

# Анализ работы диаграммообразующей схемы антенной решетки по алгоритму задержки и суммирования в задачах позиционирования

Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
grihafokin@gmail.com

**Аннотация.** Позиционирование устройств наряду с высокоскоростной передачей данных является одной из основных услуг в сетях пятого и последующих поколений. В отличие от сетей сотовой связи предыдущих поколений в сетях 5G ожидается достижение точности определения местоположения устройств до одного метра. Такая точность становится достижимой как за счет увеличения числа базовых станций на единицу площади в сверхплотных сетях радиодоступа, так и посредством пространственной обработки сигналов в многоэлементных антенных решетках диапазона миллиметровых волн, позволяющих на базовых станциях вычислять направление прихода сигнала от пользовательских устройств с высокой точностью. Алгоритм задержки и суммирования является классическим алгоритмом работы диаграммообразующей схемы и известен уже достаточно давно. В настоящей работе представлены результаты анализа работы данной схемы для круговой антенной решетки в задачах определения направления прихода сигнала от пользовательского устройства при его различном удалении от базовой станции.

**Ключевые слова:** диаграммообразующая схема; алгоритм задержки и суммирования; позиционирование; антенная решетка; 5G

## I. ВВЕДЕНИЕ

Определение местоположения (ОМП) подвижных устройств посредством инфраструктуры базовых станций (БС) сотовых сетей подвижной радиосвязи является актуальным направлением исследований и разработок в последние два десятилетия и особенно востребовано в условиях плотной городской застройки при отсутствии надежного приема сигналов глобальных навигационных спутниковых систем [1]. В сетях пятого поколения эта область образует отдельное направление исследований под названием технологий сетевого позиционирования 5G [2]. Задача ОМП посредством инфраструктуры сети решалась и ранее в сотовых сетях предыдущих поколений 2G-4G [3], однако только в экосистеме 5G впервые стало технически реализуемым достижение точности до одного метра [4]. Помимо услуг геолокации позиционирование востребовано и в задачах сетевой организации [5]. Высокая точность ОМП обеспечивается сверхплотным распределением БС [6] и комбинированием угломерных (УМ) и дальномерных измерений [7]. В сетях LTE (Long-Term Evolution)

угломерный метод использовался для ОМП БС посредством пространственной обработки сигналов (ПОС) в антенной решетке (АР) на пункте радиоконтроля [8]–[11]. В сетях радиодоступа NR (New Radio) диапазона миллиметровых волн (ММВ) ПОС MIMO (Multiple Input Multiple Output) реализуется в оборудовании как базовых станций gNB (gNodeB), так и пользовательских устройствах UE (User Equipment) [12].

Угломерные системы ОМП [13] используют модели и методы диаграммообразования [14], решающие задачу определения направления прихода сигнала, известную в зарубежной литературе под аббревиатурой DOA (Direction of Arrival Estimation) [15]. На сегодняшний день известно несколько классических алгоритмов определения направления прихода сигналов [16]–[19].

Алгоритм задержки и суммирования DAS (Delay and Sum), известный как алгоритм Бартлетта [16], относится к категории методов спектрального анализа. Принцип его работы алгоритма DAS заключается в равномерном взвешивании выборок сигнала прямоугольным окном в домене времени; при оценке угла прихода сигнала с использованием АР в домене пространства работа диаграммообразующей схемы (ДОС) по алгоритму DAS сводится к одинаковому взвешиванию сигналов на каждом элементе АР одинаковыми весовыми коэффициентами. При формировании направляющего вектора в направлении угла  $\theta$  на выходе диаграммообразующей схемы DAS получается средняя мощность сигнала, принятого с данного угла  $\theta$ .

Алгоритм минимума дисперсии шума MVDR (Minimum Variance Distortionless Response – отклика без искажений с минимальной дисперсией), известный как алгоритм Кейпона [17], относится к категории методов спектрального оценивания по критерию максимального правдоподобия МП (ML – Maximum Likelihood). Принцип его работы сводится к нахождению МП оценки мощности сигнала, принятого с данного угла  $\theta$ , при условии, что сигналы, принятые с других направлений, являются помехами; при оценке угла прихода сигнала с использованием АР в домене пространства работа диаграммообразующей схемы алгоритма MVDR сводится к взвешиванию сигналов на каждом на каждом элементе АР такими весовыми коэффициентами, которые получаются по критерию минимизации выходной мощности со всех направлений, отличных от одного, заданного углом  $\theta$ . Алгоритм

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-00528, <https://rscf.ru/project/22-29-00528/>

MVDR обладает лучшей разрешающей способностью по сравнению с DAS.

