Фокин Григорий Алексеевич, СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,

г. Санкт-Петербург, Россия,

grihafokin@gmail.com

РАЗРАБОТКА И ОЦЕНКА МЕТОДОВ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ В СИСТЕМАХ КОГНИТИВНОГО РАДИО 6G

DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-6-4-20

Manuscript received 12 May 2024; Accepted 10 June 2024

Научная статья подготовлена в рамках прикладных научных исследований СПбГУТ, регистрационный номер 1023031600087-9-2.2.4; 2.2.5;2.2.6;1.2.1;2.2.3 в ЕГИСУ НИОКТР

Ключевые слова: B5G, 6G, TOA, AOA, AOD, FIM, позиционирование, ориентация, системы когнитивного радио

По результатам анализа зарубежных публикаций последних десяти лет в области позиционирования устройств в системах и сетях когнитивного радио пятого и шестого поколений можно констатировать возникновение нового научного направления - персональных радаров. Их практическая реализация стала возможной с переходом приемопередатчиков в диапазон миллиметровых и субмиллиметровых волн, а также в связи с широким распространением многоэлементных антенных решеток как на базовых станциях, так и на пользовательских устройствах. В сетях подвижной радиосвязи четвертого и пятого поколений задача определения местоположения пользовательских устройств решалась централизованно преимущественно многопозиционными дальномерными и/или угломерными методами, когда принятые или переданные несколькими базовыми станциями сигналы служили для сбора первичных измерений времени и/или угла прихода/ухода сигнала. В отличие централизованной многопозиционной оценки координат в существующих сетях связи, концепция персонального радара в перспективных системах когнитивного радио шестого поколения с устройство-центрической архитектурой позволяет решать задачу позиционирования пользовательского устройства однопозиционным методом по сигналу единственной базовой станции. В основе однопозиционного метода лежит свойство разреженности радиоканала диапазона миллиметровых волн, его представление в домене пространства лучей, а также использование алгоритма сжатого зондирования в пространстве по набору углов ухода и прихода. Настоящая работа посвящена разработке математической и имитационной моделей для установления пределов точности и условий практической реализуемости однопозиционного метода оценки координат и ориентации пользовательских устройств по сигналу единственной базовой станции в системах когнитивного радио шестого поколения, работающих по принципу персонального радара. Представленная математическая формализация и программная реализация однопозиционного метода позиционирования показала его работоспособность на плоскости при оценке координат и ориентации устройства с точностью до единиц метров и единиц градусов.

Информация об авторе:

Фокин Григорий Алексеевич, д.т.н., доцент, профессор Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия

Для цитирования:

Фокин Г.А. Разработка и оценка методов позиционирования приемо-передатчиков в системах когнитивного радио 6G // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №6. С. 4-20.

For citation:

Fokin G.A. (2024). Development and evaluation of transceiver positioning methods in 6G cognitive radio systems. *T-Comm*, vol. 18, no.6, pp. 4-20. (*in Russian*)

1 Введение

Анализ тенденций построения и функционирования сетей шестого поколения 6G [1-3] позволяет выделить ряд новых ключевых технологий и факторов на уровне радиоинтерфейса, которые определяют новые подходы к сетевому позиционированию пользовательских устройств UE (User Equipment). Во-первых, многопользовательские многоантенные системы сверхбольшой размерности MU XL-massive MIMO (Multi-User extra-large scale massive MIMO) на базовых станциях gNB (gNodeB) с числом элементов до 1024×1024, существенно превышающем число устройств UE в соте, позволяют одновременно формировать в пространстве множество узких лучей с индивидуальной ориентацией и шириной на каждое UE. Во-вторых, реконфигурируемые интеллектуальные поверхности RIS (Reconfigurable Intelligent Surface) или интеллектуальные отражающие поверхности IRS (Intelligent Reflecting Surface) позволяют повышать радиопокрытие, помехоустойчивость, пропускную способность и энергоэффективность радиолиний посредством программного управления отражающими свойствами пассивных элементов поверхности и, следовательно, параметрами распространения радиоволн (РРВ).

Частным случаем IRS являются системы голографической радиосвязи (Holographic Radio Communication), а также голографические многоантенные системы (Holographic MIMO). которые реализуют диаграммообразование (ДО) в заранее известном нужном направлении. В третьих, радиоканал в диапазоне миллиметровых (MMB) и субмиллиметровых (терагерцовых) волн вследствие высоких потерь при РРВ и необходимости организации высоконаправленной радиосвязи с узкими лучами на передаче и приеме, характеризуется так называемой разряженностью (sparse channel), когда в радиолинии gNB-UE наблюдается небольшое, по сравнению с диапазоном дециметровых волн (ДМВ), число многолучевых компонент (МЛК, MPC - Multipath Components). Разряженность радиоканала ММВ позволяет смоделировать его набором нескольких лучей на передаче и приеме в пространстве методом Beamspace MIMO [4, 5] и анализировать их средствами сжатого зондирования Compressed Sensing; метод распределенного сжатого зондирования разряженных сигналов предложен в [6].

Новые технологии радиоинтерфейса в сетях шестого поколения 6G позволяют базовым станциям gNB и пользовательским устройствам UE, помимо непосредственно радиосвязи, решать задачи зондирования радиоэфира (spectrum sensing) и локализации или позиционирования. Объективную тенденцию конвергенции технологий радиосвязи, зондирования и локализации в сетях 6G [7] подтверждает также новый термин для их обозначения – интегрированные сети зондирования и связи ISAC (Integrated Sensing and Communication) [8].

Известным примером использования спектрального зондирования радиоканала является динамический доступ вторичными приемопередатчиками к полосе радиочастот, выделенной на приоритетной основе первичным пользователям PU (Primary User), в устройство-центрических сетях когнитивного радио CR (Cognitive Radio) [9]. Конвергенция технологий радиосвязи, зондирования и позиционирования в сетях 6G открывает широкие возможности практической реализации концепции когнитивного радио CR [10], в том числе, с использованием искусственного интеллекта, машинного обучения и глубоких нейронных сетей DNN (Deep Neural Networks) [11].

Несмотря на достаточно высокую публикационную активность в области позиционирования [12] и локализации [13] в сетях 5G [14-16], в данных работах исследуются преимущественно централизованные методы многопозиционного определения местоположения (ОМП) пользовательских устройств UE, когда принятые или переданные несколькими базовыми станциями gNB сигналы служат для измерения времени TOA (Time of Arrival) [17] или угла/направления AOA/DOA (Angle/Direction of Arrival) [18-20] прихода или ухода AOD/DOD (Angle/Direction of Departure) сигнала.

Для систем когнитивного радио 6G с устройство-центрической архитектурой, реализующих функции динамического доступа к спектру DSA (Dynamic Spectrum Access) на основе спектрального зондирования, гораздо более актуальным и востребованным является однопозиционный метод позиционирования приемопередатчиков, описанный в работах [21-30].

В цикле работ коллектива авторов под руководством Shahmansoori A. [21, 22] средствами математического и имитационного моделирования приводится обоснование условий реализуемости олнопозиционного метола оценки коорлинат и ориентации приемного пользовательского устройства UE по сигналам, принятым в нисходящем канале от передающей базовой станции gNB. Передающее gNB и приемное UE устройства оборудованы антенными решетками (АР); оценка координат и ориентации выполняется на плоскости при наличии прямой видимости LOS (Line of Sight) в радиолинии gNB→UE. Математический анализ сводится к оценке информационной матрицы Фишера FIM (Fisher Information Matrix) для параметров первичных измерений времени прихода ТОА, угла/направления ухода AOD/DOD и прихода AOA/DOA сигнала. Затем FIM первичных измерений через нижнюю границу Крамера-Рао (НГКР, CRLB – Cramer–Rao Lower Bound) преобразуется в предел точности оценки координат РЕВ (Position Error Bound) и ориентации REB (Rotation Error Bound).

Установлено, что условием несингулярности FIM (у сингулярной матрицы определитель равен нулю), т.е. физическим условием реализуемости однопозиционного метода оценки координат и ориентации UE по сигналам одной gNB в радиоканале LOS является одновременная передача gNB в пространстве нескольких лучей по методу Beamspace MIMO [4, 5]. Работа [22] является развитием исследования [21] для широкополосного частотно-селективного канала, в котором OFDM вклад отдельных поднесущих учитывается (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) сигнала в первичные измерения TOA, AOA, AOD. Помимо оценки пределов точности по метрикам РЕВ и REB, формализован порядок работы однопозиционного метода оценки координат и ориентации пользовательского устройства UE по сигналам одной базовой станции gNB. Анализ работоспособности метода приводится для трех моделей радиоканалов. При наличии в радиолинии gNB-UE единственной компоненты в условиях прямой видимости LOS и отсутствии переотраженных МЛК такой радиоканал называют LOS. При наличии в радиолинии gNB-UE компоненты в условиях прямой видимости LOS и нескольких переотраженных МЛК в условиях отсутствия прямой видимости NLOS (Non Line of Sight) такой радиоканал

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

называют NLOS. При отсутствии в радиолинии gNB-UE компоненты в условиях прямой видимости LOS и наличии только переотраженных МЛК в условиях отсутствия прямой видимости NLOS такой радиоканал называют OLOS (Obstructed Line of Sight).

Развитием исследований [21, 22] является оценка координат и ориентации подвижного UE вместе с синхронизацией в радиолинии gNB-UE коллектива авторов под руководством Wymeersch H. [23, 24], где показано, что вместе с позиционированием посредством обработки МЛК может быть решена и задача одновременного построения карты окружающих препятствий – картографирование.

Коллектив авторов под руководством Talvitie J. [25] детализирует процедуру сжатого зондирования compressed sensing [6] канала для пространства нескольких одновременных лучей Beamspace MIMO в задачах оценки первичных измерений TOA, AOA, AOD при однопозиционном позиционировании UE. Показано, что в результате итеративной оценки вместе с координатами и ориентацией пользовательского устройства UE извлекаются и координаты вероятных отражателей SP (Scattering Point) независимо от сценария LOS, NLOS, OLOS.

В работах под руководством Abu-Shaban Z. [26, 27] устанавливаются теоретические пределы оценки точности позиционирования по сигналам в восходящем Uplink (UE->gNB) и нисходящем Downlink ($gNB \rightarrow UE$) каналах, а также влияющие на точность параметры. Проведенные исследования позволяет сделать следующие выводы. Во-первых, показано, что число элементов антенной решетки (АР) на базовой станции и пользовательском устройстве по-разному влияет на точность оценок координат UE в каналах «вверх» и «вниз». Вовторых, установлено, что при позиционировании UE в восходящем канале (на gNB) точность оценок координат (OK) зависит от ориентации пользовательского устройства, в то время как при позиционировании UE в нисходящем канале (на UE) точность ОК не зависит от его ориентации. В-третьих, доказано, что для сценариев снаружи помещений при наличии в радиолинии gNB-UE луча в условиях LOS и надлежащей обработке дополнительных МЛК в условиях NLOS точность ОК может быть выше, чем при обработке только луча прямой видимости. Результаты имитационного моделирования (ИМ) показывают точность оценок координат и ориентации до 1 м и 1° соответственно. Развитием исследования [26] является оценка координат и ориентации UE вместе с синхронизацией в радиолинии gNB-UE [27] посредством реализации приёма-передачи и измерения времени двойного оборота RTT (Round Trip Time); показано, что точность ОК ограничена преимущественно угловым разрешением.

Цикл работ коллектива авторов Guerra A., Guidi F., Dardari D. [28-30] открывает исследование [28], в котором вводится понятие персонального радара с АР в диапазоне ММВ для локализации и картографирования внутри помещений. Теоретические пределы точности оценок координат РЕВ и ориентации ОЕВ (Orientation Error Bound) однопозиционным методом для AP различных конфигураций исследуются в [29, 30]. Под персональным радаром понимается комплекс программно-аппаратного обеспечения, включающий антенные решетки на gNB и UE, которые работают на передачу и прием под управлением алгоритмического обеспечения пространственной обработки сигналов (ПОС) и реализуют оценку координат и ориентации пользовательского устройства UE по переданным или принятым сигналам единственной базовой станции gNB.

Проведенный анализ показал, что в зарубежной научнотехнической литературе на сегодняшний день можно говорить об оформлении нового научного направления – персональных радаров, реализующих метод однопозиционной оценки координат и ориентации пользовательских устройств. В то же время в отечественной научно-технической литературе данное направление работ пока не получило надлежащего освещения.

Настоящая работа посвящена математической формализации и программной реализации метода однопозиционной оценки координат и ориентации приемопередатчиков пользовательских устройств UE по сигналу единственной базовой станции gNB в системах когнитивного радио шестого поколения 6G, работающих по принципу персонального радара.

Объектом исследования в настоящей работе являются системы когнитивного радио 6G, работающие по принципу персонального радара.

Предметом исследования в настоящей работе является однопозиционный метод позиционирования приемопередатчиков пользовательских устройств UE по сигналу единственной базовой станции gNB.

Целью разработки в настоящей работе является формализация моделей для установления пределов точности и условий практической реализуемости персонального радара в системах когнитивного радио 6G.

Задачей настоящей работы является разработка математической и имитационной моделей для установления пределов точности и условий практической реализуемости однопозиционного метода оценки координат и ориентации пользовательских устройств UE по сигналу единственной базовой станции gNB в системах когнитивного радио 6G, работающих по принципу персонального радара.

Материал настоящей работы организован далее следующим образом. В разделе 2 приводится постановка задачи однопозиционной оценки координат и ориентации пользовательского устройства UE по сигналу единственной базовой станции gNB. Далее в разделе 3 формализуется математическая модель для анализа пределов точности и условий практической реализуемости однопозиционного метода. В разделе 4 формализуется его порядок работы. Раздел 5 содержит исходные данные и скрипты, описывающие порядок работы однопозиционного метода оценки координат и ориентации UE по сигналу единственной gNB. Выводы и направления дальнейших исследований представлены в разделе 6.

2 Постановка задачи однопозиционной оценки координат и ориентации

2.1 Сценарий территориального распределения gNB и UE в условиях NLOS

Рассмотрим сценарий территориального распределения gNB и UE в условиях NLOS на плоскости (рис. 1): в радиолинии gNB-UE есть компонента в условиях LOS и одна однократно отраженная от отражателя SP многолучевая компонента в условиях отсутствия прямой видимости NLOS.



Рис. 1. Сценарий территориального распределения gNB и UE в условиях NLOS

При однопозиционной оценке координат и ориентации пользовательского устройства UE по сигналу единственной базовой станции gNB на плоскости координаты gNB $\mathbf{q} = \left[q_x, q_y\right]^T \in \mathbb{R}^2$ считают известными, а координаты $\mathbf{p} = \left[p_x, p_y\right]^T$ и ориентацию $\alpha \in (0, 2\pi]$ UE полагают неизвестными. Позиционирование UE выполняется на приемном UE по переданным gNB сигналам в нисходящем канале Downlink. Пусть gNB и UE оборудованы эквидистантными линейными антенными решетками ULA (Uniform Linear Array): размерность передающей AP gNB равна N_t , а размерность приемной AP UE равна Nr. Расстояние между соседними элементами ULA для gNB и UE равно половине длины волны $d = \lambda_c/2$; длина волны равна $\lambda_c = c/f_c$, где c = 3. 10^8 м/с – скорость света, f_c – центральная несущая частота в Гц. Допустим, базовая станции gNB находится в начале системы координат (СК), а элементы ее антенной решетки расположены на оси *y*; неизвестная ориентация $\alpha \in (0, 2\pi]$ пользовательского устройства UE отсчитывается относительно оси у.

