

Обзорная статья

УДК 621.396.969

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2024-10-4-73-98>

Комплекс моделей позиционирования устройств в сетях шестого поколения. Часть 1. Обзор методов и постановка задачи

 Григорий Алексеевич Фокин, fokin.ga@sut.ru

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

Аннотация

Актуальность. На сегодняшний день терагерцовые радиосистемы рассматриваются как технологическая основа интеграции методов и средств радиосвязи и радиолокации в перспективных сетях шестого поколения. Если в сетях 4G LTE возможности позиционирования пользовательских устройств с использованием инфраструктуры базовых станций рассматривались как вспомогательные опции, то в сетях 5G NR технологии определения местоположения (ОМП) стали полноправными сервисами, требующими к которым специфицированы наряду с услугами связи. Новой тенденцией позиционирования в сетях 5G NR, по сравнению с сетями 4G LTE, стала однопозиционная оценка координат и ориентации устройства по сигналам единственной базовой станции с возможностью различать прямые и отраженные сигналы. Сети 6G все еще находятся в стадии становления, однако уже можно констатировать, что они знаменуют собой очередной этап эволюции цифровых экосистем, который характеризуется конвергенцией технологий связи, локализации и зондирования радиоэфира и окружающего пространства радиотехническими средствами.

Цель. Настоящая работа открывает цикл исследований, посвященный обзору моделей, методов и алгоритмов позиционирования устройств в сетях 6G. Целью цикла является поиск и обоснование новых радиотехнических средств достижения дециметровой точности оценок координат устройств 6G. В первой части цикла выполняется обзор методов и формализация модели сбора первичных измерений.

Методом исследования является аналитический обзор состояния проблемы по актуальным научным публикациям, концептуальное моделирование, категориальный подход, экспертное комбинирование, сопоставительный анализ, формализация, математическое и имитационное моделирование.

Решение/результаты. В результате обзора методов позиционирования устройств при переходе к сетям 6G актуализируются ключевые показатели эффективности и сценарии ОМП. В результате сопоставительного анализа сетей 5G и 6G систематизируются новые факторы, достоинства и недостатки технологий позиционирования при переходе от сетей диапазона миллиметровых волн к сетям терагерцового диапазона. Формализованная математическая модель сбора первичных измерений используется в имитационной модели оценки точности позиционирования устройств во второй части цикла.

Новизна. Настоящий цикл является первым подобным исследованием в отечественном научном сегменте по сетевому позиционированию шестого поколения терагерцового диапазона, в котором в авторской редакции выполнен обзор методов и систематизирован комплекс новых факторов ОМП в сетях связи.

Теоретическая значимость обзора-анализа заключается в установлении как технологических препятствий, так и новых возможностей по увеличению точности позиционирования при переходе к сетям 6G.

Практическая значимость формализованной математической модели заключается в ее последующей программной реализации для численного обоснования пределов точности позиционирования в сетях 6G.

Ключевые слова: позиционирование, ориентация, терагерцовый диапазон, сети 6G, реконфигурируемые интеллектуальные поверхности, ближняя зона, составной массив антенной решетки, локальная и глобальная системы координат

Источник финансирования: 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.

Ссылка для цитирования: Фокин Г.А. Комплекс моделей позиционирования устройств в сетях шестого поколения. Часть 1. Обзор методов и постановка задачи // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 4. С. 73–98. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-4-73-98. EDN:FTOVZJ

Review research

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2024-10-4-73-98>

A Set of Models for Device Positioning in Sixth Generation Networks. Part 1. Methods Survey and Problem Statement

 Grigoriy A. Fokin, fokin.ga@sut.ru

The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Annotation

Relevance. Today, terahertz radio systems are considered as a technological basis for integrating methods and means of radio communication and radar in promising sixth-generation networks. If in 4G LTE networks the capabilities of positioning user equipment using the infrastructure of base stations were considered as auxiliary options, then in 5G NR networks, location determination technologies (LDTs) have become full-fledged services, the requirements for which are specified along with communication services. A new trend in positioning in 5G NR networks, compared to 4G LTE networks, has become a single-position assessment of the coordinates and orientation of the user equipment based on signals from a single base station with the ability to distinguish between direct and reflected signals. 6G networks are still in their infancy, but it can already be stated that they mark the next stage in the evolution of digital ecosystems, which is characterized by the convergence of communication technologies, localization and sensing of radio air and the surrounding space by radio engineering means.

Purpose. This work opens a research cycle devoted to the review of models, methods and algorithms for positioning devices in 6G networks. The goal of the cycle is to find and justify new radio engineering means for achieving decimeter accuracy in 6G device coordinate estimates. The first part of the cycle provides an overview of the methods and formalization of the model for collecting primary measurements.

Method is an analytical review of the state of the problem based on current scientific publications, conceptual modeling, categorical approach, expert combination, comparative analysis, formalization, mathematical and simulation modeling.

Results. As a result of the review of device positioning methods during the transition to 6G networks, key performance indicators and LDT scenarios are updated. As a result of the comparative analysis of 5G and 6G networks, new factors, advantages and disadvantages of positioning technologies during the transition from millimeter wave networks to terahertz networks are systematized. A formalized mathematical model for collecting primary measurements is used in the simulation model for assessing the accuracy of device positioning in the second part of the cycle.

Novelty. This cycle is the first such study in the Russian scientific segment on network positioning of the sixth generation of the terahertz range, in which the author's version provides an overview of methods and a systematization of a set of new factors of the OMP in communication networks.

The theoretical significance of the review-analysis lies in the establishment of both technological obstacles and new opportunities for increasing positioning accuracy during the transition to 6G networks.

The practical significance of the formalized mathematical model lies in its subsequent software implementation for numerical justification of the limits of positioning accuracy in 6G networks.

Keywords: positioning, orientation, terahertz range, 6G networks, reconfigurable intelligent surfaces, near field, antenna array of subarrays, local and global coordinate systems

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>).

For citation: Fokin G.A. A set of Models for Device Positioning in Sixth Generation Networks. Part 1. Methods Survey and Problem Statement. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(4):73–98. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-4-73-98. EDN:VYMCTD

1. Введение

Впервые идея использования инфраструктуры базовых станций (BS, *аббр. от англ.* Base Station) и радиосигналов сотовых сетей подвижной радиосвязи для решения задач определения местоположения (ОМП) пользовательских устройств (UE, *аббр. от англ.* User Equipment) была оформлена Федеральной комиссией по электросвязи США (Federal Communications Commission) в середине 90-х гг. в виде требований к позиционированию устройства, совершающего экстренный вызов [1]. Несмотря на достаточно скромную по сегодняшним меркам точность позиционирования (до 100 м), данное решение зарубежного регулятора послужило мощным импульсом к развитию технологий сетевого позиционирования в сотовых системах подвижной радиосвязи [2]. В сетях второго поколения 2G GSM (*аббр. от англ.* Global System for Mobile) изначально не было предусмотрено каких-либо специальных сигналов и процедур сетевого позиционирования, поэтому точность ОМП радиотехническими методами ограничивалась разрешением по времени и определялась длительностью передачи одного бита 3,69 мкс, что при синхронизации в радиолинии BS–UE по времени оборота (RTT, *аббр. от англ.* Round Trip Time) позволяло достигнуть точности первичных дальномерных (ДМ) измерений $d = RTT/2 \cdot c \sim 550$ м [3]. В сетях третьего поколения 3G UMTS (*аббр. от англ.* Universal Mobile Telecommunications System) поддержка сетевого позиционирования UE на уровне радиointерфейса так и не появилась, однако при использовании полосы в 5 МГц длительность элементарного временного символа 0,26 мкс позволила повысить разрешение ДМ измерений почти на порядок – до 78 м [4]. В сетях четвертого поколения LTE (*аббр. от англ.* Long-Term Evolution) впервые были специфицированы специальные опорные сигналы позиционирования (PRS, *аббр. от англ.* Positioning Reference Signals), при использовании которых в полосе 20 МГц с длительностью элементарного временного интервала 32,552 нс достигалась точность ДМ разрешения до 9,7656 м, что в очередной раз почти на порядок превышало точность по сравнению с предыдущим поколением [5]. В сетях пятого поколения 5G NR (*аббр. от англ.* New Radio) при надлежащей конфигурации [6] и обработке сигналов PRS [7] в канале с шириной полосы частот 400 МГц и длительностью элементарного временного интервала 2,035 нс, что соответствует частоте дискретизации 491,52 МГц, разрешение ДМ измерений повышалось более, чем на порядок – до значения 0,61 м. Точность первичных измерений по сигналам PRS [8] вместе с геометрическим фактором топологии BS [9] непосредственно определяет итоговую точность оценок координат (ОК) [10], поэтому в сетях пятого поколения сетевое позиционирование метровой точности

стало не только новой технологической возможностью, предоставляемой сетями связи [11], но также и новым инструментом, использование которого позволяет повысить эффективность построения и функционирования самих сетей связи [12].

Помимо традиционных ДМ [13] и разностно-дальномерных (РДМ) методов [14] позиционирования в сотовых сетях подвижной радиосвязи актуален и востребован также и угломерный (УМ) метод ОМП [15]. В сетях LTE данный метод реализуется преимущественно на BS алгоритмами пространственной обработки сигналов (ПОС) [1] посредством многоэлементных антенных решеток (АР) [2]. В сетях 5G NR диапазона миллиметровых волн (ММВ) сбор первичных УМ измерений, в связи с уменьшением длины волны, может осуществляться уже не только на BS, но и на UE, оборудованных многоэлементными АР [16].

Отличительной особенностью корректной работоспособности большинства методов многопозиционной оценки координат в сетях 2G–4G диапазона дециметровых волн (ДМВ) является необходимость предварительного извлечения компоненты луча прямой видимости (LOS, *аббр. от англ.* Line Of Sight) в радиолиниях BS–UE [17]. Данное требование объясняется тем, что в диапазоне ДМВ, по сравнению с диапазоном ММВ сетей 5G, в условиях отсутствия прямой видимости (NLOS, *аббр. от англ.* Non Los) в радиолиниях BS–UE наблюдается достаточное количество (десятки) многолучевых компонент (МЛК), полученных в условиях однократных и многократных переотражений [18], которые затруднительно отличить от лучей LOS, и которые существенно снижают точность ОМП геометрическими методами.

Диапазон ММВ вместе с многоэлементными АР на BS и UE сделали возможной в сетях 5G NR однопозиционную оценку координат и ориентации UE по сигналам единственной радиолинии BS–UE [19]. Высокие потери при распространении радиоволн (РРВ) в диапазоне ММВ в совокупности с использованием высоконаправленных радиолиний BS–UE при работе узкими лучами на передачу и прием привели к тому, что радиоканал BS–UE приобрел новое свойство так называемой разреженности (*от англ.* Sparse Channel), когда число различных МЛК (единицы), по сравнению с диапазоном ДМВ, становится незначительным [20]. В таком сценарии становится возможным различать прямой луч и отдельные однократно отраженные МЛК и обрабатывать их по отдельности [21]; например, при увеличении ширины полосы частот до 400 МГц разрешаемая разность хода лучей достигает 0,75 м. Результаты имитационного моделирования по вторичной обработке первичных ДМ и УМ измерений в канале «вверх» (UE→BS) и «вниз» (BS→UE) [22] подтвердили возможность достижения точности

ОК и ориентации до одного метра и одного градуса, соответственно. В [23] делается интересный вывод о том, что точность позиционирования устройств в диапазоне ММВ определяется, в первую очередь, именно УМ измерениями на BS.

Подтверждением тенденции в пользу однопозиционной оценки координат в сетях 5G является цикл работ [24–26]. В работе [24] впервые вводится понятие *персонального радара* диапазона ММВ. В работе [25] авторы предлагают новые метрики для характеристики точности оценок координат РЕВ (*аббр. от англ. Position Error Bound*) и ориентации ОЕВ (*аббр. от англ. Orientation Error Bound*), полученные из нижней границы Крамера – Рао (НГКР) при условии работы многоэлементными AP на передаче и приеме; устанавливаются их нижние пределы; показано достижение точности до одного метра и до одного градуса, соответственно. В [26] представлены результаты исследования работы передатчика и приемника в режиме пространственного разнесения и диаграммообразования (ДО); в частности, показано, что с точки зрения позиционирования предпочтительным является первый режим работы.

Обзор тенденций развития радиотехнологий в сетях шестого поколения 6G [27–29], существенных для позиционирования UE, позволяет выделить следующие новые факторы:

1) переход из ММВ диапазона в диапазон субмиллиметровых или терагерцовых волн и использование сверхширокополосных радиоканалов с шириной полосы до единиц гигагерц;

2) переход от систем MIMO (*аббр. от англ. Multiple-Input Multiple-Output*) из десятков элементов в составе единой AP к многоантенным системам сверхбольшой размерности UM-MIMO (*аббр. от англ. Ultra Massive MIMO*) из сотен и тысяч элементов с организацией их в AP из составных подмассивов AOSA (*аббр. от англ. Array of Sub Array*);

3) использование реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей (RIS, *аббр. от англ. Reconfigurable Intelligent Surface*) в радиолиниях между BS и UE для управления отраженными МЛК в предсказуемом порядке;

4) учет модели кривизны фронта волны (SWM, *аббр. от англ. Spherical Wave Model*) и эффекта ближней зоны (NF, *аббр. от англ. Near Field*) в радиолиниях BS–UE, BS–RIS, RIS–UE.

Развитие технологий радиотехнического позиционирования в сетях B5G (*аббр. от англ. Beyond 5G*) примечательно тем, что если применительно к сетям 5G диапазона ММВ появился термин *персонального радара* [24], то применительно к сетям 6G терагерцового диапазона уже говорят о *конвергенции технологий связи, локализации и зондирования радиозэфира* и окружающего пространства радио-

техническими методами и средствами [30]. Появился и новый термин для обозначения таких сетей – интегрированные сети зондирования и связи (ISAC, *аббр. от англ. Integrated Sensing and Communications*) [31]. Для достижения требований к услугам связи, локализации и радиотехнического зондирования в сетях шестого поколения 6G обособливается использование полос частот с шириной до 10 ГГц в диапазоне выше 100 ГГц [32]. Интеграция технологий связи и зондирования в сетях шестого поколения может ожидаемо привести к переосмыслению в академическом и производственном сообществе сценариев использования таких экосистем 6G далеко за пределы их традиционного восприятия [33].

Под руководством зарубежных основоположников сетевого позиционирования Н. Wymeersch и G. Seco-Granados закладываются теоретические основы [34] и сценарии практического применения [35] моделей и методов локализации и зондирования радиотехническими средствами в сетях 6G [36]; формулируются новые направления научных исследований на ближайшую декаду [37].

В связи с чрезвычайно высокими потерями при РРВ в терагерцовом диапазоне и необходимости использования исключительно узких лучей с высокими коэффициентами усиления (КУ) особого внимания заслуживает проблема радиопокрытия в сетях 6G [38, 39]. Новым примером использования инфраструктуры BS сетей шестого поколения является многопозиционное зондирование объектов методами радиотехнического позиционирования [40]. При невозможности построения достоверного геометрического сценария взаимного расположения объекта и субъекта позиционирования предпочтение в сети ISAC отдается методам и средствам машинного и сквозного обучения (*от англ. End-to-End Learning*) [41, 42].

Отдельным научным направлением в рамках построения и функционирования сетей 6G ISAC является так называемая голографическая локализация, суть которой сводится к использованию RIS и эффекта NF для прогноза и частичного управления условиями РРВ с целью повышения точности позиционирования по предсказуемо отраженным МЛК [43–46].

Настоящее исследование посвящено разработке комплекса моделей и методов позиционирования устройств в сетях шестого поколения 6G. В первой части цикла выполняется анализ состояния проблемы и формализуется необходимая математическая модель, на основе которой во второй части выполняется имитационное моделирование и обобщение численных результатов.

Объектом исследования являются интегрированные сети локализации, зондирования и связи

шестого поколения 6G терагерцового диапазона. *Предмет* исследования – модели, методы и алгоритмы позиционирования устройств в сетях шестого поколения 6G терагерцового диапазона. *Методы* исследования: аналитический обзор состояния проблемы по актуальным научным публикациям, концептуальное моделирование, категориальный подход, экспертное комбинирование, формализация, математическое и имитационное моделирование.

Научной проблемой цикла исследований является поиск и обоснование новых радиотехнических средств достижения дециметровой и сантиметровой точности ОК устройств в сетях шестого поколения 6G терагерцового диапазона.

Задачи цикла исследований:

1) обзор методов позиционирования UE при переходе к сетям шестого поколения терагерцового диапазона;

2) формализация математической модели сбора первичных измерений для позиционирования UE в сетях 6G;

3) обзор алгоритмов позиционирования UE при переходе к сетям шестого поколения терагерцового диапазона;

4) формализация математической модели оценки точности позиционирования UE в сетях 6G;

5) оценка точности позиционирования UE в сетях 6G средствами имитационного моделирования, анализ численных результатов;

6) научное обоснование новых радиотехнических средств достижения дециметровой и сантиметровой точности ОК устройств в сетях шестого поколения.

