будет рассчитываться вектор коэффициентов \mathbf{w}^H . Далее предполагается, что ДН рассматривается в горизонтальной плоскости и $\theta = 0$. Для $d = \frac{\lambda}{2}$ переменная ψ меняется в пределах $-\pi \leq \psi \leq \pi$. N точек ψ равномерно распределены относительно 0:

$$\psi_k = \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \frac{2\pi}{N}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (34)$$

Тогда из выражений (33) и (34)

$$A^*(\psi_k) e^{-j(\frac{N-1}{2})\psi_k} = \sum_{n=0}^{N-1} w_n z^{-n} = \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-j(k - \frac{N-1}{2})\frac{2\pi}{N}n} = \sum_{n=0}^{N-1} \left(w_n e^{j(\frac{N-1}{N})\pi n} \right) e^{-jkn\frac{2\pi}{N}}. \quad (35)$$

Обозначим

$$b_n = w_n e^{j(\frac{N-1}{N})\pi n}, \quad (36)$$

$$A(k) = A^*(\psi_k) e^{-j(\frac{N-1}{2})\psi_k}. \quad (37)$$

Тогда форма ДН АР и составляющие вектора весовых коэффициентов b_n связаны формулой прямого преобразования Фурье:

$$A(k) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n e^{-jkn\frac{2\pi}{N}}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (38)$$

Формула обратного преобразования Фурье (ОПФ), которая позволяет рассчитать вектор весовых коэффициентов для заданной формы ДН АР, определяется как

$$b_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A(k) e^{jkn\frac{2\pi}{N}}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (39)$$

Из (36) получим

$$w_n = b_n e^{-j(\frac{N-1}{N})\pi n}. \quad (40)$$

Порядок расчета вектора весовых коэффициентов для заданной ДН можно описать следующим образом [Trees, 2002]: 1) сформировать ДН требуемой формы с заданной шириной главного лепестка; 2) дискретизировать заданную ДН $A(\psi_k)$ в точках пространства по переменной ψ_k согласно (34); 3) на основе $A(\psi_k)$ найти $A(k)$ согласно (37); 4) найти b_n как ОПФ от $A(k)$ согласно (39); 5) найти вектор весовых коэффициентов АР w_n согласно (40).

Вектор коэффициентов для планарной АР получают путем перемножения векторов коэффициентов горизонтальных и вертикальных АЭ: $w_{mn} = w_n \cdot w_m$, $n = 0, \dots, N-1$, $m = 0, \dots, M-1$, где N и M — число АЭ в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно.

В качестве функции, задающей форму ДН, используется оконная функция двух видов: прямоугольное окно и окно Гаусса. Форма ДН задается в азимутальной плоскости при угле места, равном 0. В качестве основного параметра ДН выбрана ширина главного лепестка ДН по уровню половинной мощности HPBW (Half Power Beam Width), которая определяется исходя из СКО местоположения UE и расстояния до UE:

$$HPBW = 2 \cdot \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\sigma}{d} \right), \quad (41)$$

где σ — СКО оценки координат UE; d — расстояние от gNB до UE. Множитель 2 в формуле (41) указывает на симметричность ДН относительно направления максимума ДН.

ДН прямоугольной формы в диапазоне азимутов $-90 \leq \varphi \leq 90$ задается выражением

$$A(\varphi) = \begin{cases} 1, & |\varphi| \leq s \cdot \frac{HPBW}{2}, \\ 0, & |\varphi| > s \cdot \frac{HPBW}{2}, \end{cases} \quad (42)$$

где s — дополнительный множитель ширины ДН, величина которого определяется в процессе моделирования. Такая ДН формирует область постоянного КУ в диапазоне углов $\pm s \cdot HPBW$.

ДН в виде функции Гаусса в диапазоне азимутов $-90 \leq \varphi \leq 90$ задается выражением

$$A(\varphi) = e^{-\frac{\varphi^2}{2(s \cdot \frac{HPBW}{2})^2}}. \quad (43)$$

Такая функция задает ДН с формой главного лепестка, повторяющей форму распределения оценки координат (ОК) UE на плоскости xu .

На рис. 7 представлены требуемая ДН прямоугольной формы (42) и синтезированная по этой форме ДН с помощью описанного выше алгоритма для планарной АР из 20 АЭ с шириной ДН 50° . На полученной ДН наблюдается проявление эффекта Гиббса, вызванного резкими переходами из 0 в 1 на заданной ДН (сплошная линия). Для устранения этого эффекта к коэффициентам АР (40) применено окно Хэмминга:

$$w_n = w_n \cdot w_{nH}, \quad w_{nH} = 0,54 - 0,46 \cos \left(\frac{2\pi n}{N} \right), \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (44)$$

На рис. 8 представлена ДН, синтезированная с применением окна Хэмминга, где видно, что уровень колебаний коэффициента усиления (КУ) в области основного лепестка, а также уровень боковых лепестков ДН заметно снижены.