Луч прямой видимости LOS характеризуется следующими первичными измерениями: $d_0 = c\tau_0$ – расстояние прямого луча LOS, где τ_0 – время прихода луча TOA₀, или время распространения сигнала по траектории прямой видимости LOS; $\theta_{\text{Tx},0}$ – угол ухода сигнала AOD₀; $\theta_{\text{Rx},0}$ – угол прихода сигнала AOA₀. Между первичными измерениями TOA₀, AOA₀, AOD₀ луча прямой видимости LOS и параметрами территориального распределения gNB и UE на плоскости можно записать следующие соотношения:

$$\tau_0 = \|\mathbf{p} - \mathbf{q}\|_2 / c; \tag{1}$$

$$\theta_{\mathrm{Tx},0} = \arccos((p_x - q_x) / \|\mathbf{p} - \mathbf{q}\|_2); \qquad (2)$$

$$\theta_{\text{Rx},0} = \pi + \arccos((p_x - q_x) / \|\mathbf{p} - \mathbf{q}\|_2) - \alpha, \tag{3}$$

где $\|\mathbf{x}\|_2$ – евклидова норма вектора $\mathbf{x} = [x_1, ..., x_N]^T$; является геометрическим расстоянием между двумя точками в *N*-мерном пространстве и вычисляется как:

$$\|\mathbf{x}\|_{2} = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} |x_{i}|^{2}}.$$
(4)

Луч, однократно отраженной многолучевой компоненты от отражателя SP_k с неизвестными координатами $\mathbf{s}_k = [s_{k,x}, s_{k,y}]^T \in \mathbb{R}^2$ в условиях отсутствия прямой видимости NLOS, характеризуется следующими первичными измерениями: $d_k = c\tau_k = d_{k,1} + d_{k,2}$, где τ_k – время прихода TOA_k

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

отраженного сигнала для $k - \check{u}$ МЛК; $d_{k,1} = \|\mathbf{p} - \mathbf{s}_k\|_2$ – расстояние от gNB до отражателя SP_k; $d_{k,2} = \|\mathbf{q} - \mathbf{s}_k\|_2$ – расстояние от отражателя SP_k до UE; $\theta_{\text{Тх},k}$ – угол ухода сигнала AOD_k для $k - \check{u}$ МЛК; $\theta_{\text{Rx},k}$ – угол прихода сигнала AOA_k для $k - \check{u}$ МЛК. Между первичными измерениями TOA_k, AOA_k, AOD_k однократно отраженного луча NLOS и параметрами территориального распределения gNB, SP_k и UE на плоскости для k = 1, ..., K МЛК можно записать следующие соотношения:

$$\tau_k = \|\mathbf{q} - \mathbf{s}_k\|_2 / c + \|\mathbf{p} - \mathbf{s}_k\|_2 / c \, ; \, k > 0; \tag{5}$$

$$\theta_{\mathrm{Tx},k} = \arccos((s_{k,x} - q_x) / \|\mathbf{s}_k - \mathbf{q}\|_2); \ k > 0; \tag{6}$$

$$\theta_{\text{Rx},k} = \pi - \arccos((p_x - s_{k,x}) / \|\mathbf{p} - \mathbf{s}_k\|_2) - \alpha; \ k > 0.$$
 (7)

2.2 Модель передачи gNB

Рассмотрим передачу OFDM сигнала с ортогональным частотным мультиплексированием N поднесущих с индексами n = 0, ..., N - 1. Допустим, на базовой станции gNB при организации радиосвязи с единственным пользовательским устройством UE реализуется гибридное аналого-цифровое диаграммообразование (ДО). При этом последовательно выполняется передача G символов, где передача каждого символа g = 1, ..., G осуществляется одновременно M_t лучами AP gNB и, с учетом параллельной передачи с n = 0, ..., N - 1поднесущих, может быть представлена вектором переданных символов в частотном домене:

$$\mathbf{x}^{(g)}[n] = \left[x_1[n], \dots, x_{M_t}[n]\right]^T \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}.$$
(8)

Сначала переданные символы подвергаются цифровому прекодированию, т.е. предварительной пространственной обработке по набору элементов АР N_t. Затем символы преобразуются из частотного во временной домен с использованием N – точечного обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ, IFFT – Inverse Fast Fourier Transform). Далее к символам во временном домене добавляется циклический префикс (ЦП, СР – Cyclic Prefix) длительностью $T_{CP} = DT_S$, где D – число символов длительностью в один период дискретизации $T_{S} = 1/B; B$ – занимаемая ширина полосы частот OFDM сигнала. Длительность ЦП *Т*_{*CP*} должна превышать максимальное расширение задержки многолучевых компонент в радиоканале. После добавления ЦП выполняется аналоговое радиочастотное (RF - Radio Frequency) прекодирование. Переданный сигнал поднесущей *n* на интервале передачи *g* – го символа можно представить произведением $\mathbf{F}^{(g)}[n]\mathbf{x}^{(g)}[n]$, где диаграммообразующая матрица $\mathbf{F}[n] \in \mathbb{C}^{N_t \times M_t}$ гибридного аналого-цифрового диаграммообразования определяется выражением:

$$\mathbf{F}[n] = \mathbf{F}_{\mathrm{RF}} \mathbf{F}_{\mathrm{BB}}[n],\tag{9}$$

где \mathbf{F}_{RF} – диаграммообразующая матрица аналогового ДО, которое реализуется аналоговыми фазовращателями с задающими элементами $e^{j\phi_{m,n}}$, где $\{\phi_{m,n}\}$ – заданные фазы; $\mathbf{F}_{\mathrm{BB}}[n]$ – диаграммообразующая матрица цифрового ДО. Матрицы \mathbf{F}_{RF} и $\mathbf{F}_{\mathrm{BB}}[n]$ должны удовлетворять ограничению на мощность передачи

$$\|\mathbf{F}_{\mathrm{RF}}\mathbf{F}_{\mathrm{BB}}[n]\|_{\mathrm{F}} = 1, \tag{10}$$

где $\|\cdot\|_{F}$ – норма Фробениуса или евклидова норма (для евклидового пространства), которая представляет собой частный случай *p*-нормы для p = 2 и для матрицы **A** из элементов $a_{i,j}$, i = 1, ..., m; j = 1, ..., n определяется выражением:

$$\|\mathbf{A}\|_{\rm F} = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{n} \left| a_{i,j} \right|^2}.$$
 (11)

Принимая во внимание свойство разреженности радиоканала, для пространственного разрешения МЛК по методу Beamspace MIMO средствами сжатого зондирования Compressed Sensing многоэлементными антенными решетками с числом элементов N_t достаточно использовать M_t лучей, число которых значительно меньше числа элементов AP gNB, т.е. $M_t \ll N_t$. Дальнейшая формализация диаграммообразующей матрицы $\mathbf{F}[n]$ позволяет, в принципе, обобщить рассматриваемую модель как на многопользовательский сценарий MU–MIMO, так и на конкретный алгоритм ДО, однако это не является целью исследования.

2.3 Модель радиоканала gNB→UE

Формализуем модель радиоканала gNB–UE в предположении частотно-зависимого отклика антенной решетки, свойственного широкополосным сигналам, для которых соотношение B/f_c между центральной несущей f_c и шириной полосы занимаемых частот *B* составляет до 50%. Пусть в радиоканале gNB–UE наблюдается K + 1 компонент: одна компонента луча прямой видимости LOS и *K* многолучевых компонент в условиях NLOS. Допустим, радиоканал остается постоянным на интервале передачи *G* символов, тогда частотнозависимую канальную матрицу $\mathbf{H}[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ на отдельной поднесущей *n* можно представить следующим выражением [22]:

$$\mathbf{H}[n] = \mathbf{A}_{\mathrm{Rx}}[n]\mathbf{\Gamma}[n]\mathbf{A}_{\mathrm{Tx}}^{H}[n]; \qquad (12)$$

направляющая матрица антенной решетки передающей gNB $\mathbf{A}_{\mathrm{Tx}}[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times (K+1)}$:

$$\mathbf{A}_{\mathrm{Tx}}[n] = \left[\mathbf{a}_{\mathrm{Tx},n}(\theta_{\mathrm{Tx},0}), \dots, \mathbf{a}_{\mathrm{Tx},n}(\theta_{\mathrm{Tx},K})\right];$$
(13)

матрица отклика антенной решетки приемной UE $\mathbf{A}_{\mathrm{Rx}}[n] \in \mathbb{C}^{N_t \times (K+1)}$:

$$\mathbf{A}_{\mathrm{Rx}}[n] = \left[\mathbf{a}_{\mathrm{Rx},n}(\theta_{\mathrm{Rx},0}), \dots, \mathbf{a}_{\mathrm{Rx},n}(\theta_{\mathrm{Rx},K})\right],\tag{14}$$

а диагональная матрица $\Gamma[n] \in \mathbb{C}^{(K+1) \times (K+1)}$ учета всех K + 1 компонент:

$$\boldsymbol{\Gamma}[n] = \sqrt{N_t N_r} \cdot \operatorname{diag}\left\{\frac{h_0}{\sqrt{\rho_0}} e^{-\frac{j2\pi n\tau_0}{NT_s}}, \dots, \frac{h_K}{\sqrt{\rho_K}} e^{-\frac{j2\pi n\tau_K}{NT_s}}\right\}, \quad (15)$$

где ρ_k – вещественный коэффициент потерь мощности при распространении радиоволн в k – й компоненте; h_k – комплексный амплитудный коэффициент импульсной характеристики канала в k – й компоненте. Для сокращения записи введем следующие комплексные коэффициенты [22]:

$$\tilde{h}_k = \sqrt{N_t N_r / \rho_k h_k}; \tag{16}$$

$$\gamma_n(h_k, \tau_k) = \tilde{h}_k e^{-j2\pi n\tau_k/(NT_s)}.$$
(17)

В состав направляющей матрицы АР передающей gNB $\mathbf{A}_{\mathrm{Tx}}[n]$ входят частотно-зависимые вектора $\mathbf{a}_{\mathrm{Tx},n}(\theta_{\mathrm{Tx},k}) \in \mathbb{C}^{N_t}$, а в состав матрицы отклика АР приемной UE $\mathbf{A}_{\mathrm{Rx}}[n]$

входят частотно-зависимые вектора $\mathbf{a}_{\mathrm{Rx},n}(\theta_{\mathrm{Rx},k}) \in \mathbb{C}^{N_r}$. Данные вектора определяются конфигурацией антенной решетки. Для эквидистантной линейной антенной решетки ULA на gNB и UE справедливы формулы:

$$\mathbf{a}_{\mathrm{Tx},n}(\theta_{\mathrm{Tx},k}) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \left[e^{-j\frac{N_t-1}{2}\frac{2\pi}{\lambda_n}d\sin(\theta_{\mathrm{Tx},k})}, \dots, e^{j\frac{N_t-1}{2}\frac{2\pi}{\lambda_n}d\sin(\theta_{\mathrm{Tx},k})} \right]^T; \quad (18)$$

 $\mathbf{a}_{\mathrm{Rx},n}(\theta_{\mathrm{Rx},k}) =$

$$=\frac{1}{\sqrt{N_r}}\left[e^{-j\frac{N_r-1}{2}\frac{2\pi}{\lambda_n}d\sin(\theta_{\mathrm{Rx},k})},\ldots,e^{j\frac{N_r-1}{2}\frac{2\pi}{\lambda_n}d\sin(\theta_{\mathrm{Rx},k})}\right]^T;$$
(19)

где $d = \lambda_c/2$ – расстояние между соседними элементами ULA для gNB и UE; $\lambda_c = c/f_c$ – длина волны, соответствующая центральной несущей частоте f_c ; $\lambda_n = c/(n/(NT_s) + f_c)$ – длина волны, соответствующая n -й поднесущей; N число поднесущих; T_s – период дискретизации. Для узкополосной модели радиоканала, когда $B \ll f_c$, справедливо выражение $\lambda_n \approx \lambda_c$, при котором вектора $\mathbf{a}_{\mathrm{Tx},n}$ и $\mathbf{a}_{\mathrm{Rx},n}$ перестают быть частотно-зависимыми.

2.4 Модель приема UE

Прием каждого символа g = 1, ..., G на поднесущей n = 0, ..., N - 1 после исключения циклического префикса СР и взятия быстрого преобразования Фурье (БПФ, FFT – Fast Fourier Transform) может быть представлен вектором принятых символов $\mathbf{y}^{(g)}[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ в частотном домене [22]:

$$\mathbf{y}^{(g)}[n] = \mathbf{H}[n]\mathbf{F}^{(g)}[n]\mathbf{x}^{(g)}[n] + \mathbf{n}^{(g)}[n],$$
(20)

где $\mathbf{n}^{(g)}[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ – вектор комплексных выборок аддитивного белого Гауссовского шума (АБГШ) с нулевым средним и дисперсией $N_0/2$.

Дальнейшая задача оценки координат **р** и ориентации α пользовательского устройства UE по набору принятых от единственной базовой станции gNB сигналов $\{\mathbf{y}^{(g)}[n]\}_{\forall n,g}$ сводится к извлечению первичных измерений TOA_k, AOA_k, AOD_k, k = 0, ..., K для луча прямой видимости LOS с k = 0 и K многолучевых компонент в условиях NLOS.

3 Пределы точности однопозиционного метода оценки координат и ориентации

Для математического анализа однопозиционного метода оценки координат и ориентации в настоящем разделе выполняется формализация информационной матрицы Фишера FIM и нижней границы Крамера-Рао CRLB первичных измерений времени прихода TOA τ_k , угла ухода AOD $\theta_{\text{Tx},k}$ и прихода AOA $\theta_{\text{Rx},k}$ сигнала, а также комплексных коэффициентов канала \tilde{h}_k при k = 0, ..., K в условиях наличия K + 1 компонент. Из FIM/CRLB затем может быть установлен предел точности оценки координат PEB и ориентации OEB пользовательского устройства UE в условиях LOS, NLOS и OLOS. Далее рассмотрим сценарий передачи и приема одного OFDM символа при G = 1.

3.1 Информационная матрица Фишера первичных измерений

Обозначим через $\mathbf{\eta} \in \mathbb{R}^{5(K+1)}$ вектор неизвестных параметров канала при k = 0, ..., K в условиях наличия K + 1компонент [22]:

$$\boldsymbol{\eta} = [\boldsymbol{\eta}_0^T, \dots, \boldsymbol{\eta}_K^T]^T; \tag{21}$$

где каждый k – й составной вектор η_k образован неизвестными параметрами канала – первичными измерениями τ_k , $\theta_{\mathrm{Tx},k}, \theta_{\mathrm{Rx},k}, \tilde{h}_k$ для k – й компоненты:

$$\mathbf{\eta}_{k} = \left[\tau_{k}, \mathbf{\theta}_{k}^{T}, \tilde{\mathbf{h}}_{k}^{T}\right]^{T};$$
(22)

где k – й комплексный коэффициент канала \tilde{h}_k представляется вектором $\tilde{\mathbf{h}}_k^T$, который включает вещественную $\tilde{h}_{\mathrm{R},k}$ и мнимую $\tilde{h}_{I,k}$ составляющие \tilde{h}_k :

$$\tilde{\mathbf{h}}_{k} = \left[\tilde{h}_{\mathrm{R},k}, \tilde{h}_{\mathrm{I},k}\right]^{T};$$
(23)

а k-й вектор $\boldsymbol{\theta}_k$ угла ухода $\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{Tx},k}$ и прихода $\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{Rx},k}$ обозначается выражением:

$$\boldsymbol{\theta}_{k} = \left[\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{Tx},k}, \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{Rx},k}\right]^{T}.$$
(24)

Обозначим через $\hat{\mathbf{\eta}}$ несмещенную оценку вектора $\mathbf{\eta}$, средняя квадратичная ошибка (СКО, MSE – Mean Squared Error) которого ограничена снизу величиной:

$$\mathbb{E}_{\mathbf{y}|\boldsymbol{\eta}}[(\widehat{\boldsymbol{\eta}} - \boldsymbol{\eta})(\widehat{\boldsymbol{\eta}} - \boldsymbol{\eta})^T] \ge \mathbf{J}_{\boldsymbol{\eta}}^{-1};$$
(25)

где $\mathbb{E}_{\mathbf{y}|\boldsymbol{\eta}}[\cdot]$ – оператор математического ожидания вектора $(\widehat{\eta}-\eta\,)$ при известном принятом сигнале y, a $J_\eta\in$ $\mathbb{R}^{5(K+1) \times 5(K+1)}$ – информационная матрица Фишера FIM первичных измерений, определяемая выражением [22]:

$$\mathbf{J}_{\boldsymbol{\eta}} \triangleq \mathbb{E}_{\mathbf{y}|\boldsymbol{\eta}} \left[-\frac{\partial^2 \ln f(\mathbf{y}|\boldsymbol{\eta})}{\partial \boldsymbol{\eta} \partial \boldsymbol{\eta}^T} \right]; \tag{26}$$

где функция правдоподобия $f(\mathbf{y}|\mathbf{\eta})$ случайного вектора \mathbf{y} получается из разложения Карунена-Лоэва для y(t), при условии, что вектор неизвестных параметров канала принимает значение **\eta**. $f(\mathbf{y}|\mathbf{\eta})$ можно представить выражением:

$$f(\mathbf{y}|\mathbf{\eta}) \propto \exp\left\{\frac{2}{N_0} \int_0^{T_{ob}} \mathbf{\mu}^H(t) \, \mathbf{y}(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_{ob}} \|\mathbf{\mu}(t)\|^2 \, dt\right\};$$
(27)

где $\mu(t) \triangleq HFx(t - \tau)$, а знак \propto обозначает равенство с точностью до констант.