Наиболее распространенными на сегодняшний день являются алгоритмы сверхразрешения угловых координат: алгоритм многосигнальной классификации MUSIC (Multiple signal classification MUSIC [18] и алгоритм оценки параметров сигнала с помощью техники вращательной инвариантности ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique) [19]. Недостатком данных методов является необходимость выполнения сингулярного разложения SVD (Singular Value Decomposition) матриц, что затруднительно с вычислительной точки зрения для многоэлементных AP.

Одной из современных тенденций развития моделей и методов DOA в сетях пятого 5G и последующих B5G (Beyond 5G) поколений является поиск компромисса между точностью определения угла прихода и сложностью соответствующей программно-аппаратной реализации комплекса алгоритмов ПОС AP [20]. Особую сложность представляют вопросы реализации алгоритмов определения направления прихода сигналов и последующего выравнивания лучей диаграмм направленности антенн (ДНА) передатчиков и приемников высокоподвижных транспортных средств и высокоскоростных поездов [21]–[25]. В качестве одного из технических решений для определения направления прихода сигнала на приеме и последующего выравнивания лучей на приеме/передаче рекомендацией 3GPP TR 38.802 [26] предусмотрены процедуры ориентации лучей при начальном установлении связи [27] и в процессе ведения [28] связи. Этапность процедур позволяет повысить точность выравнивания лучей ДНА за счет грубого сканирования при начальном установлении соединения и уточнения ориентации лучей при ведении связи. Недостатком такого подхода являются большие накладные расходы в части обработки опорных сигналов и достаточно продолжительное время, пропорциональное требуемой угловой точности. Одним из решений для точного и оперативного выравнивания лучей между пользовательским устройством UE и базовой станцией gNB в составе сверхплотных сетей радиодоступа 5G является угломерное (УМ) позиционирование устройств UE путем оценки угла прихода сигнала UE на gNB. Известной проблемой угломерного позиционирования является зависимость точности оценки угла прихода от расстояния между UE и gNB [13]. Результаты моделирования сверхплотных сетей радиодоступа 5G с диаграммообразованием (ДО) [29] показывают необходимость совместного учета точности УМ позиционирования и расстояния между UE и gNB.

Задачей настоящей работы является имитационное моделирование (ИМ) работы ДОС по алгоритму DAS для круговой AP в задачах определения направления прихода сигнала от пользовательского устройства UE при его различном удалении от базовой станции gNB. Материал настоящей работы организован далее следующим образом. В разделе II представлены математические модели работы диаграммообразующей

схемы по алгоритму задержки и суммирования. В разделе III средствами ИМ проанализированы сценарии определения угла прихода сигнала от UE при его различном удалении от gNB методом DAS. Раздел IV содержит выводы и пути дальнейших исследований.

## II. МОДЕЛИ РАБОТЫ ДОС AP ПО АЛГОРИТМУ DAS

Рассмотрим приемную антенную решетку из  $M$  элементов с индексами  $m = 0, \dots, M - 1$ ; обозначим вектором  $\mathbf{x}_m = [x_m, y_m, z_m]$  координаты  $m$ -го элемента AP в пространстве. Допустим, AP принимает радиосигнал с фронтом плоской волны  $f(\mathbf{x}, t)$ ; на  $m$ -м элементе AP принятый сигнал определяется как  $y_m(t) = f(\mathbf{x}_m, t)$ . Диаграммообразующая схема алгоритма DAS применяет задержку  $\tau_m$  и амплитудный весовой коэффициент  $w_m$  к сигналу с каждого элемента антенной решетки, после чего сигналы с  $M$  элементов суммируются. Рис. 1 иллюстрирует работу диаграммообразующей схемы AP по алгоритму задержки и суммирования.

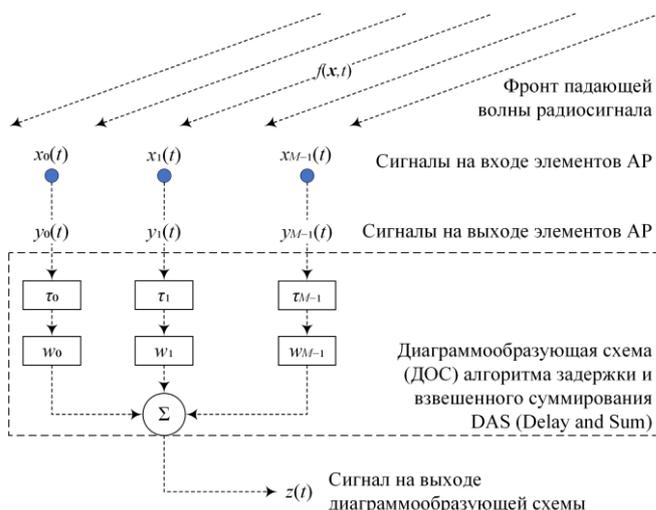


Рис. 1. ДОС алгоритма задержки и суммирования

Задержки  $\tau_m$  выбираются таким образом, чтобы максимизировать чувствительность приема сигнала AP с заданного направления прихода. Изменяя задержки  $\tau_m$ , можно управлять диаграммой направленности AP или лучом. Управляя весовыми коэффициентами  $w_m$  можно также усиливать чувствительность приема AP с заданного направления и ослаблять ее с остальных углов прихода. Сигнал на выходе диаграммообразующей схемы DAS можно представить выражением:

