КОМПЛЕКСНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ В СЕТЯХ LTE В УСЛОВИЯХ ОТСУТСТВИЯ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-8-13-28

Manuscript received 05 June 2025;
Accepted 14 July 2025

Хыа Хю Кыонг,
СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
г. Санкт-Петербург, Россия, ***khya.khk@sut.ru***

Фокин Григорий Алексеевич,
СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
г. Санкт-Петербург, Россия, ***fokin.ga@sut.ru***

Ключевые слова: *4G, TOA, OTDoA, позиционирование, точность первичных измерений, NLOS, НГКР, PRS, FPE*

На сегодняшний день подавляющее радиопокрытие в мегаполисах обеспечивается сетями четвертого поколений 4G LTE в условиях отсутствия прямой видимости, поэтому, несмотря на развитие сетей связи пятого поколения 5G NR, актуальной и востребованной остается задача комплексного исследования точности позиционирования устройств именно в сетях LTE. Данному вопросу посвящено достаточное число исследований ведущих зарубежных научных школ, однако в отечественном сегменте работ, раскрывающих комплексный учет всех факторов, насколько известно авторам, до сих пор опубликовано не было. Целью настоящего исследования является разработка методологии установления пределов точности позиционирования устройств в сетях LTE, учитывающей влияние многолучевости, помех и ограничений полосы пропускания на типичной гексагональной сотовой структуре фрагмента сети радиодоступа согласно рекомендациям отчета 3GPP TR 36.942. Проведенный анализ включает моделирование типичных многолучевых каналов (EPA, EVA, ETU), описывающих работу в условиях отсутствия прямой видимости, реализацию методов оценки TOA, таких как огибающая ошибки многолучевого канала, оценка по первому пику, средняя оценка точности TOA на основе профиля задержек мощности и на основе гистограммы ошибок временной задержки методом максимального правдоподобия, а также установление нижней границы Крамера-Рао как первичных измерений TOA, так и оценок координат в результате вторичной обработки TOA методом OTDoA. Полученные результаты могут быть использованы при конфигурации существующих, а также построении перспективных сетей LTE и соответствующих алгоритмов позиционирования для повышения точности геолокации в условиях реальной эксплуатации. Разработанная методология также может быть использована в сетях следующих поколений 5G/6G.

Информация об авторах:
Хыа Хю Кыонг, *Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, аспирант, г. Санкт-Петербург, Россия. ORCID 0009-0008-0659-8126*
Фокин Григорий Алексеевич, *Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, д.т.н., доцент, профессор кафедры беспроводных технологий и систем, г. Санкт-Петербург, Россия. ORCID 0000-0002-5358-1895*

Для цитирования:
Хыа Х. К., Фокин Г. А. Комплексное исследование точности позиционирования устройств в сетях LTE в условиях отсутствия прямой видимости // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №8. С. 13-28.
For citation:
H. C. Hua, G. A. Fokin, "Comprehensive study of device positioning accuracy in LTE networks under non-line-of-sight conditions", *T-Comm*, 2025, vol. 19, no.8, pp. 13-28. (*in Russian*)

Введение

Несмотря на развитие сетей связи пятого поколения 5G NR, на сегодняшний день наибольшее радиопокрытие в мегаполисах обеспечивается сетями 4G LTE, поэтому задача комплексного исследования точности позиционирования устройств в сетях LTE в условиях отсутствия прямой видимости представляется актуальной и востребованной [1-3]. Возможности точного позиционирования устройств находят широкое применение в различных областях: от служб экстренного реагирования, интеллектуальных транспортных систем и навигации в помещениях – до приложений Интернета вещей IoT (Internet of Things) и сетей 5G, где необходима поддержка геолокации даже при отсутствии сигнала GPS [4-6].

Точное позиционирование пользовательского устройств UE (User Equipment) в сетях LTE представляет собой важную задачу, особенно в условиях отсутствия прямой видимости NLOS (Non Light Of Sight), где многолучевое распространение сигнала существенно усложняет оценку точности первичных измерений времени прихода сигнала TOA (Time of Arrival) и, как следствие, определение координат UE [7]. Развитие технологий LTE и 5G, включая методы позиционирования, такие как метод наблюдаемой разности времени прихода сигналов OTDoA (Observed Time Difference of Arrival), требует комплексного анализа влияния многолучевости, шума и межсотовых помех на точность первичных измерений TOA и итоговую точность оценок координат [8-9].

Настоящая работа посвящена комплексному исследованию точности позиционирования в сетях LTE в условиях NLOS методами математического и имитационного моделирования [10-12]. Основное внимание уделено моделям оценки точности первичных измерений TOA по опорным сигналам позиционирования PRS (Positioning Reference Signal) и специальных опорных сигналов сот CRS (Cell-Specific Reference Signal), а также анализу нижней границы Крамера-Рао (НГКР, CRLB – Cramer-Rao Low Bound) для оценки точности TOA при наличии аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ, AWGN – Additive White Gaussian Noise). Анализ проводится для моделей канала с учетом многолучевости и включает параметры задержек и профилей мощности, а также различные методы оценки точности первичных измерений TOA.

Целью исследования является разработка методологии для установления пределов точности первичных измерений времени прихода сигналов TOA и оценок координат в результате вторичной обработки TOA в сетях LTE в условиях многолучевости, помех и ограничений полосы пропускания на типичной гексагональной сотовой структуре фрагмента сети радиодоступа согласно рекомендациям в техническом отчете 3GPP TR 36.942 [13]. Результаты включают количественную оценку ошибок позиционирования с использованием типичных моделей канала и анализ их зависимости от параметров системы.

Материал исследования организован далее следующим образом. В разделе 1 представлен анализ моделей и методов оценки времени прихода сигнала TOA в условиях многолучевого распространения, включая основные принципы позиционирования в сетях LTE, структуру опорных сигналов PRS и CRS, используемых для оценки TOA, а также выводы нижней границы Крамера-Рао для различных типов опорных сигналов при наличии АБГШ. Также рассматриваются стандартные модели канала многолучевости. В разделе 2 описаны модели и методы оценки точности первичных измерений TOA в условиях отсутствия прямой видимости. В частности, анализируется поведение огибающей сигнала в многолучевом канале MPEE (Multipath Error Envelope), оценивается среднее время прихода сигнала TOA на основе профиля задержек мощности PDP (Power Delay Profile) и на основе гистограммы ошибок временной задержки методом максимального правдоподобия MLE (Maximum Likelihood Estimation).

Отдельное внимание уделено методу оценки TOA по первому пику FPE (First Peak Estimation), как более надёжному подходу в условиях отсутствия прямой видимости. В разделе 3 исследуются методы оценки координат UE в реальных условиях эксплуатации NLOS с учётом помех. Рассматриваются сценарии вычисления отношения сигнал/(шум + помеха) на типичной гексагональной сотовой структуре фрагмента сети радиодоступа LTE, анализируется влияние межсотовых помех и модели канала на точность позиционирования методом OTDoA. Представлены результаты моделирования ошибок оценки координат и приведено сравнение с нижней границы Крамера-Рао. В заключении формулируются выводы, а также направления дальнейших исследований в области повышения точности сетевого позиционирования на основе OFDM сигналов сетей 4G LTE и 5G NR.

1 Анализ моделей и методов оценки времени прихода сигнала в условиях отсутствия прямой видимости

1.1 Постановка задачи

Передача данных по нисходящему каналу в стандарте LTE осуществляется на основе технологии ортогонального частотного мультиплексирования OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [5, 14]. При использовании схемы дуплексирования с частотным разделением каналов FDD (Frequency Division Duplexing) и обычного циклического префикса CP (Cyclic Prefix) физический уровень нисходящего канала стандарта LTE организован в виде кадров длительностью 10 мс [14, 15]. Каждый кадр может быть разделен на 10 субкадров длительностью 1 мс или 20 слотов длительностью 0,5 мс [14]. На рисунке 1 представлена частотно-временная структура сигнала LTE для одного слота, состоящая из N_{RB} ресурсных блоков (РБ).

Один РБ включает N_{sc} = 12 поднесущих и N_{symb} = 7 символов [15]. Индекс поднесущей k и индекс символа i определяют ресурсный элемент (РЭ). Расстояние между поднесущими составляет Δf=15 кГц, что приводит к длительность OFDM символа T_{symb} =66,67 мкс [14–18]. При OFDM модуляции из общего числа N_c поднесущих N_r=N_{RB}·N_{sc} используются для передачи символов данных, а N_c-N_r заполняются нулями, чтобы сформировать защитную полосу [17]. Затем используется оператор обратного дискретного преобразования Фурье IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) для получения дискретного сигнала во временной области [16].

Затем в этом сигнале к каждому символу добавляется CP в начале каждого символа. Наконец, цифро-аналоговое преобразование (ЦАП) и модуляция несущей выполняются для формирования передаваемого радиочастотного сигнала [17].