Информационную матрицу Фишера можно далее структурировать в виде:

$$\mathbf{J}_{\boldsymbol{\eta}} = \begin{bmatrix} \Psi(\boldsymbol{\eta}_0, \boldsymbol{\eta}_0) & \cdots & \Psi(\boldsymbol{\eta}_0, \boldsymbol{\eta}_K) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Psi(\boldsymbol{\eta}_K, \boldsymbol{\eta}_0) & \cdots & \Psi(\boldsymbol{\eta}_K, \boldsymbol{\eta}_K) \end{bmatrix};$$
(28)

где каждая составная матрица $\Psi(\mathbf{x}_r, \mathbf{x}_s)$ определяется выражением:

$$\Psi(\mathbf{x}_r, \mathbf{x}_s) \triangleq \mathbb{E}_{\mathbf{y}|\mathbf{\eta}} \left[-\frac{\partial^2 \ln f(\mathbf{y}|\mathbf{\eta})}{\partial \mathbf{x}_r \partial \mathbf{x}_s^T} \right].$$
(29)

Составная матрица $\Psi(\mathbf{\eta}_r, \mathbf{\eta}_s) \in \mathbb{R}^{5 \times 5}$ определяется выражением [22]:

$$\begin{split} \Psi(\boldsymbol{\eta}_{r},\boldsymbol{\eta}_{s}) &= \\ \begin{bmatrix} \Psi(\boldsymbol{\tau}_{r},\boldsymbol{\tau}_{s}) & \Psi(\boldsymbol{\tau}_{r},\boldsymbol{\theta}_{s}) & \Psi(\boldsymbol{\tau}_{r},\boldsymbol{h}_{s}) \\ \Psi(\boldsymbol{\theta}_{r},\boldsymbol{\tau}_{s}) & \Psi(\boldsymbol{\theta}_{r},\boldsymbol{\theta}_{s}) & \Psi(\boldsymbol{\theta}_{r},\boldsymbol{h}_{s}) \\ \Psi(\boldsymbol{h}_{r},\boldsymbol{\tau}_{s}) & \Psi(\boldsymbol{h}_{r},\boldsymbol{\theta}_{s}) & \Psi(\boldsymbol{h}_{r},\boldsymbol{h}_{s}) \end{bmatrix}. \end{split}$$
(30)

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Оценим далее частные производные выражений в $\Psi(\mathbf{\eta}_r, \mathbf{\eta}_s)$. Подставив $\mathbf{y}^{(g)}[n]$ из (20) в (27), используя определение (29) и принимая во внимание тождество $\mathbb{E}_{v|n}[n[n]] =$ 0, можем записать следующее выражение:

$$\Psi(x_r, x_s) = \frac{2}{N_0} \sum_{n=0}^{N-1} \Re\left\{\frac{\partial \mu^H[n]}{\partial x_r} \frac{\partial \mu[n]}{\partial x_s}\right\}.$$
 (1)

Дальнейшее вычисление компонент FIM выполняется согласно (31). Составные компоненты, соответствующие *n*-й поднесущей, обозначаются как $\Psi_n(x_r, x_s)$, и для пар $\{\tau_r, \tau_s\}$ и { $\boldsymbol{\theta}_r$, $\boldsymbol{\theta}_s$ } определяются по формулам [22]:

$$\Psi_{n}(\tau_{r},\tau_{s}) = \frac{2}{N_{0}} \Re \Big\{ \tilde{h}_{r}^{*} \tilde{h}_{s} A_{\mathrm{Rx},n} \big(\theta_{\mathrm{Rx},r}, \theta_{\mathrm{Rx},s} \big) \\ \times A_{\mathrm{Tx},\mathrm{F},n}^{(2)} \big(\tau_{r}, \tau_{s}, \theta_{\mathrm{Tx},s}, \theta_{\mathrm{Tx},r} \big) \Big\};$$

$$(2)$$

$$\Psi_{n}(\tau_{r},\theta_{\mathrm{Tx},s})\frac{2}{N_{0}}\Re\left\{j\tilde{h}_{r}^{*}\tilde{h}_{s}A_{\mathrm{Rx},n}(\theta_{\mathrm{Rx},r},\theta_{\mathrm{Rx},s})\times\right.$$

$$(3)$$

$$\Psi_{n}(\tau_{r},\theta_{\mathrm{Rx},s}) \frac{2}{N_{0}} \Re \left\{ j \tilde{h}_{r}^{*} \tilde{h}_{s} A_{\mathrm{D}_{\mathrm{Rx},n}}(\theta_{\mathrm{Rx},r},\theta_{\mathrm{Rx},s}) \times \right.$$
(4)

$$A_{\mathrm{Tx},\mathbf{F},n}^{(1)}(\tau_r,\tau_s,\theta_{\mathrm{Tx},s},\theta_{\mathrm{Tx},r})\};$$
(4)

$$\Psi_{n}(\theta_{\mathrm{Tx},r},\theta_{\mathrm{Tx},s}) = \frac{2}{N_{0}} \Re\{h_{r}^{*}h_{s}A_{\mathrm{Rx},n}(\theta_{\mathrm{Rx},r},\theta_{\mathrm{Rx},s}) \times A_{\mathrm{Dd}_{\mathrm{Tx},\mathrm{Fx}}}(\tau_{r},\tau_{s},\theta_{\mathrm{Tx},s},\theta_{\mathrm{Tx},r})\};$$
(5)

$$\Psi_n(\theta_{\mathrm{Tx},r}, \theta_{\mathrm{Rx},s}) = \frac{2}{N_0} \Re \left\{ \tilde{h}_r^* \tilde{h}_s A_{\mathbf{D}_{\mathrm{Rx},s,n}}(\theta_{\mathrm{Rx},r}, \theta_{\mathrm{Rx},s}) \times A_{\mathrm{Rx},s}^{(0)} \left(\mathsf{T}_{\mathrm{Tx}} \mathsf{T}_s \theta_{\mathrm{Tx},s} \theta_{\mathrm{Tx},s} \theta_{\mathrm{Tx},s} \right) \right\}$$
(6)

$$\Psi_{n}\left(\theta_{\mathrm{Rx},r},\theta_{\mathrm{Rx},s}\right)\frac{2}{N_{0}}\Re\left\{\tilde{h}_{r}^{*}\tilde{h}_{s}A_{\mathbf{D}_{\mathrm{Rx},r,s,n}}\left(\theta_{\mathrm{Rx},r},\theta_{\mathrm{Rx},s}\right)\times\right. \\ \left.A_{\mathrm{Tx},\mathbf{F},n}^{(0)}\left(\tau_{r},\tau_{s},\theta_{\mathrm{Tx},s},\theta_{\mathrm{Tx},s},\theta_{\mathrm{Tx},r}\right)\right\}, \tag{7}$$

где использованы следующие обозначения:

$$A_{\mathrm{Tx},\mathbf{F},n}^{(k)}(\tau_{r},\tau_{s},\theta_{\mathrm{Tx},s},\theta_{\mathrm{Tx},r}) \triangleq \\ \mathbf{a}_{\mathrm{Tx},\mathbf{F},n}^{H}(\theta_{\mathrm{Tx},s})\mathbf{A}_{k,n}(\tau_{r},\tau_{s})\mathbf{a}_{\mathrm{Tx},\mathbf{F},n}(\theta_{\mathrm{Tx},r});$$

$$(8)$$

$$A_{\mathbf{D}_{Tx,s,F,n}}^{(l)}(\tau_r, \tau_s, \theta_{Tx,s}, \theta_{Tx,r})$$

$$A_{\mathbf{Q}_{Tx,s,F,n}}^{(l)}(\tau_r, \tau_s, \theta_{Tx,s}, \theta_{Tx,r})$$
(9)

$$\triangleq \mathbf{a}_{\mathbf{D}_{Tx,F,n}}^{(l)}(\theta_{Tx,S})\mathbf{A}_{l,n}(\tau_{r},\tau_{s})\mathbf{a}_{Tx,F,n}(\theta_{Tx,r});$$

$$A_{\mathbf{D}_{Tx,r,F,n}}^{(l)}(\tau_{r},\tau_{s},\theta_{Tx,s},\theta_{Tx,r})$$
(10)

$$\triangleq \boldsymbol{a}_{Tx,F,n}^{H}(\boldsymbol{\theta}_{Tx,s})\boldsymbol{A}_{l,n}(\boldsymbol{\tau}_{r},\boldsymbol{\tau}_{s})\boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{Tx,F,n}}(\boldsymbol{\theta}_{Tx,r}); \tag{10}$$

$$\triangleq \boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{Tx,r,F,n}}^{H} \left(\boldsymbol{\theta}_{Tx,s}, \boldsymbol{\theta}_{Tx,s}, \boldsymbol{\theta}_{Tx,r} \right) \\ \triangleq \boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{Tx,F,n}}^{H} \left(\boldsymbol{\theta}_{Tx,s} \right) \mathbf{A}_{0,n}(\tau_{r}, \tau_{s}) \boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{Tx,F,n}} \left(\boldsymbol{\theta}_{Tx,r} \right);$$
(11)

где параметры принимают значения: $l \in \{0,1\}, k \in \{0,1,2\}$ и матрица $\mathbf{A}_{k,n}(\tau_r, \tau_s)$:

$$\mathbf{A}_{k,n}(\tau_r,\tau_s) \triangleq (2\pi n/(NT_s))^k \mathbf{x}[n] \mathbf{x}^H[n] e^{-j2\pi n \frac{v_T \cdot s}{NT_s}}.$$
 (12)

Вектора $\boldsymbol{a}_{Tx,F,n}(\theta_{Tx,r})$ и $\boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{Tx,F,n}}(\theta_{Tx,r})$ определяются выражениями [22]:

$$\boldsymbol{a}_{Tx,F,n}(\boldsymbol{\theta}_{Tx,r}) = \mathbf{F}^{H}[n]\boldsymbol{a}_{Tx,n}(\boldsymbol{\theta}_{Tx,r}); \tag{13}$$
$$\boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{Tx,F,n}}(\boldsymbol{\theta}_{Tx,r}) = \mathbf{F}^{H}[n]\boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{Tx,n}}(\boldsymbol{\theta}_{Tx,r}); \tag{14}$$

$$\mathbf{D}_{Tx,F,n}(\boldsymbol{\theta}_{Tx,r}) = \mathbf{F}^{n}[n]\mathbf{a}_{\mathbf{D}_{Tx,n}}(\boldsymbol{\theta}_{Tx,r});$$
(14)

где вектор $a_{\mathbf{D}_{Tx,n}}(\theta_{Tx,r})$ и матрица $\mathbf{D}_{Tx,r}[n]$ вычисляются согласно:

$$\boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{Tx,n}}(\boldsymbol{\theta}_{Tx,r}) = \mathbf{D}_{\mathrm{Tx},r}[n] \mathbf{a}_{\mathrm{Tx},n}(\boldsymbol{\theta}_{Tx,r});$$
(15)

$$\boldsymbol{D}_{Tx,r}[n] \triangleq j \frac{2\pi}{\lambda_n} d\cos(\theta_{Tx,r}) diag\{0, \dots, N_t - 1\},$$
(16)

а скаляры $A_{\text{Rx},n}(\theta_{\text{Rx},r},\theta_{\text{Rx},s}), A_{\mathbf{D}_{\text{Rx},s,n}}(\theta_{\text{Rx},r},\theta_{\text{Rx},s})$ и $A_{\mathbf{D}_{\text{Rx},r,s,n}}(\theta_{\text{Rx},r},\theta_{\text{Rx},s})$ равны:

$$A_{\mathrm{Rx},n}(\theta_{\mathrm{Rx},r},\theta_{\mathrm{Rx},s}) \triangleq \mathbf{a}_{\mathrm{Rx},n}^{H}(\theta_{\mathrm{Rx},r})\mathbf{a}_{\mathrm{Rx},n}(\theta_{\mathrm{Rx},s});$$
(17)

$$A_{\mathbf{D}_{\mathbf{R}x,s,n}}(\theta_{\mathbf{R}x,r},\theta_{\mathbf{R}x,s}) \triangleq \boldsymbol{a}_{\mathbf{R}x,n}^{H}(\theta_{\mathbf{R}x,r})\boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{\mathbf{R}x,n}}(\theta_{\mathbf{R}x,s});$$
(18)

$$A_{\mathbf{D}_{\mathrm{Rx},r,s,n}}(\theta_{\mathrm{Rx},r},\theta_{\mathrm{Rx},s}) \triangleq \boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{\mathrm{Rx},n}}^{H}(\theta_{\mathrm{Rx},r})\boldsymbol{a}_{\mathbf{D}_{\mathrm{Rx},n}}(\theta_{\mathrm{Rx},s}); \quad (19)$$

где

$$\boldsymbol{a}_{\boldsymbol{D}_{R\boldsymbol{x},n}}(\boldsymbol{\theta}_{R\boldsymbol{x},k}) = \boldsymbol{D}_{R\boldsymbol{x},k}[n]\boldsymbol{a}_{R\boldsymbol{x},n}(\boldsymbol{\theta}_{R\boldsymbol{x},k});$$
(20)

получается заменой индекса k на r или s, а $D_{Rx,k}[n]$ вычисляется по аналогии с $D_{Tx,r}[n]$:

$$\boldsymbol{D}_{\mathrm{R}x,k}[n] \triangleq j \frac{2\pi}{\lambda_n} d\cos(\theta_{\mathrm{R}x,k}) diag\{0,\dots,N_r-1\}.$$
 (21)