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot y_m(t - \tau_m); \quad (1)$$

Диаграммообразующая схема работает с заданным набором задержек для сканирования лучом в различных направлениях; при совпадении угла сканирования AP с направлением прихода сигнала на выходе ДОС получается сигнал  $z(t)$  с максимальной мощностью. Выполнив сканирование лучом по заданному набору точек или углов, а затем интерполируя измеренную мощность на выходе диаграммообразующей схемы DAS, можно построить пространственный спектр сигналов.

Допустим, сканирование лучом АР осуществляется по заданному набору точек  $\mathbf{x}_s = [x_s, y_s, z_s]$ ,  $s = 1, \dots, S$ , тогда задержка  $m$  – го элемента АР для работы ДОС в направлении на отдельную точку  $\mathbf{x}_s$  определяется как

$$\tau_m = \frac{|\mathbf{x}_s - \mathbf{x}_m|}{c} = \frac{\sqrt{(x_s - x_m)^2 + (y_s - y_m)^2 + (z_s - z_m)^2}}{c}, \quad (2)$$

где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света.

Выражение (1) алгоритма DAS служит для оценки отклика АР по мощности принятого сигнала на выходе ДОС для одной точки сканирования. Для сканирования по набору точек  $s = 1, \dots, S$  в заданном диапазоне точек плоскости (рис. 2) вычисления (1) повторяются  $S$  раз.

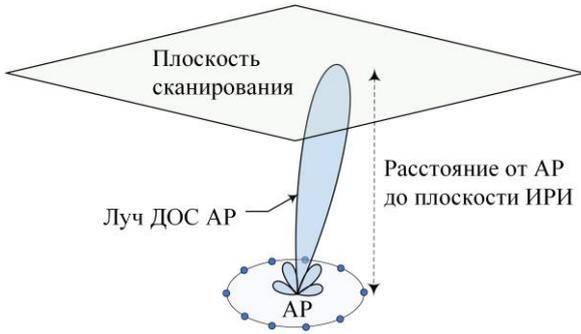


Рис. 2. Диапазон сканирования антенной решетки

Рассмотрим математическую модель отклика АР с диаграммообразующей схемой DAS при сканировании по набору точек или углов сканирования. Сигнал на входе  $m$  – го элемента АР можно представить выражением:

$$y_m(t) = e^{j(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m)}; \quad (3)$$

где  $\omega = 2\pi f$  – круговая/угловая частота входного радиосигнала на несущей  $f$ ;  $\mathbf{k}$  – волновой вектор, показывающий направление прихода падающей плоской волны  $f(\mathbf{x}, t)$ ; модуль вектора  $\mathbf{k}$  равен волновому числу  $k = 2\pi/\lambda$ ; где  $\lambda$  – длина волны. Используя сигнал на входе  $m$  – го элемента АР в (3), представим задержанный на  $\tau_m$  сигнал  $m$  – го элемента антенной решетки в форме комплексного числа с фазовым сдвигом:

$$y_m(t - \tau_m) = y_m(t) \cdot e^{-j\omega\tau_m}. \quad (4)$$

Входной сигнал в (3) будет различаться от элемента к элементу АР вследствие их пространственного разноразности. Множитель  $e^{-j\omega\tau_m}$  показывает фазовую задержку сигнала на выходе  $m$  – го элемента АР. Сигнал на выходе ДОС алгоритма DAS в (1) можно представить в виде:

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot y_m(t) \cdot e^{-j\omega\tau_m}. \quad (5)$$

Обозначим  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  вектор-столбец принятых комплексных сигналов в (4) от  $m = 0, \dots, M - 1$  элементов антенной решетки с задержкой  $\tau_m$  в (2), тогда выходной сигнал (5) можно записать в виде:

$$z = \mathbf{w}^H \mathbf{y}; \quad (6)$$

где  $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  – вектор-столбец комплексных весовых коэффициентов  $w_m$  для  $m = 0, \dots, M - 1$  элементов АР,  $^H$  – оператор Эрмитова сопряжения (комплексное сопряжение и транспонирование). После ориентации луча в направлении, заданном (6), мощность или дисперсия сигнала на выходе ДОС DAS определяется выражением:

$$P(z) = \sigma^2 = \mathbb{E}\{|z|^2\} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}; \quad (7)$$

где  $\mathbf{R} = \mathbb{E}\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  – корреляционная матрица вектора принятых сигналов  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ;  $\mathbb{E}\{\cdot\}$  – оператор математического ожидания.