В первой части цикла решаются первые две задачи. Материал исследования организован далее следующим образом. В разделе 2 выполнен анализ состояния проблемы позиционирования в сетях 6G, в частности: формализованы критерии и категории позиционирования в сетях 6G, систематизированы геометрические методы оценки координат и ориентации UE, актуализированы показатели и сценарии позиционирования в сетях 6G, обозначены тенденции и новые технологические особенности позиционирования устройств при переходе от сетей пятого поколения 5G диапазона ММВ к сетям шестого поколения 6G диапазона терагерцовых волн. В разделе 3 представлена математическая модель сбора первичных измерений для позиционирования UE с использованием одной BS и одной RIS по прямым LOS- и отраженным NLOS-сигналам, в частности: формализован геометрический сценарий позиционирования в локальной и глобальной системах координат (СК), систематизирована модель канала и приема MIMO-системы в дальней зоне с единым массивом и составными массивами AP AOSA, предложена модель канала и приема MIMO-системы в

ближней зоне, учитывающая кривизну прихода (COA, *аббр. от англ.* Curvature of Arrival) SWM в условиях NF, эффект расщепления луча (BSE, *аббр. от англ.* Beam Split Effect), а также факторы несовершенства аппаратного обеспечения. В заключении приводится постановка задачи на разработку и программную реализацию имитационной модели позиционирования UE в сетях шестого поколения 6G.

2. Анализ состояния проблемы позиционирования в сетях 6G

В настоящем разделе выполняется анализ состояния проблемы позиционирования устройств в сетях шестого поколения 6G, описываются известные подходы ОМП радиотехническими средствами с акцентом на геометрические модели и методы. Актуализируются ключевые показатели эффективности (KPI, *аббр. от англ.* Key Performance Indicators) и сценарии позиционирования в сетях шестого поколения 6G. Выполняется сопоставительный анализ систем позиционирования по диапазонам частот, а также систематизируются новые технологии позиционирования при переходе от сетей пятого поколения 5G диапазона ММВ к сетям шестого поколения 6G диапазона терагерцовых волн.

2.1. Укрупненные признаки систем позиционирования

Под позиционированием или локализацией обычно понимают ОК и ориентации (для UE с AP) подвижных устройств с помощью одной или нескольких стационарных опорных BS с известными координатами и ориентацией. Позиционирование радиотехническими методами осуществляется по первичным измерениям на основе известных пилотных или опорных сигналов в канале «вверх» радиолинии UE→BS и в канале «вниз» радиолинии BS→UE; в первом случае прием и обработка пилотных сигналов осуществляется на BS, а во втором случае – на UE.

В процессе PPВ в радиолинии между UE и BS переданные пилотные или опорные сигналы могут претерпевать потери, отражения, дифракцию и рассеяние. Выполняя прием и обработку пилотных/опорных сигналов известной формы, можно извлечь следующие первичные радиотехнические измерения: время прихода (TOA, *аббр. от англ.* Time of Arrival), разность времен прихода (TDOA, *аббр. от англ.* Time Difference of Arrival), угол прихода/ухода (AOA / AOD, *аббр. от англ.* Angle of Arrival / Departure), разность углов ухода (ADOD, *аббр. от англ.* Angle Difference of Departure). Каждое первичное измерение характеризуется своей геометрической линией положения на плоскости (рисунок 1) и поверхностью положения в пространстве.

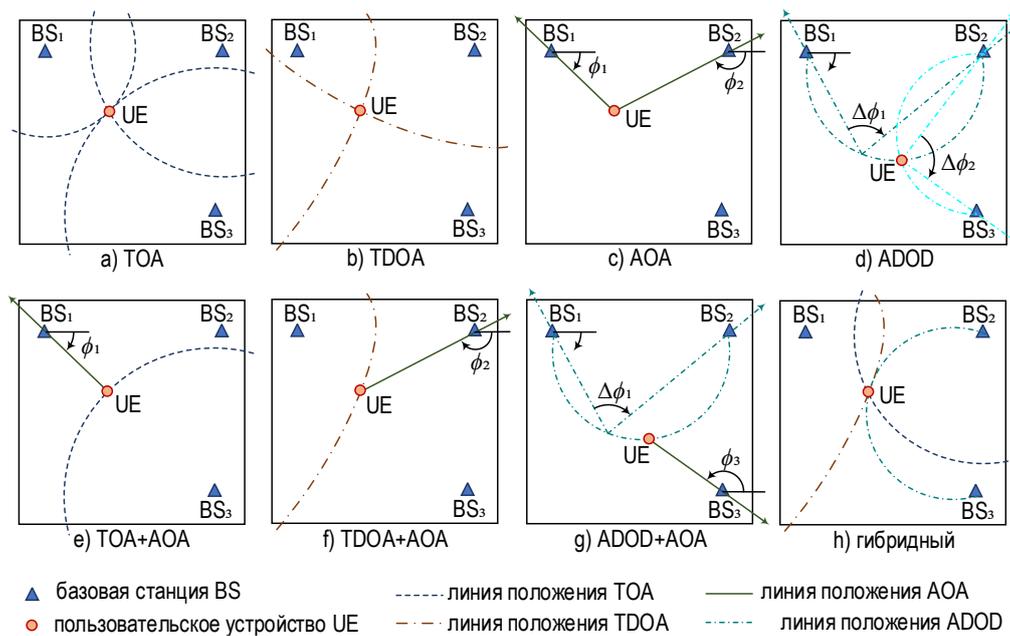


Рис. 1. Геометрические методы позиционирования на плоскости

Fig. 1. Geometric Methods of Positioning on a Plane

Используя вторичную обработку первичных измерений, известные координаты опорных BS и геометрические соотношения между взаимным расположением UE и BS, можно выполнить ОК и ориентации UE. В отличие от моделей и методов позиционирования в сетях предыдущих поколений, в сетях шестого поколения 6G, помимо радиолиний, между BS и UE используются первичные измерения, полученные в радиолиниях с участием RIS, координаты которых также известны. Далее без утраты общности в настоящей работе будем полагать, что сбор и обработка первичных измерений осуществляется в канале «вверх» радиолинии UE→BS, когда UE выступает устройством формирования и передачи, а BS – устройством приема и обработки опорных сигналов, по которым осуществляется сбор первичных ДМ и УМ измерений радиотехническими методами. Таблица 1 содержит укрупненные признаки классификации и соответствующие им примеры систем позиционирования.

2.2. Анализ методов позиционирования

2.2.1. Геометрическое позиционирование и локализация с обучением

Геометрическое позиционирование широко используется в современных сетях связи и навигации и основано на геометрических соотношениях между взаимным расположением UE и BS. Собранные на BS первичные измерения используются как параметры при вторичной обработке. В основе вторичной обработки лежат нелинейные соотношения, связывающие геометрические линии положе-

ния первичных измерений, известные координаты / ориентацию опорных BS и неизвестные координаты / ориентацию UE.

ТАБЛИЦА 1. Укрупненные признаки и примеры систем позиционирования

TABLE 1. General Features and Examples of Positioning Systems

Признак	Пример
Сценарий позиционирования	снаружи помещений, внутри помещений
Радиотехническая система	ГНСС, сотовые сети 2G-5G, B5G/6G, сети радиодоступа WiFi
Метод позиционирования	на основе геометрических соотношений, на основе машинного обучения
Первичные сигналы	радиоизлучение, оптическое (видимое) излучение
Тип радиолокации	активная (передача и прием), пассивная (прием)
Архитектура системы	централизованная, распределенная, кластерная
Оцениваемые координаты	абсолютные, относительные
Взаимодействие субъектов	кооперативное / некооперативное позиционирование

Рисунок 1 иллюстрирует известные геометрические методы позиционирования UE радиотехническими методами с использованием опорных BS с известными координатами. Нелинейное соотношение геометрического метода позиционирования формализуется целевой функцией, оптимизируя которую, оценивают неизвестные координаты и ориентацию UE на плоскости или в пространстве.

Данные методы основаны преимущественно на предположении о сборе первичных ДМ и УМ измерений в условиях LOS в радиолиниях между BS, UE и RIS. Преимуществом геометрических методов позиционирования является возможность установления теоретических пределов точности их работы аналитически.

В более сложных условиях PPB при NLOS в радиолиниях между BS, UE и RIS смоделировать геометрический сценарий взаимного расположения субъектов BS, RIS и объекта позиционирования UE становится уже затруднительно. В таких сценариях находит применение позиционирование или локализация с машинным обучением (ML, аббр. от англ. Machine Learning). Алгоритмы ML основаны на предварительном оффлайн-обучении. Примером использования данного подхода в задачах позиционирования является обработка уровней принимаемых сигналов (RSSI, аббр. от англ. Received Signal Strength Indicator) от точек доступа беспроводных локальных сетей (WLAN, аббр. от англ. Wireless Local Area Network) и построение баз данных радиокарт [47]. Данный этап измерений выполняется заблаговременно (оффлайн); при работе онлайн выполняется измерение текущих принимаемых значений RSSI и сопоставление их с заранее записанными в базе данных, на основе чего выполняется ОМП по принципу наибольшего сходства.

В сетях шестого поколения 6G терагерцового диапазона радиоканал вследствие высоких потерь PPB и использования высоконаправленных радиолиний на передаче и приеме характеризуется разреженностью, когда различимыми оказываются несколько однократно отраженных МЛК в условиях NLOS, а также – LOS. Поэтому в сетях 6G наибольший интерес представляют модели и методы геометрического позиционирования по прямым и однократно отраженным лучам.

2.2.2. Оценка координат и ориентации геометрическими методами

Различают ОК на плоскости (позиционирование в 2D) и в пространстве (позиционирование в 3D). Рисунок 1 иллюстрирует геометрические методы позиционирования на плоскости при сборе измерений в канале «вверх» (UL, аббр. от англ. Uplink), когда UE работает на передачу, а BS работают на прием. С точки зрения вторичной обработки первичных измерений времени и угла прихода сигнала различают четыре геометрических метода позиционирования: дальномерный TOA (см. рисунок 1a), разностно-дальномерный TDOA (см. рисунок 1b), угломерный AOA (см. рисунок 1c), разностно-угломерный ADOD (см. рисунок 1d). Остальные геометрические методы представляют их комбинации:

- ДМ–УМ (TOA + AOA) (см. рисунок 1e);
- РДМ–УМ (TDOA + AOA) (см. рисунок 1f);
- РУМ–УМ (ADOD + AOA) (см. рисунок 1g);
- гибридный (TOA + TDOA + ADOD) (рисунок 1h).

ДМ и РДМ методы основаны на измерении задержки (от англ. Lateration) и реализуются алгоритмами трилатерации, а УМ методы основаны на измерении углов (от англ. Angulation) и реализуются алгоритмами триангуляции.

Для практической реализации ДМ метода TOA (см. рисунок 1a) требуется синхронизация передатчика и приемника. При отсутствии синхронизации BS–UE задержку передачи-приема TOA можно оценить альтернативным подходом – измерением РТТ.

Для практической реализации РДМ метода TDOA (см. рисунок 1b) измеряются разности времен прихода сигналов, поэтому достаточно синхронизировать только BS.

Для практической реализации УМ метода AOA (см. рисунок 1c) требуется оборудовать BS антенными решетками, на которых возможно измерение угла прихода сигнала по линии пеленга AOA в направлении на UE. При этом различают одномерное пеленгование 1D AOA на плоскости, когда измеряется только азимут, и двумерное пеленгование 2D AOA в пространстве, когда измеряется азимут и угол места. В обоих случаях линиями положения являются линии пеленга, на пересечении которых находится позиционируемое UE.

Для практической реализации УМ метода AOD требуется оборудовать UE антенными решетками, на которых возможно измерение угла ухода сигнала по пеленгу AOD в направлении заданной BS. Однако вследствие неизвестной ориентации UE на плоскости и в пространстве для ОК интерес представляют не абсолютные, а относительные измерения углов ухода ADOD (см. рисунок 1d); при этом измерения AOD служат для оценки ориентации UE.

В идеализированном сценарии при отсутствии погрешностей первичных измерений и неточностей их вторичной обработки в результате пересечения линий или поверхностей положения получается точка, которая является искомыми координатами позиционируемого UE. Однако на практике первичные измерения характеризуются погрешностями различного происхождения, поэтому в результате пересечения линий или поверхностей положения получается не отдельная точка, а область неопределенности на плоскости или в пространстве, внутри которой робастные алгоритмы вторичной обработки должны находить ОК устройств с наименьшей погрешностью.

Таблица 2 систематизирует требования к геометрическим методам позиционирования.

ТАБЛИЦА 2. Требования к геометрическим методам позиционирования

TABLE 2. Requirements for Geometric Positioning Methods

Геометрические методам позиционирования / требования		TOA	TDOA	AOA	ADOD
Требуемое число BS на одно измерение	-	1	2	1	2
Геометрическая линия или поверхность положения	2D	окружность	гипербола	линия	дуга
	3D	сфера	гиперболоид	линия	поверхность вращения дуги
Требуемое число измерений для оценки координат	2D	3	3	2	3
	3D	4	4	2	4
Требуемое число измерений AOD для оценки ориентации	1D	1, необходима оценка координат в 2D			
	2D	1, необходима оценка координат в 3D			
	3D	2, необходима оценка координат в 2D			
Системные требования	-	синхронизация BS-UE, RTT	синхронизация BS-BS	антенная решетка на BS	антенная решетка на UE

Оценка ориентации UE представляет интерес для решения задач диаграммообразования AP устройства при работе на передачу и прием. Требованием для оценки ориентации UE является измерение углов ухода AOD на стороне UE. По числу измеряемых углов Эйлера выделяют оценку ориентации в сценариях 1D, 2D и 3D, где измеряются углы $[\alpha]$, $[\alpha, \beta]$ и $[\alpha, \beta, \gamma]$, соответственно. Соотношения между углами Эйлера α, β, γ и матрицами поворота в локальной и глобальной СК описывается далее.

Оценка ориентации в 1D (оценка угла Эйлера $[\alpha]$) выполняется при позиционировании на плоскости с использованием линейной эквидистантной AP (ULA, аббр. от англ. Uniform Linear Array) при известных координатах в 2D. Например, объект, осуществляющий движение на плоскости, может оценить свою ориентацию в 1D вместе с оценкой координат посредством измерения углов ухода AOD.

Оценка ориентации в 2D (оценка углов Эйлера $[\alpha, \beta]$) выполняется при позиционировании в пространстве при известных координатах в 3D и требует измерения по меньшей мере одной пары углов ухода AOD (азимута и угла места).

Оценка ориентации в 3D (оценка углов Эйлера $[\alpha, \beta, \gamma]$) выполняется при позиционировании в пространстве при известных координатах в 3D и требует измерения по меньшей мере двух пар углов ухода AOD (азимута и угла места). Вычисление углов Эйлера $[\alpha, \beta, \gamma]$ осуществляется методами оптимизации, например, методом наименьших квадратов (МНК) или методом максимального правдоподобия.

2.3. Анализ показателей и сценариев позиционирования

2.3.1. Показатели эффективности

При построении и функционировании систем, а также при планировании услуг сетевого позиционирования следует учитывать следующие KPI технологий ОМП в сетях 6G [1–3].

Точность оценок координат и ориентации UE является ключевым показателем технологий сетевого позиционирования 6G. Измеряется корнем из среднеквадратической ошибки ОК или интегральной функцией распределения ошибок ОК. При заданной модели сигнала и отношении сигнал/шум (ОСШ) общепринятой оценкой пределов точности позиционирования является НГКР дисперсии погрешности ОК. Аналитическая оценка НГКР является дополнительным источником информации для поиска и обоснования наиболее эффективного в заданных условиях алгоритма позиционирования.

Радиопокрытие заданной области радионавигационным полем из опорных и/или других сигналов сетей 6G, по которым решается задача ОМП, также является ключевым показателем технологий сетевого позиционирования 6G. Вследствие высоких потерь радиосигналов в диапазоне ММВ сетей 5G и терагерцовых волн сетей 6G по сравнению с потерями в диапазоне ДМВ сетей 4G, зоны радиопокрытия шестого поколения для решения задач позиционирования с заданной точностью следует планировать заблаговременно, например, с использованием цифровых моделей местности. Радиопокрытие измеряется обычно территорией на плоскости в 2D или объемом пространства в 3D.

Задержка в предоставлении услуги позиционирования определяется как интервал времени между отправкой UE запроса на ОМП и получением от сети ответа с ОК. При использовании сеть PRS задержка определяется периодичностью их передачи и временем их обработки [6, 7].

Обновление оценок координат в сценариях позиционирования подвижных UE или транспортных средств определяется как величина, обратная времени задержки получения и обновления ОК в сценариях отслеживания подвижных UE и измеряется частотой обновления [48, 49].

