

# Однопозиционный метод оценки координат и ориентации в сетях 5G: порядок работы

Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

grihafokin@gmail.com

**Аннотация.** Потенциал использования на порядок более широких полос частот в диапазоне миллиметровых волн (ММВ, mmWave – millimeter Wave) в совокупности многоантенными системами massive MIMO большой размерности как на базовой станции gNB (gNodeB), так и на пользовательском устройстве UE (User Equipment) в сетях пятого 5G и последующих B5G (Beyond 5G) поколений открывает недоступные по сравнению со стандартами сетей предыдущих поколений 2G–4G диапазона дециметровых волн (ДМВ) возможности решения задач сетевого позиционирования устройств однопозиционным методом единственной базовой станцией. В предлагаемой работе формализован однопозиционный метод оценки координат и ориентации UE по сигналам одной gNB в условиях наличия LOS (Line of Sight) и отсутствия NLOS (Non-Line of Sight) прямой видимости в радиолинии gNB→UE. Описан порядок работы данного метода с использованием алгоритма сжатого зондирования разряженного канала ММВ. Представлены результаты моделирования.

**Ключевые слова:** позиционирование; комплексирование дальнемерно-угломерных измерений; однопозиционный метод; B5G; TOA; AOA; AOD

## I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящем исследовании, посвященном вопросам позиционирования в сетях пятого 5G и последующих B5G (Beyond 5G) поколений, однопозиционный метод оценки координат и ориентации приемного пользовательского устройства UE (User Equipment) [1] с использованием передачи сигналов с единственной базовой станции gNB (gNodeB), формализован для сценария наличия как прямых, так и отраженных сигналов в условиях наличия LOS (Line of Sight) и отсутствия NLOS (Non-Line of Sight) [2] прямой видимости в канале gNB→UE соответственно.

В предыдущих исследованиях [3]–[5] было показано, что радиоканал диапазона миллиметровых волн (ММВ, mmWave – millimeter Wave) вследствие высокой направленности антенн на передаче и приеме, а также существенных потерь при распространении радиоволн (РРВ) характеризуется небольшим числом разрешаемых на приеме многолучевых компонент (МЛК), т. е. так называемой высокой разреженностью [3]. В такой модели радиоканала число разрешаемых посредством антенных решеток (АР) направлений прихода DOA (Direction of Arrival) и ухода DOD (Direction of Departure) сигналов оказывается незначительным по сравнению с

моделями радиоканалов диапазона дециметровых волн (ДМВ) сетей предыдущих поколений 2G–4G [4]. В частности, в диапазоне ММВ явно различимой на приеме оказывается компонента луча прямой видимости LOS и несколько наиболее сильных МЛК NLOS [5]. После многократных отражений принятые многолучевые компоненты по уровню мощности оказываются значительно ниже луча прямой видимости, а также значительно ниже тех МЛК, которые претерпели единственное отражение. Таким образом, термин разреженность относится к угловому домену оценки направлений прихода DOA и ухода DOD. Вместо традиционных методов определения направления прихода сигнала в радиоканале диапазона ММВ целесообразнее использовать так называемый метод сжатого зондирования CS (compressed sensing) [6]. При позиционировании на плоскости вместо оценки направлений прихода DOA и ухода DOD чаще говорят об установлении азимутальных углов прихода AOA (Angle of Arrival) и ухода AOD (Angle of Departure). Для рассматриваемого канала gNB→UE оценка углов AOA и AOD выполняется на пользовательском устройстве UE, которое, как и gNB, оборудовано многоэлементной АР.

Материал настоящего исследования организован далее следующим образом. В разделе II представлена математическая формализация работы однопозиционного метода сетевого позиционирования в условиях наличия LOS и отсутствия NLOS прямой видимости. В разделе III описан порядок работы однопозиционного метода оценки координат и ориентации с использованием алгоритма сжатого зондирования, а также условия его практической реализуемости по совокупности первичных измерений времени прихода сигнала TOA (Time of Arrival) и углов AOA и AOD. В разделе IV представлены результаты имитационного моделирования в условиях наличия LOS и отсутствия NLOS прямой видимости. Выводы сформулированы в заключении V.

## II. СЦЕНАРИЙ РАБОТЫ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕТОДА В УСЛОВИЯХ ОТСУТСТВИЯ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ NLOS

### A. Территориальное распределение gNB-UE в условиях отсутствия прямой видимости NLOS

Рассмотрим работу однопозиционного метода оценки координат и ориентации UE на плоскости по прямым LOS и отраженным NLOS сигналам от gNB на рис. 1 [4].