В выражении (5) набор фазовых задержек  $e^{-j\omega\tau_m}$  для каждого элемента из набора  $m = 0, \dots, M - 1$  образует направляющий вектор-столбец  $\mathbf{e} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ , который управляет направлением сканирования луча. Допустим, нужно измерить выходную мощность ДОС  $P(\mathbf{e})$ , как функцию угла сканирования АР, или же как функцию направляющего вектора  $\mathbf{e}$ . На выходе ДОС получится отклик диаграммообразующей схемы  $P(\mathbf{e})$ , физический смысл которого есть пространственный спектр. Отклик ДОС можно представить следующим выражением:

$$P(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^H \mathbf{R} \mathbf{e}. \quad (8)$$

Для оценки пространственного спектра с заданной АР, работающей по алгоритму задержки и суммирования, требуется сформировать луч в заданном направлении и затем использовать (7) для оценки выходной мощности ДОС. Также для оценки пространственного спектра можно использовать взвешивание принятых сигналов  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  и вычислении по (8) отклика ДОС в произвольном направлении сканирования.

### III. МОДЕЛИ РАБОТЫ ДОС АР

#### ПО АЛГОРИТМУ DAS В ЗАДАЧАХ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

Оценим чувствительность АР, работающей по алгоритму задержки и суммирования, при приеме сигнала с пространственного направления, задаваемого углом места  $\theta$  и азимутом  $\phi$  (рис. 3). В приложениях DOA бывает полезно параметризовать положительное полушарие, используя систему координат (СК)  $u$  и  $v$ ; преобразование углов  $\phi$  и  $\theta$  в СК  $u$  и  $v$  описано в [30].

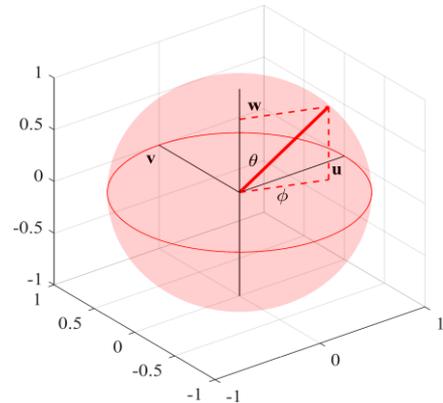


Рис. 3. Сферическая система координат

Соответствие между координатами  $u$ ,  $v$  и углами  $\phi$ ,  $\theta$ :

$$\begin{aligned} u &= \sin \theta \cos \phi; \\ v &= \sin \theta \sin \phi. \end{aligned} \quad (9)$$

Значения  $u$ ,  $v$  находятся в пределах [30]:

$$\begin{aligned} -1 &\leq u \leq 1; \\ -1 &\leq v \leq 1; \\ u^2 + v^2 &\leq 1. \end{aligned} \quad (10)$$

Для задач определения направления прихода рассмотрим сигнал (3) на входе  $m$ -го элемента АР как:

$$y_m(t) = e^{j(\omega_s t - \mathbf{k}_s \cdot \mathbf{x}_m)}; \quad (11)$$

где сигнал с круговой частотой  $\omega_s$ , принятый с углового направления  $(\phi, \theta)$ , характеризуется волновым вектором  $\mathbf{k}_s$ ; при этом  $\mathbf{k}_s$  отличается от волнового вектора  $\mathbf{k}$ , характеризующего текущее направление сканирования антенной решетки. Используя сигнал на входе  $m$ -го элемента АР (11), представим задержанный на  $\tau_m$  сигнал  $m$ -го элемента АР в форме с фазовым сдвигом [31]:

$$\begin{aligned} y_m(t - \tau_m) &= e^{j(\omega_s(t - \tau_m) - \mathbf{k}_s \cdot \mathbf{x}_m)} = \\ &= e^{j(\omega_s t - \mathbf{k}_s \cdot \mathbf{x}_m)} \cdot e^{-j\omega_s \tau_m} = y_m(t) \cdot e^{-j\omega_s \tau_m}. \end{aligned} \quad (12)$$

Сигнал на выходе ДОС алгоритма DAS в (12) можно представить в виде [31]:

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot y_m(t) \cdot e^{-j\omega_s \tau_m}. \quad (13)$$