Стабильность предоставления услуги позиционирования можно оценить как снижение точности

ОК на интервале времени так называемой «глухоты», которая является следствием кратковременной утраты взаимной ориентации лучей в высоконаправленных радиополосах между стационарной BS и подвижным UE [50–52].

Масштабируемость предоставления услуги позиционирования определяется как способность системы сетевого позиционирования 6G адаптироваться к решению задачи ОМП с использованием инфраструктуры BS при увеличении числа UE.

Мобильность позиционируемых подвижных UE ограничивается влиянием эффекта Доплера и определяется допустимой скоростью устройств, при которой услуга позиционирования оказывается с требуемыми KPI.

Сложность системы сетевого позиционирования 6G определяется объемом необходимого для реализации услуг ОМП аппаратного и программного обеспечения. Под аппаратным обеспечением

понимают, в первую очередь, оборудование инфраструктуры BS, RIS и UE [53]. Настоящее исследование посвящено особенностям программной реализации алгоритмов ОК и ориентации UE в заданных сценариях.

2.3.2. Сценарии позиционирования

В сетях шестого поколения 6G выделяют следующие сценарии: телехирургия, голография, связь транспортных средств, цифровые двойники, кооперативные роботы, локализация угроз. Во всех перечисленных сценариях востребовано высокоточное радиотехническое UE. Таблица 3 систематизирует ожидаемые KPI и сценарии позиционирования в сетях 6G [53].

Анализ показателей говорит о стремлении к достижению дециметровой и сантиметровой точности ОК в сетях 5G и 6G, соответственно.

ТАБЛИЦА 3. Показатели эффективности и сценарии позиционирования в сетях 6G

TABLE 3. Performance Indicators and Positioning Scenarios in 6G Networks

Показатели эффективности / сценарии позиционирования 6G	Точность ОК	Точность ориентации, °	Радиопокрытие, м	Задержка, мс	Частота обновления, Гц	Масштабируемость, 1/км ²	Мобильность, км/ч
5G KPI	10 см	10	-	1	-	10 ⁶	500
6G KPI	1 см	1	-	~ 0,1	-	10 ⁷	1000
Телехирургия	< 1 мм	< 1	-	-	≥ 10	-	-
Голография	< 1 см	1	10	5	≥ 100	-	-
Связь ТС	< 1 м	-	> 100	1	1–10	-	-
Цифровые двойники	1 см	-	~ 130	0,1–1	≥ 10	-	-
Кооперативные роботы	< 1 см	< 1	-	1	≥ 10	-	-
Локализация угроз	1 см	-	~ 130	1	≥ 10	-	-

2.4. Анализ технологий позиционирования

2.4.1. Анализ технологий позиционирования по диапазонам частот

Формализуем технологии и средства радиотехнического позиционирования в сетях пятого 5G и шестого 6G поколений. В зависимости от используемого спектра электромагнитного излучения различают технологии сетевого позиционирования, работающие в четырех укрупненных диапазонах (таблица 4).

Диапазон ультракоротких волн (УКВ) – до 30 ГГц, традиционный для подвижной связи CRF (Conventional Radio Frequency), включает ДМВ и сантиметровые (СМВ) волны.

Диапазон миллиметровых волн – от 30 до 100 ГГц получил распространение в сетях 5G.

Диапазон субмиллиметровых или терагерцовых волн – от 0,3–3 ТГц получил распространение в сетях шестого поколения 6G.

Диапазон видимого света (VL, аббр. от англ. Visible Light) – электромагнитное излучение, воспринимаемое человеческим глазом от 400 до 770 ТГц.

ТАБЛИЦА 4. Категории систем позиционирования по диапазону частот

TABLE 4. Categories of Positioning Systems by Frequency Range

Обозначение	Диапазон	Системы	Особенности
УКВ (CRF)	0,3 – 30 ГГц	ГНСС, 2G GSM, 3G UMTS, 4G LTE, WiFi	многопозиционная ОК преимущественно в условиях LOS
ММВ (mmWave)	30 – 300 ГГц	5G NR	однопозиционная ОК в условиях LOS/NLOS
ТГц (THz)	0,3 – 3 ТГц	6G	однопозиционная ОК в условиях LOS/NLOS с RIS в ближней зоне
Свет (VL)	400 – 790 ТГц	LIDAR	обособленные приборы, не являющиеся составной частью системы связи

В диапазоне УКВ работают глобальные навигационные спутниковые системы ГНСС и ГЛОНАСС. Спутниковые системы решают задачи позиционирования преимущественно снаружи помещений и могут достигать метровой точности при передаче ассистирующей информации для приемника ГНСС по протоколу SUPL (*аббр. от англ. Secure User Plane Location*) в сетях подвижной радиосвязи, начиная с LTE [1–3]. Внутри помещений условия LOS с UE нарушаются, и системы ГНСС перестают работать с ожидаемой точностью. Для позиционирования внутри помещений получили распространение беспроводные локальные сети семейства стандартов WiFi.

В диапазоне ММВ работают сети пятого поколения 5G NR, использующие многоантенные системы MIMO с гибридной архитектурой. Увеличение несущей частоты вместе с ростом ширины полосы сигнала с десятков (LTE) до сотен (NR) мегагерц позволяет выполнять разрешение МЛК и, таким образом, повышать точность позиционирования в условиях NLOS. Также отличительной особенностью ИМП устройства в сетях 5G является возможность решения задачи позиционирования однопозиционным методом с использованием одной BS.

В диапазоне VL работают сверхширокополосные системы связи VLC (*аббр. от англ. Visible Light Communication*). В качестве приемопередатчиков используются лазерные диоды и светодиоды. Лазерные диоды обеспечивают работу в широкой полосе частот на достаточно больших расстояниях; препятствием в их использовании является необходимость точного выравнивания направленный линий связи. Пример практического использования – лидары (LIDAR, *аббр. от англ. Light Detection and Ranging*), которые, однако, работают как обособленные приборы и не являются составной частью какой-либо системы связи. Светодиоды используются для освещения и обеспечивают достаточное световое покрытие, но чрезмерно чувствительны к окружающей среде [53].

2.4.2. Анализ особенностей позиционирования

Технологии сетевого позиционирования шестого поколения 6G терагерцового диапазона можно рассматривать как развитие и дополнение технологий сетевого позиционирования 5G миллиметрового диапазона. Выполним далее сравнение технологий позиционирования в сетях 5G и 6G. Таблица 5 систематизирует факторы, достоинства и недостатки технологий позиционирования, согласно обзору [53].

Накладные расходы на установление и поддержание направленного соединения обычно выше, чем для соединения устройств, которые работают с ненаправленными антеннами. Под накладными

расходами понимаются кадры, передача и прием которых не связаны с полезным информационным обменом. Применительно к управлению лучами – это передача и прием кадров при изменении ориентации лучей на передаче и приеме до тех пор, пока они не будут выровнены по критерию максимального уровня принимаемого сигнала [50–52]. Установление двунаправленного соединения реализуется сканированием лучами на передаче и приеме по азимуту и углу места, в результате чего лучи в радиолинии оказываются сориентированными друг в друга. При реализации процедуры сканирования следует соблюдать компромисс между скоростью и точностью выравнивания лучей: чем шире лучи на передаче и приеме, тем быстрее они окажутся сориентированными друг в друга; соответственно, чем уже лучи, тем дольше длится перебор пространства по азимуту и углу места и тем выше накладные расходы на установление такого двунаправленного соединения. В отечественной терминологии такой подход иногда называют амплитудной пеленгацией.

Конфигурация сигнала позиционирования в OFDM-радиоинтерфейсе задается целым набором параметров даже внутри кадра: число поднесущих в домене частот, число временных интервалов в домене времени. Таковы, например, выделенные PRS, подробно исследованные в [6, 7]. Чем больше PRS занимают частотно-временного ресурса в OFDM-сигнале, тем меньше ресурсных блоков остается на передачу полезной информации и, соответственно, выше накладные расходы. Помимо конфигурации внутри кадра, PRS характеризуются и периодичностью передачи в последовательности кадров, что также влияет и на задержку передачи данных, и на частоту обновления ОК.

Переход из традиционного для сетей подвижной радиосвязи диапазона УКВ в ММВ и ТГц-диапазон знаменует существенным увеличением несущей частоты f , а также занимаемой ширины полосы W радиосигнала. Рост несущей частоты приводит к пропорциональному уменьшению длины волны, что, в свою очередь, позволяет: снизить геометрические размеры AP с сохранением числа ее элементов, или увеличить размерность решетки с сохранением ее геометрических размеров. С одной стороны, недостатком увеличения несущей частоты при переходе из ММВ в ТГц-диапазон является резкое увеличение потерь при РРВ. С другой стороны, преимуществом увеличения потерь при РРВ является снижение числа разрешимых в домене задержки МЛК, которые обычно снижают точность позиционирования. Сама возможность разрешения МЛК возрастает с увеличением ширины полосы сигнала. Так, например, при ширине полосы 100 МГц разрешение по расстоянию составит 3 м, а при ширине полосы 1 ГГц – уже 0,3 м.

ТАБЛИЦА 5. Анализ факторов и особенностей позиционирования в сетях 5G и 6G

TABLE 5. Analysis of Factors and Features of Positioning in 5G and 6G Networks

Фактор	5G, ММВ	Достоинство	Недостаток	6G, ТГц	Достоинство	Недостаток
Несущая частота, длина волны	30–100 ГГц, 3–10 мм	небольшое число МЛК	потери РРВ пропорциональны 10^4d	0,1–10 ТГц, 0,03–3 мм	миниатюризация	потери РРВ пропорциональны $10^5 - 10^7d$
Ширина полосы частот	400 МГц	ДМ разрешение ~ 0,75 м	высокая частота дискретизации	1–10 ГГц	ДМ разрешение 3–30 см	высокое энергопотребление АЦП, большой объем данных
Размер AP	10×10 элементов	угловое разрешение ~ 10°	средние накладные расходы на управление лучом	100×100 элементов	угловое разрешение < 1°, без МЛК в луче	высокие накладные расходы на управление лучом
Тип AP	гибридная планарная решетка UPA	компромиссное построение тракта TX / RX, измерение азимута и угла места	скорость сканирования пропорционально ширине луча	составной массив решетки AOSA	приемлемая реализация, измерение азимута и угла места, УМ ОМП без ДМ	скорость сканирования пропорциональна ширине луча, нужна калибровка AP
Несовершенство аппаратуры	Квантование в PS, АЦП	снижение сложности аппаратной реализации и энергопотребления	потеря точности ОК и ориентации	IQI, PN, PA, ADC	возможность использовать эффекты для уточнения ОК и ориентации	ограничение мощности, невозможность использования типовых DSP
Требования к синхронизации	< 10 нс	требуется для ДМ и РДМ методов	сложно поддерживать	< 1 нс	требуется для ДМ и РДМ методов	чрезвычайно сложно реализовать и поддерживать
Форма используемого сигнала	OFDM	компенсация МЛК, структурированность сигнала	нелинейные искажения вследствие высокого пик-фактора	–	форма сигнала не принципиальна	DSP и определяется формой сигнала
Эффекты РРВ	небольшое число кластеров	небольшое число NLOS-компонент, возможность извлечь луч LOS	снижение точности при блокировании луча LOS	небольшое число компонент, расщепление луча BSE, ближняя зона NF	малое число компонент, возможность использования эффектов BSE и NF	использование эффектов BSE и NF потребует новых DSP
Метод позиционирования	многопозиционная и однопозиционная ОК	простота и масштабируемость	нужна синхронизация и координация нескольких BS	многопозиционная и однопозиционная ОК с участием RIS	снижение требований к синхронизации за счет только УМ	новая инфраструктура RIS, требуется калибровка RIS
Конфигурация сигнала позиционирования	DL-PRS, AOD	широковещательные сигналы, комбинирование ДМ и УМ измерений	измерение углов по признаку мощности	–	повышенная точность ОК и ориентации	увеличение накладных расходов и задержки

Примечание: АЦП – аналого-цифровой преобразователь; UPA (аббр. от англ. Uniform Planar Array) – планарная AP

Увеличение f и W усложняют аппаратную реализацию приемопередатчиков и приводят к необходимости учета несовершенства аппаратного обеспечения, влияющего на точность позиционирования. Более того, отработанная в сетях LTE и NR форма OFDM-сигнала может оказаться неподходящей для широкополосных сигналов терагерцового диапазона вследствие известной проблемы высокого пик-фактора. Альтернативным вариантом яв-

ляются OFDM-сигналы с дискретным преобразованием Фурье, используя которые передатчик модулирует все поднесущие одинаковыми данными, что снижает пик-фактор, сохраняя устойчивость к обработке МЛК. При построении математической и имитационной моделей радиоканала MIMO терагерцового диапазона необходимо учитывать эффекты SWM в условиях NF, а также эффект расщепления луча BSE при широкой полосе частот W в сравнении с несущей частотой f .

В системах радиосвязи использование реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей RIS позволяет повысить отношение сигнал/шум и, таким образом, увеличить пропускную способность. В задачах ОМП RIS позволяет повысить точность ОК и ориентации UE за счет того, что является собой (помимо BS в однопозиционном сценарии) дополнительный опорный пассивный субъект геометрического позиционирования с известными координатами, который реализует сбор вспомогательных первичных измерений об отраженных компонентах, что оказывается особенно информативно при учете кривизны фронта приходящей волны COA в условиях NF. Функционирование RIS можно рассматривать как работу пассивной опорной BS, выполняющей переотражение МЛК предсказуемым образом. RIS не требуют синхронизации, удовлетворяют требованиям по минимальному энергопотреблению на управление отражающими свойствами и при достаточно большом по сравнению с длиной волны геометрическом размере могут формировать условия NF.

В отличие технологий многопозиционного сетевого позиционирования в сетях четвертого поколения 4G LTE диапазона УКВ, основанных преимущественно на обработке лучей LOS с участием не менее четырех BS, в сетях пятого 5G и последующих 5G поколений диапазона ММВ и терагерцовых волн получает распространение однопозиционная ОК устройства с участием единственной BS. Это становится возможным за счет свойства разряжен-

ности радиоканала, учета однократно отраженных МЛК в условиях NLOS, а также при содействии RIS. В частности, разрешение отдельных МЛК в домене времени становится возможным за счет увеличения ширины полосы сигнала до единиц ГГц.

3. Математическая модель сбора первичных измерений для позиционирования

В настоящем разделе выполняется математическая формализация геометрического сценария позиционирования в сетях 6G, описывающая взаимное расположение объекта и субъектов позиционирования, а также соответствующие им пространственные вектора в глобальной и локальной СК. Затем приводится обобщенная модель канала и приема ММО-системы в дальней зоне, включающая условия наличия и отсутствия LOS, а также радиолинию с участием RIS. В заключении выполняется уточнение модели канала и приема ММО-системы в NF с учетом эффекта расщепления луча и несовершенства аппаратного обеспечения. При подготовке раздела использованы материалы из [53].

3.1. Геометрический сценарий позиционирования

3.1.1. Параметры и обозначения

Формализуем математическую модель сбора первичных ДМ и УМ измерений при позиционировании UE с использованием BS и RIS. Рисунок 2 иллюстрирует сценарий позиционирования.

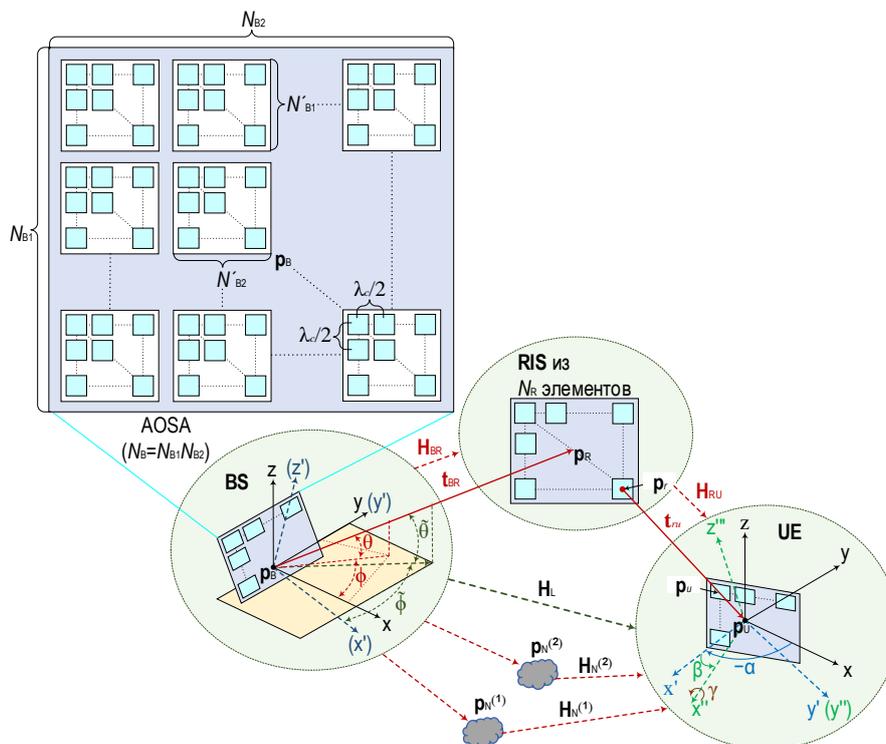


Рис. 2. Сценарий позиционирования в сетях 6G

Fig. 2. Positioning Scenario in 6G Networks

Отличительной особенностью позиционирования в сетях 6G является использование на BS составных массивов SA (аббр. от англ. Sub Array) AP, получившей название AOSA. Сценарий позиционирования 6G на рисунке 2 можно рассматривать как многоантенную систему сверхвысокой размерности UM-MIMO, где BS, UE и RIS оборудованы решетками. Под глобальными координатами BS, UE и RIS далее понимается геометрический центр их AP. Таблица 6 содержит параметры математической модели позиционирования UE в сетях 6G [53].