На рис. 9 представлены требуемая ДН в виде функции Гаусса (43) и синтезированная по этой форме ДН для планарной АР из 20 АЭ с шириной ДН 50° . Функция Гаусса гладкая во всем диапазоне аргумента, и полученные коэффициенты w_n не требуют дополнительной обработки.

Для анализа эффективности алгоритма управления шириной ДН используется модель с одной радиолинией, в которой gNB находится в точке начала координат, а UE располагается на расстоянии d по азимуту 0° относительно gNB. Ошибка ОК UE задается СКО в метрах.

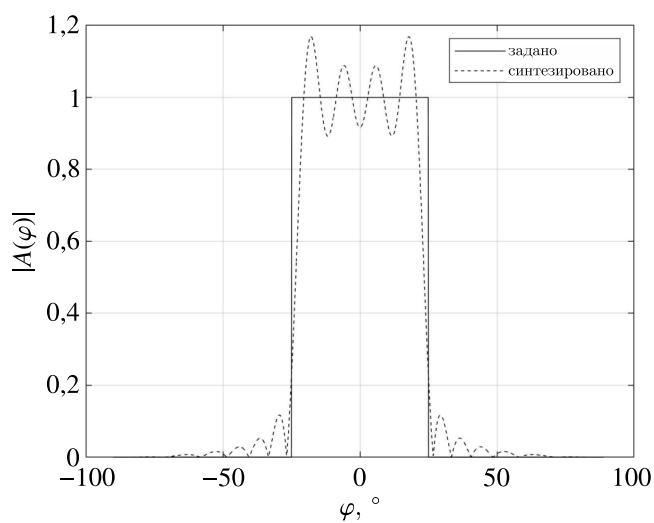


Рис. 7. Заданная и синтезированная ДН прямоугольной формы: ДН — диаграмма направленности

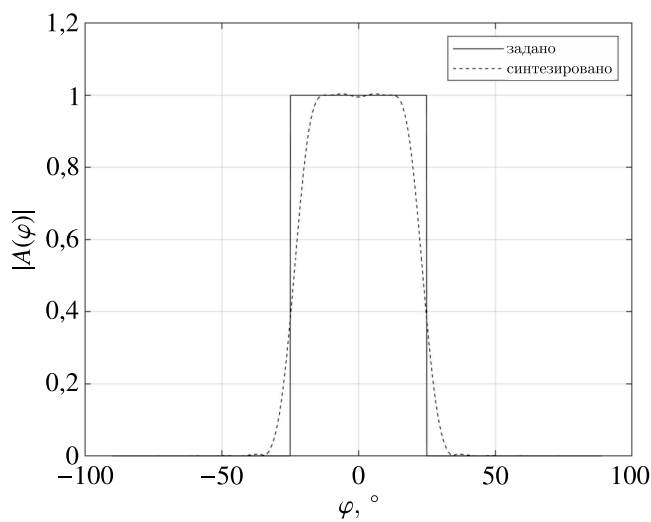


Рис. 8. Заданная и синтезированная ДН прямоугольной формы с применением окна Хэмминга: ДН — диаграмма направленности

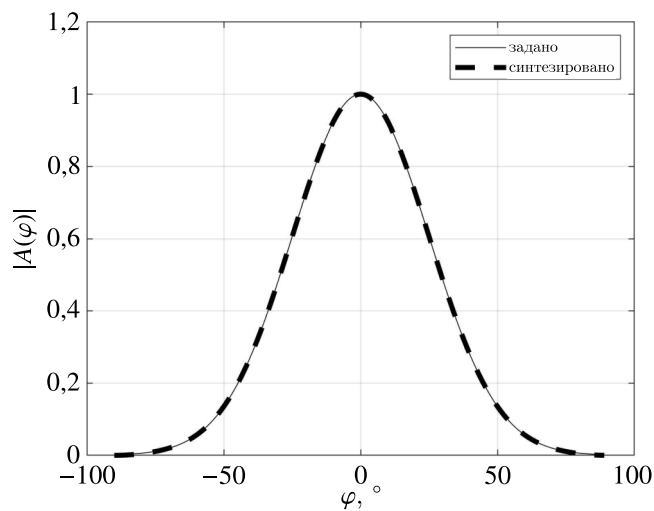


Рис. 9. Заданная и синтезированная ДН в виде функции Гаусса: ДН — диаграмма направленности

На рис. 10 представлены ДН с управляемой шириной для планарной АР из 20 АЭ при синтезе прямоугольной ДН и ДН Гаусса. Концентрическими окружностями показано распределение вероятностей местоположения UE для СКО 10 м, а число над окружностью описывает вероятность, с которой UE находится внутри этой окружности.