Рассмотрим теперь выбор задержек, с использованием которых осуществляется сканирование в направлении вектора  $\mathbf{k}$ . Задержки вычисляются согласно:

$$\tau_m = -\frac{\mathbf{k}}{\omega_s} \cdot \mathbf{x}_m. \quad (14)$$

С учетом (14) отклик ДОС (13) можно представить как

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot y_m(t) \cdot e^{-j\omega_s \left(-\frac{\mathbf{k}}{\omega_s} \cdot \mathbf{x}_m\right)} = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot y_m(t) \cdot e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m}; \end{aligned} \quad (15)$$

где  $e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m}$  показывает фазовую задержку принятого сигнала в  $m$ -м элементе. Подставив (11) в (15), получим

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot y_m(t) \cdot e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m} = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot e^{j(\omega_s t - \mathbf{k}_s \cdot \mathbf{x}_m)} \cdot e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m} = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot e^{j(\mathbf{k} - \mathbf{k}_s) \cdot \mathbf{x}_m} \cdot e^{j\omega_s t} = \\ &= W(\mathbf{k} - \mathbf{k}_s) \cdot e^{j\omega_s t}; \end{aligned} \quad (16)$$

где множитель

$$W(\mathbf{k}) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m}; \quad (17)$$

представляет собой форму диаграммы направленности антенной решетки, которая является функцией геометрического расположения элементов, задаваемых вектором  $\mathbf{x}_m$ , а также функцией весовых коэффициентов  $w_m$ . Множитель  $W(\mathbf{k} - \mathbf{k}_s)$  определяет текущий луч ДНА АР и показывает, насколько монохроматический сигнал  $e^{j\omega_s t}$  с частотой  $\omega_s$ , принятый с направления,

задаваемого вектором  $\mathbf{k}_s$ , ослабляется диаграммообразующей схемой, ДНА которой ориентирована в направлении, задаваемом вектором  $\mathbf{k}$ . Максимум мощности принимаемого сигнала на выходе ДОС будет тогда, когда ДНА ориентирована в направлении принимаемого сигнала, т.е.  $\mathbf{k} = \mathbf{k}_s$ .

Представим вектор-столбец  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  принятого сигнала с фазовыми задержками  $e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m}$  на каждом элементе антенной решетки выражением [31]:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_0(t) \cdot e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_0} \\ y_1(t) \cdot e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_1} \\ \vdots \\ y_{M-1}(t) \cdot e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_{M-1}} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Представим вектор-столбец  $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  комплексных весовых коэффициентов ДОС АР выражением:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{M-1} \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Тогда выходной сигнал ДОС (15) можно представить в векторном виде:

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot (y_m(t) \cdot e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m}) = \mathbf{w}^H \mathbf{y}. \quad (20)$$

Используя векторные обозначения и полагая, что ДНА АР уже сориентирована в нужном направлении, запишем выражение мощности принятого сигнала на выходе ДОС:

$$\begin{aligned} P(z) &= \sigma^2 = \mathbb{E}\{|z|^2\} = \mathbb{E}\{(\mathbf{w}^H \mathbf{y})(\mathbf{w}^H \mathbf{y})^H\} = \\ &= \mathbb{E}\{\mathbf{w}^H \mathbf{y} \mathbf{y}^H \mathbf{w}\} = \mathbf{w}^H \{\mathbf{y} \mathbf{y}^H\} \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}; \end{aligned} \quad (21)$$

Теперь допустим, что требуется построить пространственный спектр, т.е. измерить мощности принятых сигналов на выходе ДОС для заданного набора углов/направлений сканирования. В выражении (15) фазовые задержки  $e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m}$  для  $m = 0, \dots, M-1$  элементов АР задают направляющий (диаграммообразующий) вектор  $\mathbf{e} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ , который управляет текущим направлением сканирования луча [31]:

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_0} \\ e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_1} \\ \vdots \\ e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_{M-1}} \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Для радиоволн принимаемых сигналов в сферической СК направление  $\mathbf{k} = [k_x, k_y, k_z]$  определяется триплетом:

$$\begin{aligned} k_x &= k \sin \theta \cos \phi; \\ k_y &= k \sin \theta \sin \phi; \\ k_z &= k \cos \theta; \end{aligned} \quad (23)$$

где компонента  $k_x$  определяет скорость изменения фазы принимаемого радиосигнала в направлении оси  $x$ ;  $k_y$  – в направлении оси  $y$ ;  $k_z$  – в направлении оси  $z$ . Волновое число  $k = 2\pi/\lambda = 2\pi f/c$ . Таким образом, направляющий вектор  $\mathbf{e}$  зависит от частоты  $f$  и направления прихода принимаемого сигнала,