ТАБЛИЦА 6. Параметры математической модели позиционирования в сетях 6G

TABLE 6. Parameters of the Mathematical Model of Positioning in 6G Networks

Обозначение	Описание
\mathbf{p}_Q	координаты BS, RIS, UE, NLOS, $Q \in \{B, R, U, N\}$
\mathbf{p}_q	глобальные координаты q – го элемента AP, $q \in \{b, r, u\}$
$\tilde{\mathbf{p}}_q$	локальные координаты q – го элемента AP, $q \in \{b, r, u\}$
N_Q	число элементов AP BS, RIS, UE, $Q \in \{B, R, U\}$
N'_Q	число элементов составного SA массива AOSA, $Q \in \{B, R, U\}$
L_N	число МЛК в условиях NLOS
\mathbf{R}_Q	матрица поворота BS, RIS, UE, $Q \in \{B, R, U\}$
\mathbf{o}_Q	вектор ориентации по углам Эйлера BS, RIS, UE, $Q \in \{B, R, U\}$
\mathbf{t}	вектор направления в глобальной СК
$\tilde{\mathbf{t}}$	вектор направления в локальной СК
Φ	углы направления в глобальной СК
$\tilde{\Phi}$	углы направления в локальной СК
Φ'	углы направления луча (ДО)
\mathbf{H}	канальная матрица традиционной MIMO системы
\mathcal{H}	канальная матрица MIMO системы составных массивов AOSA
$\rho e^{-j\kappa}$	комплексный коэффициент канала каждой МЛК
G_B	коэффициент усиления (КУ) BS
G_U	КУ UE
K	число поднесущих (для пилот сигналов)
W	ширина полосы частот
\mathcal{G}	число передач
B	сдвиг синхронизации
\mathcal{A}	коэффициент составного массива AP
K_a	коэффициент ослабления МЛК
K_N	коэффициент отражения МЛК в условиях NLOS
\mathbf{s}	вектор состояния
\mathbf{y}	вектор измерений

3.1.2. Соотношения в глобальной системе координат

Обозначим центр AP базовой станции B , реконфигурируемой интеллектуальной поверхности R или пользовательского устройства U как:

$$\mathbf{p}_Q = [x_Q, y_Q, z_Q]^T, \quad (1)$$

где Q может принимать значения $Q \in \{B, R, U\}$, а число элементов AP равно N_Q .

Под элементом далее понимается минимальный субъект радиосвязи, будь то отдельный элемент единой традиционной AP, составной массив SA в составе решетки из составных массивов AOSA, или же элемент RIS. Обозначим через $\mathbf{p}_b, \mathbf{p}_r, \mathbf{p}_u$ местоположение в глобальной СК отдельного элемента BS, RIS и UE. Сделаем далее допущение о том, что в сценарии передачи-приема (см. рисунок 2) наблюдается N_L МЛК в условиях NLOS, где l -й с однократным отражением – отражатель или рассеиватель с неизвестными координатами $\mathbf{p}_N^{(l)}$ в глобальной СК.

3.1.2. Соотношения в локальной системе координат

Для планарной (UPA) или прямоугольной (URA, аббр. от англ. Uniform Rectangular Array) эквидистантной AP определим ее центр как начало координат в локальной СК, а нормаль к поверхности решетки в ее центре, т. е. прямая, перпендикулярная к касательной плоскости в указанной точке поверхности, определяет ось X . Таким образом, прямоугольная AP лежит в плоскости YZ .

Для $Q \in \{B, R, U\}$ вектор углов Эйлера, описывающих поворот BS, RIS и UE в трехмерном 3D евклидовом пространстве, обозначим выражением:

$$\mathbf{o}_Q = [\alpha_Q, \beta_Q, \gamma_Q]^T, \quad \alpha_Q \in (-\pi, \pi], \quad \beta_Q \in (-\pi/2, \pi/2], \quad \gamma_Q \in (-\pi, \pi]. \quad (2)$$

где сам поворот вокруг осей Z, Y, X используется для описания ориентации AP в глобальной СК.

Обозначим через $\tilde{\mathbf{p}}_q$ координаты q -го элемента решетки BS, RIS и UE в локальной СК, где $q \in \{b, r, u\}$, тогда соотношение между глобальными \mathbf{p}_q и локальными $\tilde{\mathbf{p}}_q$ координатами q -го элемента AP в трехмерном 3D-пространстве определяется как:

$$\mathbf{p}_q = \mathbf{R}_Q \tilde{\mathbf{p}}_q + \mathbf{p}_Q; \quad (3)$$

где \mathbf{p}_Q – центр решетки BS, RIS и UE, в составе которой находится q -й элемент, \mathbf{R}_Q – матрица поворота, получаемая из вектора поворота \mathbf{o}_Q (2) [55]:

$$\mathbf{R}_Q = \begin{bmatrix} c_\alpha c_\beta & c_\alpha s_\beta s_\gamma - c_\gamma s_\alpha & s_\alpha s_\gamma + c_\alpha c_\gamma s_\beta \\ c_\beta s_\alpha & c_\alpha c_\gamma + s_\alpha s_\beta s_\gamma & c_\gamma s_\alpha s_\beta - c_\alpha s_\gamma \\ -s_\beta & c_\beta s_\gamma & c_\beta c_\gamma \end{bmatrix}; \quad (4)$$

где использованы следующие обозначения:

$$c_\alpha = \cos(\alpha_Q), \quad s_\alpha = \sin(\alpha_Q), \quad (5)$$

$$c_\beta = \cos(\beta_Q), \quad s_\beta = \sin(\beta_Q), \quad (6)$$

$$c_\gamma = \cos(\gamma_Q), \quad s_\gamma = \sin(\gamma_Q). \quad (7)$$

Используя обратную матрицу поворота \mathbf{R}_Q^{-1} от (4), можно записать выражение для локальных координат q -го элемента через глобальные координаты \mathbf{p}_Q решетки BS, RIS и UE, в состав которой входит q -й элемент:

$$\tilde{\mathbf{p}}_q = \mathbf{R}_Q^{-1}(\mathbf{p}_q - \mathbf{p}_Q). \quad (8)$$

3.1.3. Вектор направления прихода и ухода сигналов

Рассмотрим вектор направления углов прихода / ухода AOA / AOD сигналов.

Допустим, UE с глобальными координатами $\mathbf{p}_U = [x_U, y_U, z_U]^T$ ведет передачу на BS с глобальными координатами $\mathbf{p}_B = [x_B, y_B, z_B]^T$; тогда расстояние между центрами решеток BS и UE можно представить выражением:

$$d_{BU} = \|\mathbf{p}_U - \mathbf{p}_B\|, \quad (9)$$

где $\|\mathbf{p}_U - \mathbf{p}_B\|$ – евклидова норма вектора направления:

$$\mathbf{p}_U - \mathbf{p}_B = [x_U - x_B, y_U - y_B, z_U - z_B]^T, \quad (10)$$

которая является геометрическим расстоянием между точками \mathbf{p}_U и \mathbf{p}_B в евклидовом пространстве и вычисляется как:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{p}_U - \mathbf{p}_B\| &= \\ &= \sqrt{(x_U - x_B)^2 + (y_U - y_B)^2 + (z_U - z_B)^2}. \end{aligned} \quad (11)$$

Вектор направления \mathbf{t}_{BU} в глобальной СК от BS к UE нормируется расстоянием d_{BU} и определяется по выражению:

$$\mathbf{t}_{BU} = -\mathbf{t}_{UB} = \begin{bmatrix} t_{BU,x} \\ t_{BU,y} \\ t_{BU,z} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{p}_U - \mathbf{p}_B}{d_{BU}}, \quad (12)$$

где \mathbf{t}_{UB} – вектор направления в глобальной СК от UE к BS.

Представим вектор направления в локальной СК $\tilde{\mathbf{t}}_{BU}$ выражением:

$$\tilde{\mathbf{t}}_{BU} = \begin{bmatrix} \tilde{t}_{BU,x} \\ \tilde{t}_{BU,y} \\ \tilde{t}_{BU,z} \end{bmatrix} = \frac{\tilde{\mathbf{p}}_u - \tilde{\mathbf{p}}_b}{d_{bu}}, \quad (13)$$

тогда с учетом описанного порядка поворота вектор направления в локальной СК $\tilde{\mathbf{t}}_{BU}$ можно представить через вектор направления в глобальной СК \mathbf{t}_{BU} как:

$$\tilde{\mathbf{t}}_{BU} = \mathbf{R}_B^{-1} \mathbf{t}_{BU} = \mathbf{R}_B^T \mathbf{t}_{BU}. \quad (14)$$

Направление прихода / ухода AOA / AOD сигналов определяется парой углов (см. рисунок 2):

– азимут $\phi \in (\pi, \pi]$ – угол между проекцией вектора \mathbf{t} на плоскость XY и осью Y ;

– угол места $\theta \in [-\pi/2, \pi/2]$ – между вектором \mathbf{t} и плоскостью XY .

Данные пары углов, задающих направления AOA / AOD, могут определяться как в глобальной, так и в локальной СК, но измерения самих углов могут осуществляться исключительно в локальной СК AP с использованием известных алгоритмов оценки направления прихода сигнала [1–3].

Обозначим направление прихода / ухода AOA / AOD в глобальной СК как:

$$\boldsymbol{\varphi} = [\phi, \theta]^T, \quad (15)$$

а направление прихода / ухода AOA / AOD в локальной СК выражением:

$$\tilde{\boldsymbol{\varphi}} = [\tilde{\phi}, \tilde{\theta}]^T. \quad (16)$$

Из тригонометрических определений азимута $\tilde{\phi}_{BU}$ и угла места $\tilde{\theta}_{BU}$, вектор $\tilde{\mathbf{t}}_{BU}$ (14) направления $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{BU}$ в локальной СК можно представить выражением:

$$\tilde{\mathbf{t}}_{BU} = \mathbf{t}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{BU}) = \begin{bmatrix} \cos(\tilde{\phi}_{BU}) \cos(\tilde{\theta}_{BU}) \\ \sin(\tilde{\phi}_{BU}) \cos(\tilde{\theta}_{BU}) \\ \sin(\tilde{\theta}_{BU}) \end{bmatrix}, \quad (17)$$

где $\mathbf{t}(\boldsymbol{\varphi})$ – функция отображения углов $\boldsymbol{\varphi}$ прихода / ухода AOA / AOD на вектор \mathbf{t} направления прихода / ухода AOA / AOD.

Справедливо и обратное отображение вектора $\tilde{\mathbf{t}}_{BU}$ (13) направления прихода / ухода AOA / AOD (от UE на BS) на углы $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{BU}$ прихода / ухода AOA / AOD:

$$\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{BU} = \begin{bmatrix} \tilde{\phi}_{BU} \\ \tilde{\theta}_{BU} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tan^{-1}(\tilde{t}_{BU,y} / \tilde{t}_{BU,x}) \\ \sin^{-1}(\tilde{t}_{BU,z}) \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Аналогично преобразованиям (17) и (18) в локальной СК можно выполнить соответствующие преобразования и в глобальной СК для углов $\boldsymbol{\varphi}_{BU}$ прихода / ухода AOA / AOD и векторов \mathbf{t}_{BU} направления прихода / ухода AOA / AOD.

Выше были формализованы геометрические соотношения для учета PПВ в радиолинии BS↔UE в условиях LOS между BS и UE: расстояние d_{BU} (9), вектор направления прихода / ухода AOA / AOD в глобальной \mathbf{t}_{BU} (12) и локальной $\tilde{\mathbf{t}}_{BU}$ (13) СК, углы прихода / ухода AOA / AOD в глобальной $\boldsymbol{\varphi}$ (15) и локальной $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}$ (16) СК. Похожее соотношение можно записать и для радиолиний BS↔RIS и RIS↔UE как для условий LOS, так и для $l = 1, \dots, L_N$ однократно отраженных МЛК в условиях NLOS; например, d_{BR} , d_{ru} , $d_{BN}^{(l)}$, $d_{NU}^{(l)}$. Далее формализуем модель MIMO канала в дальней зоне для радиолиний BS↔UE, BS↔RIS и RIS↔UE.

3.2. Модель канала MIMO-системы в дальней зоне

3.2.1. Общее выражение модели канала MIMO

Для исследования и разработки методов и алгоритмов позиционирования в сетях шестого поколения миллиметрового и субмиллиметрового или терагерцового диапазона необходима надлежащая модель радиоканала. Известны детерминированные, статистические и гибридные подходы к моделированию физических явлений при РРВ [18]. Для решения задач позиционирования рассмотрим детерминированную модель РРВ в дальней зоне, когда фронт волны предполагается плоским РВМ (аббр. от англ. Planar Wave Model); в модели NF, напротив, учитывают SWM.

Будем полагать, что используются OFDM-сигналы и анализируется восходящий канал UE→BS, тогда матрицу комплексных коэффициентов канала размерности $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_B \times N_U}$ можно представить выражением [53]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_L + \mathbf{H}_R + \mathbf{H}_N, \tag{19}$$

где \mathbf{H}_L – матрица канала LOS, \mathbf{H}_R – матрица канала RIS, \mathbf{H}_N – матрица канала МЛК в условиях NLOS.

3.2.2. Модель канала в условиях наличия прямой видимости

Матрицу канала LOS для радиолинии BS–UE на центральной несущей частоте f можно представить следующим выражением [53]:

$$\mathbf{H}_L(t, f) = \rho_L(f) e^{-j2\pi(f\tau_{BU} - v_{BU}t)} \times G_B(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{BU}) G_U(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{UB}) \mathbf{a}_B(f, \tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{BU}) \mathbf{a}_U^T(f, \tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{UB}), \tag{20}$$

где $\rho_L(f)$ – коэффициент ослабления LOS на несущей частоте f ; v_{BU} – доплеровский сдвиг частоты; τ_{BU} – задержка при РРВ в радиолинии BS–UE, включающая время распространения сигнала d_{BU}/c на расстояние d_{BU} прямой видимости, а также сдвиг синхронизации B в радиолинии BS–UE; G_B и G_U – КУ антенной решетки BS и UE, соответственно; \mathbf{a}_B и \mathbf{a}_U – направляющие вектора антенной решетки BS

и UE, соответственно; КУ и направляющие вектора зависят от направления прихода AOA на BS $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{BU}$ и направления ухода AOD от UE $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{UB}$ в локальной СК.

Амплитудный коэффициент ослабления луча LOS на несущей частоте f определяется выражением:

$$\rho_L(f) = \frac{c}{4\pi f d_{BU}} \mathcal{K}_a(f, d_{BU}), \tag{21}$$

где $\mathcal{K}_a(f, d_{BU})$ – коэффициент затухания, определяемый несущей частотой f и расстоянием d_{BU} ; в диапазоне ММВ коэффициент затухания учитываются коэффициентом $\mathcal{K}_a = \mathcal{K}_{atm}(f, d)$; в терагерцовом диапазоне молекулярное поглощение, вызванное водяными парами и другими газами, увеличивает потери РРВ, и учитывается коэффициентом $\mathcal{K}_a = e^{-\mathcal{K}_{abs}(f)d/2}$ [53].

Используя идеальную секторную модель (ISM, аббр. от англ. Ideal Sector Model), КУ решеток в условиях LOS на BS и UE можно аппроксимировать выражением:

$$G_Q(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}) = \begin{cases} \sqrt{G_Q^0}, & \tilde{\boldsymbol{\varphi}} \in \left[-\frac{\phi_h}{2}; \frac{\phi_h}{2}\right], \tilde{\boldsymbol{\theta}} \in \left[-\frac{\theta_h}{2}; \frac{\theta_h}{2}\right], \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \tag{22}$$

где G_Q^0 – КУ в направлении максимального излучения; $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}$ – направление прихода / ухода AOA / AOD сигнала, задаваемое парой углов (18) в локальной СК; ϕ_h и θ_h – ширина луча или диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности (HPBW, аббр. от англ. Half Power Beam Width) в горизонтальной и вертикальной плоскостях, соответственно. Для ненаправленных антенн КУ равен единице и справедливо выражение $G_Q(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}, \tilde{\boldsymbol{\theta}}) = 1$.