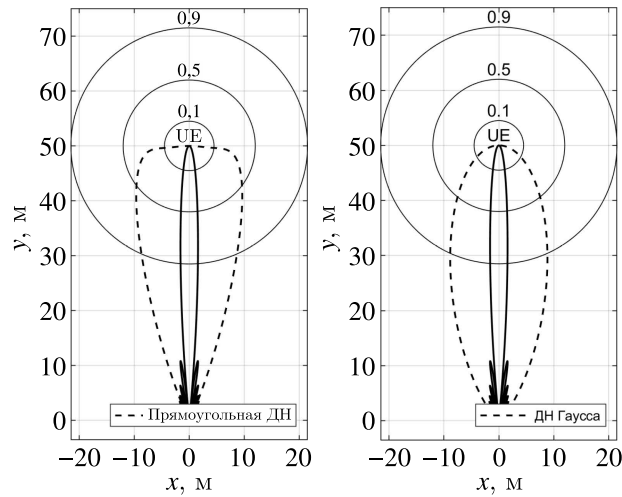


Рис. 10. ДН планарной АР с управлением шириной: ДН — диаграмма направленности; АР — антенная решетка; UE (User Equipment) — пользовательское устройство; сплошной линией показан луч без управления шириной ДН; штриховой линией показан луч с управлением шириной ДН

Из рис. 10 видно, что управление шириной ДН (штриховая линия) позволяет обеспечить покрытие большей области возможного местоположения UE высоким КУ, чем ДН без управления шириной ДН (сплошная линия).

На рис. 11 представлены уровни мощности для нескольких точек местоположения UE из распределения на рис. 10.

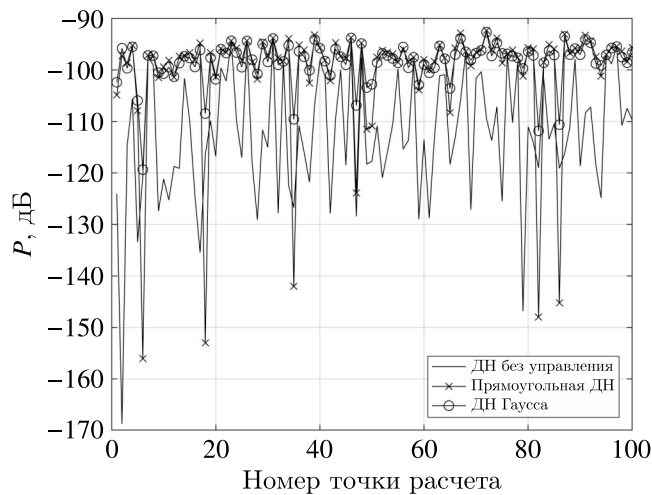


Рис. 11. Мгновенные значения уровня мощности для ДН разных типов: ДН — диаграмма направленности

Из рис. 11 следует, что ДН с заданной шириной обеспечивают более высокий средний уровень мощности, чем ДН без управления шириной. Так, средний уровень мощности для ДН без управления составляет порядка $-112,7$ дБ, для прямоугольной ДН — $-100,4$ дБ, для ДН Гаусса — $-98,4$ дБ. ДН Гаусса имеет мгновенные значения уровня мощности несколько ниже, чем

прямоугольная ДН, но при этом обеспечивает значительно меньшую глубину провалов уровня, так как имеет сравнительно большую ширину по низкому уровню мощности (см. рис. 8 и рис. 9).

Оба варианта управления шириной ДН обеспечивают порядка 12–13 дБ увеличения уровня мощности по сравнению со случаем без управления шириной ДН.

На рис. 12 представлены зависимости увеличения уровня мощности ΔP в дБ для планарной АР при использовании прямоугольной ДН с управляемой шириной относительно ДН без управления для различных значений СКО координат UE, числа АЭ N и множителя s в (42).

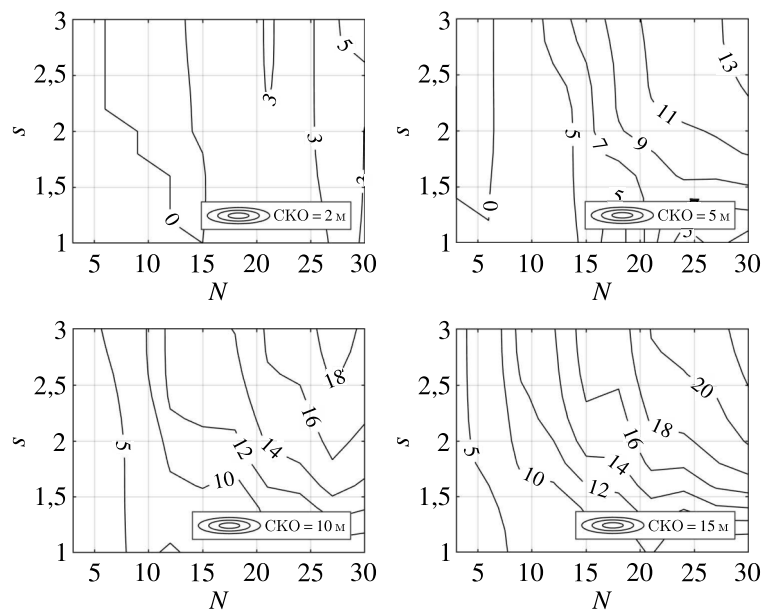


Рис. 12. Прирост уровня мощности для прямоугольной ДН с управляемой шириной: ДН — диаграмма направленности