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

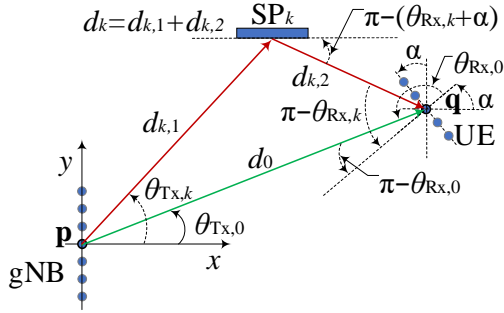


Рис. 1. Работа однопозиционного метода в условиях NLOS

Допустим, передающая базовая станция gNB и приемное пользовательское устройство UE оборудованы линейной антенной решеткой ULA (Uniform Linear Array) с числом элементов  $N_t$  и  $N_r$  соответственно. Устройства работают в диапазоне MMB на несущей частоте радиосигнала  $f_c$  с занимаемой шириной полосы  $B$ ; несущей частоте  $f_c$  соответствует длина волны  $\lambda = c/f_c$ , где  $c$  – скорость света. Обозначим вектор известных координат gNB как  $\mathbf{q} = [q_x, q_y]^T$ , а вектор неизвестных координат UE как  $\mathbf{p} = [p_x, p_y]^T \in \mathbb{R}^2$ . Пусть  $\alpha \in (0, 2\pi)$  – угол поворота массива ULA UE относительно вертикальной оси системы координат (СК).

### В. Модель переданного сигнала

Рассмотрим передачу сигнала базовой станцией gNB с ортогональным частотным разделением OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). На стороне gNB для связи с одним UE реализуется гибридное предварительное кодирование и аналого-цифровое прекодирование или диаграммообразование (ДО). gNB последовательно передает  $G$  сигналов, где  $g$  – я отдельная передача включает одновременное излучение  $M_t$  переданных символов на поднесущих  $n = 0, \dots, N - 1$ :

$$\mathbf{x}^{(g)}[n] = [x_1[n], \dots, x_{M_t}[n]]^T \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}. \quad (1)$$

Переданные символы  $\mathbf{x}^{(g)}[n]$  в частотном домене поднесущих сначала предварительно кодируются и затем преобразуются во временной домен обратным быстрым преобразованием Фурье (ОБПФ, IFFT – Inverse Fast Fourier Transform). Далее к выборке во временном домене перед радиочастотным аналоговым прекодированием добавляется циклический префикс (ЦП, CP – Cyclic Prefix) длительностью  $T_{CP} = DT_S$ , где  $D$  – число выборок длительностью в один период дискретизации  $T_S = 1/B$ . ЦП выбирается таким образом, чтобы компенсировать разность хода МЛК. Переданный на  $n$  – й поднесущей  $g$  – й сигнал представим произведением  $\mathbf{F}^{(g)}[n]\mathbf{x}^{(g)}[n]$ , а диаграммообразующую схему (ДОС) зададим матрицей:

$$\mathbf{F}[n] = \mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}[n]; \quad \mathbf{F}[n] \in \mathbb{C}^{N_t \times M_t}; \quad (2)$$

где  $\mathbf{F}_{RF}$  – аналоговая ДОС, реализуемая аналоговыми фазовращателями с задающими элементами  $e^{j\phi_{m,n}}$ , где  $\{\phi_{m,n}\}$  – заданные фазы; а  $\mathbf{F}_{BB}[n]$  – цифровая ДОС; обе матрицы  $\mathbf{F}_{RF}$  и  $\mathbf{F}_{BB}[n]$  должны удовлетворять условию [4]:

$$\|\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}[n]\|_F = 1; \quad (3)$$

где  $\|\cdot\|_F$  – норма Фробениуса или евклидова норма (для евклидова пространства), которая представляет собой частный случай  $p$ -нормы для  $p = 2$ :

$$\|\mathbf{A}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |a_{i,j}|^2}. \quad (4)$$

Принимая во внимание разреженность радиоканала диапазона MMB можно предположить, что число лучей  $M_t$ , требуемое для передачи, значительно меньше числа элементов  $N_t$  антенной решетки на gNB, т. е.  $M_t \ll N_t$ . Наличие зависимости  $\mathbf{F}[n]$  в рассматриваемой модели позволяет обобщить ее на случай нескольких устройств в нисходящем канале базовой станции gNB с обратной связью в радиолинии UE → gNB. В настоящей работе не рассматривается какая-либо конкретная ДОС; вместо этого получают выражение, которые позволяют анализировать влияние ДОС  $\mathbf{F}^{(g)}[n]$  и сигналов  $\mathbf{x}^{(g)}[n]$ .