Рисунок 3 иллюстрирует пример использования узконаправленных антенн, для которых КУ можно аппроксимировать выражением [53]:

$$G^0 \approx 4\pi / (\theta_h \phi_h). \tag{23}$$

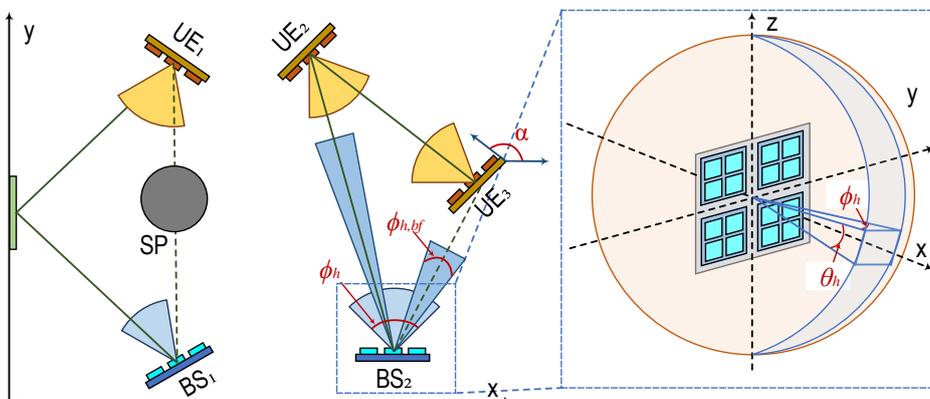


Рис. 3. Учет ширины луча при позиционировании в сетях 6G
 Fig. 3. Taking into Account the Beam Width When Positioning in 6G Networks

Следует различать ширину луча по уровню половинной мощности в горизонтальной $\phi_{h,bf}$ и вертикальной $\theta_{h,bf}$ плоскостях при ДО, от НРВВ в горизонтальной/вертикальной плоскостях ϕ_h/θ_h , определяемой размерностью АР.

Частотно-зависимые направляющие вектора $\mathbf{a}_B(f, \tilde{\Phi}_{BU})$ и $\mathbf{a}_U(f, \tilde{\Phi}_{UB})$ можно представить следующим выражением [53]:

$$\mathbf{a}_Q(\tilde{\Phi}) = [a_Q(1), \dots, a_Q(q), \dots, a_Q(N_Q)]^T, \quad (24)$$

где q -й элемент вектора $\mathbf{a}_Q(\tilde{\Phi})$ определяется выражениями:

$$\begin{aligned} a_Q(q) &= e^{j\frac{2\pi f}{c}(\mathbf{R}_Q^T(\mathbf{p}_q - \mathbf{p}_Q))^T(\mathbf{R}^T \mathbf{t}(\Phi))} = \\ &= e^{j\frac{2\pi f}{c}(\mathbf{p}_q - \mathbf{p}_Q)^T \mathbf{t}(\Phi)}, \end{aligned} \quad (25)$$

$$a_Q(q) = e^{j\frac{2\pi f}{c}\Psi_q(\tilde{\Phi})} = e^{j\frac{2\pi f}{c}\tilde{\mathbf{p}}_q^T \mathbf{t}(\tilde{\Phi})}, \quad (26)$$

где элементы $a_Q(q)$ направляющего вектора описываются с использованием пары углов в глобальной Φ (15) и локальной $\tilde{\Phi}$ (16) СК, соответственно; отображение вектора углов $\tilde{\Phi}_{BU}$ на вектор направления $\tilde{\mathbf{t}}_{BU}$ определяется в (17).

Допустим далее, что влиянием доплеровского сдвига частоты ν_{BU} можно пренебречь, а коэффициенты затухания одинаковы на всех поднесущих OFDM-сигнала, т. е. $\mathcal{K}_a(f, d) = \mathcal{K}_a(f_c, d)$, где f_c – центральная несущая частота. Тогда матрицу канала LOS на k -й поднесущей можно представить как:

$$\mathbf{H}_L[k] = c_k \rho_L e^{-j\xi_L} e^{-j2\pi\Delta f_k \tau_L} \mathbf{a}_B(\tilde{\Phi}_{BU}) \mathbf{a}_U^T(\tilde{\Phi}_{UB}), \quad (27)$$

где отношение между центральной несущей f_c и поднесущей f_k частотами равно:

$$c_k = f_c / f_k, \quad (28)$$

а частота поднесущих с разносом Δf_k вычисляется по формуле:

$$f_k = f_c + \Delta f_k = f_c + (2k - 1 - K)W / (2K), \quad (29)$$

направляющие вектора $\mathbf{a}_B(\tilde{\Phi}_{BU})$ и $\mathbf{a}_U(\tilde{\Phi}_{UB})$ на k -й поднесущей вычисляются по формуле (24) с подстановкой в (25) и (26) значений f_k (29) вместо f .

Комплексный коэффициент канала $\rho_L e^{-j\xi_L}$ и задержка τ_L времени прихода сигнала TOA из (27) определяются выражениями [53]:

$$\rho_L = \frac{\lambda_c}{4\pi d_{BU}} \mathcal{K}_a(f_c, d_{BU}) G_B(\tilde{\Phi}_{BU}) G_U(\tilde{\Phi}_{UB}), \quad (30)$$

$$\xi_L = 2\pi f_c \tau_L, \quad (31)$$

$$\tau_L = d_{BU} / c + B, \quad (32)$$

где c – скорость света; B – сдвиг синхронизации.

Допущение 1. При $B = 0$ имеем радиолинию BS-UE с идеальной синхронизацией. Сдвиг синхронизации B предполагается одинаковым для всех передач в радиолинии BS-UE. Для многопозиционной

системы ОМП с несколькими BS, каждая из которых может характеризоваться своим сдвигом синхронизации.

Допущение 2. Несмотря на то, что параметры комплексного коэффициента канала ρ_L / ξ_L могут быть установлены из геометрических соотношений взаимного расположения BS и UE в условиях LOS, их обычно трактуют как неизвестные параметры вследствие динамических условий РРВ и нелинейности аппаратного обеспечения приемопередающего тракта миллиметрового и терагерцового диапазона. Такой сценарий позиционирования далее называется сценарием с неизвестным каналом. В сценарии позиционирования с частично известным каналом параметр ρ_L предполагают известным, а ξ_L – неизвестным; дальность d_{BU} можно оценить из коэффициента ослабления луча LOS ρ_L .

3.2.2. Модель канала реконфигурируемой интеллектуальной поверхности

В радиолинии с RIS переданный UE сигнал сначала принимается RIS и, таким образом, образует радиолинию RIS-UE. Затем, после изменения амплитуд и фаз элементами RIS, сигнал передается на BS и, таким образом, образует радиолинию BS-RIS.

Канальную матрицу RIS \mathbf{H}_R можно представить следующим выражением [53]:

$$\mathbf{H}_R = \mathbf{H}_{BR} \mathbf{\Omega} \mathbf{H}_{RU}, \quad (33)$$

где $\mathbf{H}_{BR} \in \mathbb{C}^{N_B \times N_R}$, $\mathbf{H}_{RU} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_U}$ – канальные матрицы BS-RIS и RIS-UE, соответственно; комплексные коэффициенты составных канальных матриц \mathbf{H}_{BR} и \mathbf{H}_{RU} .

Диагональная матрица $\mathbf{\Omega} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$ образована комплексными коэффициентами:

$$\mathbf{\Omega} \triangleq \text{diag}(\beta_1 e^{jw_1}, \dots, \beta_{N_R} e^{jw_{N_R}}), \quad (34)$$

где $w_n \in [0, 2\pi)$ – фазовый сдвиг; $\beta_n \in [0, 1]$ – коэффициент отражения n -го элемента RIS, $n = 1, \dots, N_R$.

Из допущения о ненаправленном излучении и единичном КУ отдельного элемента RIS, а также принимая площадь одного элемента RIS равной $\lambda^2 / (4\pi)$, канальную матрицу \mathbf{H}_R на k -й поднесущей можно представить выражением [53]:

$$\mathbf{H}_R[k] = c_k^2 \rho_R e^{-j\xi_R} e^{-j2\pi\Delta f_k \tau_R} \times \mathbf{a}_B(\tilde{\Phi}_{BR}) \mathbf{a}_R^T(\tilde{\Phi}_{RB}) \mathbf{\Omega} \mathbf{a}_R(\tilde{\Phi}_{RU}) \mathbf{a}_U^T(\tilde{\Phi}_{UR}), \quad (35)$$

где

$$\rho_R = \frac{\lambda_c^2}{16\pi^2 d_{BR} d_{UR}} \mathcal{K}_a(f_c, d_{BR}) \mathcal{K}_a(f_c, d_{UR}) \times \times G_B(\tilde{\Phi}_{BR}) G_R(\tilde{\Phi}_{RB}) G_R(\tilde{\Phi}_{RU}) G_U(\tilde{\Phi}_{UR}), \quad (36)$$

$$\xi_R = 2\pi f_c \tau_R, \quad (37)$$

$$\tau_R = \frac{d_{BR} + d_{UR}}{c} + B. \quad (38)$$

3.2.3. Модель канала в условиях отсутствия прямой видимости

В условиях NLOS переданный сигнал может отражаться другими объектами в радиолинии и приниматься после однократных и/или многократных переотражений. Помимо комплексных коэффициентов канала следует дополнительно учитывать и коэффициенты отражения. В диапазоне ММВ коэффициенты отражения можно оценить из соотношений геометрической оптики и статистики ослаблений сигналов после отражений в радиолинии. В диапазоне терагерцовых волн условия NLOS имеют следующие отличия. Во-первых, МЛК терагерцового диапазона испытывают существенно более высокие потери при РРВ, поэтому, значимых с точки зрения энергетики радиоприема МЛК становится существенно меньше; в итоге канал характеризуется еще большей, по сравнению с диапазоном ММВ, разреженностью. Во-вторых, отражающие поверхности, которые для диапазона ММВ могут рассматриваться как гладкие, в терагерцовом диапазоне уже характеризуются неровностями и приводят к рассеянию и дифракции субмиллиметровых волн.

Для учета МЛК терагерцового радиоканала в условиях NLOS могут использоваться статистические подходы, а также модели и методы трассировки лучей. Для задач позиционирования будем далее учитывать в радиолинии между BS и UE наличие L_N разрешаемых в домене времени МЛК и соответствующих им отражателей с координатами \mathbf{p}_N и NLOS коэффициентами $\mathcal{K}_N^{(l)}$; при этом рассеянными компонентами пренебрегают, а каждому отражателю соответствует единственная однократно отраженная МЛК.

Канальную матрицу NLOS \mathbf{H}_N можно представить суммой канальных матриц L_N МЛК:

$$\mathbf{H}_N = \sum_{l=1}^{L_N} \mathbf{H}_N^{(l)}, \quad (39)$$

где канальная матрица k -й поднесущей для l -й МЛК определяется как [53]:

$$\mathbf{H}_N^{(l)}[k] = c_k \rho_N^{(l)} e^{-j\xi_N^{(l)}} e^{-j2\pi\Delta f_k \tau_N^{(l)}} \times \mathbf{a}_R(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{RU}) \mathbf{a}_U^T(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{UR}), \quad (40)$$

где

$$\rho_N^{(l)} = \frac{\lambda_c}{4\pi d_N^{(l)}} \times \mathcal{K}_N^{(l)} \mathcal{K}_a^{(l)}(f_c, d_N^{(l)}) G_B^{(l)}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{NB}) G_U^{(l)}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{UN}), \quad (41)$$

$$\xi_N^{(l)} = 2\pi f_c \tau_N^{(l)}, \quad (42)$$

$$\tau_N^{(l)} = \frac{d_{BN}^{(l)} + d_{NU}^{(l)}}{c} + B. \quad (43)$$

Формализовав модели канала MIMO в дальней зоне при LOS (27) и NLOS (40), а также для RIS (35), далее рассмотрим модели приема в традиционной

MIMO-системе с едиными массивом AP, а также в UM-MIMO-системе, образованной составными массивами решеток AOSA.

3.3. Модель приема MIMO-системы в дальней зоне

3.3.1. Архитектура MIMO-систем

В MIMO-системах диапазона ДМВ обработка сигналов при передаче и приеме для всех элементов AP производится в цифровом виде в информационной полосе частот. Каждый элемент AP непосредственно связан с радиочастотным модулем RFC (*аббр. от англ.* Radio Frequency Chain), т. е. оборудован своим аналоговым трактом: при приеме сигнал поступает с RFC на АЦП, а при передаче сигнал поступает с цифроаналогового преобразователя (ЦАП) на RFC. ДО на передачу и прием реализуется подбором комплексных весовых коэффициентов AP в цифровом виде. Понижающее (при приеме) и повышающее (при передаче) преобразование частоты в модуле RFC обычно реализуется в аналоговой форме. Такой подход называют цифровым ДО.

С увеличением несущей частоты при переходе в диапазон ММВ для компенсации потерь при РРВ необходимо повышать направленность AP, измеряемую КУ, путем увеличения ее размерности, измеряемой числом элементов AP. В таком случае описанный выше подход цифрового ДО, когда каждому элементу AP соответствует свой аналоговый тракт RFC, становится сложно реализуемым на практике ввиду пропорционального роста энергопотребления. Для использования преимуществ ДО многоантенных MIMO-систем с AP высокой размерности на практике реализуется подход гибридного (аналого-цифрового) ДО. Символы данных в информационной полосе частот сначала прекодируются цифровым прекодером, а затем поступают на аналоговую диаграммообразующую схему, реализованную на фазовращателях или линзовых антеннах. AP при этом может быть представлена единым массивом элементов, или же набором из составных массивов элементов AOSA.

Для полносвязной архитектуры с фазовращателями каждый аналоговый тракт RFC связан со всеми элементами *единого массива* AP через индивидуальный набор фазовращателей. В архитектуре *составного массива* AOSA каждый аналоговый тракт RFC связан только с частью элементов всей AP, образующих составной массив SA. Для UM-MIMO-диапазона терагерцовых волн по критериям спектральной эффективности и энергопотребления предпочтительнее оказывается архитектура составного массива AP AOSA. Далее формализуем модели приема сигналов по схеме цифрового и гибридного или аналого-цифрового ДО единым и составным массивами AP.

3.3.2. Модель приема в цифровой MIMO-системе с единым массивом AP

В цифровой MIMO-системе каждому элементу AP соответствует свой аналоговый тракт RFC и АЦП / ЦАП. Пусть P – средняя мощность передачи. Тогда для модели канала MIMO в дальней зоне, определяемой формулами (19)–(43), вектор принятого сигнала на k -й поднесущей при g -й передаче OFDM-символа можно представить выражением:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(g)}[k] &= \sqrt{P}\mathbf{H}[k]\mathbf{x}^{(g)}[k] + \mathbf{n}^{(g)}[k] = \\ &= \boldsymbol{\mu}^{(g)}[k] + \mathbf{n}^{(g)}[k], \end{aligned} \quad (44)$$

где $\boldsymbol{\mu}^{(g)}[k] \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ – вектор принятого сигнала на k -й поднесущей при g -й передаче без учета вектора $\mathbf{n}^{(g)}[k] \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ комплексных выборок аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ):

$$\boldsymbol{\mu}^{(g)}[k] = \sqrt{P}\mathbf{H}[k]\mathbf{x}^{(g)}[k]. \quad (45)$$

Комплексные выборки вектора АБГШ $\mathbf{n}^{(g)}[k]$ имеют нормальное распределение $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ с нулевым средним и дисперсией σ_n^2 , а нормированный вектор переданного сигнала $\mathbf{x}^{(g)}[k] \in \mathbb{C}^{N_U \times 1}$ может быть выбран произвольно, или согласно порядку работы диаграммообразующей схемы, при ограничении:

$$\|\mathbf{x}^{(g)}[k]\|^2 = 1. \quad (46)$$

Если совокупная энергия распределяется по всем $k = 1, \dots, K$ поднесущим и всем $g = 1, \dots, G$ OFDM-символам, нормированный вектор переданного сигнала $\mathbf{x}^{(g)}[k] \in \mathbb{C}^{N_U \times 1}$ удовлетворяет условию:

$$\|\mathbf{x}^{(g)}[k]\|^2 = \frac{1}{KG}. \quad (47)$$

Для многоантенных систем сверхвысокой размерности в терагерцовом диапазоне использование подхода обработки сигналов в полностью цифровой MIMO-системе сложно реализуемо на практике, однако позволяет установить пределы точности работы алгоритмов и методов позиционирования. Будем далее полагать, что модель (44) используется для установления пределов точности позиционирования систем, работающих в диапазоне ММВ. Далее рассмотрим модель приема в гибридной MIMO-системе с обработкой в едином и составном AOSA массиве AP.