Из рис. 12 видно, что эффективность управления шириной ДН возрастает при увеличении СКО оценки координат UE. Так, для фиксированного числа АЭ $N = 30$ при СКО, равном [2, 5, 10, 15] м, величина ΔP составляет порядка [5, 13, 18, 22] дБ. Ширина главного лепестка ДН уменьшается с ростом числа АЭ, это обуславливает большие значения ΔP при большем числе АЭ. Множитель s перестает оказывать существенное влияние на величину ΔP при значениях более $\sim 2,2$ при любых значениях СКО и числа АЭ. Зависимости на рис. 12 построены для расстояния между gNB и UE $d = 50$ м, при этом множитель s не зависит от расстояния, а ширина ДН масштабируется расстоянием d согласно (41).

На рис. 13 представлены зависимости увеличения уровня мощности ΔP в дБ для планарной АР при использовании ДН Гаусса с управляемой шириной относительно ДН без управления для различных значений СКО координат UE, числа АЭ N и множителя s в (43).

Из рис. 13 видно, что эффективность управления шириной ДН возрастает при увеличении СКО ОК UE. Так, для фиксированного числа АЭ $N = 30$ при СКО, равном [2, 5, 10, 15] м, величина ΔP составляет порядка [6, 13, 18, 23] дБ, что примерно равняется показателям прямоугольной ДН (рис. 12). Множитель s перестает оказывать существенное влияние на величину ΔP при значениях более ~ 2 при любых значениях СКО и числа АЭ. Зависимости на рис. 13 построены для расстояния между gNB и UE $d_{UE} = 50$ м, при этом множитель s не зависит от расстояния.

Для анализа эффективности алгоритма управления шириной ДН в сценарии с двумя радиолиниями используется модель из предыдущего раздела, в которой UE двигаются навстречу друг другу по одной линии, gNB располагаются на одной стороне относительно траекторий UE.

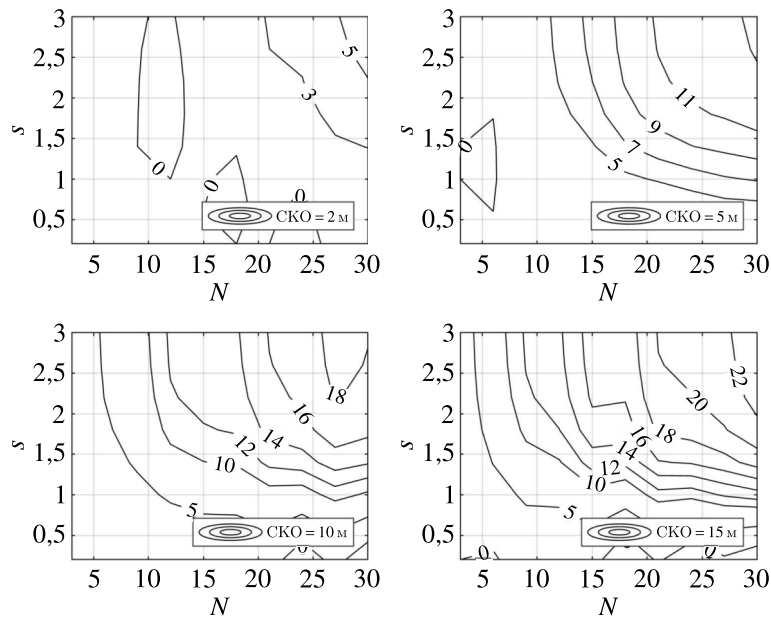


Рис. 13. Прирост уровня мощности для ДН Гаусса с управляемой шириной: ДН – диаграмма направленности

На рис. 14 представлены зависимости среднего значения SIR_{avg} в дБ для планарной АР при использовании прямоугольной ДН с управляемой шириной для различных значений СКО оценки координат UE, числа АЭ N и множителя s в (42).