### С. Модель канала

На рис. 1 показаны параметры территориального распределения UE, gNB и отражателя-рассеивателя SP (Scattering Point) на плоскости и соответствующие им угломерные и дальномерные измерения по каждому принятому  $k$  – му лучу:  $\theta_{Rx,k}$  – угол прихода сигнала AOA,  $\theta_{Tx,k}$  – угол ухода сигнала AOD,  $d_k = c\tau_k$  – расстояние, полученное из  $\tau_k$  – времени прихода сигнала TOA и  $c$  – скорости света;  $k$  – индекс МЛК. Лучу LOS соответствует индекс  $k = 0$ ; переотраженным лучам NLOS соответствуют индексы  $k > 0$ . Каждой МЛК NLOS соответствует отражатель-рассеиватель SP с неизвестными координатами  $\mathbf{s}_k$ . Допустим, лучи NLOS испытывают однократные переотражения, тогда для одного переотраженного луча на рис. 1 можно записать преодолеваемые расстояния до  $d_{k,1} = \|\mathbf{s}_k - \mathbf{q}\|_2$  и после  $d_{k,2} = \|\mathbf{p} - \mathbf{s}_k\|_2$  отражения. Далее формализуем частотно-зависимый отклик канала для многоэлементной приемной антенной решетки, подходящий для анализа широкополосных MIMO систем диапазона MMB, в которых соотношение  $B/f_c$  может достигать до 50 %. Если допустить  $K + 1$  лучей и постоянство импульсной характеристики канала на интервале передачи  $G$  символов, то канальную матрицу  $\mathbf{H}[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  на поднесущей  $n$  можно представить выражением [4]:

$$\mathbf{H}[n] = \mathbf{A}_{Rx}[n]\mathbf{\Gamma}[n]\mathbf{A}_{Tx}^H[n]; \quad (5)$$

где матрица отклика антенных решеток на передаче gNB  $\mathbf{A}_{Tx}[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times (K+1)}$  и приеме UE  $\mathbf{A}_{Rx}[n] \in \mathbb{C}^{N_t \times (K+1)}$  определяются выражениями [4]:

$$\mathbf{A}_{Tx}[n] = [\mathbf{a}_{Tx,n}(\theta_{Tx,0}), \dots, \mathbf{a}_{Tx,n}(\theta_{Tx,K})]; \quad (6)$$

$$\mathbf{A}_{Rx}[n] = [\mathbf{a}_{Rx,n}(\theta_{Rx,0}), \dots, \mathbf{a}_{Rx,n}(\theta_{Rx,K})]; \quad (7)$$

а диагональная матрица  $\mathbf{\Gamma}[n]$  определяется как:

$$\mathbf{\Gamma}[n] = \sqrt{N_t N_r} \cdot \text{diag} \left\{ \frac{h_0}{\sqrt{\rho_0}} e^{-\frac{j2\pi n \tau_0}{NT_s}}, \dots, \frac{h_K}{\sqrt{\rho_K}} e^{-\frac{j2\pi n \tau_K}{NT_s}} \right\}; \quad (8)$$

где  $\rho_k$  – коэффициент потерь РРВ по мощности;  $h_k$  – коэффициент импульсной характеристики канала по амплитуде для  $k$  – й МЛК,  $k = 0, \dots, K$ . Для дальнейшей формализации введем коэффициенты [4]:

$$\tilde{h}_k = \sqrt{N_t N_r / \rho_k} h_k; \quad (9)$$

$$\gamma_n(h_k, \tau_k) = \tilde{h}_k e^{-j2\pi n \tau_k / (NT_s)}. \quad (10)$$

Структура частотно-зависимого направляющего вектора AP передатчика gNB  $\mathbf{a}_{\text{Tx},n}(\theta_{\text{Tx},k}) \in \mathbb{C}^{N_t}$  и вектора отклика AP приемника UE  $\mathbf{a}_{\text{Rx},n}(\theta_{\text{Rx},k}) \in \mathbb{C}^{N_r}$  определяется конфигурацией AP. Для линейной антенной решетки ULA справедливы следующие соотношения [4]:

$$\mathbf{a}_{\text{Tx},n}(\theta_{\text{Tx},k}) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \left[ e^{-j\frac{N_t-1}{2} \frac{2\pi}{\lambda_n} d \sin(\theta_{\text{Tx},k})}, \dots, e^{j\frac{N_t-1}{2} \frac{2\pi}{\lambda_n} d \sin(\theta_{\text{Tx},k})} \right]^T; \quad (11)$$

$$\mathbf{a}_{\text{Rx},n}(\theta_{\text{Rx},k}) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \left[ e^{-j\frac{N_r-1}{2} \frac{2\pi}{\lambda_n} d \sin(\theta_{\text{Rx},k})}, \dots, e^{j\frac{N_r-1}{2} \frac{2\pi}{\lambda_n} d \sin(\theta_{\text{Rx},k})} \right]^T; \quad (12)$$

где  $d = \lambda_c/2$  – расстояние между элементами антенной решетки;  $\lambda_c = c/f_c$  – длина волны на несущей частоте  $f_c$ ;  $\lambda_n = c/(n/(NT_s) + f_c)$  – длина волны на поднесущей  $n$ ; При  $B \ll f_c$  получаем узкополосную модель с  $\lambda_n = \lambda_c$ .

#### D. Модель принятого сигнала

Модель принятого сигнала  $\mathbf{g}$  на поднесущей  $n$  после исключения циклического префикса CP и взятия быстрого преобразования Фурье (БПФ, FFT – Fast Fourier Transform) можно представить выражением [4]:

$$\mathbf{y}^{(g)}[n] = \mathbf{H}[n]\mathbf{F}^{(g)}[n]\mathbf{x}^{(g)}[n] + \mathbf{n}^{(g)}[n]; \quad (13)$$

где  $\mathbf{n}^{(g)}[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  – вектор выборок аддитивного белого Гауссовского шума (АБГШ) с нулевым средним и дисперсией  $N_0/2$  в домене вещественных чисел. Задачей является оценка координат  $\mathbf{p}$  и ориентации  $\alpha$  устройства UE из набора принятых сигналов  $\{\mathbf{y}^{(g)}[n]\}_{\forall n,g}$ .

### III. ПОРЯДОК РАБОТЫ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕТОДА В УСЛОВИЯХ ОТСУТСТВИЯ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ NLOS

Рассмотрим работу однопозиционного метода оценки координат и ориентации через установление параметров канала в (6) посредством его трансформации в домене пространства лучей. Возможность и целесообразность анализа канала в домене пространства лучей обусловлена разреженностью MIMO канала в диапазоне ММВ, а само представление MIMO канала в домене пространства лучей снижает вычислительную сложность извлечения отдельных МЛК. Инструментом анализа MIMO канала с разряженными МЛК в домене пространства лучей служит метод распределенного сжатого зондирования с одновременным поиском ортогонального соответствия DCS-SOMP (Distributed Compressed Sensing – Simultaneous Orthogonal Matching Pursuit) [6]. Данный метод позволяет одновременно оценивать набор дальномерно-угломерных первичных измерений TOA, AOD, AOA. Оценки углов ухода AOD и углов прихода AOA находятся на сетке возможных углов, определяемых доменом пространства лучей с заданным разрешением; после первоначальной оценки значения AOD, AOA можно уточнить посредством алгоритма максимизации обобщенного ожидания с переменным пространством SAGE (Space-Alternating Generalized Expectation maximization) [4]. На заключительном этапе обработки первичных измерений оценка координат  $\mathbf{p}$  и ориентации  $\alpha$  пользовательского устройства UE выполняется по алгоритму расширенного принципа инвариантности EXIP (EXtended Invariance Principle) [7], [8].

#### A. Представление канала в домене пространства лучей

Введем матрицу преобразования  $\mathbf{U}_{\text{Tx}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$  [9], задающую равномерную дискретизацию пространства в домене виртуальных углов ухода AOD на передаче gNB:

$$\mathbf{U}_{\text{Tx}} \triangleq \mathbf{u}_{\text{Tx}} \left( -\frac{N_t-1}{2} \right), \dots, \mathbf{u}_{\text{Tx}} \left( \frac{N_t-1}{2} \right); \quad (14)$$

$$\mathbf{u}_{\text{Tx}}(p) \triangleq \left[ e^{-j2\pi \frac{N_t-1}{2} \frac{p}{N_t}}, \dots, e^{j2\pi \frac{N_t-1}{2} \frac{p}{N_t}} \right]^T; \quad (15)$$

где число элементов  $N_t$  AP передающей gNB четное.