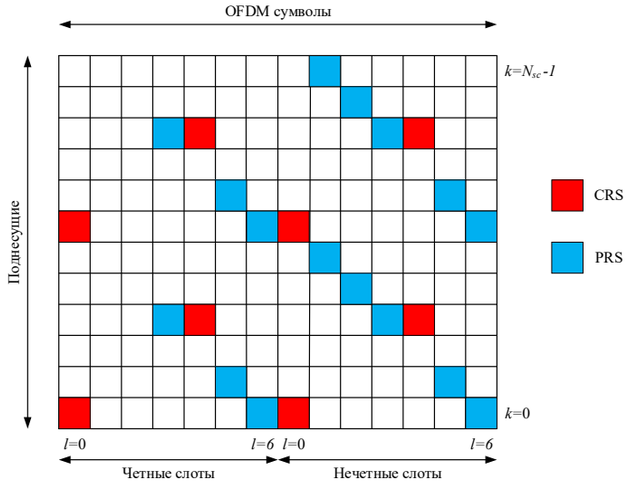


Рис. 1. Пример отображения сигналов PRS и CRS (нормальный CP) в субкадре стандарте LTE

Стандарт LTE определяет комплекс опорных сигналов нисходящего канала с различными временными и частотными шаблонами [14-18], как показано на рис. 1. Одним из методов позиционирования в LTE является улучшенная идентификация по принадлежности к соте E-CID (Enhanced Cell-ID) [19, 20]. Это метод, основанный на использовании UE и сети, который использует идентификаторы соты, радиочастотные измерения из нескольких сот, время TOA и угол прихода AOA (Angle of Arrival). Специальный опорный сигнал соты CRS обычно используется для позиционирования методом E-CID [17].

Метод OTDoA остается одним из наиболее перспективных для точного определения координат в сетях LTE [8, 21]. В 9-м релизе LTE, введены опорные сигналы позиционирования PRS для повышения точности измерений наблюдаемой разности времени прихода сигналов OTDoA [15]. Данные сигналы чередуются в субкадрах таким образом, чтобы снизить помехи и обеспечить высокое качество приема сигнала и вероятность его обнаружения. Сигналы PRS распределяются по времени и частоте в течение так называемого сеанса позиционирования: в это время eNB передает последовательные субкадры позиционирования с определенной периодичностью [17].

Когда в субкадре присутствуют сигналы PRS, передаются только управляющие сигналы; данные в этом субкадре не передаются, что значительно снижает помехи от соседних сот. Сложность конфигурации сигнала PRS становится еще выше, когда сеть отключает передачи PRS от определенных базовых станций, чтобы еще больше снизить межсотовые помехи. Когда сигналы PRS недоступны, для оценки разности времени прихода сигналов OTDoA можно использовать сигналы CRS [17]. Поскольку для первичных измерений устройство UE использует опорный сигнал PRS, измеряемый параметр в методе OTDoA называется разницей времени прихода опорных сигналов RSTD (Reference Signal Time Difference) в терминах 3GPP LTE [17].

1.2 Модели сигналов PRS и CRS стандарта LTE

Опорные сигналы PRS и CRS отображаются в различных элементах ресурсной сетки; они характеризуются одинаковыми кодовыми последовательностями, которые являются уникальными для каждого слота, символа OFDM, ID соты и конфигурации CP. Последовательность опорного сигнала $r_l(m)$ определяется следующими данными [18]:

$$r_l(m)=\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1-2c(2m)\right)+j\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1-2c(2m)\right),$$
$$m=0,1,\ldots,2N_{RB}^{\max}-1$$

где l – номер OFDM-символа в пределах слота, $N_{RB}^{\max}$ – максимальное количество РБ, и c[·] – генератор псевдослучайных чисел длины-31 последовательности Голда.

Опорные сигналы отображаются на РБ для получения передаваемой последовательность сигналов $R_l(k)$ в частотно-временной области на k поднесущих [18]:

$$R_l(k)=\begin{cases} r_l(m), & \text{если } m \text{ отображается на } k \\ 0, & \text{в остальных случая} \end{cases}$$

Во временной области n-й отсчет в l-м символе OFDM можно выразить как [17, 18]:

$$x_l(n)=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{N-1}R_l(k)e^{\left(j\frac{2\pi kn}{N}\right)},n\in[-G,N-1]$$

где N – размерность БПФ и G – длина CP.

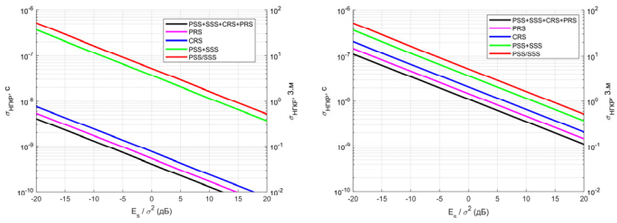
1.3 Нижняя граница Крамера-Рао для оценки точности первичных измерений TOA при наличии АБГШ

НГКР определяет нижнюю границу для дисперсии оценки неизвестного параметра, выражая её через информационную матрицу Фишера FIM (Fisher Information Matrix), и является известной метрикой установления максимально достижимой точности несмещённого алгоритма оценки, работающего в условиях радиоканала, характеризуемого отношением сигнал/шум SNR (Signal-to-Noise Ratio) [21]. НГКР оценки задержки времени TDE (Time Delay Estimation) по опорным сигналам LTE в пределах одного субкадра (рис. 1) может быть вычислена из общего определения, приведённого в [17]:

$$\mathrm{var}(\hat{\tau})\geq \mathrm{CRLB}(\tau)=\frac{\sigma^2}{8\pi^2\Delta f^2\sum_{l=0}^{N_{symb}-1}\sum_{k=-N_r/2}^{N_r/2-1}k^2\left|S_l(k)\right|^2} \qquad (1)$$

где $S_l(k)$ – сигнал, выделенный на k-й поднесущей l-го OFDM-символа.

На рисунке 2 показаны НГКР оценки задержки времени TDE, а именно $\sigma_{\mathrm{CRLB}}:=\sqrt{\mathrm{CRLB}(\hat{\tau})}$, вычисленные согласно (1) с использованием различных опорных сигналов, определённых в 3GPP LTE 36.211 [22], и одной приёмной антенны. Здесь $E_s:=E\left\{\left|S_l(k)\right|^2\right\}$ является постоянной величиной для первичных сигналов PSS (Primary Synchronization Signal) и вторичных сигналов синхронизации SSS (Secondary Synchronization Signal), CRS и PRS. Левая ось координат имеет шкалу в секундах [с], а правая ось масштабирована в единицах трёх метров [3·м] в терминах псевдодальности, предполагая скорость распространения радиоволн $c=3\cdot10^8\,м/с$.



а) б)

Рис. 2. НГКР в секундах и в 3м для оценки TOA с использованием различных опорных сигналов в одном субкадре (а – при N_{RB}=6; б – при N_{RB}=100)

Субкадр в 1 мс содержит 14 последовательных OFDM-символов в случае нормального CP. Четыре типа опорных сигналов, включая PSS, SSS, CRS и PRS, размещаются в соответствующих ресурсных элементах [22].

На графиках нижняя граница, т.е. верхний предел точности измерений TOA, достигается при одновременном использовании всех опорных сигналов PSS+SSS+CRS+PRS.

Из всех доступных опорных сигналов в LTE опорные сигналы позиционирования PRS, как и ожидалось, обеспечивает наивысшую точность по метрике CRLB, поскольку они содержат бо́льшее число OFDM символов по сравнению, например, с символами CRS (рис. 1).

Использование PRS вместо CRS при фиксированной величине CRLB в целом дает выигрыш примерно на 3 дБ. Если же вместе с PRS используются сигналы CRS, при фиксированной величине CRLB можно получить еще около одного децибела выигрыша. НГКР измерений TOA для одного OFDM-символа можно записать [21]:

$$\mathrm{CRLB}(\tau) = \frac{1}{8\pi^2 \Delta f^2 \cdot \mathrm{SNR} \cdot \sum_{k \in \mathcal{N}_a} p_k^2 \cdot k^2} \qquad (2)$$

где SNR – отношение сигнал/шум; $\mathcal{N}_a$ – подмножество активных опорных поднесущих на N_a ($N_a \le N_r$) (в данном исследовании для сигналов PSS и SSS $N_a = 62$ и для сигналов CRS и PRS $N_a = 2 \cdot N_{RB}$); p_k^2 – относительный вес мощности, удовлетворяющий условию $\sum_k p_k^2 = N_r$, что обеспечивает ограничение на мощность переданного сигнала. Оценку точности первичных измерений времени прихода сигнала и оценку точности координат в результате вторичной обработки далее будем выполнять с использованием выражения (2).

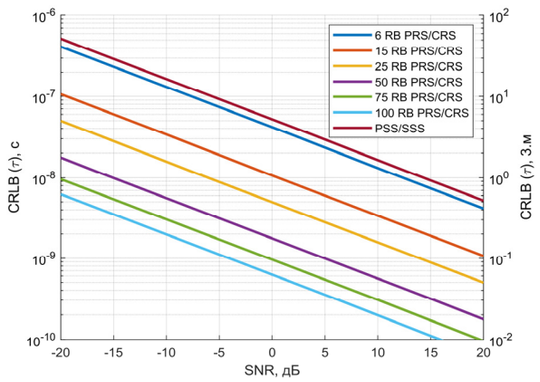


Рис. 3 Зависимость НГКР от отношения сигнал/шум для одного OFDM-символа

На рисунке 3 показана зависимость НГКР для одного OFDM-символа от отношения сигнал/шум.

Данный подход обоснован тем, что в аналогичных исследованиях [21] подобные оценки для возможности сравнения результатов также приводятся для одного символа.