3.3.3. Модель приема в гибридной MIMO-системе с единым массивом AP

При высокой размерности AP соединять каждый ее элемент с аналоговым трактом RFC и АЦП / ЦАП становится непрактично, поэтому используется гибридная схема MIMO-системы, когда для обработки

сигналов с N_B или N_U антенн используется значительно меньшее число RFC M_B или M_U на BS или UE, при этом:

$$M_B \leq N_B, \quad M_U \leq N_U. \quad (48)$$

Модель принятого сигнала в гибридной MIMO-системе можно представить выражением [53]:

$$\mathbf{y}^{(g)}[k] = \sqrt{P}\mathbf{W}_B^T\mathbf{H}[k]\mathbf{W}_U\mathbf{x}_0^{(g)}[k] + \mathbf{W}_B^T\mathbf{n}^{(g)}[k], \quad (49)$$

где $\mathbf{W}_B \in \mathbb{C}^{N_B \times M_B}$, $\mathbf{W}_U \in \mathbb{C}^{N_U \times M_U}$ – аналоговые диаграммообразующие матрицы комбинирования BS и прекодирования UE из комплексных коэффициентов на несущей радиочастоте, соответственно; $\mathbf{x}_0^{(g)}[k] \in \mathbb{C}^{M_U \times 1}$ – вектор переданных символов до обработки в прекоде устройства.

При сохранении ограничения на переданную мощность, согласно (46), введем вектор переданных сигналов после прекодирования в UE:

$$\mathbf{x}^{(g)}[k] = \mathbf{W}_U\mathbf{x}_0^{(g)}[k]. \quad (50)$$

Цифровые диаграммообразующие матрицы комбинирования BS и прекодирования UE в информационной полосе частот в настоящей работе не рассматриваются, поскольку для задач позиционирования обработка первичных измерений осуществляется сразу на выходе аналоговых трактов RFC на несущей радиочастоте.

Коэффициенты матриц \mathbf{W}_B и \mathbf{W}_U представляют собой фазовые сдвиги аналоговых фазовращателей с амплитудами [53]:

$$|[\mathbf{W}_B]_{i,j}| = 1/\sqrt{N_B}, \quad |[\mathbf{W}_U]_{i,j}| = 1/\sqrt{N_U}. \quad (51)$$

Полносвязная архитектура гибридных MIMO-систем используется для диапазона ММВ. Однако для диапазона терагерцовых волн она оказывается сложно реализуемой на практике и малоэффективной ввиду ограничения на переданную мощность; дополнительным ее недостатком полносвязной архитектуры гибридных MIMO-систем является повышенное энергопотребление вследствие роста числа антенных элементов (АЭ). Далее рассмотрим архитектуру UM-MIMO-систем, использующих составные массивы AOSA решеток.

3.3.4. Модель приема в MIMO-системе из составных массивов антенной решетки

В MIMO-системе из составных массивов AOSA решетка разделяется на несколько составных подмассивов SA. Каждый составной подмассив эффективно представляет отдельный элемент MIMO-системы, обслуживаемый своим аналоговым трактом RFC. В отличие от традиционной цифровой MIMO-системы с единым массивом, где каждому элементу AP соответствует свой отдельный RFC, в MIMO-системе из составных массивов отдельный

RFC обслуживает составной подмассив SA, что позволяет существенно снизить число RFC и, соответственно, энергопотребление. В отличие от полносвязной архитектуры гибридной MIMO-системы с единым массивом, где каждый RFC связан со всеми элементами AP через набор фазовращателей, в MIMO-системе из составных массивов отдельный RFC обслуживает элементы AP только внутри составного подмассива SA, т. е. аналоговое ДО в заданном направлении реализуется фазовращателями для каждого элемента внутри отдельного составного подмассива SA. Теоретически MIMO-система из составных массивов реализует выигрыш в КУ при ДО за счет индивидуальных фазовращателей каждого элемента подмассива; при этом формирование луча в заданном направлении реализуется составным подмассивом, и каждый SA может осуществлять ДО в своем направлении углов прихода / ухода AOA / AOD. Практически реализация управления фазовращателями каждого антенного элемента составного подмассива затруднена по причине высокой вычислительной сложности, поэтому целесообразнее трактовать каждый SA как отдельный элемент MIMO-системы с фиксированным углом ДО в заданном направлении прихода / ухода AOA / AOD.

Обозначим через $\mathcal{A}_Q(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}, \boldsymbol{\varphi}')$ коэффициент AP составного подмассива SA, состоящего из N'_Q антенных элементов (АЭ), $Q \in \{B, U\}$. Данный коэффициент характеризует усиление в направлении прихода / ухода AOA / AOD $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}$ в локальной СК при ДО в отдельном составном подмассиве SA для луча, ориентированного в направлении максимального излучения $\boldsymbol{\varphi}'$ [53]:

$$\begin{aligned} \mathcal{A}_Q(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}, \boldsymbol{\varphi}') &= 1/\sqrt{N'_Q} \mathbf{a}_{st}^T(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}) \mathbf{a}_{bf}(\boldsymbol{\varphi}') = \\ &= 1/\sqrt{N'_Q} \sum_{q=1}^{N'_Q} e^{j\frac{2\pi f}{c}(\Psi_{q'}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}) - \Psi_{q'}(\boldsymbol{\varphi}'))}, \end{aligned} \quad (44)$$

где задержка сигнала на q' -м элементе подмассива SA по отношению к его центру определяется выражением:

$$\Psi_{q'}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}) = \tilde{\mathbf{p}}_{q'}^T \mathbf{t}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}). \quad (53)$$

Направляющий $\mathbf{a}_{st}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}})$ и диаграммообразующий $\mathbf{a}_{bf}(\boldsymbol{\varphi}')$ вектора подмассива SA в (52) вычисляются по формулам [53]:

$$\mathbf{a}_{st}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}) = [a_{st}(1), \dots, a_{st}(q'), \dots, a_{st}(N'_Q)]^T, \quad (54)$$

$$a_{st}(q') = e^{j\frac{2\pi f}{c}\Psi_{q'}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}})} = e^{j\frac{2\pi f}{c}\tilde{\mathbf{p}}_{q'}^T \mathbf{t}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}})}, \quad (55)$$

$$\mathbf{a}_{bf}(\boldsymbol{\varphi}') = [a_{bf}(1), \dots, a_{bf}(q'), \dots, a_{bf}(N'_Q)]^T, \quad (56)$$

$$a_{bf}(q') = e^{j\frac{2\pi f}{c}\Psi_{q'}(\boldsymbol{\varphi}')} = e^{j\frac{2\pi f}{c}\mathbf{p}_{q'}^T \mathbf{t}(\boldsymbol{\varphi}')}. \quad (57)$$

Следует отметить, что направление $\boldsymbol{\varphi}'_q$ диаграммообразования луча в отдельном составном q -м подмассиве не зависит от геометрического сценария расположения других устройств и коэффициент

$\mathcal{A}_Q(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}, \boldsymbol{\varphi}')$ AP составного подмассива SA и достигает максимального значения при $\boldsymbol{\varphi}' = \tilde{\boldsymbol{\varphi}}$. Оба вектора – направляющий $\mathbf{a}_{st}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}})$ и диаграммообразующий $\mathbf{a}_{bf}(\boldsymbol{\varphi}')$ – могут быть выражены в глобальной и локальной СК, как, например, в (25) и (26).

Модель принятого сигнала в MIMO-системе из составных массивов AP можно представить выражением:

$$\mathbf{y}^{(g)}[k] = \mathcal{H}[k] \mathbf{x}^{(g)}[k] + \mathbf{n}^{(g)}[k], \quad (58)$$

где $\mathcal{H}[k] \in \mathbb{C}^{N_B \times N_U}$ – канальная матрица комплексных коэффициентов составного массива AOSA; N_B и N_U – число подмассивов SA в составном массиве AOSA на BS и UE; $\mathcal{H}[k]$ определяется как [53]:

$$\begin{aligned} \mathcal{H} &= \mathcal{A}_L \odot \mathcal{H}_L[k] + \\ &+ (\mathcal{A}_{BR} \odot \mathcal{H}_{BR}[k]) \boldsymbol{\Omega} (\mathcal{A}_{RU} \odot \mathcal{H}_{RU}[k]) + \\ &+ \sum_{l=1}^{L_N} \mathcal{A}_N^{(l)} \odot \mathcal{H}_N^{(l)}[k]. \end{aligned} \quad (59)$$

Из (59) следует, что в каждой компоненте (LOS, RIS, NLOS) эффективная канальная матрица составного массива AOSA получается в результате произведения Адамара матрицы коэффициентов \mathcal{A}_L , \mathcal{A}_{BR} , \mathcal{A}_{RU} , $\mathcal{A}_N^{(l)}$ составного массива AP на матрицы \mathcal{H}_L , \mathcal{H}_{BR} , \mathcal{H}_{RU} , $\mathcal{H}_N^{(l)}$ соответствующих им подмассивов SA. Канальные матрицы могут быть получены из модели канала MIMO в дальней зоне по формулам (27), (35), (40) с учетом принципа соответствия отдельного антенного элемента в цифровой MIMO-системе с единым массивом AP отдельному подмассиву SA в составном массиве AOSA решетки: 1) число подмассивов SA соответствует числу антенных элементов в цифровой MIMO-системе с единым массивом; 2) центр подмассива SA соответствует центру отдельного антенного элемента в цифровой MIMO-системе с единым массивом; 3) разнос подмассивов SA соответствует разносу отдельных антенных элементов в цифровой MIMO-системе с единым массивом.

Матрицы коэффициентов \mathcal{A}_L , \mathcal{A}_{BR} , \mathcal{A}_{RU} , $\mathcal{A}_N^{(l)}$ составного AOSA массива AP включают коэффициенты отдельных подмассивов SA, которые вычисляются по формулам [53]:

$$\mathcal{A}_{L,bu} = \mathcal{A}_B(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{BU}, \boldsymbol{\varphi}'_b) \mathcal{A}_U(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{UB}, \boldsymbol{\varphi}'_u), \quad (60)$$

$$\mathcal{A}_{BR,br} = \mathcal{A}_B(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{BR}, \boldsymbol{\varphi}'_b), \quad (61)$$

$$\mathcal{A}_{RU,ru} = \mathcal{A}_U(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{UR}, \boldsymbol{\varphi}'_u), \quad (62)$$

$$\mathcal{A}_{N,bu}^{(l)} = \mathcal{A}_B^{(l)}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{BN}^{(l)}, \boldsymbol{\varphi}'_b^{(l)}) \mathcal{A}_U^{(l)}(\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_{UN}^{(l)}, \boldsymbol{\varphi}'_u^{(l)}). \quad (63)$$

В настоящем разделе для сценария дальней зоны были формализованы две модели приема сигналов в MIMO-системе – единым массивом AP и составными подмассивами SA решетки AOSA. Далее обобщим рассмотренные модели канала и приема в MIMO-системе для сценария NF с допущением о SWM.

3.4. Модель канала и приема ММО-системы в ближней зоне

3.4.1. Модель канала ММО-системы

Модель дальней зоны справедлива для сценария, когда расстояние между приемопередатчиками значительно превышает геометрические размеры АР. Модель NR определяется в пределах между границей зоны Френеля, определяемой выражением $0,62\sqrt{D^3/\lambda}$, и расстоянием Фраунгофера, определяемого соотношением $2D^2/\lambda$, где λ – длина волны, а D – диаметр АР [53]. С увеличением центральной несущей частоты в терагерцовом диапазоне и соответствующим уменьшением длины волны λ использование АР сверхвысокой размерности может привести к такому ее диаметру D , что модель дальней зоны перестает отвечать условиям сценария и становится необходимо учитывать модель NF. Например, на несущей частоте $f = 0,3$ ТГц с линейной эквидистантной АР ULA из 100 антенных элементов с разносом в половину длины волны получим NF от 0,2 до 5,0 м (скрипт 1).

Скрипт 1. Оценка условий ближней зоны

```
% допущение о ближней/дальней зоне
f=0.3e12; % несущая частота, Гц
c=3e8; % скорость света
lambda=c/f; % длины волны, м
nel=100; % размерность ULA: для URA nel*nel
delta=lambda/2; % расстояние между элементами АР
D=delta*nel; % диаметр АР, м
frb=0.62*sqrt((D^3)/lambda) % граница зоны Френеля
frd=(2*D^2)/lambda % расстояние Фраунгофера
% допущение о широкополосной/узкополосной модели
W=0.1e12; % ширина полосы частот
nw=c/(nel*delta)
```

В модели NR дополнительно вводится допущение о том, что принятые на различные антенные элементы сигналы имеют одинаковую амплитуду ρ . Отличие же модели NR от модели дальней зоны заключается в том, что принятые на различные антенные элементы сигналы имеют различные фазы. Рассмотрим канальную матрицу ММО-системы в условиях LOS $\mathbf{H}_L[k]$ без учета сдвига синхронизации B . Каждый элемент $h_{L,bu}[k]$ b -й строки и u -го столбца матрицы $\mathbf{H}_L[k]$ в условиях PWM и SWM может быть представлен выражениями [53]:

$$h_{L,bu}^{SWM}[k] = c_k \rho_L e^{-j\frac{2\pi f_k}{c} d_{bu}} = c_k \rho_L e^{-j\frac{2\pi f_k}{c} \|\mathbf{p}_b - \mathbf{p}_u\|}, \quad (64)$$

$$h_{L,bu}^{PWM}[k] = c_k \rho_L e^{-j\frac{2\pi f_k}{c} (\|\mathbf{p}_B - \mathbf{p}_U\| - \tilde{\mathbf{p}}_b^T \mathbf{t}(\Phi_{BU}) - \tilde{\mathbf{p}}_u^T \mathbf{t}(\Phi_{UB}))}. \quad (65)$$

Выражение (65) является элементом канальной матрицы (27). Извлекая элементы из канальных матриц ММО-системы в дальней зоне (27), (35), (40) на различных поднесущих и учитывая комплексные коэффициенты канала $\rho e^{-j\xi}$ с фиксированной амплитудой ρ и переменной фазой ξ для SWM, можем представить элементы этих канальных матриц для модели NR следующими выражениями [53]:

$$h_{L,bu}^{SWM}[k] = c_k \rho_L e^{-j\xi_L} e^{-j2\pi(\Delta f_k \tau_L + f_k \Delta \tau_{bu})}, \quad (66)$$

$$h_{R,bu}^{SWM}[k] = c_k \rho_R e^{-j\xi_R} \sum_{r=1}^{NR} e^{-j2\pi(\Delta f_k \tau_{rR} + f_k \Delta \tau_{brru})}, \quad (67)$$

$$h_{N,bu}^{(l)SWM}[k] = c_k \rho_N^{(l)} e^{-j\xi_N^{(l)}} e^{-j2\pi(\Delta f_k \tau_N^{(l)} + f_k \Delta \tau_{bnu}^{(l)})}, \quad (68)$$

где

$$\Delta \tau_{bu} = \tau_{bu} - \tau_L = \frac{d_{bu} - d_{BU}}{c}, \quad (69)$$

$$\Delta \tau_{brru} = \tau_{brru} - \tau_R = \frac{d_{br} + d_{rm} - d_{BR} - d_{RU}}{c}, \quad (70)$$

$$\Delta \tau_{bnu}^{(l)} = \tau_{bnu}^{(l)} - \tau_N^{(l)} = \frac{d_{bn}^{(l)} + d_{nu}^{(l)} - d_{BN}^{(l)} - d_{NU}^{(l)}}{c}. \quad (71)$$

Для канальной матрицы комплексных коэффициентов составного массива AOSA в (59) в условиях модели ближней зоны будем полагать, что на каждом составном подмассиве SA справедливо допущение о PWM, а SWM проявляется в различных фазах принятого сигнала на различных составных подмассивах SA. Это допущение оправдано, поскольку размер отдельного подмассива SA можно считать достаточно малым по сравнению с размером всего составного массива AOSA.

Таким образом, коэффициенты отдельных подмассивов SA в (60)–(63) для модели NR можно уточнить следующими выражениями [53]:

$$\mathcal{A}_{L,bu} = \mathcal{A}_B(\tilde{\Phi}_{bu}, \Phi'_b) \mathcal{A}_U(\tilde{\Phi}_{ub}, \Phi'_u), \quad (72)$$

$$\mathcal{A}_{BR,br} = \mathcal{A}_B(\tilde{\Phi}_{br}, \Phi'_b), \quad (73)$$

$$\mathcal{A}_{RU,ru} = \mathcal{A}_U(\tilde{\Phi}_{ur}, \Phi'_u), \quad (74)$$

$$\mathcal{A}_{N,bu}^{(l)} = \mathcal{A}_B^{(l)}(\tilde{\Phi}_{bn}^{(l)}, \Phi'_b) \mathcal{A}_U^{(l)}(\tilde{\Phi}_{nu}^{(l)}, \Phi'_u). \quad (75)$$

Коэффициенты (72)–(75) отдельных подмассивов SA для модели NF отличаются от коэффициентов (60)–(63) отдельных подмассивов SA для в модели дальней зоны тем, что в последнем случае пары углов ухода / прихода AOA / AOD рассчитываются для центра всего составного массива AOSA, а в модели NF – для центров каждого составного подмассива SA.