Введем матрицу преобразования  $\mathbf{U}_{\text{Rx}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$  [9], задающую равномерную дискретизацию пространства в домене виртуальных углов прихода AOA на приеме UE:

$$\mathbf{U}_{\text{Rx}} \triangleq \left[ \mathbf{u}_{\text{Rx}} \left( -\frac{N_r-1}{2} \right), \dots, \mathbf{u}_{\text{Rx}} \left( \frac{N_r-1}{2} \right) \right]; \quad (16)$$

$$\mathbf{u}_{\text{Rx}}(p) \triangleq \left[ e^{-j2\pi \frac{N_r-1}{2} \frac{p}{N_r}}, \dots, e^{j2\pi \frac{N_r-1}{2} \frac{p}{N_r}} \right]^T; \quad (17)$$

где число элементов  $N_r$  AP приемного UE четное. Обе матрицы  $\mathbf{U}_{\text{Tx}}$  и  $\mathbf{U}_{\text{Rx}}$  являются унитарными (унитарная матрица – квадратная матрица с комплексными элементами, результат умножения которой на эрмитово сопряженную равен единичной матрице). Частичное представление канальной матрицы в домене виртуальных углов можно представить выражением:

$$\check{\mathbf{H}}[n] = \mathbf{U}_{\text{Rx}}^H \mathbf{H}[n] \mathbf{U}_{\text{Tx}} = \sum_{k=0}^K \gamma_n(h_k, \tau_k) \mathbf{U}_{\text{Rx}}^H \mathbf{a}_{\text{Rx},n}(\theta_{\text{Rx},k}) \mathbf{a}_{\text{Tx},n}^H(\theta_{\text{Tx},k}) \mathbf{U}_{\text{Tx}}; \quad (18)$$

Известно, что  $\check{\mathbf{H}}[n]$  можно представить как [10]:

$$\left[ \check{\mathbf{H}}[n] \right]_{i,i'} = \sum_{k=0}^K \gamma_n(h_k, \tau_k) \chi_r \left( \frac{d}{\lambda_n} \sin(\theta_{\text{Rx},k}) - \frac{i}{N_r} \right) \cdot \chi_t \left( \frac{d}{\lambda_n} \sin(\theta_{\text{Tx},k}) - \frac{i'}{N_t} \right) \quad (19)$$

при

$$-\frac{N_r-1}{2} \leq i \leq \frac{N_r-1}{2} \text{ и } -\frac{N_t-1}{2} \leq i' \leq \frac{N_t-1}{2}; \quad (20)$$

где [4]:

$$\chi_t(\phi) = \frac{\sin(\pi N_t \phi)}{\sqrt{N_t} \sin(\pi \phi)}; \quad (21)$$

$$\chi_r(\phi) = \frac{\sin(\pi N_r \phi)}{\sqrt{N_r} \sin(\pi \phi)}; \quad (22)$$

Из анализа (19) следует, что канальная матрица  $\check{\mathbf{H}}[n]$  в домене виртуальных углов является разреженной с различимыми компонентами исключительно в направлениях  $\{\theta_{\text{Tx},k}\}$  и  $\{\theta_{\text{Rx},k}\}$ . Накапливая в стек вектора принятых сигналов  $\mathbf{y}^{(g)}[n]$  из (6) по  $g = 1, \dots, G$ , получим

$$\check{\mathbf{y}}[n] = \mathbf{\Omega}[n] \check{\mathbf{h}}[n] + \check{\mathbf{n}}[n]; \quad (23)$$

$$\mathbf{\Omega}[n] = \left[ \mathbf{\Omega}^{(1)}[n], \dots, \mathbf{\Omega}^{(G)}[n] \right]^T; \quad (24)$$

$$\mathbf{\Omega}^{(g)}[n] = \left( \mathbf{z}_{\text{Tx}}^{(g)}[n] \right)^T \otimes \mathbf{U}_{\text{Rx}}; \quad (25)$$

$$\mathbf{z}_{\text{Tx}}^{(g)}[n] = \mathbf{U}_{\text{Tx}}^H \mathbf{F}^{(g)}[n] \mathbf{x}^{(g)}[n]; \quad (26)$$

$$\check{\mathbf{h}}[n] = \text{vec}(\check{\mathbf{H}}[n]); \check{\mathbf{h}}[n] \in \mathbb{C}^{N_r N_t \times 1}. \quad (27)$$