1.4 Модели каналов с линией задержки TDL (Tapped-delay line)

OFDM сигнал длиной *(N+G)* выборок проходит через ЦАП и переносится на несущую частоту f_c, а затем передается в радиоэфир через многолучевой канал. Модель импульсной характеристики CIR (Channel Impulse Response) многолучевого канала имеет вид [18, 20]:

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i \delta(t - t_i - t_\epsilon) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i \delta(t - \Delta\tau_i)$$

где L – число лучей, моделируемых линиями задержек (ЛЗ) канала, h_i – комплексный коэффициент усиления для *i*-го луча, t_i – задержка в *i*-м луче относительно луча прямой видимости LOS (Light Of Sight) с $t_0 = 0$, t_ϵ – задержка, вносимая временем распространения сигнала в канале, т.е. задержка первого пришедшего луча и $\Delta\tau_i = t_i + t_\epsilon$ – задержка *i*-го луча относительно первого пришедшего луча. Соответствующая частотная характеристика канала CFR (Channel Frequency Response) представляет собой модель, выраженную следующими образами [18]:

$$H(k) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j\frac{2\pi}{N_c} k \Delta\tau_i}$$

Коэффициенты канала обычно являются переменными во времени и, следуя классическому спектру Доплера Джейкса, имеют распределение Рэлея [21]:

$$S(f) \propto \sqrt{\frac{1}{1 - (f / f_\mathrm{D})^2}}, \; для \; f \in [-f_\mathrm{D}, f_\mathrm{D}]$$

где f_D – максимальный доплеровский сдвиг.

Выборки, представляющие импульсную характеристику CIR многолучевого канала, образуют вектор комплексных чисел $h_l(n), n \in [0, N_c - 1]$ где $h_{l,n_s}(n) = 0 \forall n \ge L$ и $L < G$.

Полученный сигнал *y(t)* определяется как [15]:

$$y(t) = x(t) \circledast h(t) + w(t)$$

где *x(t)* – переданный сигнал, *w(t)* – АБГШ и $\circledast$ – операция циклической свертки (из-за циклического эффекта, введенного CP).

Полученная последовательность, обозначенная как $y_l(n)$, после согласованной фильтрации и выборки с частотой дискретизации F_s определяется выражением [15]:

$$y_l(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h_l(i) \circledast x_l(n - t_i - t_\epsilon) + w_{l,n_s}(n)$$

В данной работе рассмотрены несколько моделей канала TDL, упомянутых в технической спецификации LTE 3GPP TS

36.104 [23]. Это модели EPA (Extended Pedestrian A), EVA (Extended Vehicular A) и ETU (Extended Typical Urban), которые соответственно представляют каналы с малым, средним и большим временем задержки. Основные параметры этих моделей, такие как фиксированные задержки t_i, относительная средняя мощность RP_i и максимальные доплеровские сдвиги f_D, указаны в приложениях к TS 36.101 [24], TS 36.104 [23] и приведены в таблице 1. Модели TDL могут быть применены к схемам с несколькими антеннами путем введения матриц пространственной корреляции, что приводит к простой модели MIMO-канала LTE.

Таблица 1

Параметры типичных моделей каналов многолучевого в LTE

Луч *i*	**Канал EPA** ($f_\mathrm{D} = 5Гц$)		**Канал EVA** ($f_\mathrm{D} = 70Гц$)		**Канал ETU** ($f_\mathrm{D} = 300Гц$)	
	t_i, нс	RP_i, дБ	t_i, нс	RP_i, дБ	t_i, нс	RP_i, дБ
1	0	0,0	0	0,0	0	-1,0
2	30	-1,0	30	-1,5	50	-1,0
3	70	-2,0	150	-1,4	120	-1,0
4	90	-3,0	310	-3,6	200	0,0
5	110	-8,0	370	-0,6	230	0,0
6	190	-17,2	710	-9,1	500	0,0
7	410	-20,8	1090	-7,0	1600	-3,0
8			1730	-12,0	2300	-5,0
9			2510	-16,9	5000	-7,0

1.5 Выводы

В результате анализа, представленного в разделе 1, были сделаны следующие выводы. Метод OTDoA остаётся одним из наиболее перспективных подходов к позиционированию в сетях LTE благодаря возможности оценки разности времени прихода сигналов от нескольких синхронизированных базовых станций с использованием опорных сигналов PRS. Эти сигналы обладают высокой временной разрешающей способностью и специально разработаны для снижения уровня межсотовых помех.

НГКР служит теоретической мерой предельной точности оценки TOA. Проведённый анализ показал, что наилучшие значения НГКР достигаются при совместном использовании всех сигналов PSS, SSS PRS и CRS, причём вклад PRS в улучшение точности особенно заметен при увеличении числа ресурсных блоков, т.е. при увеличении полосы пропускания. Раздел 1 формирует теоретическую и методическую базу для дальнейшего анализа ошибок позиционирования, представленного в последующих разделах, и подчёркивает важность выбора типа опорного сигнала, полосы пропускания и модели канала многолучевости.

2 Исследование точности первичных измерений по оценкам времени прихода сигнала в условиях отсутствия прямой видимости

2.1 Постановка задачи

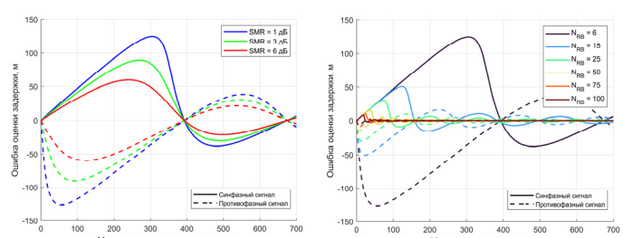
В настоящем разделе проводится исследование точности первичных измерений времени прихода сигнала TOA в условиях отсутствия прямой видимости NLOS, что характерно для большинства реальных сценариев распространения радиосигналов в сетях LTE в мегаполисах. Основное внимание уделяется анализу влияния многолучевого распространения на снижение точности оценки времени прихода сигнала TOA.

Для достижения этой цели в разделе 2.2 формализуются модель MPEE на примере двухлучевого сценария (LOS + NLOS). В разделах 2.3 и 2.4 рассматриваются методы оценки среднего времени прихода сигнала TOA с использованием профиля мощности PDP и гистограмм ошибок оценки TOA, полученных методом MLE. В разделе 2.5 представлен метод оценки времени прихода по первому пику FPE, основанный на пороговом подходе. Для каждого из методов проводится количественная оценка точности первичных измерений TOA и анализ их применимости в различных условиях многолучевости и шумов.

2.2 Модели огибающей сигнала многолучевого канала

Влияние многолучевого канала на точность первичных измерений TOA можно исследовать с помощью огибающей ошибки многолучевого канала MPEE для сценария с двумя лучами: один прямой LOS и один отраженный NLOS. Эта метрика основана на оценке ошибки временной задержки, возникающей при добавлении к сигналу луча прямой видимости LOS модели одного многолучевого сигнала NLOS с заданной задержкой, мощностью и фазой [20].

Для расчета MPEE используется метод максимального правдоподобия MLE, рассматривающий модель двух лучей LOS и NLOS, как показано на рисунке 4.



а) б)

Рис. 4. MPEE для сигналов PRS (а – различные значения SMR, N_{RB}=6; б – SMR=1 дБ, различные числа РБ)

Метод MLE основан на корреляции принятого сигнала со сдвинутой и комплексно-сопряжённой версией опорного сигнала, который предполагается периодическим (т.е. круговая корреляция). Пик корреляции между принятым и переданным сигналом определяется из взаимно-корреляционной функции $R_{yx}(\tau)$ следующим образом [21]:

$$R_{yx}(\tau) = \sum_{n=0}^{N_c-1} y[n] \cdot x_c^*[n+n_\tau] \qquad (3)$$

где $x_c^*[n]$ – циклически сдвинутая и сопряжённая версия исходного сигнала $x[n]$, $x[n]$ – переданный сигнал на интервале одного OFDM-символа, $y[n]$ – принятый сигнал на интервале одного OFDM-символа, n_τ – временная задержка в единицах дискретного времени. Оценка временной задержки

$\hat{\tau}$ определяется как [25]:

$$\hat{\tau} = \arg\max\left\{\left|R_{yx}(\tau)\right|^2\right\} \quad (4)$$

Для моделирования этих сценариев сначала создаётся PRS-сигнал $x[n]$ с помощью встроенной функции comm.GoldSequence среды MATLAB. Затем реализуется метод максимального правдоподобия для оценки задержки по формуле (3) и (4). При моделировании принимаемого сигнала $y[n]$ используют отношение прямого LOS к многолучевому NLOS сигналу SMR (Signal-to-Multipath Ratio).

Влияние отношения прямого к многолучевому сигналу SMR (выраженное в дБ) на ошибку оценки времени прихода сигнала TOA для сигнала PRS с наименьшей полосой пропускания (N_{RB}=6) показано на рисунке 4а, откуда следует вывод о том, что с увеличением SMR ошибка оценки времени прихода сигнала уменьшается как для случая синфазного, так и противофазного сложения сигналов.

Влияние ширины полосы сигнала PRS на ошибку оценки времени прихода сигнала для случая SMR, равного 1 дБ, показано на рисунке 4б, откуда следует вывод о том, что с увеличением числа ресурсных блоков N_{RB} (ширины полосы пропускания) ошибка оценки времени прихода сигнала уменьшается как для случая синфазного, так и противофазного сложения сигналов.

Результаты на рисунке 4 получены для деструктивного и конструктивного вклада многолучевого сигнала, когда отраженный луч находится в фазе (сплошная линия) и противофазе прямому лучу (пунктирная линия), соответственно.

Как видно из графиков на рисунке 4, максимальная ошибка оценки времени прихода сигнала TOA, вызванная одним отраженным лучом, может быть найдена для различных сценариев с помощью огибающей ошибки многолучевого канала MPEE. Тем не менее, оценка времени прихода сигналов TOA в реальном многолучевом канале усложняется из-за увеличения числа отраженных лучей. Данные обстоятельства говорят о том, что необходимо найти другую метрику для измерения влияния многолучевого канала на оценку TOA. Полученные на рисунке 4 оценки не противоречат известным исследованиям [21]. Далее рассматривается подход оценки среднего времени прихода сигнала в условиях многолучевости.