задаваемого азимутом  $\phi$  и углом места  $\theta$ . При использовании прямоугольных антенных решеток, элементы которых располагаются в одной плоскости, координату  $\mathbf{x}_m = [x_m, y_m, z_m]$  по оси  $z$  можно принять равной нулю; таким образом, направляющий вектор  $\mathbf{e} = e^{j\mathbf{k}\mathbf{x}_m}$  можно представить выражением [31]:

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\sin\theta\cos\phi\cdot x_0 + \sin\theta\sin\phi\cdot y_0)} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\sin\theta\cos\phi\cdot x_1 + \sin\theta\sin\phi\cdot y_1)} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\sin\theta\cos\phi\cdot x_{M-1} + \sin\theta\sin\phi\cdot y_{M-1})} \end{bmatrix}. \quad (24)$$

В выражении (21) для мощности принятого сигнала на предполагается, что АР уже сориентирована в заданном направлении. Для оценки мощности принятого сигнала выходе ДОС в произвольном направлении следует учитывать то, что вектор принятого сигнала  $\mathbf{u}$  содержит в себе фазовые задержки, поэтому корреляционная матрица  $\mathbf{R}$  также является функцией направляющего вектора  $\mathbf{e}$ , т. е.

$$\mathbf{R}(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^H \mathbf{R} \mathbf{e}. \quad (25)$$

Допустим, нужно оценить пространственный спектр в зависимости от направления сканирования ( $\phi, \theta$ ), или же оценить мощность на выходе ДОС от направляющего вектора  $\mathbf{e}$ . В последнем случае говорят об оценке отклика диаграммообразующей схемы на направляющий вектор, который определяется корреляционной матрицей  $\mathbf{R}$  и направляющим вектором  $\mathbf{e}$  согласно выражению:

$$P(\mathbf{e}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}(\mathbf{e}) \mathbf{w} = \mathbf{w}^H (\mathbf{e}^H \mathbf{R} \mathbf{e}) \mathbf{w}. \quad (26)$$

Для эквидистантных антенных решеток с одинаковым расстоянием между элементами АР и одинаковыми весовыми коэффициентами формула (26) упрощается до:

$$P(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^H \mathbf{R} \mathbf{e}. \quad (27)$$

Оценка пространственного спектра ДОС по алгоритму DAS в задачах позиционирования выполняется по (26) или (27) при формировании направляющего вектора  $\mathbf{e}$  для каждого направления пространственных сканирования, задаваемого парой углов ( $\phi, \theta$ ).

#### IV. АНАЛИЗ РАБОТЫ ДОС АР ПО АЛГОРИТМУ DAS

Рассмотрим ИМ по оценке направления прихода сигнала в задачах позиционирования ДОС круговой АР, работающей по алгоритму задержки и суммирования [31].

Инициализация ИМ включает следующие параметры: несущая частота  $f = 30$  ГГц, частота дискретизации  $f_s = 61,44$  МГц, число элементов АР  $M = 20$ , радиус круговой АР  $r = 2\lambda$ ; рис. 4 иллюстрирует модель круговой АР, элементы которой задаются вектором:  $xPos, yPos, zPos$ .

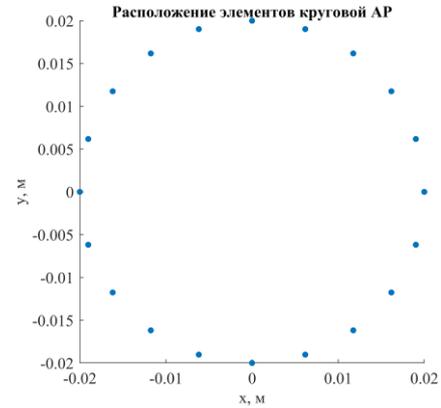


Рис. 4. Модель круговой антенной решетки

Далее в ИМ инициализируются три источника радиоизлучения (ИРИ) с разными амплитудами; координаты ИРИ задаются тремя парами углов; также инициализируются диапазон сканирования лучом:

```
% инициализация углов прихода входных сигналов
theta_arrival_ang = [30 20 30];
phi_arrival_ang = [10 70 210];
% инициализация разных амплитуд входных сигналов в дБ
amplitudes = [0 -2 -3];
% инициализация диапазона углов сканирования
theta_scan_ang = -90:1:90;
phi_scan_ang = 0:1:180;
```

Далее выполняется формирование направляющего вектора  $\mathbf{e}$  в пространстве UV координат:

```
[e, u, v] = steered_vec(xPos, yPos, zPos,
f, c, theta_scan_ang, phi_scan_ang);
```

Формирование входного сигнала  $\mathbf{u}$  осуществляется с учетом положений элементов АР и углов прихода. Затем вычисляется ковариационная матрица  $\mathbf{R}$  сигнала:

```
input_sig = createsig(xPos, yPos, zPos, f, c, fs, ...
theta_arrival_ang, phi_arrival_ang, amplitudes);
R = cross_spectral_mtx(input_sig);
```