Остальные компоненты FIM, включающие коэффициенты канала, определяются по формулам [22]:

$$\Psi_{n}(\tau_{r}, \tilde{\mathbf{h}}_{s}) = \frac{2}{N_{0}} \Big[\Re \Big\{ j \tilde{h}_{r}^{*} A_{\mathrm{Rx},n} \big(\theta_{\mathrm{Rx},r}, \theta_{\mathrm{Rx},s} \big) A_{\mathrm{Tx},\mathrm{F},n}^{(1)} \big(\tau_{r}, \tau_{s}, \theta_{\mathrm{Tx},s}, \theta_{\mathrm{Tx},r} \big) \Big\}, \\ \Re \Big\{ - \tilde{h}_{r}^{*} A_{\mathrm{Rx},n} \big(\theta_{\mathrm{Rx},r}, \theta_{\mathrm{Rx},s} \big) A_{\mathrm{Tx},\mathrm{F},n}^{(1)} \big(\tau_{r}, \tau_{s}, \theta_{\mathrm{Tx},s}, \theta_{\mathrm{Tx},r} \big) \Big\} \Big];$$

$$(22)$$

$$\Psi_{n}(\theta_{\mathrm{T}x,r},\tilde{\mathbf{h}}_{s}) = \frac{2}{N_{0}} \Big[\Re \Big\{ \tilde{h}_{r}^{*} A_{\mathrm{R}x,n}(\theta_{\mathrm{R}x,r},\theta_{\mathrm{R}x,s}) A_{\mathbf{D}_{\mathrm{T}x,r,\mathrm{F},n}}^{(0)}(\tau_{r},\tau_{s},\theta_{\mathrm{T}x,s},\theta_{\mathrm{T}x,r}) \Big\},\\ \Re \Big\{ j \tilde{h}_{r}^{*} A_{\mathrm{R}x,n}(\theta_{\mathrm{R}x,r},\theta_{\mathrm{R}x,s}) A_{\mathbf{D}_{\mathrm{T}x,r,\mathrm{F},n}}^{(0)}(\tau_{r},\tau_{s},\theta_{\mathrm{T}x,s},\theta_{\mathrm{T}x,r}) \Big\} \Big];$$

$$(23)$$

$$\begin{split} \Psi_n(\theta_{\mathrm{Rx},r},\tilde{\mathbf{h}}_s) &= -\frac{2}{N_0} \Big[\Re \Big\{ \tilde{h}_r^* A_{\mathrm{D}_{\mathrm{Rx},r,n}}(\theta_{\mathrm{Rx},r},\theta_{\mathrm{Rx},s}) A_{\mathrm{Tx},\mathrm{F},n}^{(0)}(\tau_r,\tau_s,\theta_{\mathrm{Tx},s},\theta_{\mathrm{Tx},r}) \Big\},\\ \Re \Big\{ j \tilde{h}_r^* A_{\mathrm{D}_{\mathrm{Rx},r,n}}(\theta_{\mathrm{Rx},r},\theta_{\mathrm{Rx},s}) A_{\mathrm{Tx},\mathrm{F},n}^{(0)}(\tau_r,\tau_s,\theta_{\mathrm{Tx},s},\theta_{\mathrm{Tx},r}) \Big\} \Big]; \end{split}$$

$$\Psi_n(\Re\{\tilde{h}_r\}, \Re\{\tilde{h}_s\}) = \Psi_n(\Im\{\tilde{h}_r\}, \Im\{\tilde{h}_s\}) =$$

$$\frac{2}{N_0} \Re \left\{ A_{\mathrm{Rx},n}(\theta_{\mathrm{Rx},r}, \theta_{\mathrm{Rx},s}) A_{\mathrm{Tx},\mathbf{F},n}^{(0)}(\tau_r, \tau_s, \theta_{\mathrm{Tx},s}, \theta_{\mathrm{Tx},r}) \right\} \right];$$
(24)

$$\Psi_{n}(\Re\{\tilde{h}_{r}\},\Im\{\tilde{h}_{s}\}) = -\Psi_{n}(\Im\{\tilde{h}_{r}\},\Re\{\tilde{h}_{s}\}) =$$

$$\frac{2}{N_{0}}\Re\left\{jA_{\mathrm{Rx},n}(\theta_{\mathrm{Rx},r},\theta_{\mathrm{Rx},s})A_{\mathrm{Tx},\mathbf{F},n}^{(0)}(\tau_{r},\tau_{s},\theta_{\mathrm{Tx},s},\theta_{\mathrm{Tx},r})\right\}\right].$$
(25)
$$(25)$$

$$(26)$$

Далее формализуем информационную матрицу Фишера FIM оценок координат и ориентации пользовательского устройства UE.

3.2 Информационная матрица Фишера оценок координат и ориентации

Информационную матрицу Фишера FIM $J_{\tilde{\eta}}$ оценок координат $\mathbf{p} = [p_x, p_y]^T$ и ориентации $\alpha \in (0, 2\pi]$ пользовательского устройства UE получают из FIM J_{η} первичных

измерений посредством преобразования вектора $\mathbf{\eta} = [\mathbf{\eta}_0^T, ..., \mathbf{\eta}_K^T]^T$, образованного K + 1 компонентами первичных измерений $\mathbf{\eta}_k = [\tau_k, \mathbf{\theta}_k^T, \tilde{\mathbf{h}}_k^T]^T$, в вектор $\tilde{\mathbf{\eta}} = [\tilde{\mathbf{\eta}}_0^T, ..., \tilde{\mathbf{\eta}}_K^T]^T$, также образованный K + 1 компонентами: для NLOS МЛК при k > 0 имеем составные векторы $\tilde{\mathbf{\eta}}_k = [\mathbf{s}_k^T, \tilde{\mathbf{h}}_k^T]$, а для LOS компоненты при k = 0 имеем $\tilde{\mathbf{\eta}}_0 = [\mathbf{p}^T, \alpha, \tilde{\mathbf{h}}_0^T]^T$. При отсутствии в радиолинии gNB-UE компоненты LOS и наличии только переотраженных МЛК NLOS, получаем радиоканал OLOS, в котором вектор первичных измерений $\mathbf{\eta}_{olos} = [\mathbf{\eta}_1^T, ..., \mathbf{\eta}_K^T]^T$ преобразуется в вектор измерений и оценок координат $\tilde{\mathbf{\eta}}_{olos} = [\mathbf{p}^T, \alpha, \mathbf{\eta}_1^T, ..., \mathbf{\eta}_K^T]^T$.

Информационная матрица Фишера $J_{\tilde{\eta}}$ вектора $\tilde{\eta}$ получается из FIM $J_{\eta} \in \mathbb{R}^{5(K+1) \times 5(K+1)}$ с использованием матрицы преобразования **Т** по формуле:

$$\mathbf{J}_{\widetilde{\mathbf{\eta}}} = \mathbf{T} \mathbf{J}_{\mathbf{\eta}} \mathbf{T}^{T}; \tag{27}$$

где матрица преобразования Т определяется выражением:

$$\mathbf{T} \triangleq \frac{\partial \mathbf{\eta}^T}{\partial \tilde{\mathbf{\eta}}}.$$
 (28)

Матрица $\mathbf{T} \in \mathbb{R}^{5(K+1) \times 5(K+1)}$ образована K+1 составными компонентами:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{0,0} & \cdots & \mathbf{T}_{K,0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{T}_{0,K} & \cdots & \mathbf{T}_{K,K} \end{bmatrix};$$
(29)

где каждый элемент $\mathbf{T}_{k,k'}$ матрицы **T** определяется выражением:

$$\mathbf{T}_{k,k'} \triangleq \frac{\partial \mathbf{\eta}_k^T}{\partial \mathbf{\tilde{\eta}}_{k'}}.$$
(30)

Для $k' \neq 0$ элементы **Т**_{*k*,*k*'} вычисляются по формуле [22]:

$$\mathbf{T}_{k,k'} = \begin{bmatrix} \partial \tau_k / \partial \mathbf{s}_{k'} & \partial \mathbf{\theta}_k^T / \partial \mathbf{s}_{k'} & \partial \mathbf{\tilde{h}}_k^T / \partial \mathbf{s}_{k'} \\ \partial \tau_k / \partial \mathbf{\tilde{h}}_{k'} & \partial \mathbf{\theta}_k^T / \partial \mathbf{\tilde{h}}_{k'} & \partial \mathbf{\tilde{h}}_k^T / \partial \mathbf{\tilde{h}}_{k'} \end{bmatrix}.$$
(31)

Для k' = 0 элементы **Т**_{*k*,0} вычисляются по формуле:

$$\mathbf{T}_{k,0} = \begin{bmatrix} \partial \tau_k / \partial \mathbf{p} & \partial \mathbf{\theta}_k^T / \partial \mathbf{p} & \partial \mathbf{\tilde{h}}_k^T / \partial \mathbf{p} \\ \partial \tau_k / \partial \alpha & \partial \mathbf{\theta}_k^T / \partial \alpha & \partial \mathbf{\tilde{h}}_k^T / \partial \alpha \\ \partial \tau_k / \partial \mathbf{\tilde{h}}_0 & \partial \mathbf{\theta}_k^T / \partial \mathbf{\tilde{h}}_0 & \partial \mathbf{\tilde{h}}_k^T / \partial \mathbf{\tilde{h}}_0 \end{bmatrix},$$
(32)

где компоненты матрицы **T** определяются из геометрических соотношений (1-3) и (5-7) между параметрами первичных измерений в векторе η и параметрами оценки координат **p** и ориентации α в векторе $\tilde{\eta}$ согласно рис. 1:

$$\partial \tau_0 / \partial \mathbf{p} = \frac{1}{c} \left[\cos(\theta_{\mathrm{Tx},0}), \sin(\theta_{\mathrm{Tx},0}) \right]^T;$$
 (33)

$$\partial \theta_{Tx,0} / \partial \mathbf{p} = \frac{1}{\|\mathbf{p} - \mathbf{q}\|_2} [-\sin(\theta_{Tx,0}), \cos(\theta_{Tx,0})]^T;$$
 (34)

$$\partial \theta_{\mathrm{Rx},0} / \partial \mathbf{p} = \frac{1}{\|\mathbf{p} - \mathbf{q}\|_2} [-\sin(\theta_{\mathrm{Tx},0}), \cos(\theta_{\mathrm{Tx},0})]^T;$$
(35)

$$\partial \theta_{\mathrm{Rx},k} / \partial \alpha = -1, k \ge 0;$$
 (36)

$$\partial \tau_k / \partial \mathbf{p} = \frac{1}{c} [\cos(\pi - \theta_{\mathrm{Rx},k}), -\sin(\pi - \theta_{\mathrm{Rx},k})]^T, k > 0;$$
 (37)

$$\partial \tau_k / \partial \mathbf{s}_k = \frac{1}{c} [\cos(\theta_{Tx,k}) + \cos(\theta_{Rx,k}), \sin(\theta_{Tx,k}) + \sin(\theta_{Rx,k})]^T, k > 0;$$
(38)

$$\partial \theta_{\mathrm{Tx},k} / \partial \mathbf{s}_k = \frac{1}{\|\mathbf{s}_k - \mathbf{q}\|_2} [-\sin(\theta_{\mathrm{Tx},k}), \cos(\theta_{\mathrm{Tx},k})]^T, k > 0; \quad (39)$$

$$\partial \theta_{\mathrm{Rx},k} / \partial \mathbf{p} = \frac{1}{\|\mathbf{p} - \mathbf{s}_k\|_2} [\sin(\pi - \theta_{\mathrm{Rx},k}), \cos(\pi - \theta_{\mathrm{Rx},k})]^T,$$

k > 0; (40)

$$\partial \theta_{\mathrm{Rx},k} / \partial \mathbf{s}_k = -\frac{1}{\|\mathbf{p} - \mathbf{s}_k\|_2} [\sin(\pi - \theta_{\mathrm{Rx},k}), \cos(\pi - \theta_{\mathrm{Rx},k})]^T,$$

$$k > 0; \tag{41}$$

$$\partial \tilde{\mathbf{h}}_{k}^{T} / \partial \tilde{\mathbf{h}}_{k} = \mathbf{I}_{2}, k \ge 0.$$
(42)

Остальные компоненты матрицы Т равны нулю.

3.3 Нижняя граница погрешности оценок координат и ориентации

Нижняя граница погрешности оценок координат РЕВ получается из обратной матрицы FIM $J_{\tilde{\eta}}$ вектора $\tilde{\eta} = [\tilde{\eta}_0^T, ..., \tilde{\eta}_K^T]^T$, $\tilde{\eta}_0 = [\mathbf{p}^T, \alpha, \tilde{\mathbf{h}}_0^T]^T$, $\mathbf{p} = [p_x, p_y]^T$, добавлением диагональных элементов составной матрицы размерности 2×2 до получения квадратной матрицы и взятием квадратного корня из следа матрицы по ее первым двум диагональным элементам [22]:

$$PEB = \sqrt{tr\left\{ \left[\mathbf{J}_{\tilde{\eta}}^{-1} \right]_{1:2,1:2} \right\}};$$
(43)

где tr{·} – оператор следа матрицы; след матрицы – это сумма элементов главной диагонали матрицы, то есть если a_{ii} элементы матрицы $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, то ее след:

$$\operatorname{tr} \mathbf{A} = \sum_{i=1}^{n} a_{ii} \,. \tag{44}$$

Нижняя граница погрешности оценок ориентации ОЕВ получается взятием квадратного корня из ее третьего диагонального элемента [22]:

$$OEB = \sqrt{\left[J_{\tilde{\eta}}^{-1}\right]_{3,3}};$$
(45)

где операция $[J_{\tilde{\eta}}^{-1}]_{1:2,1:2}$ обозначает выбор первой (слева сверху) составной матрицы 2×2 из матрицы $J_{\tilde{\eta}}^{-1}$, а операция $[J_{\tilde{\eta}}^{-1}]_{3,3}$ обозначает выбор третьего диагонального элемента матрицы $J_{\tilde{\eta}}^{-1}$.

3.4 Влияние МЛК на точность оценок координат и ориентации

Оценим влияние числа многолучевых компонент на точность оценок координат и ориентации в различных сценариях [22].

Во-первых, с увеличением числа элементов приемной AP N_r пользовательского устройства UE скалярное произведение между направляющими векторами в различных направлениях приема имеет тенденцию к уменьшению, т.е. $|\mathbf{a}_{\text{Rx},n}^H(\theta_{\text{Rx},r})\mathbf{a}_{\text{Rx},n}(\theta_{\text{Rx},s})| \ll 1$ для $\theta_{\text{Rx},r} \neq \theta_{\text{Rx},s}$.

Во-вторых, с увеличением числа элементов передающей AP N_t базовой станции gNB получаются более узкие лучи на

передаче, пространственная корреляция которых друг с другом также имеет тенденцию к уменьшению.

В-третьих, с увеличением ширины полосы занимаемых частот *B*, увеличивается потенциал пространственно-временного разрешения различных многолучевых компонент, приходящих на UE после переотражения от SP; МЛК при этом могут анализироваться на приеме как ортогональные компоненты, каждая из которых несет информацию о взаимном пространственном расположении gNB, SP и UE; сами МЛК можно трактовать как дискретные.

Таким образом, большие значения N_r , N_t и B приводят к малой кросс-корреляции отдельных МЛК в FIM $\mathbf{J}_{\tilde{\eta}} \in \mathbb{R}^{5(K+1)\times 5(K+1)}$ [26]. Пренебрегая этими отдельными составляющими, для больших значений N_r , N_t , B и при условии равенства нулю последних двух строк матрицы $\mathbf{T}_{k,0}$ при $k \neq 0$, аппроксимация эквивалентной информационной матрицы Фишера EFIM (Equivalent FIM) $\mathbf{J}_e(\mathbf{p}, \alpha)$ оценок координат \mathbf{p} и ориентации α может быть представлена следующим выражением [22]:

$$\mathbf{J}_{e}(\mathbf{p},\alpha) \approx \widetilde{\mathbf{T}}_{0,0} \mathbf{\Lambda}_{e,0} \widetilde{\mathbf{T}}_{0,0}^{T} + \sum_{k=1}^{K} [\mathbf{Y}_{e,k}]_{1:3,1:3};$$
(46)

$$\mathbf{Y}_{e,k} = \mathbf{\Psi}_{\mathbf{T}_{k,0}}^{T_{k,k}}(\boldsymbol{\eta}_{k}, \boldsymbol{\eta}_{k}) - \mathbf{\Psi}_{\mathbf{T}_{k,0}}^{T_{k,k}}(\boldsymbol{\eta}_{k}, \boldsymbol{\eta}_{k}) \left(\mathbf{\Psi}_{\mathbf{T}_{k,k}}^{T_{k,k}}(\boldsymbol{\eta}_{k}, \boldsymbol{\eta}_{k})\right)^{-1} \left(\mathbf{\Psi}_{\mathbf{T}_{k,0}}^{T_{k,k}}(\boldsymbol{\eta}_{k}, \boldsymbol{\eta}_{k})\right)^{T}; \quad (47)$$

 $-T_{\nu 0}$

$$\Psi_{\mathbf{T}_{k,0}}^{\mathbf{T}_{k,0}}(\boldsymbol{\eta}_{k},\boldsymbol{\eta}_{k}) = \mathbf{T}_{k,0}\Psi(\boldsymbol{\eta}_{k},\boldsymbol{\eta}_{k})\mathbf{T}_{k,0}^{T};$$
(48)

$$\Psi_{\mathbf{T}_{k,0}}^{\mathbf{T}_{k,k}}(\mathbf{\eta}_k,\mathbf{\eta}_k) = \mathbf{T}_{k,0}\Psi(\mathbf{\eta}_k,\mathbf{\eta}_k)\mathbf{T}_{k,k}^T;$$
(49)

$$\Psi_{\mathbf{T}_{k,k}}^{\mathbf{T}_{k,k}}(\mathbf{\eta}_{k},\mathbf{\eta}_{k}) = \mathbf{T}_{k,k}\Psi(\mathbf{\eta}_{k},\mathbf{\eta}_{k})\mathbf{T}_{k,k}^{T};$$
(50)

где матрица $\mathbf{T}_{0,0} \in \mathbb{R}^{3\times 3}$ входит в состав матрицы преобразования $\mathbf{T}_{k,0}$ при k = 0 в (62) и содержит производные по оценке координат **р** и ориентации α . Операция $[\mathbf{Y}_{e,k}]_{1:3,1:3}$ обозначает выбор первой составной матрицы 3×3 из матрицы $\mathbf{Y}_{e,k}$. Эквивалентная информационная матрица Фишера EFIM $\mathbf{\Lambda}_{e,0}$ характеризует первичные измерений TOA, AOD, AOA $\{\tau_0, \theta_{\mathrm{Tx},0}, \theta_{\mathrm{Rx},0}\}$ при k = 0 для компоненты прямой видимости LOS.