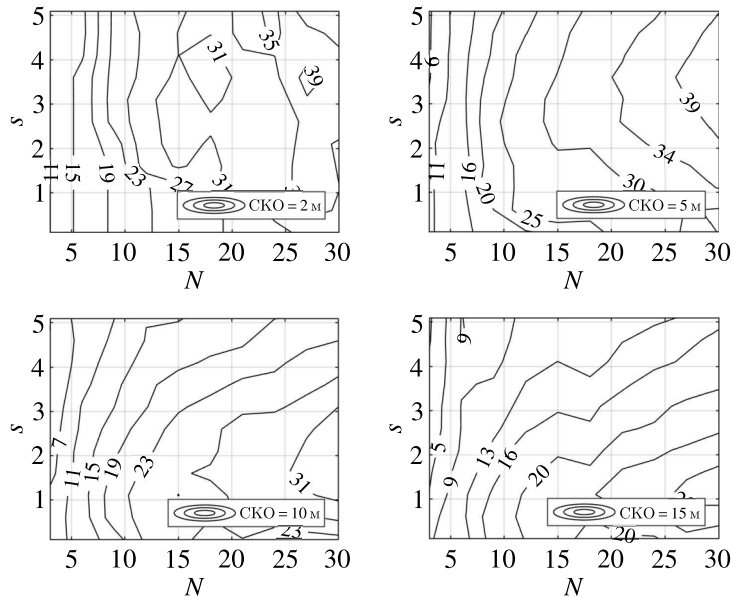


Рис. 14. Значения SIR_{avg} для прямоугольной ДН с управляемой шириной: SIR_{avg} – среднее отношение «сигнал/помеха»; ДН – диаграмма направленности

Из рис. 14 видно, что значения SIR_{avg} снижаются с ростом СКО и увеличиваются с ростом числа АЭ. Так, при для $N = 30$ и СКО оценки координат UE [2, 5, 10, 15] значения SIR_{avg} составляют порядка [39, 41, 34, 29] дБ для планарной АР. Оптимальное значение множителя ширины ДН s уменьшается с ростом СКО. На рис. 12 множитель s не зависел от СКО, однако

в случае двух радиолиний увеличение требуемой ширины ДН с ростом СКО для более стабильного уровня приема на обслуживаемой UE приводит к увеличению области пространства с низким SIR_{avg} для соседней UE. Оптимальные значения s для СКО [2, 5, 10, 15] составляют примерно [4,3, 3,7, 2,1, 1,1] для планарной AP при любом числе АЭ.

На рис. 15 представлены зависимости среднего значения SIR_{avg} в дБ для планарной AP при использовании ДН Гаусса с управляемой шириной для различных значений СКО оценки координат UE, числа АЭ N и множителя s в (42).

Из рис. 15 видно, что значения SIR_{avg} снижаются с ростом СКО и увеличиваются с ростом числа АЭ. Так, при для $N = 30$ и СКО оценки координат UE [2, 5, 10, 15] значения SIR_{avg} составляют порядка [68, 64, 44, 43] дБ для планарной AP. Характер зависимости множителя ширины ДН s аналогичен случаю прямоугольной ДН. Оптимальные значения s для СКО [2, 5, 10, 15] составляют примерно [3,5, 1,6, 1,1, 0,6] для планарной AP при любом числе АЭ.

На рис. 16 и рис. 17 представлены зависимости SIR_{avg} и ΔSIR_{avg} соответственно для планарной AP от числа АЭ при различных СКО оценки координат UE для случая управления шириной прямоугольной ДН; сплошной линией представлены зависимости для схемы управления только максимумом ДН, штриховой линией — для схемы управления шириной прямоугольной ДН. Зависимости построены для оптимальных значений множителя ширины луча s (рис. 14).

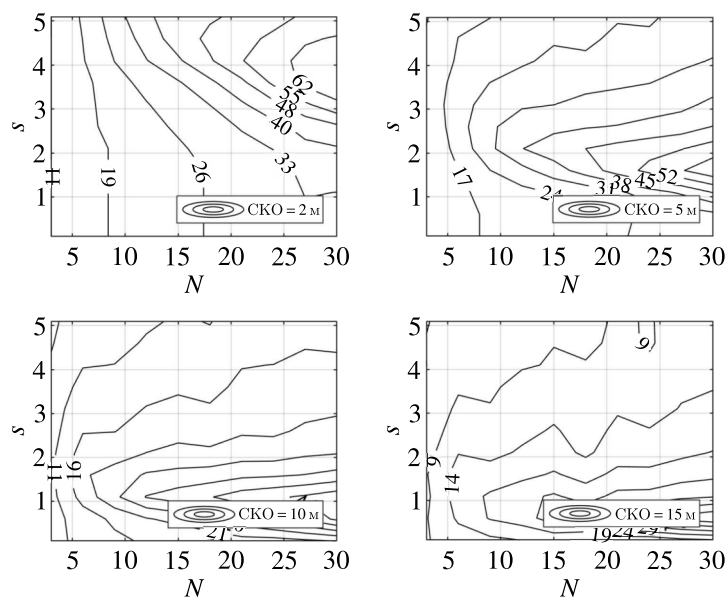


Рис. 15. Значения SIR_{avg} для ДН Гаусса с управляемой шириной: SIR_{avg} — среднее отношение «сигнал/помеха»; ДН — диаграмма направленности