Элементы инициализируются одинаковыми весами  $\mathbf{w}$ . Далее вычисляется отклик направляющего вектора  $P(\mathbf{e})$  по заданному диапазону углов сканирования, после чего пространственный спектр  $P(\mathbf{e})$  нормируется:

```
element_weights = ones(1, numel(xPos))/numel(xPos);
S = steered_resp_ds(R, e, element_weights);
spectrum_norm = abs(S)/max(max(abs(S)));
```

Рис. 5 иллюстрирует отклик ДОС по набору углов сканирования в виде пространственного спектра в СК UV с динамическим диапазоном (ДД) 5 дБ.

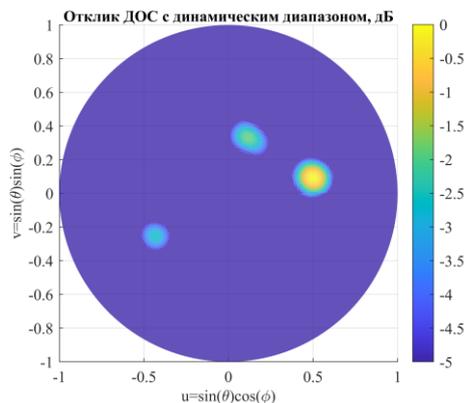


Рис. 5. Пространственный спектр с ДД в СК UV

Далее рассмотрим определение направления прихода сигналов от ИРИ, местоположения (МП) которых заданы не углами, а прямоугольными координатами в метрах, AP находится в центре СК в плоскости  $xu$  (рис. 6); параметр `distanceToScanningPlane` задает удаление ИРИ от AP:

```
% инициализация координат ИРИ
xPosSource = [-1 0 1];
yPosSource = [-0.5 0.75 0.75];
distanceToScanningPlane = 4.0; % м
zPosSource = ones(1,
numel(xPosSource))*distanceToScanningPlane;
```

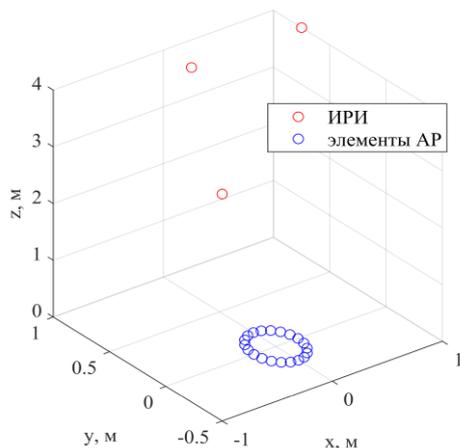
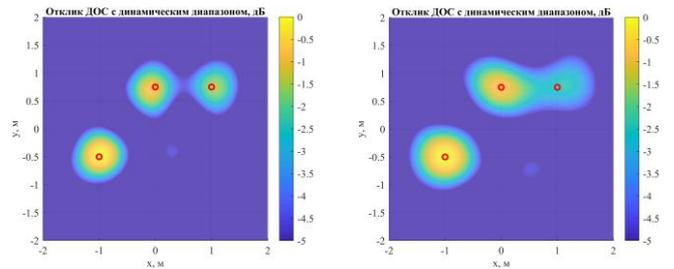


Рис. 6. Сценарий трех ИРИ и круговой AP в пространстве

Оценка направления прихода выполняется по углам, которые вычисляются из точек сканирования в заданной области в плоскости  $xu$  (рис. 2). Рис. 7 показывает МП трех ИРИ из сценария на рис. 6 на пространственном спектре в прямоугольной СК в заданной области при удалении ИРИ на 4 и 5 метров соответственно при варьировании параметра `distanceToScanningPlane`.



а) удаление ИРИ от AP 4 м б) удаление ИРИ от AP 5 м

Рис. 7. Пространственный спектр в прямоугольной СК

Из анализа рис. 7 следует, что с увеличением удаления ИРИ от AP разрешающая способность ДОС уменьшается.