Средствами имитационного моделирования в [22] установлено, что при выполнении сделанных ранее допущений точная FIM и аппроксимированная EFIM информационные матрицы Фишера приводят к практически одинаковым оценкам PEB. Данное обстоятельство служит обоснованием для использования метода сжатого зондирования (compressed sensing) радиоканала с целью последовательного извлечения отдельных дискретных многолучевых компонент. В частном случае условий прямой видимости LOS в выражении $\Upsilon_{e,k}$ (76) остаются только первая компонента для k = 0:

$$\mathsf{I}_{e,\mathrm{los}}(\mathbf{p},\alpha) \approx \widetilde{\mathsf{T}}_{0,0} \mathbf{\Lambda}_{e,0} \widetilde{\mathsf{T}}_{0,0}^T. \tag{51}$$

При наличии в радиоканале нескольких компонент для $k \ge 0$ в выражении $\Upsilon_{e,k}$ (76) остаются оба слагаемых, включая, помимо LOS, сумму NLOS по числу k = 1, ..., K МЛК. Дополнительные ортогональные МЛК в случае дискретной многолучевости снижают НКГР и, таким образом, могут повысить точность позиционирования UE [31]. С другой

стороны, если МЛК перекрываются в домене пространства и времени и оказываются сложно различимы, тогда говорят о диффузной многолучевости, которая снижает точность позиционирования UE.

4 Порядок работы однопозиционного метода оценки координат и ориентации

Формализуем метод представления радиоканала в пространстве лучей Beamspace MIMO для оценки параметров первичных измерений TOA, AOD, AOA из вектора принятых символов $\mathbf{y}^{(g)}[n]$, (20). Представление модели разряженного канала (sparse channel) в пространстве лучей существенно снижает вычислительную сложность извлечения и анализа его отдельных МЛК. Инструментом анализа дискретных МЛК является метод распределенного сжатого зондирования с одновременным поиском ортогонального согласования DCS-SOMP (Distributed Compressed Sensing-Simultaneous Orthogonal Matching Pursuit) [6].

На первом этапе данный метод позволяет извлекать начальные грубые оценки углов ухода AOD и прихода AOA из сетки возможных пар углов в пространстве лучей. Затем, на втором этапе, грубые оценки $\{\tau_0, \theta_{Tx,0}, \theta_{Rx,0}\}$ уточняются с использованием метода максимизации переменных в пространстве обобщенных ожиданий SAGE (Space-Alternating Generalized Expectation maximization). В заключении, на третьем этапе, для оценки координат **р** и ориентации α UE используется метод расширенного принципа инвариантности EXIP (Extended Invariance Principle), основанный на методе наименьших квадратов (MHK, LS – Least Squares) [22].

4.1 Представление модели канала в домене пространстве лучей

Рассмотрим представление модели канала в пространстве лучей [32]. Введем матрицу преобразования $\mathbf{U}_{Tx} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$, задающую равномерную дискретизацию пространства в домене виртуальных углов ухода AOD на передаче gNB [22]:

$$\mathbf{U}_{\mathrm{Tx}} \triangleq [\mathbf{u}_{\mathrm{Tx}}(-(N_t - 1)/2), \dots, \mathbf{u}_{\mathrm{Tx}}((N_t - 1)/2)], \qquad (52)$$

где N_t – четное, а составной вектор $\mathbf{u}_{\mathrm{Tx}}(p) \in \mathbb{C}^{N_t}$ определяется выражением:

$$\mathbf{u}_{\mathrm{Tx}}(p) \triangleq \left[e^{-j2\pi \frac{N_t - 1}{2} \frac{p}{N_t}}, \dots, e^{j2\pi \frac{N_t - 1}{2} \frac{p}{N_t}} \right]^T.$$
(53)

Введем матрицу преобразования $\mathbf{U}_{\text{Rx}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$, задающую равномерную дискретизацию пространства в домене виртуальных углов прихода АОА на приеме UE [22]:

$$\mathbf{U}_{\text{Rx}} \triangleq [\mathbf{u}_{\text{Rx}}(-(N_r - 1)/2), \dots, \mathbf{u}_{\text{Rx}}((N_r - 1)/2)], \quad (54)$$

где N_r – четное, а составной вектор $\mathbf{u}_{\mathrm{Rx}}(p) \in \mathbb{C}^{N_r}$ определяется выражением:

$$\mathbf{u}_{\rm Rx}(p) \triangleq \left[e^{-j2\pi \frac{N_r - 1}{2} \frac{p}{N_r}}, \dots, e^{j2\pi \frac{N_r - 1}{2} \frac{p}{N_r}} \right]^T.$$
(55)

Матрицы U_{Tx} и U_{Rx} являются унитарными; унитарная матрица – квадратная матрица с комплексными элементами, результат умножения которой на эрмитово сопряжённую равен единичной матрице. Представим канальную матрицу в

домене виртуальных углов ухода АОD и прихода АОA выражением [22]:

$$\widetilde{\mathbf{H}}[n] = \mathbf{U}_{\mathrm{Rx}}^{H}\mathbf{H}[n]\mathbf{U}_{\mathrm{Tx}} = \sum_{k=0}^{K} \gamma_{n}(h_{k}, \tau_{k})\mathbf{U}_{\mathrm{Rx}}^{H} \mathbf{a}_{\mathrm{Rx,n}}(\theta_{\mathrm{Rx,k}})\mathbf{a}_{\mathrm{Tx,n}}^{H}(\theta_{\mathrm{Tx,k}})\mathbf{U}_{\mathrm{Tx}}.$$
(56)

Установлено, что $\left[\breve{\mathbf{H}}[n]\right]_{i,i'}$ можно представить выражением [5]:

 $\begin{bmatrix} \mathbf{\breve{H}}[n] \end{bmatrix}_{i,i'} = \sum_{k=0}^{K} \gamma_n(h_k, \tau_k) \, \chi_r\left(\frac{d}{\lambda_n} \sin(\theta_{\mathrm{Rx},k}) - \frac{i}{N_r}\right) \chi_t\left(\frac{d}{\lambda_n} \sin(\theta_{\mathrm{Tx},k}) - \frac{i'}{N_t}\right);$ (57)

при $-(N_r-1)/2 \le i \le (N_r-1)/2$ и $-(N_t-1)/2 \le i' \le (N_t-1)/2$, где

$$\chi_t(\phi) = \frac{\sin(\pi N_t \phi)}{\sqrt{N_t} \sin(\pi \phi)};$$
(58)

$$\chi_r(\phi) = \frac{\sin(\pi N_r \phi)}{\sqrt{N_r} \sin(\pi \phi)}.$$
(59)

Из (57) следует, что канальная матрица $\mathbf{H}[n]$ в домене виртуальных углов ухода AOD и прихода AOA является разреженной, при этом различимыми являются компоненты исключительно в направлениях { $\theta_{\text{Tx},k}$ } и { $\theta_{\text{Rx},k}$ }. Накапливая в стек вектора принятых сигналов $\mathbf{y}^{(g)}[n]$, (20) g = 1, ..., G символов, получим [22]:

$$\check{\mathbf{y}}[n] = \mathbf{\Omega}[n]\check{\mathbf{h}}[n] + \check{\mathbf{n}}[n]; \tag{60}$$

$$\mathbf{\Omega}[n] = \left[\mathbf{\Omega}^{(1)}[n], \dots, \mathbf{\Omega}^{(G)}[n]\right]^{\mathsf{r}}; \tag{61}$$

$$\mathbf{\Omega}^{(g)}[n] = \left(\mathbf{Z}_{\mathrm{Tx}}^{(g)}[n]\right)^{\prime} \otimes \mathbf{U}_{\mathrm{Rx}}; \tag{62}$$

$$\mathbf{Z}_{\mathrm{Tx}}^{(g)}[n] = \mathbf{U}_{\mathrm{Tx}}^{H} \mathbf{F}^{(g)}[n] \mathbf{x}^{(g)}[n];$$
(63)

$$\dot{\mathbf{h}}[n] = \operatorname{vec}(\check{\mathbf{H}}[n]); \ \dot{\mathbf{h}}[n] \in \mathbb{C}^{N_r N_t \times 1}.$$
(64)

Из разреженности вектора $\mathbf{\check{h}}[n]$ следует, что решать (60) для нахождения $\mathbf{\check{h}}[n]$ целесообразно методом сжатого зондирования CS в домене пространства углов ухода AOD и прихода AOA. Столбцы матриц \mathbf{U}_{Tx} и \mathbf{U}_{Rx} , соответствующие ненулевым элементами разреженного вектора $\mathbf{\check{h}}[n]$, дают грубую оценку углов ухода AOD и прихода AOA соответственно. В то же время ненулевые элементы $\mathbf{\check{h}}[n]$ являются оценкой $\gamma_n(h_k, \tau_k)$ с учетом отображения $\chi_t(\phi)$ и $\chi_r(\phi)$. Из функции $\gamma_n(h_k, \tau_k)$ далее можно установить время прихода сигнала TOA τ_k для всех компонент k = 0, ..., K.

Так как вектора $\mathbf{\check{h}}[n] \in \mathbb{C}^{N_r N_t \times 1}$ для i = 1, ..., N, соответствующие матрице зондирования $\Omega[n]$ (91), можно считать (K + 1) совместно разреженными, т.е. из того, что $\mathbf{\check{h}}[n]$ не претерпевает существенного изменения от одной поднесущей к другой, следует вывод о возможности и целесообразности использования метода распределенного сжатого зондирования с одновременным поиском ортогонального согласования DCS-SOMP для эффективной совместной оценки всех векторов $\mathbf{\check{h}}[n]$.

С учетом представленной выше модели канала в домене пространства углов ухода AOD и прихода AOA можно формализовать следующий порядок работы однопозиционного метода оценки координат и ориентации пользовательского устройства [22]:

1) грубая оценка параметров канала $\hat{\theta}_{\text{Tx},t}^{(0)}, \hat{\theta}_{\text{Rx},t}^{(0)}, \hat{t}_k^{(0)}, \tilde{h}_k^{(0)}$ с использованием метода сжатого зондирования с одновременным поиском ортогонального согласования DCS-SOMP;

2) точная оценка первичных измерений AOD/AOA/TOA с использованием метода максимизации переменных в пространстве обобщенных ожиданий SAGE;

3) оценка координат **р** и ориентации *а* пользовательского устройства UE путем вторичной обработки AOD/AOA/TOA.

4.2 Грубая оценка параметров канала методом DCS-SOMP

На первом этапе работы метода DCS-SOMP выполняется оценка числа МЛК K, грубая оценка углов ухода AOD $\theta_{Tx,k}$ и прихода АОА $\theta_{Rx,k}$, а также оценка вектора канала **h**[*n*], *n* = 0, ..., *N* – 1 (табл. 1).

Порядок выполнения операций алгоритма DCS-SOMP [22]

Входные данные: принятый сигнал $\check{\mathbf{y}}[n]$; матрица зондирования $\Omega[n]$; порог ложного срабатывания δ. Выходные данные: оценка числа компонент К; оценка углов ухода AOD $\theta_{\text{Tx},k}$ и прихода AOA $\theta_{\text{Rx},k}$; оценка вектора канала $\mathbf{\hat{h}}[n], n = 0, ..., N - 1.$ **Инициализируем** для *n* = 0, ..., *N* - 1: остаточные векторы $\mathbf{r}_{-1}[n] = \mathbf{0}, \mathbf{r}_{-1}[n];$ вектор коэффициентов ортогонализации $\hat{\beta}_n = \mathbf{0}$; пустой набор \mathcal{K}_0 ; индекс итерации t = 1; вектор $\boldsymbol{w}_m[n]$ как m – й столбец матрицы зондирования $\boldsymbol{\Omega}[n]$. while $\sum_{n=0}^{N-1} ||\mathbf{r}_{t-1}[n] \mathbf{r}_{t-1}[n]\|_2^2 > \delta \, \mathbf{do}$ $\|_2 > 0$ ис Нахождение пар AOD/AOA: $\dots \quad |w_m^H[n]\mathbf{r}_{t-1}[n]|$

$$\tilde{n}_{t} = \operatorname*{argmax}_{m=1,\dots,N_{r}N_{t}} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{|\mathbf{w}_{m}[n]_{1}_{1}_{-1}(n)|}{\|\mathbf{w}_{m}[n]\|_{2}};$$
(65)

$$n_{\text{Tx},t} = |\tilde{n}_t/N_r|, n_{\text{Rx},t} = \text{mod}(\tilde{n}_t - 1, N_r) + 1;$$
(66)
$$\hat{\theta}_{\text{Tx},t}^{(0)} = \arcsin\left(\frac{\lambda_c}{N_t} \cdot \frac{n_{\text{Tx},t} - (N_t - 1)/2 - 1}{N_t}\right);$$
(67)

$$\hat{\theta}_{\text{Rx}t}^{(0)} = \arcsin\left(\frac{\lambda_c}{d} \cdot \frac{n_{\text{Rx}t} - (N_t - 1)/2 - 1}{N}\right); \tag{68}$$

Обновление набора индексов $\mathcal{K}_t = \mathcal{K}_{t-1} \cup$ $\{\tilde{n}_t\}$ для пар AOD/AOA:

Ортогонализация выбранного вектора неопределенности:

$$\boldsymbol{\rho}_{t}[n] = \boldsymbol{w}_{\hat{n}_{t}}[n] - \sum_{\tilde{t}=0}^{t-1} \frac{\boldsymbol{w}_{n_{t}}^{H}[n]\rho_{\tilde{t}}[n]}{\|\rho_{\tilde{t}}[n]\|_{2}} \boldsymbol{\rho}_{\tilde{t}}[n]; \qquad (69)$$
Обновление остаточного вектора $\mathbf{r}_{t}[n]$ путем
вычитания вклада выбранных столбцов из
 $\mathbf{r}_{t-1}[n]: \mathbf{r}_{t}[n] = \mathbf{r}_{t-1}[n] - \hat{\beta}_{n}(t)\boldsymbol{\rho}_{t}[n],$ где
 $\hat{\beta}_{n}(t) = \frac{\boldsymbol{\rho}_{t}^{H}[n]\mathbf{r}_{t-1}[n]}{\|\boldsymbol{\rho}_{t}[n]\|_{2}}; \qquad (70)$

$$t = t + 1.$$

end while

Выполняем QR факторизацию неопределенности

 $\mathbf{\Omega}_{\mathcal{K}_t}[n] = \left| \mathbf{w}_{\tilde{n}_1}[n], \dots, \mathbf{w}_{\tilde{n}_{\hat{K}+1}}[n] \right| = \mathbf{Y}[n]\mathbf{R}[n];$

где $\Upsilon[n] = [\rho_1[n], ..., \rho_{\widehat{K}+1}[n]]$, а **R**[n] – верхняя треугольная матрица (квадратная матрица, у которой все элементы ниже главной диагонали равны нулю). Из

$$\begin{aligned} \mathbf{\Omega}_{\mathcal{H}_t}[n]\mathbf{h}[n] &= \mathbf{Y}[n]\mathbf{R}[n]\mathbf{h}[n] = \mathbf{Y}[n]\boldsymbol{\beta}_n, \text{получим} \\ \mathbf{\check{h}}[n] &= \mathbf{R}^{-1}[n]\widehat{\boldsymbol{\beta}}_n. \end{aligned}$$
(71)

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Алгоритм DCS-SOMP (таблица 1) работает в условиях неопределенности ранга канала (rank-blind) по числу МЛК K + 1, поэтому на каждой итерации t используется обновление остаточной ошибки проверки соответствия $\sum_{n=0}^{N-1} \|\mathbf{r}_{t-1}[n] - \mathbf{r}_{t-1}[n]$ $\mathbf{r}_{t-1}[n] \|_2^2$ и сравнение ее с пороговым значением δ . Значение порога вычисляется по формуле [33]:

$$\delta = N_0 \gamma^{-1} (N, \Gamma(N) (1 - P_{\text{fa}})^{1/(N_r N_t)}); \tag{72}$$

где $\gamma^{-1}(N, x)$ обозначает обратное неполное гамма-распределение, $\Gamma(N)$ – гамма-функция, P_{fa} – вероятность ложного срабатывания FA (False Alarm).