2.3 Оценка среднего времени прихода сигнала в условиях многолучевости

Реальные каналы распространения не ограничиваются двумя лучами, как в сценарии MPEE, а характеризуются несколькими задержками. Огибающая ошибки многолучевого канала показала, что вклад отраженных лучей в оценку времени прихода сигналов TOA в основном зависит от их задержки и относительной мощности. В некоторых случаях можно использовать среднюю задержку $\bar{\tau}$, или так называемый центр тяжести профиля задержек мощности PDP для аппроксимации ошибки оценки времени прихода сигнала TOA путем вычисления взвешенного среднего задержек с использованием квадрата амплитуд задержек, определяемого как [21]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^{K} \tau_i \left|a_i^2\right|}{\sum_{i=1}^{K} \left|a_i^2\right|} \quad (5)$$

где τ_i – фиксированные задержки t_i в метров, $\left|a_i^2\right| = 10^{\overline{RP_i}/10}$ – относительная средняя мощность в линейном масштабе.

Однако эта метрика должна использоваться с поправкой на то, что она не всегда характеризует типичную оценку времени в реальном многолучевом канале. Основное ограничение связано с полосой пропускания сигнала, которая не учитывается в данной метрике, но определяет форму корреляционной функции. Как отмечено в [15], основной лепесток корреляционной функции сужается при увеличении полосы пропускания, что позволяет многолучевым компонентам принятого сигнала вносить независимый вклад в ошибку оценки времени прихода сигналов TOA. Этот эффект особенно заметен при высоких полосах пропускания, таких при N_{RB}=75 и N_{RB}=100.

Далее выполним имитационное моделирование для получения распределения ошибки оценки времени прихода сигнала TOA.

2.4 Гистограммы ошибки оценки времени прихода сигнала

Альтернативным инструментом оценки влияния многолучевости является функция плотности вероятности (ФПВ, PDF – Probability Density Function) ошибки оценки времени прихода сигнала TOA для конкретного канала. Данная ФПВ позволяет установить максимальное значение, которое ограничивает точность оценки времени прихода сигнала TOA стандарта LTE [21]. Для этого необходимо большое количество реализаций канала, чтобы охватить большинство возможных ошибок синхронизации, вызванных многолучевым каналом, с точки зрения статистики. Ошибки синхронизации получаются путем вычисления времени прихода сигнала TOA методом MLE для каждой реализации канала. Гистограмма полученных ошибок синхронизации показывает влияние канала на точность первичных измерений TOA. Этот анализ представляет интерес еще и потому, что позволяет оценить реальное влияние многолучевости, когда ничего не делается для ее компенсации [21]. В частности, поскольку многолучевые задержки в моделях каналов, указанных в LTE (т.е. EPA, EVA и ETU), постоянны во времени, мы устанавливаем влияние, оказываемое комплексным изменением амплитуды каждого многолучевого луча.

Существует метрика вычисления точности времени прихода сигналов TOA, которая может быть получена путем измерения центра тяжести функции плотности вероятности PDF гистограммы MLE $f(i)$. Эта метрика дает среднюю оценку точности TOA $\bar{\tau}_e$, выраженную по формуле [21]:

$$\bar{\tau}_e = \frac{\sum_{i=1}^{L} \tau_e(i) f(i)}{\sum_{i=1}^{L} f(i)} \quad (6)$$

где $\tau_e(i)$ – оценки точности времени прихода сигналов TOA для гистограммного интервала i и L – число интервалов гистограммы.

Для проведения моделирования используется среда MATLAB. В начале инициализируются параметры многолучевого канала LTE, приведенные в таблице 1. Далее на передаче формируются сигналы, поступающие в модель многолучевого канала с АБГШ. Потом оценивается точность времени прихода сигналов методом MLE. Полученные гистограммы показаны на рисунке 5 для 10000 реализаций каналов и использования сглаживающего фильтра Savitzky-Golay FIR. ФПВ каналов EPA, EVA и ETU также добавляется для того, чтобы определить, какой луч или группа лучей могли вызвать определенную ошибку. Результаты моделирования сведены в таблицу 2. Значения $\overline{\tau}$ рассчитываются по (5), а значения $\overline{\tau}_e$ рассчитываются по (6).

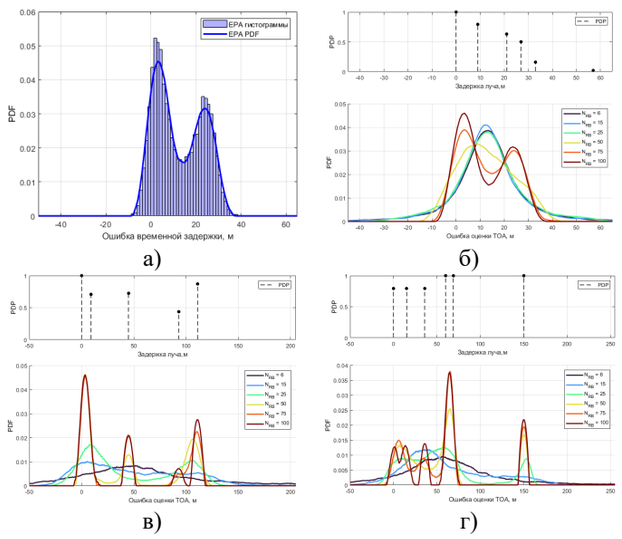


Рис. 5. Гистограммы ошибок временной задержки методом MLE (а – канал EPA, N_{RB}=100; б – канал EPA, разные числа РБ; в – канал EVA, разные числа РБ; г – канал ETU, разные числа РБ)

Таблица 2

Результаты вычисления $\overline{\tau}$ и $\overline{\tau}_e$

N_{RB}	Канал EPA		Канал EVA		Канал ETU	
	$\overline{\tau}$, м	$\overline{\tau}_e$, м	$\overline{\tau}$, м	$\overline{\tau}_e$, м	$\overline{\tau}$, м	$\overline{\tau}_e$, м
6	12,97	13,32	47,13	64,63	59,36	66,03
15	12,97	13,26	47,13	51,75	59,36	59,92
25	12,97	13,25	47,13	46,99	59,36	55,81
50	12,97	12,61	47,13	45,2	59,36	54,5
75	12,97	12,59	47,13	44,79	59,36	57,56
100	12,97	12,34	47,13	42,93	59,36	60,15

Из таблицы 2 следует, что оценки метрики $\overline{\tau}_e$ зависят от ширины полосы сигнала, в то время как среднее время задержки или центр тяжести PDP $\overline{\tau}$ не меняется. Таким образом, полученные результаты могут привести к более точной оценке возможностей позиционирования. Кроме того, полученные гистограммы могут быть использованы для определения влияния каждой многолучевой компоненты (МЛК) на погрешность определения расстояния. Тем не менее, расчет гистограммы ошибок времени MLE предполагает высокую вычислительную нагрузку из-за большого количества необходимых реализаций. Эти результаты не противоречат известным исследованиям [21].

Как и следовало ожидать, распределение PDP характеризует влияние многолучевого канала на ошибку оценки времени прихода сигнала TOA. Например, гистограммы для канала EPA, представленные на рисунке 5б, показывают МЛК, которые концентрируют существенную часть энергии. Этот эффект более выражен для каналов EVA и ETU, показанных на рисунках 5в и 5г соответственно, из-за их бо́льшей дисперсии задержки по сравнению с каналом EPA. Для сигналов PRS с более широкой полосой, МЛК можно идентифицировать из распределений ошибки оценки времени прихода сигнала TOA. Используя гистограмму ошибки оценки времени прихода, средняя оценка точности TOA $\overline{\tau}_e$ составляет около 13 метров для канала EPA, 48 метров для канала EVA и 59 метров для канала ETU, что соответствует средней задержке $\overline{\tau}$.

Далее с использованием полученных оценок выполним сравнение точности с методом FPE в следующем разделе.

2.5 Метод оценки по первому пику FPE

Метод оценки времени прихода сигнала TOA по первому пику FPE, также известный как пороговый метод (Threshold-based Estimator), является широко известным подходом и активно используется для оценки точности первичных измерений TOA в условиях многолучевости. Его фундаментальный принцип заключается в определении точности первичных измерений времени прихода сигнала по обнаружению самого раннего пика в функции взаимной корреляции между принятым сигналом и известным опорным сигналом, при условии, что амплитуда этого пика превышает заранее заданный пороговый уровень Λ_{thr}.

Ошибка оценки точности первичных измерений TOA определяется следующим образом [25]:

$$\hat{\tau} = \min_{\tau_{min} \le \tau \le \tau_{max}} \{\tau\} \text{ при условии } \Lambda(\tau) \ge \Lambda_{thr} \qquad (7)$$

где τ_{min} и τ_{max} – минимальное и максимальное значение оценки точности времени прихода сигнала TOA, Λ_{thr} – пороговое значение функции правдоподобия $\Lambda(\tau)$, а функция правдоподобия имеет вид [25]:

$$\Lambda(\tau) = \left| R_{yx}(\tau) \right|^2 \qquad (8)$$

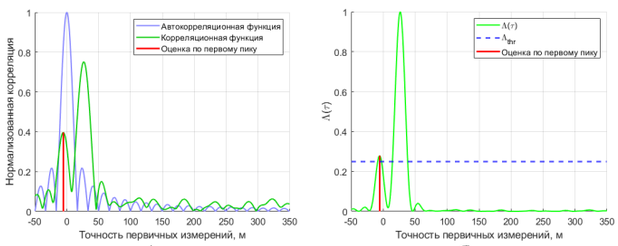
Проблема определения первого пика в функции правдоподобия заключается в выборе такого порога, выше которого можно предположить, что обнаруженные пики соответствуют путям прихода полезного сигнала. Выбор слишком низкого порога вызывает обнаружение пика, который не представляет луч прихода полезного сигнала. С другой стороны, выбор слишком высокого порога приводит к тому, что детектор пиков пропускает первый луч прихода; при выборе самого высокого порога выбор начинает работать по критерию максимального правдоподобия. Порог Λ_{thr}

может быть вычислен несколькими методами. Выполненное далее моделирование позволяет оценить точность первичных измерений времени прихода сигнала TOA пороговым методом, как указано в [25]:

$$\Lambda_{thr} \simeq \Lambda_{max} / 4 \qquad (9)$$

где Λ_{max} – максимальное значение функции правдоподобия.