Из рис. 16 и рис. 17 видно, что алгоритм управления шириной прямоугольной ДН наиболее эффективно работает при значениях СКО больших 2 м и числе АЭ больше 10. Ширина ДН обратно пропорциональна числу АЭ, поэтому при малом числе АЭ алгоритм управления шириной ДН не дает существенного прироста SIR_{avg} (менее 5 дБ при числе АЭ менее 10), а ДН без управления обеспечивает достаточное покрытие области вероятного нахождения UE. Для числа АЭ, равного 30, СКО более 5 м и прямоугольной ДН алгоритм управления шириной ДН позволяет увеличить SIR на ~ 12 дБ.

На рис. 18 и рис. 19 представлены зависимости SIR_{avg} и ΔSIR_{avg} соответственно для планарной AP от числа АЭ при различных СКО оценки координат UE для случая управления шириной ДН Гаусса. Сплошной линией представлены зависимости для схемы управления только

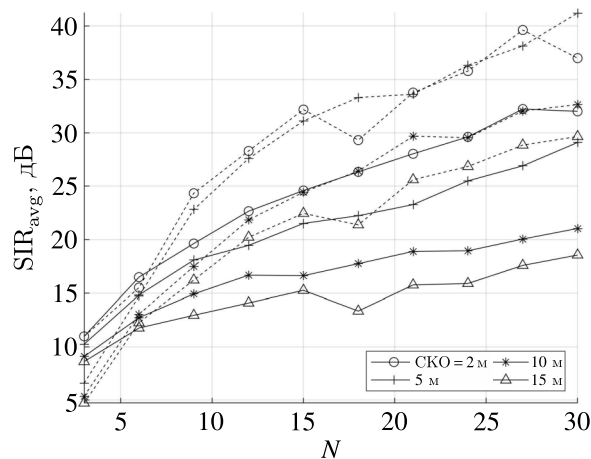


Рис. 16. Зависимость SIR_{avg} от числа АЭ и СКО для прямоугольной ДН: SIR_{avg} — среднее отношение «сигнал/помеха»; ДН — диаграмма направленности; АЭ — антенный элемент; СКО — среднеквадратическая ошибка; сплошной линией представлены зависимости для схемы управления только максимумом ДН; штриховой линией показаны зависимости для схемы управления шириной прямоугольной ДН

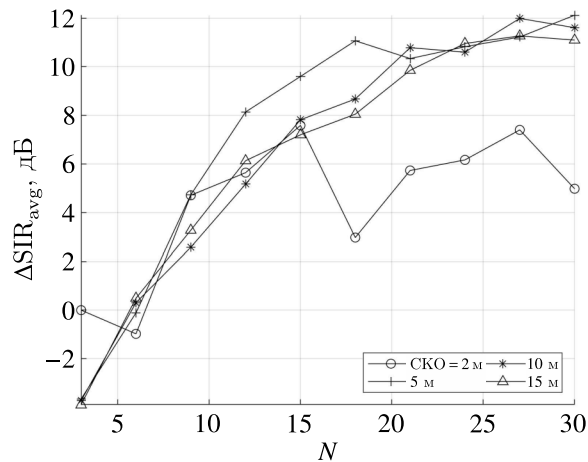


Рис. 17. Зависимость ΔSIR_{avg} от числа АЭ и СКО для прямоугольной ДН: ΔSIR_{avg} — увеличение отношения «сигнал/помеха» для схемы управления шириной прямоугольной ДН относительно схемы с управлением только максимумом ДН; ДН — диаграмма направленности; АЭ — антенный элемент; СКО — среднеквадратическая ошибка

максимумом ДН, штриховой линией — для схемы управления шириной прямоугольной ДН. Зависимости построены для оптимальных значений множителя ширины луча s (рис. 15).

Из рис. 18 и рис. 19 видно, что зависимости SIR_{avg} и ΔSIR_{avg} для случая управления шириной ДН Гаусса имеют схожий характер с зависимостями для случая управления шириной прямоугольной ДН на рис. 16 и рис. 17. При этом ДН Гаусса позволяет обеспечить больший прирост SIR_{avg} . Так, для числа АЭ, равного 30, СКО более 5 м алгоритм управления шириной ДН Гаусса позволяет увеличить SIR_{avg} на ~ 25 дБ.