Для каждой вероятной МЛК $k = 0, ..., \hat{K}$ можно записать выражение [22]:

$$\mathbf{n}[n]^{(k)} = \tilde{h}_k \mathbf{A}(\tau_k) \mathbf{z}^{(k)} + \mathbf{v}^{(k)};$$
(73)

где

Таблица 1

ľ

$$\check{\mathbf{h}}[n]^{(k)} = \left[\check{h}^{(k)}[0], \dots, \check{h}^{(k)}[N-1]\right]^{T};$$
(74)

где $\check{h}^{(k)}[n]$ – оценка символа на *n*-й поднесущей в *k*-й многолучевой компоненте, полученная в результате работы алгоритма DCS-SOMP (таблица 1); $\mathbf{v}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ – вектор шума; $\mathbf{A}(\tau_k)$ – диагональная матрица:

$$\mathbf{A}(\tau_k) = \text{diag}\{1, \dots, e^{-j2\pi(N-1)\tau_k/(NT_S)}\};$$
(75)

а вектор $\mathbf{z}^{(k)}$ образован элементами:

$$z_n(k) \triangleq \mathbf{u}_{\mathrm{Rx}}^H \left(\frac{n_{\mathrm{Rx},k} - (N_r - 1)/2 - 1}{N_r} \right) \mathbf{a}_{\mathrm{Rx},n} \left(\hat{\theta}_{\mathrm{Rx},k}^{(0)} \right)$$
$$\mathbf{a}_{\mathrm{Tx},n}^H \left(\hat{\theta}_{\mathrm{Tx},k}^{(0)} \right) \mathbf{u}_{\mathrm{Tx}} \left(\frac{n_{\mathrm{Tx},k} - (N_t - 1)/2 - 1}{N_t} \right); \tag{106}$$

На этапе грубой оценки зависимостью от n в (106) пренебрегают, поэтому выражение (103) можно упростить следующим образом [22]:

$$\check{\mathbf{h}}^{(k)} = \tilde{h}_k z^{(k)} \mathbf{a}(\tau_k) + \mathbf{v}^{(k)}; \tag{76}$$

где вектор $\mathbf{a}(\tau_k)$ определяется выражением:

$$\mathbf{a}(\tau_k) = \begin{bmatrix} 1, \dots, e^{-j2\pi(N-1)\tau_k/(NT_S)} \end{bmatrix}^T;$$
(77)

а скаляр $z^{(k)}$ рассчитывается по формуле (106) при условии равенства $\lambda_c = \lambda_n$, когда вектора $\mathbf{a}_{\mathrm{Tx},n}$ и $\mathbf{a}_{\mathrm{Rx},n}$ перестают быть частотно-зависимыми. Из (107) можно извлечь τ_k и \tilde{h}_k с использованием метода наименьших квадратов LS [22]:

$$\left[\hat{\tau}_{k}^{(0)}, \tilde{h}_{k}^{(0)}\right] = \underset{\tau_{k}, \tilde{h}_{k}}{\operatorname{argmin}} \left\| \check{\mathbf{h}}^{(k)} - \tilde{h}_{k} z^{(k)} \mathbf{a}(\tau_{k}) \right\|_{2}^{2}.$$
 (78)

Оценка $\tilde{h}_k^{(0)}$ определяется по формуле:

$$\tilde{h}_{k}^{(0)} = \frac{\mathbf{a}^{H}(\tau_{k})\mathbf{\check{h}}^{(k)}}{z^{(k)}N}.$$
(79)

Подставив $\tilde{h}_{k}^{(0)}$ (79) в (78), получим оценку $\hat{\tau}_{k}^{(0)}$:

$$\hat{\boldsymbol{r}}_{k}^{(0)} = \operatorname*{argmax}_{\boldsymbol{\tau}_{k}} | \boldsymbol{a}^{H}(\boldsymbol{\tau}_{k}) \boldsymbol{\check{\mathbf{h}}}^{(k)} |.$$
(80)

4.3 Точная оценка первичных измерений методом SAGE

Исходными данными для точной оценки первичных измерений AOD/AOA/TOA с использованием итеративного метода SAGE являются значения параметров канала

 $\hat{\theta}_{\mathrm{Tx},t}^{(0)}, \hat{\tau}_{k}^{(0)}, \tilde{h}_{k}^{(0)},$ полученные на этапе грубой оценки методом DCS-SOMP. Итеративный поиск в модели (90) для $\check{\mathbf{y}}[n]$ выполняется по суперпозиции K + 1 пространства отдельных МЛК $\check{\mathbf{y}}_{k}[n]$:

$$\check{\mathbf{y}}[n] = \sum_{k=0}^{\widehat{K}} \underline{\mathbf{\Omega}[n]} \check{\mathbf{h}}_{k}[n] + \check{\mathbf{n}}_{k}[n],$$

$$\underbrace{\mathbf{y}_{k}[n]}_{\check{\mathbf{y}}_{k}[n]},$$
(81)

где $\mathbf{\check{h}}_{k}[n]$ – векторизованное представление матрицы $\mathbf{\check{H}}_{k}[n] = \mathbf{U}_{Rx}^{H}\mathbf{H}_{k}[n]\mathbf{U}_{Tx}$ в (86), где $\mathbf{H}_{k}[n]$ соответствует *k*-й МЛК в частотном отклике канала $\mathbf{H}[n]$ в (12). Обобщая (112) на совокупность поднесущих n = 0, ..., N - 1, получим [22]:

$$\check{\mathbf{y}} = \sum_{k=0}^{\widehat{K}} \underbrace{\check{\mathbf{D}}\check{\mathbf{h}}_k + \check{\mathbf{n}}_k}_{\check{\mathbf{y}}_k}; \tag{82}$$

где

$$\check{\mathbf{\Omega}} = \operatorname{diag}[\mathbf{\Omega}[0], \dots, \mathbf{\Omega}[N-1]];$$
(83)

$$\check{\mathbf{y}} = \left[\check{\mathbf{y}}^T[\mathbf{0}], \dots, \check{\mathbf{y}}^T[N-1]\right]^T;$$
(84)

$$\check{\mathbf{h}}_{k} = \left[\check{\mathbf{h}}_{k}^{T}[0], \dots, \check{\mathbf{h}}_{k}^{T}[N-1]\right]^{T};$$
(85)

$$\widetilde{\mathbf{n}}_{k} = \left[\widetilde{\mathbf{n}}_{k}^{T}[0], \dots, \widetilde{\mathbf{n}}_{k}^{T}[N-1]\right]^{T}.$$
(86)

В процессе поиска на $(m + 1) - \ddot{u}$ итерации, где m – индекс итерации, выполняются этапы вычисления ожиданий и их максимумов метода максимизации переменных в пространстве обобщенных ожиданий SAGE. Для инициализации итеративной процедуры используются первичные измерения AOD/AOA/TOA и оценка канала, полученные из $\hat{\theta}_{\text{Tx},k}^{(0)}$ в (97), $\hat{\theta}_{\text{Rx},k}^{(0)}$ в (68), $\hat{\tau}_{k}^{(0)}$ в (80) и $\tilde{h}_{k}^{(0)}$ в (110).

На (m + 1) – й итерации этапа вычисления ожиданий выполняется оценка условного ожидания вектора $\mathbf{\eta}_k$ по вектору $\mathbf{\check{y}}_k$ на основе предыдущей оценки вектора $\mathbf{\widehat{\eta}}^{(m)}$ с использованием логарифмической функции правдоподобия [22]:

$$Q(\mathbf{\eta}_{k}|\widehat{\mathbf{\eta}}^{(m)}) \triangleq \mathbb{E}\left[\ln f\left(\check{\mathbf{y}}_{k}|\mathbf{\eta}_{k},\left\{\widehat{\mathbf{\eta}}_{l}^{(m)}\right\}_{l\neq k}\right)|,\check{\mathbf{y}},\widehat{\mathbf{\eta}}^{(m)}\right].$$
(87)

Для $k = 0, ..., \widehat{K}$ получим

$$Q(\mathbf{\eta}_k | \widehat{\mathbf{\eta}}^{(m)}) \propto - \left\| \widehat{\mathbf{z}}_k^{(m)} - \widecheck{\boldsymbol{\mu}}(\mathbf{\eta}_k) \right\|_2^2;$$
(88)

где

$$\check{\boldsymbol{\mu}}(\boldsymbol{\eta}_k) = \check{\boldsymbol{\Omega}}\check{\mathbf{h}}_k ; \qquad (89)$$

$$\hat{\mathbf{z}}_{k}^{(m)} = \check{\mathbf{y}} - \sum_{l \neq k, l=0}^{\hat{k}} \check{\boldsymbol{\mu}} \left(\widehat{\boldsymbol{\eta}}_{l}^{(m)} \right).$$
(90)

На этапе максимизации ожиданий выполняется оценка такого вектора $\mathbf{\eta}_k$, который максимизирует выражение (119) т.е.:

$$\widehat{\boldsymbol{\eta}}_{k}^{(m+1)} = \operatorname*{argmax}_{\boldsymbol{\eta}_{k}} Q(\boldsymbol{\eta}_{k} | \widehat{\boldsymbol{\eta}}^{(m)}).$$
(91)

Непосредственное вычисление (122) достаточно ресурсоемко, поэтому целесообразнее выполнять поиск путем последовательного перебора параметров первичных измерений AOD/AOA/TOA: $\hat{\theta}_{\text{Tx},k}^{(m+1)}$, $\hat{\theta}_{\text{Rx},k}^{(m+1)}$, $\hat{\tau}_{k}^{(m+1)}$ и $\tilde{h}_{k}^{(m+1)}$.

4.4 Оценка координат и ориентации пользовательского устройства

Вторичная обработка первичных измерений AOD/AOA/TOA позволяет оценить координаты **p** и ориентацию α пользовательского устройства UE. Рассмотрим оценку для формализованных ранее сценариев LOS, NLOS и OLOS.

4.4.1 Оценка координат и ориентации в условиях LOS

При наличии в радиолинии gNB \rightarrow UE единственного луча $\hat{K} = 1$ прямой видимости LOS выражения (1-3) формируют непосредственное отображение $\eta = f_{los}(\tilde{\eta})$ вектора η первичных измерений AOD/AOA/TOA на вектор $\tilde{\eta}$ оценки координат $\hat{\mathbf{p}}$ и ориентации $\hat{\alpha}$ пользовательского устройства UE:

$$\hat{\mathbf{o}} = \mathbf{q} + c\tau_0 [\cos(\hat{\theta}_{\mathrm{Tx},0}), \sin(\hat{\theta}_{\mathrm{Tx},0})]; \tag{92}$$

$$\hat{\imath} = \pi + \hat{\theta}_{\mathrm{Tx},0} - \hat{\theta}_{\mathrm{Rx},0}.$$
(93)

4.4.2 Оценка координат и ориентации в условиях NLOS

При наличии в радиолинии gNB \rightarrow UE одного луча прямой видимости LOS с индексом k = 0 и \hat{K} однократно отраженных многолучевых компонент в условиях отсутствия прямой видимости NLOS формулы (1), (3) и (5-7) формируют отображение $\eta_{nlos} = f_{nlos}(\tilde{\eta}_{nlos})$ вектора η_{nlos} первичных измерений AOD/AOA/TOA на вектор $\tilde{\eta}_{\eta_{nlos}}$. Для оценки координат $\hat{\mathbf{p}}$ и ориентации $\hat{\alpha}$ пользовательского устройства UE используется метод расширенного принципа инвариантности EXIP, основанный на MHK [22]:

$$\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{nlos} = \underset{\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{nlos}}{\operatorname{argmin}} \underbrace{\Delta \widehat{\boldsymbol{\eta}}_{nlos}^{T} (\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{nlos}) \boldsymbol{J}_{\widehat{\boldsymbol{\eta}}_{nlos}} \Delta \widehat{\boldsymbol{\eta}}_{nlos} (\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{nlos})}_{\boldsymbol{v}_{nlos} (\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{nlos})};$$
(94)

где $\mathbf{J}_{\widehat{\boldsymbol{\eta}}_{nlos}}$ – FIM, определяемая выражением (28); асимптотически эквивалентная максимально правдоподобная (МП, ML – Maximum Likehood) оценка вектора $\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{nlos}$ оценки координат $\widehat{\boldsymbol{p}}$ и ориентации $\hat{\alpha}$ пользовательского устройства UE:

$$\Delta \widehat{\mathbf{\eta}}_{nlos}^{T}(\widetilde{\mathbf{\eta}}_{nlos}) = \widehat{\mathbf{\eta}}_{nlos} - f_{nlos}(\widetilde{\mathbf{\eta}}_{nlos}).$$
⁽⁹⁵⁾

При замене в (125) матрицы $J_{\hat{\eta}_{nlos}}$ на единичную матрицу вместо МП оценки получим оценку МНК с большим корнем среднеквадратической ошибки (СКО, RMSE – Root Mean Square Error). Для решения (126) используется МНК, например, алгоритм Левенберга-Марквардта LMA (Levenberg– Marquardt Algorithm). Сначала алгоритм инициализируется оценкой координат $\hat{\mathbf{p}}$ (123) и ориентации $\hat{\alpha}$ (124) по лучу прямой видимости LOS; луч LOS выбирается из набора МЛК по признаку минимальной задержки времени прихода сигнала TOA. Затем алгоритм обрабатывает МЛК: оценка координат $\hat{\mathbf{s}}_k$ отражателя для k – й однократно отраженной МЛК получается в результате пересечения двух линий [22]:

$$\tan\left(\pi - (\hat{\theta}_{\text{Rx},k} + \hat{\alpha})\right) = (\hat{p}_y - s_{1,y}) / (\hat{p}_x - s_{1,x}); \quad (96)$$

$$tan(\hat{\theta}_{\mathrm{T}x,k}) = (s_{1,y} - q_y) / (s_{1,x} - q_x).$$
(97)

4.4.3 Оценка координат и ориентации в условиях OLOS

При отсутствии в радиолинии gNB \rightarrow UE луча прямой видимости LOS и наличии только \hat{K} однократно отраженных многолучевых компонент в условиях отсутствия прямой видимости NLOS выражения (5-7) формируют отображение $\eta_{olos} = f_{olos}(\tilde{\eta}_{olos})$ вектора η_{olos} первичных измерений

AOD/AOA/TOA на вектор $\tilde{\eta}_{olos}$. Для оценки координат $\hat{\mathbf{p}}$ и ориентации $\hat{\alpha}$ UE используется метод расширенного принципа инвариантности EXIP, основанный на MHK [22]:

$$\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{olos} = \underset{\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{olos}}{\operatorname{argmin}} \underbrace{\Delta \widehat{\boldsymbol{\eta}}_{olos}^{T} (\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{olos}) J_{\widehat{\boldsymbol{\eta}}_{olos}} \Delta \widehat{\boldsymbol{\eta}}_{olos} (\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{olos})}_{v_{olos} (\widetilde{\boldsymbol{\eta}}_{olos})}, \qquad (98)$$

где $\mathbf{J}_{\hat{\eta}_{olos}}$ – FIM (28) для вектора $\boldsymbol{\eta}_{olos}$ первичных измерений; асимптотически эквивалентная ML оценка вектора $\widetilde{\boldsymbol{\eta}}$ оценки координат $\widehat{\boldsymbol{p}}$ и ориентации $\hat{\alpha}$:

$$\Delta \widehat{\mathbf{\eta}}_{olos}^{T}(\widetilde{\mathbf{\eta}}_{olos}) = \widehat{\mathbf{\eta}}_{olos} - \boldsymbol{f}_{olos}(\widetilde{\mathbf{\eta}}_{olos}).$$
(99)