На рисунке 6а представлен пример случайной реализации многолучевого канала EPA и соответствующие результаты вычисления корреляционных функции одного OFDM-символа для сигнала PRS при использовании 100 ресурсных блоков в модели канала АБГШ с отношением SNR=25 дБ. На рисунке 6б изображены функции правдоподобия $\Lambda(\tau)$ с указанием порога Λ_{thr} и значение ошибки оценки точности первичных измерений TOA $\hat{\tau}$, которые вычислены по (8), (9), (7) соответственно.

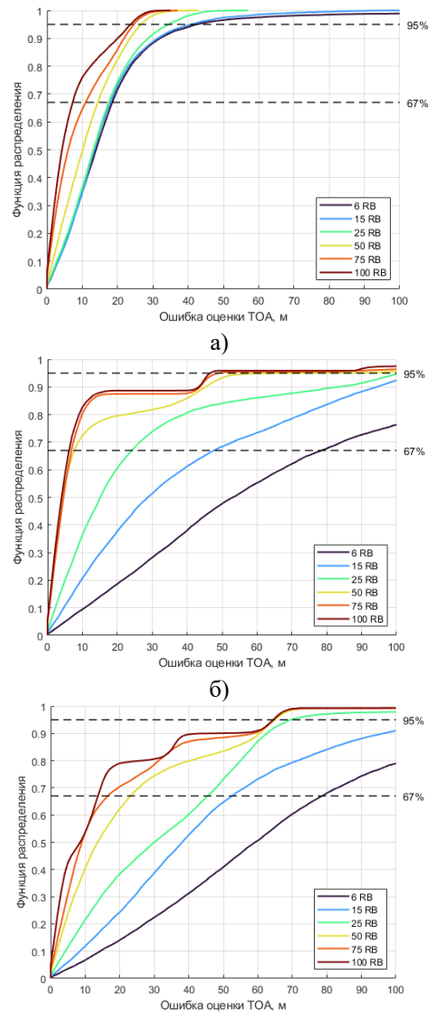


а) б)

Рис. 6. Пример оценки точности TOA по первому пику (а – график корреляционных функции; б – график функции правдоподобия)

Используя многократное (10000 итераций) повторение описанной выше процедуры, можно вычислить интегральную функцию распределения (ИФР, CDF – Cumulative Density Function) ошибок оценки TOA для определенного SNR, модели канала и полосы пропускания сигнала. Полученные CDF ошибок оценки TOA для моделей каналов EPA, EVA и ETU с SNR=25 дБ показаны на рисунках 7а, 7б и 7в соответственно.

Из рисунка 7 видно, что с увеличением полосы пропускания сигналов (число используемых РБ) точность первичных измерений TOA повышается. Как видно, случайные реализации многолучевости в моделях EVA и ETU приводят к большим ошибкам оценки TOA, чем в модели EPA, особенно для низких полос пропускания сигнала (например, 6 RB). При низких полосах пропускания текущая процедура будет показывать результаты, аналогичные средней оценке точности (см. раздел 3.4), поскольку все МЛК совместно способствуют ошибке оценки TOA, формируя единственный пик на функции корреляции. Таким образом, средняя задержка PDP $\bar{\tau}$ составляет около 50% случаев CDF, как видно из рисунков 7в. Большие ошибки псевдодальности, полученные в случае EVA и ETU, в основном вызваны разбросом вклада многолучевости из-за большего разброса задержек по сравнению с случаем EPA. Для того чтобы иметь представление о типичных ошибках первичных измерений TOA, в этих сценариях, выбираются 67% и 95% квантили вычисленной CDF.



а) б) в)

Рис. 7. Результаты псевдодальности методом FPE для одного OFDM-символа при SNR=25 дБ:
а – CDF канал EPA; б – CDF канал EVA; в – CDF канал ETU

2.6 Выводы

В разделе 2 были рассмотрены и проанализированы различные методы оценки времени прихода сигнала TOA в условиях отсутствия прямой видимости NLOS. На основе теоретического анализа и численного моделирования были получены следующие основные выводы. Оценку TOA можно найти в первом приближении с помощью огибающей ошибки многолучевого канала MPEE, но в реальном многолучевом канале оценка усложняется из-за увеличения числа отраженных лучей. Методы оценки среднего времени прихода сигнала на основе PDP и гистограмм ошибок временной задержки, полученных методом MLE, позволяют оценить влияние многолучевости на TOA. Однако эти методы не учитывают полной структуры многолучевого сигнала и искажение корреляционной функции, возникающее в условиях ограниченной полосы пропускания и шумов, что снижает точность оценки.

В связи с ограничениями вышеуказанных подходов, для дальнейшего моделирования в разделе 3 выбран метод FPE, который обеспечивает более реалистичную и практическую модель оценки времени прихода сигнала TOA в условиях многолучевости и межсотовых помех. Этот метод позволяет учитывать порог обнаружения и использовать статистический подход к определению ошибок синхронизации, что делает его особенно полезным при оценке точности позиционирования в условиях NLOS.

3 Исследование точности оценок координат разностно-дальномерным методом по первичным измерениям времени прихода сигнала в условиях отсутствия прямой видимости

3.1 Постановка задачи

Моделирование проводится на типичной сотовой гексагональной структуре сети радиодоступа при условии, что базовые станции полностью синхронизированы. Согласно сценарию по с координированному развертыванию сети, изложенному в отчете 3GPP TR 36.942 [13], 19 базовых станций расположены согласно рисунку 8.

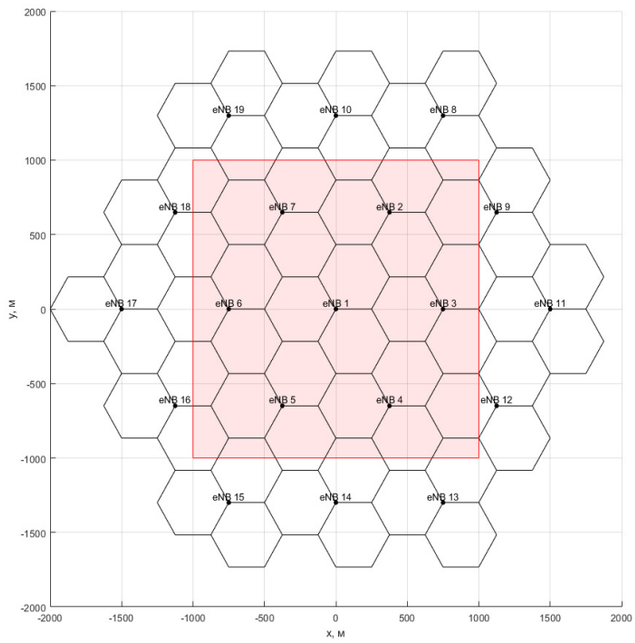


Рис. 8. Топология eNB и UE для моделирования

Сценарий смоделирован в MATLAB для двух полос частот: 1,4 и 10 МГц. Местоположения каждой eNB фиксированы, а UE находится на плоскости в области размером 2000×2000 м² (красная зона на рис. 8) с шагом 20 м.

Параметры сценария моделирования представлены в таблице 3.

Таблица 3

Параметры для моделирования

Параметр	Характеристика
Несущая частота	2 ГГц
Ширина полосы частот	1,4; 10 МГц
Частота дискретизации	1,92; 15,36 МГц
Размер БПФ	128, 1024
Топология сот	Гексагональная
Количество eNB	19
Расстояние между eNB	750 м
Модель антенны eNB	eNB с тремя секторами
Модель антенны UE	Всенаправленная
Модель канала	EPA, EVA, ETU

3.2 Сценарии вычисления отношение сигнал/(шум+помеха) в сетях LTE

Отношение сигнал/(шум+помеха) SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) является ключевым параметром оценки качества радиоканала и определяется как отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности шумов и интерференционных помех [21]:

$$\mathrm{SINR} = \frac{P_{signal}}{P_{noise} + P_{interference}}$$

где P_{signal} – мощность полезного сигнала, P_{noise} – мощность шума, $P_{interference}$ – мощность помех.

SINR определяет качество принимаемого сигнала: более высокие значения показателя свидетельствуют о преобладании полезного сигнала над помеховыми и шумовыми составляющими, что обеспечивает более надежную передачу данных и опорных сигналов, по которым выполняются первичные измерения TOA.

Существует 3 основных сценарии для расчета SINR в сетях LTE: нескоординированная сеть, подавление интерференции и скоординированная сеть [21].