5. Заключение

Выполненное в настоящей работе исследование позволило установить зависимость потенциала пространственной селекции полезных и мешающих сигналов по критерию отношения «сигнал/помеха» SIR в дБ от погрешности позиционирования пользовательских устройств по

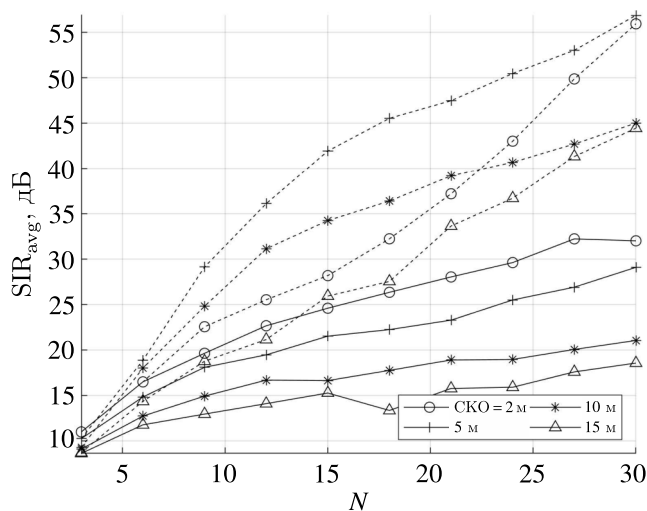


Рис. 18. Зависимость SIR_{avg} от числа АЭ и СКО для ДН Гаусса: SIR_{avg} — среднее отношение «сигнал/помеха»; ДН — диаграмма направленности; АЭ — антенный элемент; СКО — среднеквадратическая ошибка; сплошной линией представлены зависимости для схемы управления только максимумом ДН; штриховой линией показаны зависимости для схемы управления шириной ДН Гаусса

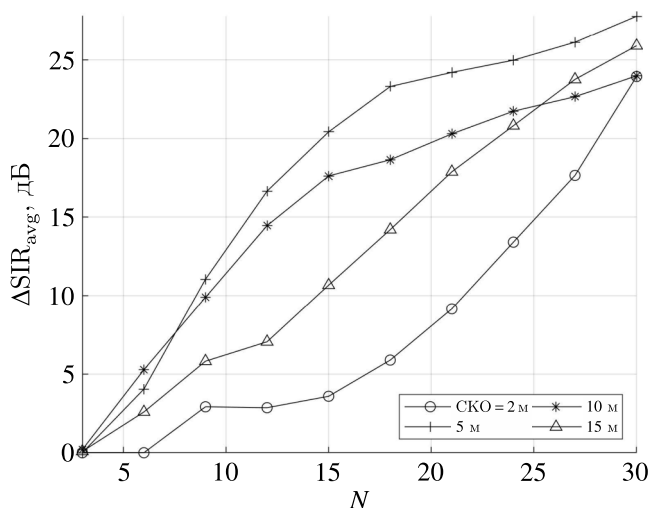


Рис. 19. Зависимость ΔSIR_{avg} от числа АЭ и СКО для ДН Гаусса: ΔSIR_{avg} — увеличение отношения «сигнал/помеха» для схемы управления шириной ДН Гаусса относительно схемы с управлением только максимумом ДН; ДН — диаграмма направленности; АЭ — антенный элемент; СКО — среднеквадратическая ошибка

категориям точности в метрах при учете размерности антенных решеток и управлении формой и шириной диаграммы направленности антенны на базовой станции. В частности, разработана модель оценки SIR с использованием трех алгоритмов управления формой диаграммы направленности (ДН): 1) управление положением одного максимума и одного нуля ДН; 2) управление шириной главного лепестка ДН; 3) адаптивная схема управления ДН. Анализ проведен в сравнении с алгоритмом управления только максимумом ДН для различных значений среднеквадратического отклонения (СКО) оценки координат UE. В качестве сравнительной метрики выбрана величина ΔSIR в дБ, равная разности значений SIR исследуемого алгоритма и алгоритма управления только максимумом ДН. Анализ алгоритма формирования максимума ДН в направлении обслуживаемой UE (SOI) и нуля ДН в направлении соседней UE (SNOI) показал, что наиболь-

ший вклад в Δ SIR вносит ошибка ориентации максимума ДН, вызванная СКО координат SOI UE. Этот алгоритм наиболее эффективен при небольшом числе антенных элементов (АЭ) антенной решетки (АР); в частности, для АР из не более 5 АЭ и СКО оценки координат UE не более 7 м величина Δ SIR составляет более 10 дБ. Алгоритм управления шириной ДН использует прямоугольную оконную функцию (прямоугольная ДН) и функцию Гаусса (ДН Гаусса) для формирования ДН заданной формы, ширина которой пропорциональна СКО оценки координат UE. Этот алгоритм наиболее эффективен при большом числе АЭ и СКО; в частности, для АР размерностью более 15 АЭ и СКО более 5 м величина Δ SIR составляет более 10 дБ для прямоугольной ДН и ДН Гаусса. Адаптивное диаграммообразование (ДО) не использует данные о местоположении, а направления SOI и SNOI вычисляются по принятому обучающему сигналу; при этом Δ SIR не зависит от СКО и составляет более 100 дБ. Недостатком адаптивного ДО является сложность аппаратной реализации.