Для инициализации МНК алгоритма LMA могут использоваться оценки, полученные из однократно отраженных МЛК в условиях NLOS. Однако в сценарии OLOS данный процесс сложнее, чем в сценарии NLOS, когда есть прямой луч LOS. Рассмотрим набор значений (trial) ориентации α с разрешением $\Delta \alpha$ на интервале [$-\alpha_m$, $+\alpha_m$]. Для каждого значения ориентации \hat{a}_{trial} можно вычислить оценку координат \hat{p} пользовательского устройства UE, например, из решения системы линейных уравнений для двух МЛК $k = \{k_1, k_2\}$ [22]:

$$\mathbf{p} = \mathbf{q} + d_{k,1} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_{\mathrm{Tx},k}) \\ \sin(\hat{\theta}_{\mathrm{Tx},k}) \end{bmatrix} + (c\hat{\tau}_k - d_{k,1}) \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_{\mathrm{Rx},k} + \hat{\alpha}_{trial}) \\ -\sin(\hat{\theta}_{\mathrm{Rx},k} + \hat{\alpha}_{trial}) \end{bmatrix}, \quad (100)$$

где $d_{k,1} = \|\mathbf{p} - \mathbf{s}_k\|_2$ – расстояние от gNB до отражателя SP_k (рис. 1). Из решения (131) для $[\mathbf{p}, d_{1,1}, d_{2,1}]$ далее можно оценить координаты отражателей $\mathbf{\hat{s}}_k$ как в сценарии NLOS. Для каждого значения \hat{a}_{trial} с использованием МНК алгоритма LMA из (130) можно оценить вектор $\mathbf{\tilde{\eta}}_{olos}$. Максимально правдоподобным будет то решение $\mathbf{\tilde{\eta}}_{olos}$, которое обеспечивает минимум целевой функции $v_{olos}(\mathbf{\tilde{\eta}}_{olos})$ по всем возможным значениям \hat{a}_{trial} . В сценарии OLOS для оценки кортежа из трех первичных измерений AOD/AOA/TOA для каждой МЛК требуется обработать не менее трех однократно отраженных компонент: для трех МЛК получим 9 параметров AOD/AOA/TOA (1 AOD, 1 AOA и 1 TOA на МЛК) и 9 неизвестных – 6 скаляров для оценок координат трех отражателей $\mathbf{\hat{s}}_k$ и 3 скаляра для оценки координат $\mathbf{\hat{p}}$ и ориентации $\hat{\alpha}$ пользовательского устройства UE.

В том случае, если пользовательское устройство UE не знает, в каком режиме (NLOS или OLOS) ведется прием, оценка координат и ориентации может производится параллельно по двум сценариям NLOS и OLOS. В результате будут получены два решения $\tilde{\eta}_{nlos}$ (125) и $\tilde{\eta}_{olos}$ (129). Выбор сценария и соответствующего ему решения $\tilde{\eta}_{nlos}$ или $\tilde{\eta}_{olos}$ основывается на минимуме целевой функции $v_{nlos}(\tilde{\eta}_{nlos})$ или $v_{olos}(\tilde{\eta}_{olos})$ соответственно.

4.5 Вычислительная сложность однопозиционного метода оценки координат и ориентации

Оценим вычислительную сложно однопозиционного метода оценки координат и ориентации пользовательского устройства UE [22].

На этапе грубой оценки параметров канала методом DCS-SOMP сложность вычислений по формуле (95) имеет порядок $\mathcal{O}(N_r^2 N_t^2 G N_{sub})$, где N_{sub} – число поднесущих, достаточных для обнаружения доминирующей МЛК. QR-факторизация неопределенности $\Omega_{\mathcal{K}_t}[n]$ требует порядка $\mathcal{O}(G N_r \hat{K}^2)$ операций для каждой поднесущей. Обращение матрицы для получения коэффициентов канала в (71) требует порядка $\mathcal{O}(N\hat{K}^3)$ операций для всех поднесущих. Сложность вычисления (111) имеет порядок $\mathcal{O}(ND_0\hat{K})$, где D_0 обозначает число точек сетки вероятных задержек, а сложность вычисления (79) требует порядка $\mathcal{O}(N\hat{K})$ операций. Таким образом, максимальная вычислительная сложность грубой оценки параметров канала определяется как $\hat{K} \times \mathcal{O}(N_r^2 N_t^2 G N_{sub})$.

На этапе точной оценки первичных измерений методом SAGE сложность вычислений определяется, в первую очередь, итеративным взятием производных вектора $\mathbf{a}(x)$ длины L_x по переменной x, которая представляет собой параметр угла ухода AOD, угла прихода AOA и задержку TOA. Данные операции имеют сложность порядка $\mathcal{O}(L_x^2N)$ для каждой МЛК. С учетом последующего уточнения разрешаемых МЛК, максимальная вычислительная сложность точной оценки первичных измерений имеет порядок $\mathcal{O}(\hat{K}^2) \times \mathcal{O}(L_x^2N)$.

На этапе оценки координат и ориентации пользовательского устройства производится вторичная обработка первичных измерений. Для сценария LOS вычисления тривиальны. Для сценариев NLOS и OLOS используется МНК алгоритм LMA, реализация которого не доминирует в совокупной сложности.

5 Моделирование однопозиционного метода оценки координат и ориентации

5.1 Инициализация параметров имитационной модели Скрипт 1 содержит инициализацию параметров имитационной молели.

Скрипт 1. Инициализация параметров имитационной модели

К=2; %ч	исло многолучевых компонент (МЛК), включая LOS			
Rs=100; %	общая ширина полосы (символьная скорость), МГц			
N=10; %	число поднесущих			
Nt=32; %	число элементов передающей антенной решетки (АР)			
Nr=Nt; %	число элементов приемной АР			
Nb=Nt*2; %	число лучей в кодовой книге			
Ns=10; %	число переданных лучей			
c=300; %	скорость света, м/мкс			
Ts=1/Rs; %	период дискретизации, мкс			
p=[5 2]; %	координаты приемного пользовательского			
устройства UE				
q=[0 0]; %	координаты передающей базовой станции gNB			
alpha=0.2;	% ориентация пользовательского устройства UE, рад.			
sigma=0.1;	% стандартное отклонение шума			

5.2 Моделирование сценария территориального распределения с NLOS

Скрипт 2 содержит команды реализации сценария территориального распределения gNB, UE и SP в условиях NLOS.

Скрипт 2. Моделирование сценария территориального распределения с NLOS

sp=rand(K-1,2)*20-10; % отражатели, распределенные на площади 20х20 м

% вычисление параметров канала с К+1 многолучевыми компонентами

ТОА(1)=norm(p-q)/c; % время прихода ТОА LOS, ф(1) AOD(1)=acos((p(1)-q(1))/norm(p-q)); % угол ухода AOD LOS, ф(2)

AOA(1)=pi+acos((p(1)-q(1))/norm(p-q))-alpha; % угол прихода AOA LOS, Ф(3)

for k=1:К-1 % параметры TOA, AOD, AOA для MЛК в условиях NLOS

% максимальное расстояние должно быть не более, чем (N*Ts*c) TOA(k+1)=(norm(q-sp(k,:))+norm(p-sp(k,:)))/c; % TOANLOS, $\phi(5)$

AOD(k+1)=acos((sp(k,1)-q(1))/norm(sp(k,:)-q)); % AOD NLOS, $\phi(6)$

AOA(k+1)=pi-acos((p(1)-sp(k,1))/norm(p-sp(k,:)))-alpha; % AOA NLOS, $\phi(7)$ end

h=1*ones(1,K); % коэффициенты усиления (КУ) МЛК

% визуализация сценария территориального распределения gNB, UE, sp

gNB=q; UE=p; figure(1); plot(gNB(1),gNB(2),'*r'); hold on; plot(UE(1),UE(2),'*g'); plot(sp(1),sp(2),'*k'); xlos=[gNB(1),UE(1)]; ylos=[gNB(2),UE(2)]; line(xlos,ylos,'Color','g','LineStyle','-'); xnlos1=[gNB(1),sp(1)]; ynlos1=[gNB(2),sp(2)]; line(xnlos1,ynlos1,'Color','r','LineStyle','-'); xnlos2=[sp(1), UE(1)]; ynlos2=[sp(2), UE(2)]; line(xnlos2,ynlos2,'Color','r','LineStyle','-'); legend('gNB','UE','SP','LOS','NLOS'); axis('equal'); . -'); grid on;

5.3 Моделирование радиоканала gNB→UE

Скрипт 3 содержит команды реализации модели радиоканала gNB→UE.

Скрипт 3. Моделирование радиоканала gNB→UE H=zeros(Nr,Nt,N); % формирование канальной матрицы for n=1:N for l=1:K H(:,:,n)=H(:,:,n)+... % ф-ла. (12) h(l)*exp(-1j*2*pi*TOA(l)*(n-1)/(N*Ts))*... % ф-ла. (15) sqrt(Nr)*getResponse(Nr,sin(AOA(1)))*... % ф-ла. (14) sqrt(Nt)*getResponse(Nt,sin(AOD(1)))'; % ф-ла. (13) end end

В приведенном выше скрипте вызывается функция расчета отклика эквидистантной линейной AP getResponse. function a=getResponse(N,phi)

ii=0:N-1; a=exp(-1j*pi*phi*ii')/sqrt(N); end

5.4 Моделирование приема UE

Скрипт 4 содержит команды реализации модели приема UE. Скрипт 4. Моделирование приема UE

y=zeros(Nr,Ns,N); % инициализация матрицы принятого сигнала F=zeros(Nt,Ns,N); % инициализация матрицы диаграммообразования, ф-ла. (9)

```
for k=1:Ns
```

for n=1:N

F(:,k,n)=exp(1j*rand(Nt,1)*2*pi); % матрица случайного ДО

% матрица принятого сигнала, без переданных символов, ф-ла (20)

```
y(:,k,n)=...
```

H(:,:,n)*F(:,k,n)+sigma/sqrt(2)*(randn(Nr,1)+1j*randn(Nr,1)); end end

5.5 Моделирование радиоканала gNB → UE в домене пространстве лучей

Скрипт 5 содержит команды реализации представления модели канала в домене пространстве лучей.

Скрипт 5. Моделирование радиоканала $gNB \rightarrow UE$ в домене пространстве лучей

```
Utx=zeros(Nt,Nb); % формирование кодовой книги лучей на передаче
   Urx=zeros(Nr,Nb); % формирование кодовой книги лучей на приеме
   u=-Nb/2:Nb/2-1; u=2*u/Nb;
   for m=1:Nb
       Utx(:,m)=getResponse(Nt,u(m))*sqrt(Nt); % ф-ла. (82)
       Urx(:,m)=getResponse(Nr,u(m))*sqrt(Nr); % ф-ла. (84)
   end
   % визуализация радиоканала в домене углов ухода AOD и
прихода АОА
   Hb=Urx'*H(:,:,1)*Utx;
   figure(2);
surf(asin(u)*180/pi,asin(u)*180/pi+180,abs(Hb));
```

xlabel('AOD, \circ'); ylabel('AOA, \circ'); axis('tight');

% векторизация и формирование базиса пространственной обработки МЛК

ybb=zeros(Nr*Ns,N); Omega=zeros(Nr*Ns,Nb*Nb,N);

for n=1:N

yb(:,n)=reshape(y(:,:,n),Nr*Ns,1); % ф-ла. (90) Omega(:,:,n)=kron((Utx'*F(:,:,n)).',Urx); % ф-ла.(91)-(93) End

5.6 Моделирование грубой оценки параметров канала методом DCS-SOMP

Скрипт 6 содержит команды реализации модели грубой оценки параметров канала методом DCS-SOMP.

Скрипт 6. Моделирование грубой оценка параметров канала методом DCS-SOMP

[indices,h_hat]=dcssomp(yb,Omega,K); % выполнение алгоритма DCS-SOMP

for l=1:K % упрощение ф-л. (107)-(111) distances(1)=mean(diff(phase(h_hat(1,:))))*(N*Ts)*c/(2*pi); if (distances(1)<0)</pre> distances(1)=distances(1)+N*Ts*c; end end % установление индекса LOS МЛК [minval,mini]=min(distances); % отображение индексов на углы for l=1:K index1(1)=ceil(indices(1)/Nb); index2(1)=indices(1)-(index1(1)-1)*Nb; AOD_hat(1)=asin(u(index1(1))); AOA_hat(1)=pi-asin(u(index2(1))); end

В приведенном выше скрипте вызывается функция грубой оценки параметров канала DCS-SOMP

```
[indices,h_hat]=dcssomp(yb,Omega,K).
   function [indices,h]=dcssomp(Y,A,K)
   % функция реализует алгоритм сжатого зондирования
   % входные параметры:
      Y = вход (один вектор столбец для каждого ка-
нала/поднесущей)
   % А = матрица зондирования для каждого канала
       К = уровень разрежённости
   % выходные параметры:
       indices = индексы К выбранных столбцов матрицы А
       h = восстановленные/извлеченные коэффициенты
   K=size(Y,2);
                       % число каналов
                       % наблюдения на канал
   N=size(Y,1);
   M=size(A,2); % размер разряженного вектора (M>>N)
   if (K<=0)
       K=N;
```

end

% 1. Инициализация

```
R=Y;
                       % остаток
   psi=zeros(N,K,K);
   indices=zeros(1,K);
   columns=zeros(N,K,K)
   betamatrix=zeros(K,K);
   for counter=1:K
       % 2. нахождение максимальной корреляции между остат-
ком и столбцами А
       cost=zeros(1,M);
       for m=1:M
           for k=1:K
cost(m)=cost(m)+abs(A(:,m,k)'*R(:,k))/norm(A(:,m,k));
           end
       end
       [maxval,maxi]=max(cost);
       indices(counter)=maxi;
       for k=1:K
           % 3. ортогонализация
           columns(:,counter,k)=A(:,maxi,k);
           omega=A(:,maxi,k);
           psi(:,counter,k)=omega;
           for counter2=1:counter-1
               psi(:,counter,k)=psi(:,counter,k)-
(psi(:,counter2,k)'*omega)..
                   *psi(:,counter2,k)/(norm(psi(:,coun-
ter2,k)))^2;
           end
           % 4. обновление коэффициентов и остатка
           beta=psi(:,counter,k)'*R(:,k)/(norm(psi(:,coun-
ter,k)))^2;
           betamatrix(counter,k)=beta;
           R(:,k)=R(:,k)-beta*psi(:,counter,k);
       end
   end
   % 6. деортогонализация
   h=zeros(K,K);
   for k=1:K
       [Q,Rqr]=qr(columns(:,:,k),0);
       h(:,k)=inv(Rqr)*Q'*psi(:,:,k)*betamatrix(:,k);
   end
   end
```

5.7 Моделирование оценки координат и ориентации пользовательского устройства

Скрипт 7 содержит команды реализации модели оценки координат и ориентации пользовательского устройства UE.

Скрипт 7. Моделирование оценки координат и ориентации UE p_hat = distances(mini)*[cos(AOD_hat(mini))

sin(AOD_hat(mini))]'; % (123)			
<pre>alpha_hat= mod(AOD_hat(mini)-AOA_hat(mini)-pi,</pre>	pi);	;	
localizationError = norm(p_hat-p);	%	в	м
<pre>orientationError = norm(alpha_hat-alpha);</pre>	%	в	рад

5.8 Пример оценки координат и ориентации пользовательского устройства

Рассмотрим пример оценки координат и ориентации пользовательского устройства с одной компонентой LOS и NLOS на рис. 2 (скрипт 2).

Рисунок 3 иллюстрирует представление модели радиоканала gNB→UE в домене пространстве лучей на одной поднесущей (скрипт 5) для примера на рисунке 2, из которого в явном виде можно извлечь угол ухода AOD и угол прихода AOA компоненты луча прямой видимости LOS.



Рис. 2. Пример сценария территориального распределения gNB и UE в условиях NLOS



Рис. 3. Пример модели радиоканала gNB→UE в домене пространстве лучей

Скрипт 8 иллюстрирует единичный численный эксперимент по проверке работоспособности однопозиционного метода оценки координат и ориентации UE в среде Matlab для сценария на рисунке 2.