Из разреженности вектора  $\check{\mathbf{h}}[n]$  следует, что решать уравнение (23) для нахождения  $\check{\mathbf{h}}[n]$  целесообразно методом сжатого зондирования CS в домене

пространства лучей/углов. Столбцы матриц  $\mathbf{U}_{Tx}$ ,  $\mathbf{U}_{Rx}$ , соответствующие ненулевым элементам разреженного вектора  $\hat{\mathbf{h}}[n]$ , дают грубую оценку углов ухода AOD и прихода AOA соответственно. В то же время ненулевые элементы  $\hat{\mathbf{h}}[n]$  дают оценку функции  $\gamma_n(h_k, \tau_k)$  с учетом отображения  $\chi_t(\phi)$  и  $\chi_r(\phi)$ . Из функции  $\gamma_n(h_k, \tau_k)$  далее можно установить время прихода TOA  $\tau_k, k = 1, \dots, K$  для всех МЛК. Так как вектора  $\hat{\mathbf{h}}[n] \in \mathbb{C}^{N_r N_t \times 1}$  для  $i = 1, \dots, N$ , соответствующие матрицы зондирования  $\mathbf{\Omega}[n]$  (23) можно считать  $(K + 1)$  совместно разреженными, т. е. из того, что  $\hat{\mathbf{h}}[n]$  не претерпевает существенного изменения от одной поднесущей к другой, следует вывод о возможности и целесообразности использования метода распределенного сжатого зондирования с одновременным поиском ортогонального соответствия DCS-SOMP для совместной оценки всех векторов  $\hat{\mathbf{h}}[n]$ .

Порядок работы однопозиционного метода следующий [4]: 1) грубая оценка AOA/AOD/TOA с использованием алгоритма DCS-SOMP; 2) уточнение параметров канала с использованием алгоритма SAGE; 3) пересчет первичных измерений AOA, AOD, TOA в оценку координат и ориентации [4].

### В. Грубая оценка AOA/AOD/TOA методом DCS-SOMP

DCS-SOMP оценивает число МЛК  $K$ , углы AOA/AOD, а также вектора  $\hat{\mathbf{h}}[n]$ .  $K$  изначально неизвестно, поэтому для каждой потенциальной МЛК  $k = 0, \dots, \bar{K}$  запишем [4]

$$\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \tilde{h}_k \mathbf{A}(\tau_k) \mathbf{z}^k + \mathbf{v}^{(k)}; \quad (28)$$

где вектор  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = [\hat{h}^{(k)}[0], \dots, \hat{h}^{(k)}[N-1]]^T$ , с элементом  $\hat{h}^{(k)}[n]$  на поднесущей  $n$ , который соответствует  $k$ -й МЛК;  $\mathbf{A}(\tau_k) = \text{diag}\{1, \dots, e^{-j2\pi(N-1)\tau_k/(NT_s)}\}$ ;  $\mathbf{v}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  – вектор шума; элементы  $\mathbf{z}^k$  определяются выражениями:

$$\begin{aligned} z_n(k) \triangleq & \mathbf{u}_{Rx}^H \left( \frac{n_{Rx,k} - (N_r - 1)/2 - 1}{N_r} \right) \mathbf{a}_{Rx,n}(\hat{\theta}_{Rx,k}^{(0)}) \cdot \\ & \cdot \mathbf{a}_{Tx,n}^H(\hat{\theta}_{Tx,k}^{(0)}) \mathbf{u}_{Tx} \left( \frac{n_{Tx,k} - (N_t - 1)/2 - 1}{N_t} \right). \end{aligned} \quad (29)$$

При грубой оценке AOA/AOD зависимость от  $n$  в (29) не учитывается, поэтому можно записать выражение [4]:

$$\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \tilde{h}_k z^{(k)} \mathbf{a}(\tau_k) + \mathbf{v}^{(k)}; \quad (30)$$