3.4.2. Модель эффекта расщепления луча

Эффект расщепления луча BSE, также известный как эффект «прищуривания» луча, происходит вследствие частотно-независимых постоянных фазовых сдвигов в аналоговой диаграммообразующей схеме. Если в узкополосной системе направляющие вектора комплексных коэффициентов (24) и (54) не зависят от частоты, т. к. справедливо тождество $f = f_c$, то в широкополосной системе направляющие вектора комплексных коэффициентов (24) и (54) являются частотно-зависимыми. При использовании в аналоговой диаграммообразующей схеме идеальных фазовращателей на различных поднесущих f_k широкополосного OFDM-сигнала будет наблюдаться постоянный фазовый сдвиг.

Для учета фазового сдвига коэффициент составного массива AP (52) следует уточнить путем умножения задержки сигнала на q' -м элементе подмассива SA по отношению к его центру (53) на коэффициент:

$$1/c_k = f_k/f_c, \quad (76)$$

после чего получим следующее выражение для $\mathcal{A}_Q(\tilde{\varphi}, \varphi')$ [53]:

$$\mathcal{A}_Q(\tilde{\varphi}, \varphi') = 1/\sqrt{N'_Q} \sum_{q'=1}^{N'_Q} e^{j\frac{2\pi f_c}{c} \left(\frac{f_k \Psi_{q'}(\tilde{\varphi}) - \Psi_{q'}(\varphi')}{f_c} \right)}. \quad (77)$$

Можно выделить следующие три фактора, влияющие на проявление BSE:

- 1) размер AP D ;
- 2) ширина полосы сигнала W ;
- 3) угол в направлении которого выполняется ДО.

Из уравнения (77) следует, что максимальный коэффициент ДО $\mathcal{A}_Q(\tilde{\varphi}, \varphi')$ достигает значения $\sqrt{N'_Q}$ и наблюдается только на центральной несущей частоте f_c , где вектор угла ДО φ' равен направляющему вектору $\tilde{\varphi}$; на остальных поднесущих коэффициент $\mathcal{A}_Q(\tilde{\varphi}, \varphi')$ оказывается ниже. BSE можно также наблюдать и в канале с RIS; в этом случае матрица коэффициентов Ω в (33) становится частотно-зависимой. Влияние BSE на точность ОК и ориентации планируется оценить в третьей части цикла исследований.

3.4.3. Модель приема с учетом несовершенства аппаратного обеспечения

Несовершенство аппаратного обеспечения проявляется в ухудшении характеристик компонентов аналогового тракта RFC, фазовращателей и элементов RIS. Формализуем далее модели приема, учитывающие ухудшения, непосредственно влияющие на точность позиционирования.

Ухудшение характеристик аналогового тракта RFC проявляется в его дополнительном шуме и приводит к искажению сигнала на передаче и приеме. Принятый сигнал с учетом шума RFC можно представить выражением:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}(\mathbf{x} + \mathbf{n}_t) + \mathbf{n}_r + \mathbf{n}, \quad (78)$$

где $\mathbf{n}_t \sim \mathcal{CN}(0, \kappa_t^2 \bar{P})$, $\mathbf{n}_r \sim \mathcal{CN}(0, \kappa_r^2 \bar{P} |h|^2)$ – шумы искажений от ухудшения характеристик RFC на передаче и приеме, соответственно; κ_t, κ_r – коэффициенты ухудшения характеристик RFC на передаче и приеме, соответственно; \bar{P} – средняя мощность передачи; $|h|^2$ – мгновенный коэффициент мощности канала.

Фазовый шум может оказывать существенное влияние на точность позиционирования, особенно при высокоточном УМ и ДМ разрешении объекта позиционирования. Принятый сигнал с учетом фазового шума можно представить выражением:

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Omega}_P \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (79)$$

где диагональная матрица $\mathbf{\Omega}_P$ содержит комплексные компоненты фазового шума по числу N_r приемных антенных элементов [53]:

$$\mathbf{\Omega}_P = \text{diag}([e^{jw_{P,1}}, \dots, e^{jw_{P,N_r}}]). \quad (80)$$

Вектор \mathbf{w}_P вещественных значений фазового шума:

$$\mathbf{w}_P = [w_{P,1}, \dots, w_{P,N_r}] \quad (81)$$

обычно описывается нормальным распределением $\mathbf{w}_P \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\theta^2 \mathbf{I}_{N_r})$ с нулевым средним и дисперсией σ_θ^2 в единицах измерения рад².

Ошибка квантования фаз элементов RIS также приводит к искажению сигнала на передаче и приеме с участием реконфигурируемой интеллектуальной поверхности. Фазы w , образующие комплексные коэффициенты матрицы Ω , квантуются таким образом, что набор их весьма ограничен. Так, при двухбитном квантовании фаз набор включает четыре значения $Q = \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$. Квантование на небольшое число уровней позволяет снизить энергопотребление и требования к вычислительной сложности и быстродействию, однако приводит к снижению точности сбора первичных ДМ и УМ измерений.

Другими источниками искажению сигнала на передаче и приеме является дисбаланс синфазной / квадратурной I / Q составляющих комплексного сигнала, нелинейности аналоговых трактов передачи и приема и др. Данные искажения приводят к снижению как пределов точности сбора первичных измерений, так и их вторичной обработки. Если ранее для оценки пределов точности позиционирования использовалась известная метрика нижней границы Крамера – Рао, которая не учитывала несовершенство аппаратного обеспечения, то теперь для учета неизбежного снижения точности позиционирования вследствие описанных выше искажений вводится новая метрика – MCRB (аббр. от англ. Misspecified Cramer-Rao Bound) [54].

4. Заключение

В первой части цикла, посвященного комплексу моделей позиционирования устройств 6G, выполнено обоснование новых факторов построения и функционирования сетей шестого поколения, существенных с точки зрения радиотехнического ОМП в диапазоне терагерцовых волн:

1) переход из диапазона миллиметровых в диапазон терагерцовых волн и использование сверхширокополосных радиоканалов с шириной полосы до единиц гигагерц;

2) переход от систем из десятков элементов в составе единой AP к UM-MIMO-системам из сотен и

тысяч элементов с организацией их в решетке из составных подмассивов;

3) использование RIS в радиолиниях между BS и UE для управления отраженными компонентами;

4) учет SWM и эффекта ближней зоны NF в радиолиниях BS–UE, BS–RIS, RIS–UE.

Данные факторы, отсутствовавшие в сетях 5G и оказывающие принципиальное влияние на разработку моделей позиционирования в сетях 6G, легли в основу построения математической модели сбора первичных измерений для позиционирования устройств в сетях 6G. Во второй части цикла выполняется обзор алгоритмов и приводится оценка точности позиционирования в сетях 6G. Практическая

значимость формализованной математической модели сбора первичных измерений заключается в ее последующей программной реализации в имитационной модели для численного обоснования пределов точности ОК и ориентации устройств в сетях 6G во второй части. Теоретическая значимость сопоставительного анализа, выполненного в первой части цикла, заключается в установлении как технологических препятствий, так и новых возможностей по увеличению точности ОК и ориентации UE. Если сети пятого поколения были призваны достичь точности до одного метра, то сети шестого поколения предлагают повысить ее более, чем на порядок, и приблизиться к погрешности ОК менее одного дециметра.

Список источников

1. Фокин Г.А. Комплекс моделей и методов позиционирования устройств в сетях пятого поколения. Дис. ... докт. техн. наук. СПб.: СПбГУТ, 2021. 499 с. EDN:PQMSQX
2. Фокин Г.А. Технологии сетевого позиционирования. СПб.: СПбГУТ, 2020. 558 с. EDN:PQSMAG
3. Фокин Г.А. Технологии сетевого позиционирования 5G. М.: Горячая Линия – Телеком, 2021. 456 с. EDN:BHFAP1
4. Фокин Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 1 // Первая миля. 2020. № 2(87). С. 32–39. DOI:10.22184/2070-8963.2020.87.2.32.38. EDN:MYRTVE
5. Фокин Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 2 // Первая миля. 2020. № 3(88). С. 30–35. DOI:10.22184/2070-8963.2020.88.3.30.35. EDN:WWXGQI
6. Фокин Г.А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 1. Конфигурация сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 48–63. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-48-63. EDN:OEXILA
7. Фокин Г.А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 2. Обработка сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 80–99. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-80-99. EDN:BRJHYG
8. Дворников С.В., Фокин Г.А., Аль-Одхари А.Х., Федоренко И.В. Оценка влияния свойств сигнала PRS LTE на точность позиционирования // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2017. № 4. С. 94–103. EDN:YQWNLJ
9. Дворников С.В., Фокин Г.А., Аль-Одхари А.Х., Федоренко И.В. Исследование зависимости значения геометрического фактора снижения точности от топологии пунктов приема // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2018. № 2. С. 99–104. EDN:XRZIXB
10. Фокин Г.А. Сетевое позиционирование 5G и вероятностные модели оценки его точности // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 12. С. 4–17. DOI:10.36724/2072-8735-2020-14-12-4-17. EDN:DQRXIK
11. Фокин Г.А., Кучерявый А.Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51–58. DOI:10.34832/ELSV.2020.10.9.006. EDN:FNHQSH
12. Фокин Г.А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37. DOI:10.34832/ELSV.2020.12.11.002. EDN:LKBGPU
13. Лазарев В.О., Фокин Г.А. Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 1 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 88–100. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-88-100. EDN:FFMJWI
14. Фокин Г.А., Лазарев В.О. Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 2. 2D-моделирование // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 65–78. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-65-78. EDN:RJHISC
15. Фокин Г.А., Лазарев В.О. Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 3. 3D-моделирование // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 87–102. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-87-102. EDN:FKSYIZ
16. Фокин Г.А. Процедуры позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2021. № 11. С. 2–8. EDN:DEFMNY
17. Фокин Г.А. Методика идентификации прямой видимости в радиолиниях сетей мобильной связи 4-го поколения с пространственной обработкой сигналов // Труды Научно-исследовательского института радио. 2013. № 3. С. 78–82. EDN:RVFDCV
18. Фокин Г.А. Имитационное моделирование процесса распространения радиоволн в радиолиниях сетей мобильной связи 4-го поколения с пространственной обработкой сигналов // Труды Научно-исследовательского института радио. 2013. № 3. С. 83–89. EDN:RVFDDF
19. Shahmansoori A., Garcia G.E., Destino G., Seco-Granados G., Wymeersch H. 5G Position and Orientation Estimation through Millimeter Wave MIMO // Proceedings of the 2015 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps, San Diego, USA, 06–10 December 2015). IEEE, 2015. DOI:10.1109/GLOCOMW.2015.7413967

20. 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. Iss. 3. PP. 1822–1835. DOI:10.1109/TWC.2017.2785788
21. Talvitie J., Valkama M., Destino G., Wymeersch H. Novel Algorithms for High-Accuracy Joint Position and Orientation Estimation in 5G mmWave Systems // *Proceedings of the 2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps, Singapore, 04–08 December 2017)*. IEEE, 2017. DOI:10.1109/GLOCOMW.2017.8269069
22. 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. Iss. 8. PP. 4939–4954. DOI:10.1109/TWC.2018.2832134
23. 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. Iss. 6. PP. 6388–6400. DOI:10.1109/TVT.2020.2987039
24. 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. Iss. 6. PP. 1471–1484. DOI:10.1109/TMC.2015.2467373
25. Guerra A., Guidi F., Dardari D. Position and orientation error bound for wideband massive antenna arrays // *Proceedings of the International Conference on Communication Workshop (ICCW, London, UK, 08–12 June 2015)*. IEEE, 2015. PP. 853–858. DOI:10.1109/ICCW.2015.7247282
26. 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. Iss. 8. PP. 5241–5255. DOI:10.1109/TWC.2018.2840136
27. Alsabah M., Naser M.A., Mahmmud B.M., Abdulhussain S.H., Eissaet M.R., Al-Baidhanial A., et al. 6G Wireless Communications Networks: A Comprehensive Survey // *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. PP. 148191–148243. DOI:10.1109/ACCESS.2021.3124812
28. 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. Iss. 7. PP. 1166–1199. DOI:10.1109/JPROC.2021.3061701
29. 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. PP. 334–366. DOI:10.1109/OJCOMS.2021.3057679
30. De Lima C., Belot D., Berkvens R., Bourdoux A., Dardari D., Guillaud M., Isomursu M., et al. Convergent Communication, Sensing and Localization in 6G Systems: An Overview of Technologies, Opportunities and Challenges // *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. PP. 26902–26925. DOI:10.1109/ACCESS.2021.3053486
31. Liu F., Cui Y., Masouros C., Xu J., Han T.X., Eldar Y.C., Buzzi S., 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. Iss. 6. PP. 1728–1767. DOI:10.1109/JSAC.2022.3156632
32. Wymeersch H., Pärssinen A., Abrudan T.E., Wolfgang A., Haneda K., Sarajlic M. et al. 6G Radio Requirements to Support Integrated Communication, Localization, and Sensing // *Proceedings of the Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit, Grenoble, France, 07-10 June 2022)*. IEEE, 2022. PP. 463–469. DOI:10.1109/EuCNC/6GSummit54941.2022.9815783
33. Wymeersch H., Shrestha D., de Lima C.M., Yajnanarayana V., Richerzhagen B., Keskin M.F., et al. Integration of Communication and Sensing in 6G: a Joint Industrial and Academic Perspective // *Proceedings of the 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC, Helsinki, Finland, 13–16 September 2021)*. IEEE, 2021. PP. 1–7. DOI:10.1109/PIMRC50174.2021.9569364
34. Wymeersch H., Seco-Granados G. Radio Localization and Sensing–Part I: Fundamentals // *IEEE Communications Letters*. 2022. Vol. 26. Iss. 12. PP. 2816–2820. DOI:10.1109/LCOMM.2022.3206821
35. Wymeersch H., Seco-Granados G. Radio Localization and Sensing–Part II: State-of-the-Art and Challenges // *IEEE Communications Letters*. 2022. Vol. 26. Iss. 12. PP. 2821–2825. DOI:10.1109/LCOMM.2022.3206846
36. González-Prelcic N., Keskin M.F., Kaltiokallio O., Valkama M., Dardari D., Shen X., et al. The Integrated Sensing and Communication Revolution for 6G: Vision, Techniques, and Applications // *Proceedings of the IEEE*. 2024. DOI:10.1109/JPROC.2024.3397609
37. Behravan A., Yajnanarayana V., Keskin M.F., Chen H., Shrestha D., Abrudan T.E., et al. Positioning and Sensing in 6G: Gaps, Challenges, and Opportunities // *IEEE Vehicular Technology Magazine*. 2023. Vol. 18. Iss. 1. PP. 40–48. DOI:10.1109/MVT.2022.3219999
38. Zheng P., Ballal T., Chen H., Wymeersch H., Al-Naffouri T.Y. Localization Coverage Analysis of THz Communication Systems with a 3D Array // *Proceedings of the Global Communications Conference (GLOBECOM, Rio de Janeiro, Brazil, 04–08 December 2022)*. IEEE, 2022. PP. 5378–5383. DOI:10.1109/GLOBECOM48099.2022.10000653
39. Zheng P., Ballal T., Chen H., Wymeersch H., Al-Naffouri T.Y. Coverage Analysis of Joint Localization and Communication in THz Systems With 3D Arrays // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2024. Vol. 23. Iss. 5. PP. 5232–5247. DOI:10.1109/TWC.2023.3325192
40. Yajnanarayana V., Wymeersch H. Multistatic Sensing of Passive Targets Using 6G Cellular Infrastructure // *Proceedings of the Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit, Gothenburg, Sweden, 06–09 June 2023)*. 2023. PP. 132–137. DOI:10.1109/EuCNC/6GSummit58263.2023.10188243
41. Mateos-Ramos J.M., Song J., Wu Y., Häger C., Keskin M.F., Yajnanarayana V., et al. End-to-End Learning for Integrated Sensing and Communication // *Proceedings of the International Conference on Communications (Seoul, Republic of Korea, 16–20 May 2022)*. IEEE, 2022. PP. 1942–1947. DOI:10.1109/ICC45855.2022.9838308