В нескоординированной сети межсотовые помехи возникают из-за повторного использования частот соседними eNB. Хотя это повышает спектральную эффективность, мощный сигнал обслуживающей соты может маскировать ослабленные сигналы от соседних сот (известный эффект «ближней-дальней зоны»). При позиционировании на интервале передачи опорных сигналов оператор сети самостоятельно управляет порядком их передачи, что может привести к интерференции от соседних сот. В результате сеть функционирует в нескоординированном режиме, что в контексте приема опорных сигналов ухудшает SINR [21]:

$$\mathrm{SINR} = \frac{P_{rx,i}}{\sum_{j \neq i} P_{rx,j} + N_{rx}} \qquad (10)$$

где $P_{rx,i}$ – мощность принятого UE сигнала от обслуживающей i-й eNB, $P_{rx,j}$ – мощность принятого UE сигнала от j-й eNB, N_{rx} – уровень шума приемника UE.

Для снижения влияния межсотовых помех используют сценарии подавления интерференции. Основной принцип заключается в последовательном восстановлении и вычитании наиболее мощного помехового сигнала и сигнала обслуживающей eNB из общего принятого сигнала, что позволяет выделить полезные составляющие от соседних станций. SINR в данном случае можно выразить как [21]:

$$\mathrm{SINR} = \frac{\mathrm{P}_{\mathrm{rx},i}}{\sum_{\substack{j\neq i \\ j\neq m}} \mathrm{P}_{\mathrm{rx},j} + \mathrm{N}_{\mathrm{rx}}} \qquad (11)$$

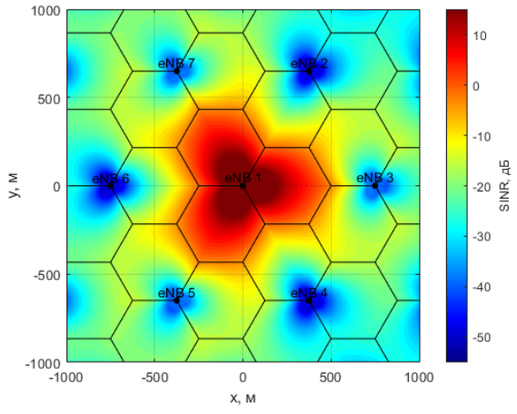
где $\mathrm{P}_{\mathrm{rx},m}$ – мощность принятого UE сигнала от самой сильной eNB. Применение данного подхода повышает точность позиционирования, однако ошибки при демодуляции сигнала от самой сильной eNB могут негативно повлиять на процесс подавления помех, а в некоторых случаях даже усилить интерференцию.

Данный эффект можно минимизировать, если источником помех являются опорные сигналы, такие как PSS, SSS или CRS. В 9-м релизе LTE были предложены опорные сигналы позиционирования PRS, использование которых делает возможным формирование сценария скоординированной сети. Скоординированная сеть характеризуется исключением одновременной передачи PRS от нескольких eNB на одной и той же частоте или в одном и том же временном слоте. Это позволяет существенно снизить уровень межсотовых помех; в частности, отсутствие передачи данных в PRS-субкадре способствует минимизации помех.

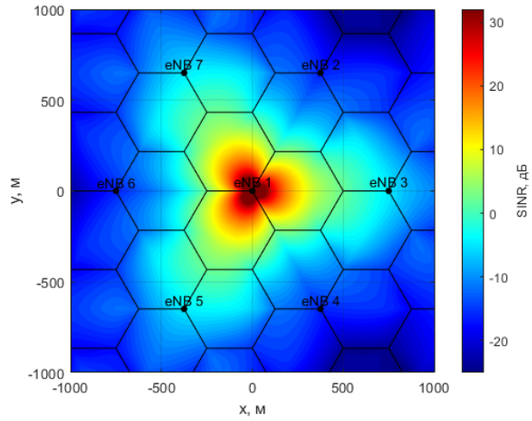
Хотя реализация данной схемы снижает спектральную эффективность, предотвращение интерференции настолько эффективно, что SINR можно приближенно считать равным отношению сигнал-шум SNR [21]:

$$\mathrm{SINR}=\mathrm{SNR}=\frac{\mathrm{P}_{\mathrm{rx},i}}{\mathrm{N}_{\mathrm{rx}}} \qquad (12)$$

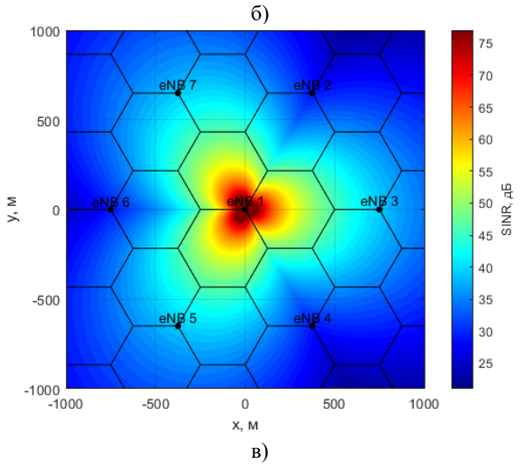
Рисунок 9 показывает результаты оценки SINR при моделировании по (10), (11), (12) в виде тепловых карт для разных сценариев вычисления с обслуживающей eNB1.



а)



б)



в)

Рис. 9. Тепловая карта SINR с обслуживающей eNB1:
а – нескоординированная сеть; б – подавление интерференции;
в – скоординированная сеть

В последующих разделах будут рассмотрены сценарии подавления интерференции и скоординированной сети, в которых для целей позиционирования используются соответственно сигналы CRS и PRS.

3.3 Оценка влияния помех на точность позиционирования методом OTDoA

Предположим, что $\mathbf{x}=[x,y]^T$ – неизвестные координаты UE; $\mathbf{x}_i=[x_i,y_i]^T$ – известные координаты $\mathrm{eNB_i}$, где $i=1,2,...,L$; L – число сигналов от самых мощных eNB, выбрано в заданном области (в данным моделирование L=5); $\hat{\mathbf{x}}=[\hat{x},\hat{y}]^T$ – оценка координат UE. Тогда расстояние r_i между UE и $\mathrm{eNB_i}$ определяется как [26]:

$$r_i=\|\mathbf{x}-\mathbf{x}_i\|=\sqrt{(x-x_i)^2+(y-y_i)^2}, i=1,2,3,...,L \qquad (13)$$

где $\|\cdot\|$ – Евклидова норма вектора. Из (13) разности дальности $\Delta R_{1,i}$ между $\mathrm{eNB_i}$ и $\mathrm{eNB_1}$ можно оценить как [26]:

$$\mathbf{f}_{\text{TDOA}}(\mathbf{x}) = \Delta R_{1,i} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2} - \sqrt{(x-x_2)^2+(y-y_2)^2} \\ \sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2} - \sqrt{(x-x_3)^2+(y-y_3)^2} \\ \dots \\ \sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2} - \sqrt{(x-x_L)^2+(y-y_L)^2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Матрица Якоби H определяется из уравнений (14) по координатам приемника UE [26]:

$$\mathbf{H} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}_{\text{TDOA}}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}\right] = \begin{bmatrix} \frac{x-x_1}{R_1} - \frac{x-x_2}{R_2} & \frac{y-y_1}{R_1} - \frac{y-y_2}{R} \\ \frac{x-x_1}{R_1} - \frac{x-x_3}{R_3} & \frac{y-y_1}{R_1} - \frac{y-y_3}{R_3} \\ \dots & \dots \\ \frac{x-x_1}{R_1} - \frac{x-x_L}{R_L} & \frac{y-y_1}{R_1} - \frac{y-y_3}{R_L} \end{bmatrix}$$

Геометрический фактор снижения точности позиционирования GDOP (Geometric Dilution of Precision) определяется по формуле [26]:

$$\text{GDOP} = \sqrt{(\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{H})^{-1}} \quad (15)$$

Информационная матрица Фишера FIM $\mathbf{I}(\mathbf{x})$ вычисляется по формуле [21]:

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}) = (\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{H})^{-1} \quad (16)$$

где $\mathbf{R}$ – матрица ковариации для целевой функции $\mathbf{f}_{\text{TDOA}}$, определена по формуле:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \sigma_1^2+\sigma_2^2 & \sigma_1^2 & \dots & \sigma_1^2 \\ \sigma_1^2 & \sigma_1^2+\sigma_3^2 & \dots & \sigma_1^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sigma_1^2 & \sigma_1^2 & \dots & \sigma_1^2+\sigma_L^2 \end{pmatrix}$$

где σ_i – стандартное отклонение, определяемое среднеквадратичной ошибкой (СКО) временной задержки для сигнала, переданного от eNB_i.

НГКР для оценки координат *x* и *y* задается компонентами $\left[\mathbf{I}(\mathbf{x})\right]_{1,1}$ и $\left[\mathbf{I}(\mathbf{x})\right]_{2,2}$ соответственно, поэтому совокупная НГКР для вектора оценки координат UE на плоскости $\mathbf{x}$, обозначаемая как CRLB($\mathbf{x}$), определяется из выражения:

$$\text{CRLB}(\mathbf{x}) = \left[\mathbf{I}(\mathbf{x})\right]_{1,1} + \left[\mathbf{I}(\mathbf{x})\right]_{2,2}$$

Ошибка оценки координат UE в метрах относительно истинного местоположения вычисляется как [21]:

$$\varepsilon_{\mathbf{x}} = \sqrt{trace(\mathbf{I}(\mathbf{x}))} \quad (17)$$

Пять значений SINR от пяти самых мощных eNB, которые получили в прошлом разделе, используются для вычисления матрицы ковариации $\mathbf{R}$ с помощью (2). Результатами оценки $\text{CRLB}(\tau)$ от eNB_i является стандартное отклонение σ_i. Далее выполняется вычисление GDOP по (15) и установление НГКР ошибки точности оценки координат на плоскости по (16) и (17). Результаты представлены на рисунках 10 и 11.