где  $\mathbf{a}(\tau_k) = [1, \dots, e^{-j2\pi(N-1)\tau_k/(NT_s)}]^T$  а  $z^{(k)}$  определяется из (29) при длине волны  $\lambda_c$  вместо  $\lambda_n$ . Из уравнения (30) параметры  $\tau_k$  и  $\tilde{h}_k$  можно оценить методом наименьших квадратов (МНК, LS – Least Squares) [4]:

$$\left[ \hat{\tau}_k^{(0)}, \hat{\tilde{h}}_k^{(0)} \right] = \underset{\tau_k, \tilde{h}_k}{\text{argmin}} \left\| \hat{\mathbf{h}}^{(k)} - \tilde{h}_k z^{(k)} \mathbf{a}(\tau_k) \right\|_2^2; \quad (31)$$

Поиск  $\tilde{h}_k$  дает

$$\hat{\tilde{h}}_k^{(0)} = \frac{\mathbf{a}^H(\tau_k) \hat{\mathbf{h}}^{(k)}}{z^{(k)H} \mathbf{a}(\tau_k)}; \quad (32)$$

Подставив (32) в (31), получим [4]:

$$\hat{\tau}_k^{(0)} = \underset{\tau_k}{\text{argmax}} \left| \mathbf{a}^H(\tau_k) \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right|^2; \quad (33)$$

### С. Уточнение AOA/AOD/TOA методом SAGE

Уточнение оцениваемых параметров AOA/AOD/TOA выполняется итеративно по алгоритму SAGE, начиная полученных на предыдущем этапе грубых оценок. Поиск в (23) выполняется как суперпозиция  $K + 1$  частных решений  $\check{\mathbf{y}}_k[n]$  по  $K + 1$  МЛК [4]:

$$\check{\mathbf{y}}[n] = \sum_{k=0}^{\bar{K}} \underbrace{\mathbf{\Omega}[n] \check{\mathbf{h}}_k[n] + \check{\mathbf{n}}_k[n]}_{\check{\mathbf{y}}_k[n]}; \quad (34)$$

где  $\check{\mathbf{h}}_k[n]$  – векторизованная форма матрицы в (18)  $\mathbf{H}_k[n] = \mathbf{U}_{Rx}^H \mathbf{H}_k[n] \mathbf{U}_{Tx}$ , где  $\mathbf{H}_k[n]$  соответствует  $k$ -й МЛК в частотном отклике канала  $\mathbf{H}[n]$  в (5). Обобщая (34) на совокупность поднесущих  $n = 0, \dots, N - 1$ , получим:

$$\check{\mathbf{y}} = \sum_{k=0}^{\bar{K}} \underbrace{\check{\mathbf{\Omega}} \check{\mathbf{h}}_k + \check{\mathbf{n}}_k}_{\check{\mathbf{y}}_k}; \quad (35)$$

$$\check{\mathbf{\Omega}} = \text{diag}[\mathbf{\Omega}[0], \dots, \mathbf{\Omega}[N-1]]; \quad (36)$$

$$\check{\mathbf{y}} = [\check{\mathbf{y}}^T[0], \dots, \check{\mathbf{y}}^T[N-1]]^T; \quad (37)$$

$$\check{\mathbf{h}}_k = [\check{\mathbf{h}}_k^T[0], \dots, \check{\mathbf{h}}_k^T[N-1]]^T; \quad (38)$$

$$\check{\mathbf{n}}_k = [\check{\mathbf{n}}_k^T[0], \dots, \check{\mathbf{n}}_k^T[N-1]]^T. \quad (39)$$

На итерации  $(m + 1)$ , где  $m$  – индекс итерации, выполняются процедуры вычисления максимумов по представленным выше выражениям. Для инициализации итеративного поиска первичных угломерных измерений AOD/AOA используются оценки  $\hat{\theta}_{Tx,k}^{(0)}$ ,  $\hat{\theta}_{Rx,k}^{(0)}$  [4]:

$$\hat{\theta}_{Tx,k}^{(0)} = \arcsin\left(\frac{\lambda_c}{d} \cdot \frac{n_{Tx,k} - (N_t - 1)/2 - 1}{N_t}\right); \quad (40)$$

$$\hat{\theta}_{Rx,k}^{(0)} = \arcsin\left(\frac{\lambda_c}{d} \cdot \frac{n_{Rx,k} - (N_r - 1)/2 - 1}{N_r}\right); \quad (41)$$

$\hat{h}_k^{(0)}$  и  $\hat{\tau}_k^{(0)}$  инициализируются согласно (32) и (33).