42. Rivetti S., Mateos-Ramos J.M., Wu Y., Song J., Keskin M.F., Yajnanarayana V., et al. Spatial Signal Design for Positioning via End-to-End Learning // IEEE Wireless Communications Letters. 2023. Vol. 12. Iss. 3. PP. 525–529. DOI:10.1109/LWC.2022.3233475
43. Huang C., Hu S., Alexandropoulos G.C., Zappone A., Zappone A., Yuen C., et al. Holographic MIMO Surfaces for 6G Wireless Networks: Opportunities, Challenges, and Trends // IEEE Wireless Communications. 2020. Vol. 27. Iss. 5. PP. 118–125. DOI:10.1109/MWC.001.1900534
44. Elzanaty A., Guerra A., Guidi F., Dardari D., Alouini M.-S. Toward 6G Holographic Localization: Enabling Technologies and Perspectives // IEEE Internet of Things Magazine. 2023. Vol. 6. Iss. 3. PP. 138–143. DOI:10.1109/IOTM.001.2200218
45. Basar E., Yildirim I., Kilinc F. Indoor and Outdoor Physical Channel Modeling and Efficient Positioning for Reconfigurable Intelligent Surfaces in mmWave Bands // IEEE Transactions on Communications. 2021. Vol. 69. Iss. 12. PP. 8600–8611. DOI:10.1109/TCOMM.2021.3113954
46. He J., Jiang F., Keykhosravi K., Kokkonen J., Wymeersch H., Juntti M. Beyond 5G RIS mmWave Systems: Where Communication and Localization Meet // IEEE Access. 2022. Vol. 10. PP. 68075–68084. DOI:10.1109/ACCESS.2022.3186510
47. Киреев А.В., Фокин Г.А. Оценка точности локального позиционирования мобильных устройств с помощью радиокарт и инерциальной навигационной системы // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 54–62. EDN:YMIHOI
48. 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. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-4-45-59. EDN:PYHUMZ
49. 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. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-2-51-67. EDN:AIEESO
50. Фокин Г.А. Процедуры выравнивания лучей устройств 5G NR // Электросвязь. 2022. № 2. С. 26–31. DOI:10.34832/ELSV.2022.27.2.003. EDN:GWPZQH
51. Фокин Г.А. Модели управления лучом в сетях 5G NR. Часть 1. Выравнивание лучей при установлении соединения // Первая миля. 2022. № 1(101). С. 42–49. DOI:10.22184/2070-8963.2022.101.1.42.49. EDN:UVALJF
52. Фокин Г. Модели управления лучом в сетях 5G NR. Часть 2. Выравнивание лучей при ведении радиосвязи // Первая миля. 2022. № 3(103). С. 62–69. DOI:10.22184/2070-8963.2022.103.3.62.68. EDN:PTALDP
53. Chen H., Sardeddeen H., Ballal T., Wymeersch H., Alouini M.-S., Al-Naffouri T.Y. A Tutorial on Terahertz-Band Localization for 6G Communication Systems // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2022. Vol. 24. Iss. 3. PP. 1780–1815. DOI:10.1109/COMST.2022.3178209
54. Chen H., Aghdam S.R., Keskin M.F., Wu Y., Lindberg S., Wolfgang A., et al. MCRB-based Performance Analysis of 6G Localization under Hardware Impairments // Proceedings of the International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops, Seoul, Republic of Korea, 16–20 May 2022). IEEE, 2022. PP. 115–120. DOI:10.1109/ICCWorkshops53468.2022.9814598

References

1. Fokin G.A. *A set of Models and Methods for Positioning Devices in Fifth-Generation Networks*. D.Sc Thesis. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2021. 499 p. (in Russ.) EDN:PQMSQX
2. Fokin G.A. *Technologies of Network Positioning*. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич State University of Telecommunications Publ.; 2020. 558 p. (in Russ.) EDN:PQSMAG
3. Fokin G.A. *5G Network Positioning Technologies*. Moscow: Hot Line – Telecom Publ.; 2021. 456 p. (in Russ.) EDN:BHFAP1
4. Fokin G. Evolution of positioning technologies in 2G-4G networks. Part 1. *Last mile*. 2020;2(87):32–39. (in Russ.) DOI:10.22184/2070-8963.2020.87.2.32.38. EDN:MYRTVE
5. Fokin G. Evolution of positioning technologies in 2G-4G networks. Part 2. *Last mile*. 2020;3(88):30–35. (in Russ.) DOI:10.22184/2070-8963.2020.88.3.30.35. EDN:WWXGQI
6. Fokin G. Model of 5G NR Precision Metro Network Positioning Technology. Part 1. Configuration of PRS Signals. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2022;8(2):48–63. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-48-63 (in Russ.) EDN:OEXILA
7. Fokin G. Model of 5G NR Precision Metro Network Positioning Technology. Part 2. PRS Signal Processing. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2022;8(3):80–99. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-80-99 (in Russ.) EDN:BRJHYG
8. Dvornikov S.V., Fokin G.A., Al-Odhari A.Kh., Fedorenko I.V. Assessing the influence of PRS LTE signal properties on positioning accuracy. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika teledeniya*. 2017;4:94–103. (in Russ.) EDN:YQWNLJ
9. Dvornikov S.V., Fokin G.A., Al-Odhari A.Kh., Fedorenko I.V. Study of the dependence of the value of the geometric factor of reducing accuracy on the topology of receiving points. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika teledeniya*. 2018;2:99–104. (in Russ.) EDN:XRZIXB
10. Fokin G.A. 5G network positioning and probabilistic models for assessing its accuracy. *T-Comm*. 2020;14(12):4–17. (in Russ.) DOI:10.36724/2072-8735-2020-14-12-4-17. EDN:DQRXIK
11. Fokin G.A., Kucheryavy A.E. Network positioning in the 5G ecosystem. *Electrosvyaz*. 2020;9:51–58. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.10.9.006. EDN:FNHQSH
12. Fokin G.A. Using network positioning methods in the 5G ecosystem. *Electrosvyaz*. 2020;11:29–37. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.12.11.002. EDN:LKBPUG
13. Lazarev V., Fokin G. Positioning Accuracy Evaluation of Radio Emission Sources Using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival Methods. Part 1. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):88–100. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-88-100. EDN:FFMJWI

14. Fokin G., Lazarev V. Positioning Accuracy Evaluation of Radio Emission Sources Using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival Methods. Part 2. 2D-Simulation. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):65–78. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-65-78. EDN:RJHSIC
15. Fokin G., Lazarev V. Positioning Accuracy Evaluation of Radio Emission Sources Using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival Methods. Part 3. 3D-Simulation. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2020;6(2):87–102. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-87-102. EDN:FKSYIZ
16. Fokin G.A. Positioning procedures in 5G networks. *Vestnik sviazy*. 2021;11:2–8. (in Russ.) EDN:DEFMNY
17. Fokin G.A. Methodology for identifying line of sight in radio links of 4th generation mobile communication networks with spatial signal processing. *Proceedings of the Radio Research Institute*. 2013;3:78–82. (in Russ.) EDN:RVFDCV
18. Fokin G.A. Simulation modeling of the process of radio wave propagation in radio links of 4th generation mobile communication networks with spatial signal processing. *Proceedings of the Radio Research Institute*. 2013;3:83–89. (in Russ.) EDN:RVFDDF
19. Shahmansoori A., Garcia G.E., Destino G., Seco-Granados G., Wymeersch H. 5G Position and Orientation Estimation through Millimeter Wave MIMO. *Proceedings of the 2015 IEEE Globecom Workshops, GC Wkshps*, 06–10 December 2015, San Diego, USA. IEEE; 2015. DOI:10.1109/GLOCOMW.2015.7413967
20. Shahmansoori A., Garcia G.E., Seco-Granados G., Wymeersch H. Position and Orientation Estimation Through Millimeter-Wave MIMO in 5G Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2018;17(3):1822–1835. DOI:10.1109/TWC.2017.2785788
21. Talvitie J., Valkama M., Destino G., Wymeersch H. Novel Algorithms for High-Accuracy Joint Position and Orientation Estimation in 5G mmWave Systems. *Proceedings of the 2017 IEEE Globecom Workshops, GC Wkshps*, 04–08 December 2017, Singapore. IEEE; 2017. DOI:10.1109/GLOCOMW.2017.8269069
22. 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;17(8):4939–4954. DOI:10.1109/TWC.2018.2832134
23. 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;69(6):6388–6400. DOI:10.1109/TVT.2020.2987039
24. Guidi F., Guerra A., Dardari D. Personal Mobile Radars with Millimeter-Wave Massive Arrays for Indoor Mapping. *IEEE Transactions on Mobile Computing*. 2016;15(6):1471–1484. DOI:10.1109/TMC.2015.2467373
25. Guerra A., Guidi F., Dardari D. Position and orientation error bound for wideband massive antenna arrays. *Proceedings of the International Conference on Communication Workshop, ICCW*, 08–12 June 2015. IEEE; 2015. p.853–858. DOI:10.1109/ICCW.2015.7247282
26. 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;17(8):5241–5255. DOI:10.1109/TWC.2018.2840136
27. Alsabah M., Naser M.A., Mahmmud B.M., Abdulhussain S.H., Eissaet M.R., Al-Baidhanial A., et al. 6G Wireless Communications Networks: A Comprehensive Survey. *IEEE Access*. 2021;9:148191–148243. DOI:10.1109/ACCESS.2021.3124812
28. 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;109(7):1166–1199. DOI:10.1109/JPROC.2021.3061701
29. 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;2:334–366. DOI:10.1109/OJCOMS.2021.3057679
30. De Lima C., Belot D., Berkvens R., Bourdoux A., Dardari D., Guillaud M., Isomursu M., et al. Convergent Communication, Sensing and Localization in 6G Systems: An Overview of Technologies, Opportunities and Challenges. *IEEE Access*. 2021;9:26902–26925. DOI:10.1109/ACCESS.2021.3053486
31. Liu F., Cui Y., Masouros C., Xu J., Han T.X., Eldar Y.C., Buzzi S., et al. Integrated Sensing and Communications: Toward Dual-Functional Wireless Networks for 6G and Beyond. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 2022;40(6):1728–1767. DOI:10.1109/JSAC.2022.3156632
32. Wymeersch H., Pärssinen A., Abrudan T.E., Wolfgang A., Haneda K, Sarajlic M. et al. 6G Radio Requirements to Support Integrated Communication, Localization, and Sensing. *Proceedings of the Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit, EuCNC/6G Summit, 07–10 June 2022, Grenoble, France. IEEE; 2022. p.463–469. DOI:10.1109/EuCNC/6GSummit54941.2022.9815783*
33. Wymeersch H., Shrestha D., de Lima C.M., Yajnanarayana V., Richerzhagen B., Keskin M.F., et al. Integration of Communication and Sensing in 6G: a Joint Industrial and Academic Perspective. *2021 IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC, Helsinki, Finland, 13–16 September 2021. IEEE; 2021. p.1–7. DOI:10.1109/PIMRC50174.2021.9569364*
34. Wymeersch H., Seco-Granados G. Radio Localization and Sensing–Part I: Fundamentals. *IEEE Communications Letters*. 2022;26(12):2816–2820. DOI:10.1109/LCOMM.2022.3206821
35. Wymeersch H., Seco-Granados G. Radio Localization and Sensing–Part II: State-of-the-Art and Challenges. *IEEE Communications Letters*. 2022;26(12):2821–2825. DOI:10.1109/LCOMM.2022.3206846
36. González-Prelcic N., Keskin M.F., Kaltiokallio O., Valkama M., Dardari D., Shen X., et al. The Integrated Sensing and Communication Revolution for 6G: Vision, Techniques, and Applications. *Proceedings of the IEEE*. 2024. DOI:10.1109/JPROC.2024.3397609
37. Behravan A., Yajnanarayana V., Keskin M.F., Chen H., Shrestha D., Abrudan T.E., et al. Positioning and Sensing in 6G: Gaps, Challenges, and Opportunities. *IEEE Vehicular Technology Magazine*. 2023;18(1):40–48. DOI:10.1109/MVT.2022.3219999

38. Zheng P., Ballal T., Chen H., Wymeersch H., Al-Naffouri T.Y. Localization Coverage Analysis of THz Communication Systems with a 3D Array. *Proceedings of the Global Communications Conference, GLOBECOM, 04–08 December 2022, Rio de Janeiro, Brazil*. IEEE; 2022. p.5378–5383. DOI:10.1109/GLOBECOM48099.2022.10000653
39. Zheng P., Ballal T., Chen H., Wymeersch H., Al-Naffouri T.Y. Coverage Analysis of Joint Localization and Communication in THz Systems With 3D Arrays. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2024;23(5):5232–5247. DOI:10.1109/TWC.2023.3325192
40. Yajnanarayana V., Wymeersch H. Multistatic Sensing of Passive Targets Using 6G Cellular Infrastructure. *2023 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit, EuCNC/6G Summit, Gothenburg, Sweden, 06–09 June 2023*. p.132–137. DOI:10.1109/EuCNC/6GSummit58263.2023.10188243
41. Mateos-Ramos J.M., Song J., Wu Y., Häger C., Keskin M.F., Yajnanarayana V., et al. End-to-End Learning for Integrated Sensing and Communication. *Proceedings of the International Conference on Communications, 16–20 May 2022, Seoul, Republic of Korea*. IEEE; 2022. p.1942–1947. DOI:10.1109/ICC45855.2022.9838308
42. Rivetti S., Mateos-Ramos J.M., Wu Y., Song J., Keskin M.F., Yajnanarayana V., et al. Spatial Signal Design for Positioning via End-to-End Learning. *IEEE Wireless Communications Letters*. 2023;12(3):525–529. DOI:10.1109/LWC.2022.3233475
43. Huang C., Hu S., Alexandropoulos G.C., Zappone A., Zappone A., Yuen C., et al. Holographic MIMO Surfaces for 6G Wireless Networks: Opportunities, Challenges, and Trends. *IEEE Wireless Communications*. 2020;27(5):118–125. DOI:10.1109/MWC.001.1900534
44. Elzanaty A., Guerra A., Guidi F., Dardari D., Alouini M.-S. Toward 6G Holographic Localization: Enabling Technologies and Perspectives. *IEEE Internet of Things Magazine*. 2023;6(3):138–143. DOI:10.1109/IOTM.001.2200218
45. Basar E., Yildirim I., Kilinc F. Indoor and Outdoor Physical Channel Modeling and Efficient Positioning for Reconfigurable Intelligent Surfaces in mmWave Bands. *IEEE Transactions on Communications*. 2021;69(12):8600–8611. DOI:10.1109/TCOMM.2021.3113954
46. He J., Jiang F., Keykhosravi K., Kokkonen J., Wymeersch H., Juntti M. Beyond 5G RIS mmWave Systems: Where Communication and Localization Meet. *IEEE Access*. 2022;10:68075–68084. DOI:10.1109/ACCESS.2022.3186510
47. Kireev A., Fokin G. Accuracy Evaluation of Local Positioning by Radiomap Building and Inertial Navigation System. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2017;3(4):54–62. (in Russ.) EDN:YMIHOI
48. Fokin G., Vladuko A. The Vehicles Positioning in Ultra-Dense 5G/V2X Radio Access Networks Using the Extended Kalman Filter. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2020;6(4):45–59. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-4-45-59. EDN:PYHUMZ
49. Fokin G., Vladuko A. 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*. 2021;7(2):51–67. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-2-51-67. EDN:AIEESO
50. Fokin G.A. Beam alignment procedures for 5G NR devices. *Elektrosvyaz*. 2022;2:26–31. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2022.27.2.003. EDN:UVALJF
51. Fokin G.A. Beam steering models in 5G NR networks. Part 1. Beam alignment when establishing a connection. *Last mile*. 2022;1(101):42–49. (in Russ.) DOI:10.22184/2070-8963.2022.101.1.42.49. EDN:PTALDP
52. Fokin G. Beam control models in 5G NR networks. Part 2. Alignment of beams during radio communication. *Last mile*. 2022;3(103):62–69. DOI:10.22184/2070-8963.2022.103.3.62.68
53. Chen H., Sardeddeen H., Ballal T., Wymeersch H., Alouini M.-S., Al-Naffouri T.Y. A Tutorial on Terahertz-Band Localization for 6G Communication Systems. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2022;24(3):1780–1815. DOI:10.1109/COMST.2022.3178209
54. Chen H., Aghdam S.R., Keskin M.F., Wu Y., Lindberg S., Wolfgang A., et al. MCRB-based Performance Analysis of 6G Localization under Hardware Impairments // Proceedings of the International Conference on Communications Workshops, ICC Workshops, 16–20 May 2022, Seoul, Republic of Korea. IEEE; 2022. p.115–120. DOI:10.1109/ICCWorkshops53468.2022.9814598

Статья поступила в редакцию 09.07.2024; одобрена после рецензирования 23.08.2024; принята к публикации 28.08.2024.

The article was submitted 01.07.2024; approved after reviewing 23.08.2024; accepted for publication 28.08.2024.

Информация об авторе:

ФОКИН
Григорий Алексеевич

доктор технических наук, доцент, профессор кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0002-5358-1895>

Автор сообщает об отсутствии конфликтов интересов.

The author declares no conflicts of interests.