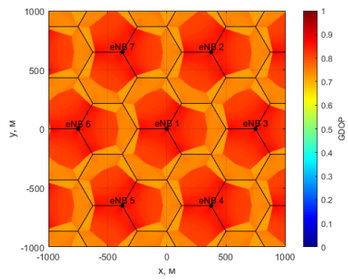


Рис. 10. GDOP

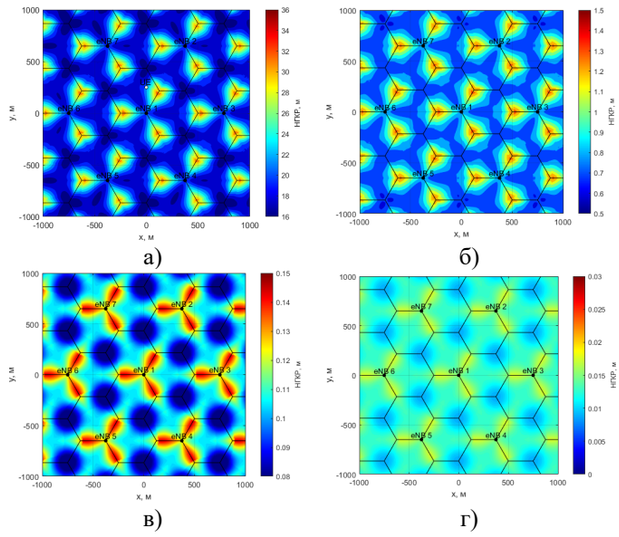


Рис. 11. Тепловая карта НГКР
(а – подавление интерференции, 1,4 МГц; б – подавление интерференции, 10 МГц; в – скоординированная сеть, 1,4 МГц;
г – скоординированная сеть, 10 МГц)

3.4 Оценка влияния помех и многолучевости на точности позиционирования методом OTDoA

В предыдущих разделах рассматривалось влияние шума, многолучевого канала и отношения SINR на опорные сигналы отдельно при оценке точности первичных измерений TOA. Однако для получения более достоверной оценки необходимо учитывать совокупное влияние всех указанных факторов в сценарии подавления интерференции (при использовании сигналов CRS) и координированной сети (при использовании сигналов PRS), применительно к условиям распространения сигнала: пешеходной, автомобильной и городской средам, моделируемым с помощью каналов EPA, EVA и ETU соответственно. Значение SINR рассчитывается от пяти наиболее сильных eNB, как описано в разделе 3.3, при полосе пропускания 1.4 или 10 МГц.

После добавления АБГШ к сигналу его автокорреляционная функция свёртывается с импульсной характеристикой конкретной модели многолучевого канала. Далее применяется метод оценки первого пика (описано в разделе 2.5) для вычисления интегральной функции распределения CDF ошибок псевдодальности. Наконец, для конкретного SINR, модели канала и ширины полосы сигнала берутся значения 67% или 95% CDF, чтобы получить погрешность оценок

координат UE с НГКР для позиционирования методом OTDoA.

Результаты моделирования для одного OFDM-сигнала в сценарии подавления интерференции и скоординированной сети представлены на рисунках 12 и 13 соответственно.

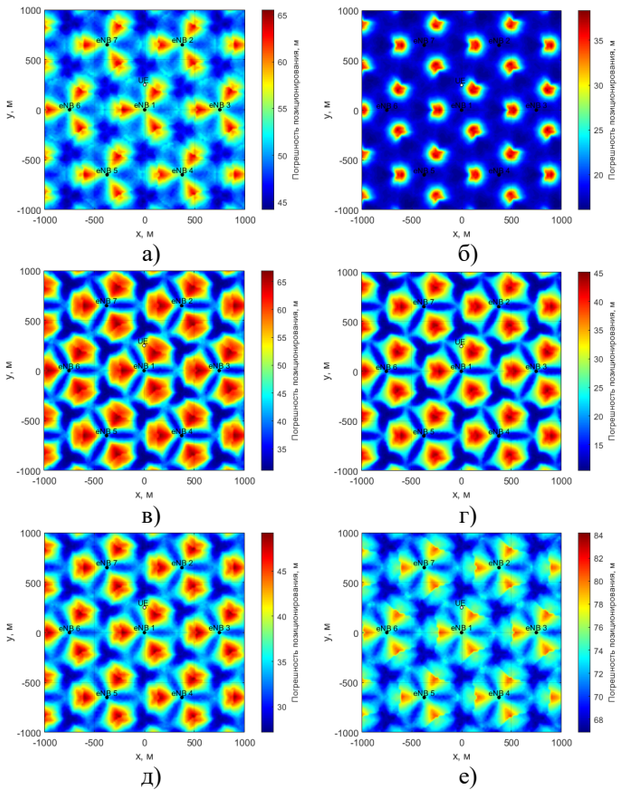
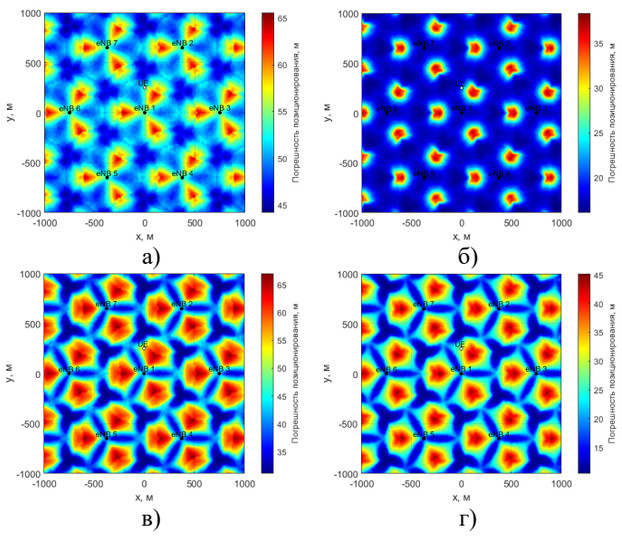


Рис. 12. Тепловая карта погрешности позиционирования для одного OFDM-символа в сценарии подавления интерференции LTE (а – 67% CDF канала EPA, 1,4 МГц; б – 67% CDF канала EPA, 10 МГц; в – 95% CDF канала EPA, 10 МГц; г – 67% CDF канала EVA, 10 МГц; д – 67% CDF канала ETU, 10 МГц; е – 95% CDF канала ETU, 10 МГц)



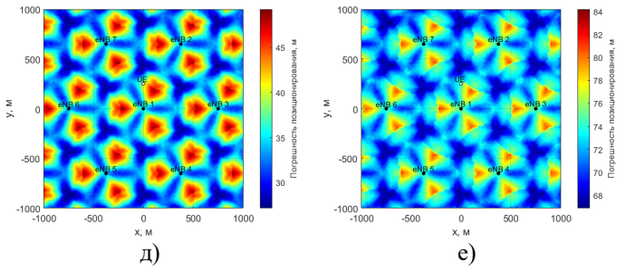


Рис. 13. Тепловая карта погрешности позиционирования для одного OFDM-символа в сценарии скоординированной сети LTE (а – 67% CDF канала EPA, 1,4 МГц; б – 95% CDF канала EPA, 1,4 МГц; в – 67% CDF канала EPA, 10 МГц; г – 95% CDF канала EPA, 10 МГц; д – 67% CDF канала EVA, 10 МГц; е – 67% CDF канала ETU, 10 МГц)

Таблица 4 показывает результаты моделирования в местоположения UE $\mathbf{x} = (0, 200)^T$.

Таблица 4

Результаты моделирования в местоположения $\mathbf{x} = (0, 200)^T$

	Погрешность позиционирования, м	
Канал EPA, 1,4 МГц		
Подавление интерференции	67% CDF	54,04
	95% CDF	115,6
Скоординированная сеть	67% CDF	17,8
	95% CDF	41,4
Канал EPA, 10 МГц		
Подавление интерференции	67% CDF	22,2
	95% CDF	61,5
Скоординированная сеть	67% CDF	14,1
	95% CDF	25,3
Канал EVA, 10 МГц		
Подавление интерференции	67% CDF	30,4
	95% CDF	73,2
Скоординированная сеть	67% CDF	7,5
	95% CDF	53,5
Канал ETU, 10 МГц		
Подавление интерференции	67% CDF	40,2
	95% CDF	75,2
Скоординированная сеть	67% CDF	21,8
	95% CDF	55,6

Результаты из рисунков 12 и 13 можно сравнить с результатами при отсутствии многолучевости на рисунке 11. Как можно заметить, лучшая точность позиционирования находится вокруг барицентра каждой группы из трех ближайших базовых станций. Для сценарии скоординированной сети и канала EPA с использованием полосы пропускания 1,4 МГц самая низкая ошибка позиционирования составляет около 17 и 39 метров в 67% и 95% случаев, как показано на рисунках 13а и 13б соответственно.

Эти погрешности позиционирования могут быть улучшены, если ширина сигнала увеличивается до 10 МГц, что приводит к погрешности позиционирования около 13,5 и 24,5 метров в 67% и 95% случаев для канала EPA, как показано на рисунках 13в и 13д соответственно. Подобные результаты можно получить только для канала ETU и EVA при использовании широких полос, как на рисунках 13г и 13е, из-за

более высокого среднего запаздывания импульсной характеристики канала, как упоминалось в предыдущем разделе. Как можно заметить, эти результаты сильно зависят от модели канала и метода оценки TOA.