## V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе представлена имитационная модель, позволяющая выполнять оценку направления прихода диаграммообразующей схемой по алгоритму задержки и суммирования в задачах позиционирования с учетом удалении источника сигнала от приемника при задании набора углов сканирования.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Фокин Г.А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 2. С. 3-9.
- [2] Фокин Г.А. Технологии сетевого позиционирования 5G. Москва: Горячая Линия - Телеком, 2021. 456 с.
- [3] Фокин Г.А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 3. С. 13-21.
- [4] Фокин Г.А., Кучерявый А.Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51-58.
- [5] Фокин Г.А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29-37.
- [6] Лазарев В.О., Фокин Г.А. Сценарии позиционирования в сверхплотных сетях радиодоступа 5G // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. СПб.: СПбГУТ, 2020. Т. 3. с. 268-273.
- [7] Лазарев В.О., Фокин Г.А. Оценка пределов точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методом // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. VIII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. СПб.: СПбГУТ, 2019. Т. 3. с. 244-249.
- [8] Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция сб. науч. ст. СПб.: СПбГУТ, 2014. с. 124-128.
- [9] Киреев А.В., Фокин Г.А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. с. 68-71.
- [10] Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. сб. науч. ст. СПб.: СПбГУТ, 2015. Т. 1. с. 122-126.
- [11] Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Наука и инновации в технических университетах. Материалы Девятого Всероссийского форума

- студентов, аспирантов и молодых ученых. СПбПУ Петра Великого. 2015. с. 25-26.
- [12] Никитин И.А., Фокин Г.А. Применение ММО для радиосвязи в миллиметровом диапазоне // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. СПб.: СПбГУТ. 2022. Т. 3. с. 319-324.
- [13] Симонов А.Н., Волков Р.В., Дворников С.В. Основы построения и функционирования угломерных систем координатометрии источников радиоизлучений: Учеб. пособие / Под ред. А.Н. Симонова. СПб.: ВАС, 2017. 248 с.
- [14] Godara L.C. Applications of antenna arrays to mobile communications. I. Performance improvement, feasibility, and system considerations // Proceedings of the IEEE. 1997. Vol. 85, no. 7, pp. 1031-1060.
- [15] Godara L.C. Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations // Proceedings of the IEEE. 1997. Vol. 85, no. 8, pp. 1195-1245.
- [16] Bartlett M. S. Periodogram analysis and continuous spectra. Biometrika. 1950. Vol. 37. № 1-2. P. 1–16.
- [17] Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis // Proceedings of the IEEE. 1969. Vol. 57, no. 8, pp. 1408-1418.
- [18] Schmidt R. Multiple emitter location and signal parameter estimation // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986. Vol. 34, no. 3, pp. 276-280.
- [19] Roy R., Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1989. Vol. 37, no. 7, pp. 984-995.
- [20] Ruan N., Wang H., Wen F., Shi J. DOA Estimation in B5G/6G: Trends and Challenges // Sensors. 2022, 22, 5125.
- [21] Wu K., Ni W., Su T., Liu R.P., Guo Y.J. Recent Breakthroughs on Angle-of-Arrival Estimation for Millimeter-Wave High-Speed Railway Communication // IEEE Communications Magazine. 2019. Vol. 57, no. 9, pp. 57-63.
- [22] Hasegawa F., et al. High-Speed Train Communications Standardization in 3GPP 5G NR // IEEE Communications Standards Magazine. 2018. Vol. 2, no. 1, pp. 44-52.
- [23] Talvitie J., Levanen T., Koivisto M., Pajukoski K., Renfors M., Valkama M. Positioning of high-speed trains using 5G new radio synchronization signals // 2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Barcelona, Spain, 2018, pp. 1-6.
- [24] Talvitie J. et al. Positioning and Location-Based Beamforming for High Speed Trains in 5G NR Networks // 2018 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2018, pp. 1-7.
- [25] Talvitie J., Koivisto M., Levanen T., Ihalainen T., Pajukoski K., Valkama M. Radio Positioning and Tracking of High-Speed Devices in 5G NR Networks: System Concept and Performance // 2019 27th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), A Coruna, Spain, 2019, pp. 1-5.
- [26] 3GPP TR 38.802. Study on New Radio access technology physical layer aspects. Rel. 14, V14.2.0, Sep. 2017.
- [27] Фокин Г. Модели управления лучом в сетях 5G NR. Часть 1. Выравнивание лучей при установлении соединения // Первая мяля. 2022. № 1 (101). с. 42-49
- [28] Фокин Г. Модели управления лучом в сетях 5G NR. Часть 2. Выравнивание лучей при ведении радиосвязи // Первая мяля. 2022. № 3 (103). с. 62-69.
- [29] Фокин Г.А. Моделирование сверхплотных сетей радиодоступа 5G с диаграммообразованием // Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 5. с. 4-21.
- [30] Spherical Coordinates. MathWorks, Inc. [Электронный ресурс]. URL: <https://www.mathworks.com/help/phased/ug/spherical-coordinates.html> (Дата обращения 18.02.2023).
- [31] Grythe J., Norsonic A.S. Beamforming algorithms-beamformers. Technical Note. Norsonic AS. Norway. 2015. [Электронный ресурс]. URL: <https://web2.norsonic.com/wp-content/uploads/2016/10/TN-beamformers.pdf> (Дата обращения 18.02.2023).