Скрипт 8. Численный эксперимент по проверке однопозиционного метода

Истинные	первичные измерения, координаты, ориентация:
Истинная	дальность луча LOS D0 = 5.4 м
Истинный	угол ухода LOS AOD0 = 21.8 град.
Истинный	угол LOS AOAO = 190.3 град.
Истинная	дальность луча NLOS D1 = 8.8 м
Истинный	угол LOS AOD0 = 76.3 град.
Истинный	угол LOS AOAO = 140.0 град.
Истинные	координаты р = [5.0,2.0] м
Истинная	ориентация alpha = [11.5] град.
0	

Оценка первичных измерений, координат, ориентации: Оценка дальности луча LOS D0 = 5.4 м Оценка угла ухода LOS AOD0 = 22.0 град. Оценка угла прихода LOS AOA0 = 190.8 град. Оценка дальности луча NLOS D1 = 8.8 м Оценка угла ухода LOS AOD0 = 75.6 град. Оценка угла прихода LOS AOA0 = 139.0 град. Оценка координат р = [5.0,2.0] м Оценка ориентации alpha = [11.2] град.

Заключение

Представленная математическая формализация и программная реализация однопозиционного метода позиционирования показала его работоспособность на плоскости при оценке координат и ориентации пользовательского устройства с точностью до единиц метров и единиц градусов. Направлением развития полученных результатов является исследование точности позиционирования в пространстве в зависимости от комплекса параметров, включая размерность и конфигурацию антенных решеток на базовой станции и пользовательском устройстве, форматов передаваемых сигналов и диаграммообразующих схем.

Литература

1. *Alsabah M. et al.* 6G Wireless Communications Networks: A Comprehensive Survey // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 148191-148243.

2. 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. № 7. P. 1166-1199.

3. Jiang W., Han B., Habibi M.A., Schotten H.D. The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey // IEEE Open Journal of the Communications Society. 2021. Vol. 2. P. 334-366.

4. Brady J., Behdad N., Sayeed A.M. Beamspace MIMO for Millimeter-Wave Communications: System Architecture, Modeling, Analysis, and Measurements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2013. Vol. 61. № 7. P. 3814-3827.

5. *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), 2015. London, UK. P. 1042-1047.

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, 2005. Pacific Grove, CA, USA. P. 1537-1541.

7. *De Lima C. et al.* Convergent Communication, Sensing and Localization in 6G Systems: An Overview of Technologies, Opportunities and Challenges // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 26902-26925.

8. *Liu F. et al.* Integrated Sensing and Communications: Toward Dual-Functional Wireless Networks for 6G and Beyond // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2022. Vol. 40. № 6. P. 1728-1767.

9. Ivanov A., Tonchev K., Poulkov V., Manolova A. Probabilistic Spectrum Sensing Based on Feature Detection for 6G Cognitive Radio: A Survey // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 116994-117026.

10. Aslam M.M., Du L., Zhang X., Chen Y., Ahmed Z., Qureshi B. Sixth generation (6G) cognitive radio network (CRN) application, requirements, security issues, and key challenges // Wireless Communications and Mobile Computing. 2021. P. 1-18.

11. Syed S.N. et al. Deep Neural Networks for Spectrum Sensing: A Review // IEEE Access. 2023. Vol. 11. P. 89591-89615.

12. Italiano L, Tedeschini B.C., Brambilla M., Huang H., Nicoli M., Wymeersch H. A tutorial on 5G positioning // arXiv preprint arXiv:2311.10551. 2023.

13. Jia X., Liu P., Qi W., Liu S., Huang Y., Zheng W., Pan M., You X. Link-Level Simulator for 5G Localization // arXiv preprint arXiv:2212.12998. 2022.

14. Фокин Г.А. Комплекс моделей и методов позиционирования устройств в сетях пятого поколения: дис. ... докт. техн. наук.:

05.12.13 / Фокин Григорий Алексеевич. Санкт-Петербург, 2021. 499 с. 15. Фокин Г.А., Владыко А.Г. Позиционирование транспортных средств в сверхплотных сетях радиодоступа V2X/5G с использованием расширенного фильтра Калмана // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 4. С. 45-59.

16. Фокин Г.А., Владыко А.Г. Позиционирование транспортных средств с комплексированием дальномерных, угломерных и

инерциальных измерений в расширенном фильтре Калмана. Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 2. С. 51-67.

17. Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование объектов в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 68-72.

18. 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: сборник научных статей. СПб.: СПбГУТ, 2014. С. 124-128.

19. 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: сборник научных статей в 2 томах: сборник научных статей в 2 томах. СПб.: СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 122-126.

20. 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.

21. 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, 2015. P. 1-6.

22. 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. P. 1822-1835.

23. *Wymeersch H. et al.* 5G mm Wave Downlink Vehicular Positioning // 2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Abu Dhabi, United Arab Emirates. 2018. P. 206-212.

24. Mendrzik R., Wymeersch H., Bauch G., Abu-Shaban Z. Harnessing NLOS Components for Position and Orientation Estimation in 5G Millimeter Wave MIMO // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2019. Vol. 18. № 1. P. 93-107.

25. 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. P. 1-7.

26. Abu-Shaban Z., Zhou X., Abhayapala T., Seco-Granados G., Wymeersch H. Error Bounds for Uplink and Downlink 3D Localization in 5G Millimeter Wave Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. Vol. 17. № 8. P. 4939-4954.

27. Abu-Shaban Z., Wymeersch H., Abhayapala T., Seco-Granados G. Single-Anchor Two-Way Localization Bounds for 5G mmWave Systems // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2020. Vol. 69. № 6. P. 6388-6400.

28. Guidi F., Guerra A., Dardari D. Personal Mobile Radars with Millimeter-Wave Massive Arrays for Indoor Mapping // IEEE Transactions on Mobile Computing. 2016. Vol. 15. № 6. P. 1471-1484.

29. Guerra A., Guidi F., Dardari D. Position and orientation error bound for wideband massive antenna arrays // 2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW), London, UK. 2015. P. 853-858.

30. *Guerra A., Guidi F., Dardari D.* Single-Anchor Localization and Orientation Performance Limits Using Massive Arrays: MIMO vs. Beamforming // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. Vol. 17. P. 5241-5255.

31. Witrisal K. et al. High-Accuracy Localization for Assisted Living: 5G systems will turn multipath channels from foe to friend // IEEE Signal Processing Magazine. 2016. Vol. 33. № 2. P. 59-70.

32. Sayeed A.M. Deconstructing multiantenna fading channels // IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. Vol. 50. № 10. P. 2563-2579.

33. *Marzi Z., Ramasamy D., Madhow U.* Compressive Channel Estimation and Tracking for Large Arrays in mm-Wave Picocells // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. 2016. Vol. 10. № 3. P. 514-527.

DEVELOPMENT AND EVALUATION OF TRANSCEIVER POSITIONING METHODS IN 6G COGNITIVE RADIO SYSTEMS

Grigoriy A. Fokin, The Bonch-Bruevich SPbSUT, St. Petersburg, Russia, gri-hafokin@gmail.com

Abstract

Based on the results of an analysis of foreign publications of the last ten years in the field of device positioning in cognitive radio systems and networks of the fifth and sixth generations, we can state the emergence of a new scientific direction - personal radars. Their practical implementation became possible with the transition of transceivers to the range of millimeter and submillimeter waves, as well as due to the widespread use of multi-element antenna arrays both at base stations and on user devices. In mobile radio networks of the fourth and fifth generations, the problem of determining the location of user devices was solved centrally, predominantly using multi-position range and/or angle methods, when signals received or transmitted by several base stations served to collect primary measurements of signal time and/or angle of arrival/departure. In contrast to the centralized multi-position estimation of coordinates in existing communication networks, the concept of a personal radar in promising sixth-generation cognitive radio systems with a device-centric architecture makes it possible to solve the problem of positioning a user device using a single-position method based on a signal from a single base station. The single-position method is based on the sparse property of a millimeter-wave radio channel, its representation in the beam space domain, as well as the use of a compressed sensing algorithm in space based on a set of departure and arrival angles. This work is devoted to the development of mathematical and simulation models to establish the accuracy limits and conditions for the practical feasibility of a single-position method for estimating the coordinates and orientation of user devices based on a signal from a single base station in sixth-generation cognitive radio systems operating on the principle of a personal radar. The presented mathematical formalization and software implementation of the single-position positioning method showed its performance on a plane when estimating the coordinates and orientation of the device with an accuracy of up to units of meters and units of degrees.

Keywords: B5G, 6G, TOA, AOA, AOD, FIM, positioning, orientation, cognitive radio systems.

References

Alsabah M. et al. (2021). 6G Wireless Communications Networks: A Comprehensive Survey. *IEEE Access*, vol. 9, pp. 148191-148243.
 Tataria H., Shafi M., Molisch A.F., Dohler M., Sjoland H., Tufvesson F. (2021). 6G Wireless Systems: Vision, Requirements, Challenges, Insights, and Opportunities. *Proceedings of the IEEE*, vol. 109, no. 7, pp. 1166-1199.

3. Jiang W., Han B., Habibi M.A., Schotten H.D. (2021). The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey. IEEE Open Journal of the Communications Society, vol. 2, pp. 334-366.

4. Brady J., Behdad N., Sayeed A.M. (2013). Beamspace MIMO for Millimeter-Wave Communications: System Architecture, Modeling, Analysis, and Measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 7, pp. 3814-3827.

5. Brady J.H., Sayeed A.M. (2015). Wideband communication with high-dimensional arrays: New results and transceiver architectures. *IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW)*. London, UK, pp. 1042-1047.

6. Duarte M.F., Sarvotham S., Baron D., Wakin M.B., Baraniuk R.G. (2005). Distributed Compressed Sensing of Jointly Sparse Signals. Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, USA, pp. 1537-1541.

7. De Lima C. et al. (2021). Convergent Communication, Sensing and Localization in 6G Systems: An Overview of Technologies, Opportunities and Challenges. *IEEE Access*, vol. 9, pp. 26902-26925.

8. Liu F. et al. (2022). Integrated Sensing and Communications: Toward Dual-Functional Wireless Networks for 6G and Beyond. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 40, no. 6, pp. 1728-1767.

9. Ivanov A., Tonchev K., Poulkov V., Manolova A. (2021). Probabilistic Spectrum Sensing Based on Feature Detection for 6G Cognitive Radio: A Survey. *IEEE Access*, vol. 9, pp. 116994-117026.

10. Aslam M.M., Du L., Zhang X., Chen Y., Ahmed Z., Qureshi B. (2021). Sixth generation (6G) cognitive radio network (CRN) application, requirements, security issues, and key challenges. *Wireless Communications and Mobile Computing*, pp. 1-18.

11. Syed S.N. et al. (2023). Deep Neural Networks for Spectrum Sensing: A Review. IEEE Access, vol. 11, pp. 89591-89615.

12. Italiano L, Tedeschini B.C., Brambilla M., Huang H., Nicoli M., Wymeersch H. (2023). A tutorial on 5G positioning. arXiv preprint arXiv:2311.10551.

13. Jia X., Liu P., Qi W., Liu S., Huang Y., Zheng W., Pan M., You X. (2022). Link-Level Simulator for 5G Localization. arXiv preprint arXiv:2212.12998.

14. Fokin G.A. A set of models and methods for positioning devices in fifth generation networks: dis. ... doc. tech. sciences: 05.12.13 / Fokin Grigory Alekseevich. St. Petersburg, 2021. 499 p. (in Russian)

15. Fokin G.A., Vladyko A.G. (2020). The Vehicles Positioning in Ultra-Dense 5G/V2X Radio Access Networks Using the Extended Kalman Filter. *Proceedings of Telecommunication Universities*, vol. 6, no. 4, pp. 45-59. (in Russian)

16. Fokin G.A., Vladyko A.G. (2021). Positioning of Vehicles with the Fusion of Time of Arrival, Angle of Arrival and Inertial Measurements in the Extended Kalman Filter. *Proceedings of Telecommunication Universities*, vol. 7, no. 2, pp. 51-67. (in Russian)
17. Kireev A.V., Fokin G.A. (2016). Positioning of objects in LTE networks by means of measuring the signal transit time. *Proceedings of Telecommunication Universities*, vol 2, no. 1, pp. 68-72. (in Russian)

18. Kireev A.V., Fokin G.A. (2014). Base station positioning in LTE networks by means of spatial signal processing. Actual problems of info telecommunications in science and education. *III International scientific-technical and scientific-methodical conference: collection of scientific articles.* St. Petersburg: SPbGUT, pp. 124-128. (in Russian)

19. Kireev A.V., Fokin G.A. (2015). Positioning of radio emission sources in LTE networks using a circular antenna array. Actual problems of info telecommunications in science and education. *IV International scientific-technical and scientific-methodological conference: collection of scientific articles in 2 volumes.* St. Petersburg: SPbGUT. vol. 1, pp. 122-126. (in Russian)

20. Kireev A.V., Fokin G.A. (2015). Direction finding of LTE radio emission sources by a mobile radio monitoring station with a circular antenna array. *Proceedings of the Scientific Research Institute of Radio*, no. 2, pp. 68-71. (in Russian)

21. Shahmansoori A., Garcia G.E., Destino G., Seco-Granados G., Wymeersch H. (2015). 5G Position and Orientation Estimation through Millimeter Wave MIMO. Proceeding. 2015 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), San Diego, CA, USA. pp. 1-6.

22. Shahmansoori A., Garcia G.E., Destino G., Seco-Granados G., Wymeersch H. (2018). Position and Orientation Estimation Through Millimeter-Wave MIMO in 5G Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 1822-1835.

23. Wymeersch H. et al. (2018). 5G mm Wave Downlink Vehicular Positioning. 2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBE-COM), Abu Dhabi, United Arab Emirates, pp. 206-212.

24. Mendrzik R., Wymeersch H., Bauch G., Abu-Shaban Z. (2019). Harnessing NLOS Components for Position and Orientation Estimation in 5G Millimeter Wave MIMO. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no 1, pp. 93-107.

25. Talvitie J., Valkama M., Destino G., Wymeersch H. (2017). Novel Algorithms for High-Accuracy Joint Position and Orientation Estimation in 5G mmWave Systems. 2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Singapore. pp. 1-7.

26. Abu-Shaban Z., Zhou X., Abhayapala T., Seco-Granados G., Wymeersch H. (2018). Error Bounds for Uplink and Downlink 3D Localization in 5G Millimeter Wave Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 8, pp. 4939-4954.

27. Abu-Shaban Z., Wymeersch H., Abhayapala T., Seco-Granados G. (2020). Single-Anchor Two-Way Localization Bounds for 5G mmWave Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 6, pp. 6388-6400.

28. Guidi F., Guerra A., Dardari D. (2016). Personal Mobile Radars with Millimeter-Wave Massive Arrays for Indoor Mapping. IEEE Transactions on Mobile Computing, vol. 15, no. 6, pp. 1471-1484.

29. Guerra A., Guidi F., Dardari D. (2015). Position and orientation error bound for wideband massive antenna arrays. 2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW), London, UK, pp. 853-858.

30. Guerra A., Guidi F., Dardari D. (2018). Single-Anchor Localization and Orientation Performance Limits Using Massive Arrays: MIMO vs. Beamforming. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no 8, pp. 5241-5255.

31. Witrisal K. et al. (2016). High-Accuracy Localization for Assisted Living: 5G systems will turn multipath channels from foe to friend. *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 33, no. 2, pp. 59-70.

32. Sayeed A.M. (2002). Deconstructing multiantenna fading channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 10, pp. 2563-2579.

33. Marzi Z., Ramasamy D., Madhow U. (2016). Compressive Channel Estimation and Tracking for Large Arrays in mm-Wave Picocells. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 10, no. 3, pp. 514-527.

Funding

The scientific article was prepared within the framework of applied scientific research SPbSUT, registration number 1023031600087-9-2.2.4;2.2.5;2.2.6;1.2.1;2.2.3 in the information system (https://www.rosrid.ru/information).

Information about author:

Grigoriy A. Fokin, doctor of technical sciences, docent, professor of the Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Telecommunications