### Д. Пересчет первичных измерений AOA, AOD, TOA в оценку координат и ориентации в условиях LOS

Формализация пересчета для случая NLOS достаточно громоздка, поэтому в настоящем исследовании ограничимся случаем прямой видимости с единственной компонентой LOS при  $\bar{K} = 1$ . Тогда оценка координат  $\hat{\mathbf{p}}$  и ориентации  $\hat{\alpha}$  UE выполняется следующим образом:

$$\hat{\mathbf{p}} = \mathbf{q} + c \hat{\tau}_0 [\cos(\hat{\theta}_{Tx,0}), \sin(\hat{\theta}_{Tx,0})]^T; \quad (42)$$

$$\hat{\alpha} = \pi + \hat{\theta}_{Tx,0} + \hat{\theta}_{Rx,0}; \quad (43)$$

## IV. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕТОДА

Рис. 2 иллюстрирует 2D сценарий территориального распределения gNB, UE и SP, траектории луча LOS и NLOS, а также оценки первичных измерений AOA, AOD, по которым затем вычисляется время прихода TOA.

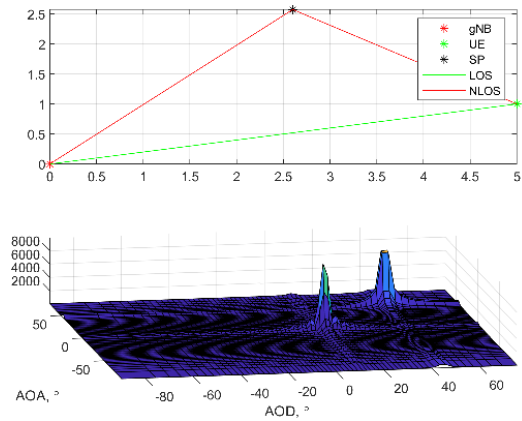


Рис. 2. Сценарий моделирования однопозиционного метода в NLOS

## V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Имитационное моделирование однопозиционного метода оценки координат и ориентации UE по сигналам одной gNB в условиях наличия и отсутствия прямой видимости показало реализуемость данного метода.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Фокин Г.А. Комплекс моделей и методов позиционирования устройств в сетях пятого поколения: дис. ... докт. техн. наук / СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича. Санкт-Петербург, 2021. 499 с.
- [2] Фокин Г.А. Методика идентификации прямой видимости в радиотрассе сетей мобильной связи 4-го поколения с пространственной обработкой сигналов // Труды Научно-исследовательского института радио. 2013. № 3. С. 78-82.
- [3] Shahmansoori A., Garcia G.E., Destino G., Seco-Granados G., Wymeersch H. 5G Position and Orientation Estimation through Millimeter-Wave MIMO // 2015 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), San Diego, CA, USA, 06-10 December 2015. pp. 1-6.
- [4] Shahmansoori A., Garcia G.E., Destino G., Seco-Granados G., Wymeersch H. Position and Orientation Estimation through Millimeter-Wave MIMO in 5G Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. Vol. 17. № 3. pp. 1822-1835.
- [5] Talvitie J., Valkama M., Destino G., Wymeersch H. Novel Algorithms for High-Accuracy Joint Position and Orientation Estimation in 5G mmWave Systems // 2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Singapore, 2017, pp. 1-7.
- [6] Duarte M.F., Sarvotham S., Baron D., Wakin M.B., Baraniuk R.G. Distributed Compressed Sensing of Jointly Sparse Signals // Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, USA, 30 October – 02 November 2005. pp. 1537-1541.
- [7] Stoica P., Söderström T. On reparametrization of loss functions used in estimation and the invariance principle // Signal Processing. 1989. Vol. 17. pp. 383–387.
- [8] Swindlehurst A.L., Stoica P. Maximum likelihood methods in radar array signal processing // Proceedings of the IEEE. 2002. Vol. 86. № 2. pp. 421–441.
- [9] Sayeed A.M. Deconstructing multiantenna fading channels // IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. Vol. 50. № 10. pp. 2563-2579.
- [10] Brady J.H., Sayeed A.M. Wideband communication with high-dimensional arrays: New results and transceiver architectures // 2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW), London, UK, 08-12 June 2015. pp. 1042-1047.