Скрипты имитационных моделей, описанные выше, доступны по ссылке [Фокин, 2023b].

Комплекс полученных результатов по пространственной селекции в сверхплотных сетях радиодоступа актуален и востребован при разработке прототипов перспективного оборудования сетей связи пятого и последующих поколений.

Список литературы (References)

- Григорьев В. А. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-х частях. Часть 1 / В. А. Григорьев, С. С. Щесняк, В. Л. Гулюшин, Ю. А. Распаев, О. И. Лагутенко, А. С. Щесняк. — СПб.: Университет ИТМО, 2016а. — 179 с.
- Grigor'yev V. A. Adaptivnyye antennyye reshetki. Uchebnoye posobiye v 2-kh chastyakh. Chast' 1 [Adaptive antenna arrays. Study guide in 2 parts. Part 1] / V. A. Grigor'yev, S. S. Shchesnyak, V. L. Gulyushin, Yu. A. Raspayev, O. I. Lagutenko, A. S. Shchesnyak. — Sankt-Peterburg: Universitet ITMO, 2016a. — 179 p. (in Russian).
- Григорьев В. А. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-х частях. Часть 2 / В. А. Григорьев, С. С. Щесняк, В. Л. Гулюшин, Ю. А. Распаев, И. А. Хворов, А. С. Щесняк. — СПб.: Университет ИТМО, 2016б. — 118 с.
- Grigor'yev V. A. Adaptivnyye antennyye reshetki. Uchebnoye posobiye v 2-kh chastyakh. Chast' 2 [Adaptive antenna arrays. Study guide in 2 parts. Part 2] / V. A. Grigor'yev, S. S. Shchesnyak, V. L. Gulyushin, Yu. A. Raspayev, O. I. Lagutenko, A. S. Shchesnyak. — Sankt-Peterburg: Universitet ITMO, 2016b. — 118 p. (in Russian).
- Фокин Г. А. Диаграммообразование на основе позиционирования в сверхплотных сетях радиодоступа миллиметрового диапазона. Часть 1. Модель двух радиолиний // Труды учебных заведений связи. — 2023а. — Т. 9, № 4. — С. 44–63.
- Fokin G. A. Diagrammoobrazovaniye na osnove pozitsionirovaniya v sverkhplotnykh setyakh radiodostupa millimetrovogo diapazona. Chast' 1. Model' dvukh radiolinii [Location aware beamforming in millimeter-wave band ultra-dense radio access networks. Part 1. Model of two links] // Proceedings of Telecommunication Universities. — 2023a. — Vol. 9, No. 4. — P. 44–63 (in Russian).
- Фокин Г. А. Модели пространственной селекции при диаграммообразовании на основе позиционирования в сверхплотных сетях радиодоступа миллиметрового диапазона // https://github.com/grihafokin/LAB_spatial_selection (дата обращения: 28.12.2023б).
- Fokin G. A. Modeli prostranstvennoy seleksii pri diagrammoobrazovanii na osnove pozitsionirovaniya v sverkhplotnykh setyakh radiodostupa millimetrovogo diapazona [Models for spatial selection during location-aware beamforming in ultra-dense millimeter wave radio access networks] // https://github.com/grihafokin/LAB_spatial_selection [accessed: 28.12.2023b] (in Russian).
- Alkhateeb A., Ayach O. El, Leus G., Heath R. W. Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems // IEEE J. Sel. Top. Signal Process. — 2014. — Vol. 8, No. 5. — P. 831–846.
- Andrews J. G., Zhang X., Durgin G. D., Gupta A. K. Are we approaching the fundamental limits of wireless network densification? // IEEE Commun. Mag. — 2016. — Vol. 54, No. 10. — P. 184–190.
- Fazliu Z. L., Malandrino F., Chiasserini C. F., Nordio A. MmWave beam management in urban vehicular networks // IEEE Syst. J. — 2021. — Vol. 15, No. 2. — P. 2798–2809.
- Fokin G., Volgushev D. Model for interference evaluation in 5G millimeter-wave ultra-dense network with location-aware beamforming // Information. — 2023. — Vol. 14, No. 1. — P. 40.

Haykin S. S. Adaptive filter theory. — Pearson Education, 2002.

Tataria H., Shafi M., Molisch A. F., Dohler M., Sjöland H., Tufvesson F. 6G wireless systems: vision, requirements, challenges, insights, and opportunities // Proceedings of the IEEE. — 2021. — Vol. 109, No. 7. — P. 1166–1199.

Trees Van H. L. Optimum array processing: Part IV of detection, estimation, and modulation theory. — John Wiley & Sons, 2002.

Va V., Choi J., Heath R. W. The impact of beamwidth on temporal channel variation in vehicular channels and its implications // IEEE Trans. Veh. Technol. — 2017. — Vol. 66, No. 6. — P. 5014–5029.