Наблюдаемая тенденция сохраняется и в случае сценария подавления интерференции, однако значение погрешности позиционирования оказывается значительно выше по сравнению со случаем скоординированной сети. Это объясняется различием в уровне SINR между двумя сценариями, что наглядно представлено в разделе 3.2 и на рисунке 9. В частности, уровень SINR в скоординированной сети достигает от 25 до 80 дБ, тогда как в условиях подавления интерференции он ограничен диапазоном от 20 до 30 дБ. Для канала EPA при полосе пропускания 10 МГц минимальная ошибка позиционирования в этом случае составляет около 16 и 35 метров в 67% и 95% случаев на рисунках 12б и 12в соответственно. Эти значения близки к результатам, полученным для полосы 1,4 МГц в сценарии скоординированной сети, что свидетельствует о высокой эффективности скоординированной сети (при использовании сигналов PRS) для решения задачи позиционирования.

3.5 Выводы

Проведено моделирование точности позиционирования UE в сетях LTE с использованием метода OTDoA в условиях отсутствия прямой видимости NLOS. В рамках моделирования была рассмотрена модель гексагональной сотовой структуры сети, а также определены параметры и характеристики, необходимые для построения реалистичных сценариев распространения сигнала. Исследованы три основных подхода к вычислению отношения SINR в сетях LTE: нескоординированная сеть, сценарий подавления интерференции и скоординированная сеть. На основе полученных карт распределения SINR для каждого сценария были рассчитаны значения НГКР, характеризующие предельную точность оценки координат UE на плоскости.

Оценки НГКР далее используются для сравнительного анализа с результатами моделирования ошибок позиционирования, учитывающего совместное влияние шума, межсотовых помех и многолучевости, представленного в разделе 3.4. Проведённый анализ в разделе 3 представляет собой основу для всестороннего установления погрешностей позиционирования в сетях LTE и создаёт предпосылки для повышения точности определения местоположения в реальных условиях.

Заключение

Влияние типичных моделей канала, особенно их многолучевого распространения, на оценку точности первичных измерений TOA было оценено для возможностей позиционирования в сетях LTE. Для предварительной оценки влияния мощности многолучевого сигнала, задержки многолучевого сигнала и полосы пропускания сигнала использована двухлучевая модель (один прямой LOS и один отраженный NLOS) и метрика огибающей ошибки многолучевого канала MPEE. Из-за ограничений этой метрики далее была рассчитана средняя задержка $\bar{\tau}$ на основе профиля задержек мощности PDP и средняя оценка точности TOA $\bar{\tau}_e$ на основе гистограммы ошибок временной задержки методом MLE, которая вычисляется для традиционных моделей канала LTE. Однако оба указанных метода не учитывают влияние многолучевости на сигнал LTE в реальных условиях, поэтому был рассмотрен метод оценки TOA по первому пику FPE. Проблема данного метода заключается в выборе такого порога, выше которого можно предположить, что обнаруженные пики соответствуют путям прихода полезного сигнала.

Проанализирована точность первичных измерений и оценок координат для одного OFDM-символа опорных сигналов с учетом воздействия шума, межсотовых помех и многолучевости. Для этого был вычислен бюджет канала пяти самых мощных базовых станций относительно местоположения UE для каждой позиции в сценарии подавления помех и скоординированной сети. Полученные значения отношения сигнал/(шум+помеха) SINR были использованы для определения уровня шума АБГШ, который был добавлен к сигналу. Автокорреляция сигнала с шумом была свёрнута с импульсной характеристикой канала типичной модели многолучевости. Затем был использован метод оценки по первому пику для вычисления ошибок времени прихода сигнала TOA для каждой реализации канала. Типичные значения псевдодальности были вычислены с квантилем 67% и 95% интегральной функции распределения CDF полученных ошибок оценки TOA. Эти псевдодальности в конечном итоге были использованы для вычисления ошибки позиционирования с помощью НГКР для позиционирования методом OTDoA. Полученные значения точности позиционирования в случае сценария подавления интерференции оказались ниже по сравнению со сценарием скоординированной сети из-за уровня SINR между двумя сценариями.

Для скоординированной сети при минимальной полосе пропускания LTE (т.е. 1,4 МГц), были обнаружены типичные ошибки позиционирования около 17 и 39 метров в 67% и 95% случаев для канала EPA соответственно. Эти результаты улучшаются для полосы пропускания сигнала 10 МГц до 13,5 и 24,5 метров в 67% и 95% случаев для того же канала соответственно. Подобные результаты можно получить только для канала ETU и EVA при использовании широких полос из-за более высокого среднего запаздывания импульсной характеристики канала. Эти результаты сильно зависят от модели канала и метода оценки TOA. Таким образом, в данной работе была предложена методология для теоретического анализа ошибок позиционирования в сетях LTE, и были представлены предварительные результаты для сценариев подавления помех и скоординированной сети LTE.

Результаты, представленные в этом моделировании, имеют некоторые ограничения. Во-первых, в работе предполагается идеальная синхронизация между базовыми станциями, что в реальных условиях может быть затруднено и повлиять на точность измерений времени прихода сигнала TOA. Кроме того, техника подавления межсотовых помех рассматривается как идеальная и не учитывает возможные искажения, возникающие при совместной передаче в реальных сетях. Существенным ограничением также является высокая чувствительность результатов к методу выбора порога в алгоритме оценки TOA по первому пику FPE. Эффективность этого метода во многом зависит от корректной настройки порогового значения, особенно в условиях низкого отношения сигнал/шум.

Ещё одним важным ограничением является то, что моделирование выполнено только для одного OFDM-символа, тогда как использование опорных сигналов на интервале нескольких OFDM-символов при их накоплении может значительно повысить точность оценки координат.

В дальнейшем предполагается более детальное исследование поведения метода FPE, включая разработку адаптивных стратегий выбора порога и сравнение с современными методами оценки TOA на интервале нескольких OFDM-символов.

Актуальным направлением является адаптация предложенной методологии для применения в сетях пятого поколения 5G с учётом широкополосных сигналов, многоканальной передачи, технологии Massive MIMO и агрегации несущих, что открывает новые возможности для высокоточного позиционирования.

Литература

1. *Gao Y., Jing H., Dianati M., Hancock C. M., Meng X.* Performance Analysis of Robust Cooperative Positioning Based on GPS/UWB Integration for Connected Autonomous Vehicles // IEEE Transactions on Intelligent Vehicles. 2023. Vol. 8, № 1. P. 790-802. DOI: 10.1109/TIV.2022.3144341.

2. *Rajchowski P., Correia L. M., Tareco P., Cwalina K. K.* Modeling 5G-NR-Based Positioning Accuracy in Urban Environments // IEEE Access. 2025. Vol. 13. P. 49050-49061. DOI: 10.1109/ACCESS.2025.3551841.

3. *Abuyaghi M., Si-Mohammed S., Shaker G., Rosenberg C.* Positioning in 5G Networks: Emerging Techniques, Use Cases, and Challenges // IEEE Internet of Things Journal. 2025. Vol. 12, № 2. P. 1408-1427. DOI: 10.1109/JIOT.2024.3487822.822

4. *Fokin G., Ryutin K., Komissarov A., Grigoriev V.* Software-Defined Radio Network Positioning Technology Design. Synchronization Refinement // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Vyborg, Russian Federation. 2024. P. 1-6. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617863.

5. *Navarro L. A., Tiberius C. C. J. M., Janssen G. J. M.* Maximum Likelihood Time-Delay Estimation in Multipath Channels with Two-and Three-Paths Models Using OFDM // 2025 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Salt Lake City, UT, USA. 2025. P. 968-979. DOI: 10.1109/PLANS61210.2025.11028343.

6. *Wang P.* Signal Tracking and Multipath Mitigation for Cellular-Based Positioning // Handbook of Wireless Positioning. 2025. P. 1-32. DOI: 10.1007/978-981-99-1650-4_62-1.

7. *Winter A., Morrison A., Sokolova N.* Analysis of 5G and LTE Signals for Opportunistic Navigation and Time Holdover // Sensors. 2023. Vol. 24, № 1. P. 213. DOI: 10.3390/s24010213.

8. *Wang X., Zhao X., Zhang Y., Wang Y., Shao J., Qu X.* Research on OTDOA Positioning Method for 5G in Multipath Channel // 2023 4th International Conference on Computer Engineering and Intelligent Control (ICCEIC), Guangzhou, China. 2023. P. 263-269. DOI: 10.1109/ICCEIC60201.2023.10426731.

9. *Wang P., Morton Y. J.* Impact Analysis of Intercell Interference in Cellular Networks for Navigation Applications // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2023. Vol. 59, № 1. P. 685-694. DOI: 10.1109/TAES.2022.3186970.

10. *Alghisi M., Biagi L.* Positioning with GNSS and 5G: Analysis of Geometric Accuracy in Urban Scenarios // Sensors. 2023. Vol. 23. P. 2181. DOI: 10.3390/s23042181.

11. *Gonzalez-Garrido A., Querol J., Chatzinotas S.* 5G Positioning Reference Signal Configuration for Integrated Terrestrial/Non-Terrestrial Network Scenario // 2023 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Monterey, CA, USA. 2023. P. 1136-1142. DOI: 10.1109/PLANS53410.2023.10140024.

12. *Kim S., Jung H., Kim S.* 5G Positioning Performance Analysis with 3GPP Macro Cell Environment // 2024 15th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju Island, Korea, Republic of. 2024. P. 1286-1289. DOI: 10.1109/ICTC62082.2024.10827788.

13. 3GPP TR 36.942. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Frequency (RF) system scenarios. Release 18. V18.0.0. 2024-03.

14. *Фокин Г. А., Волгушев Д. Б.* Использование SDR-технологии для задач сетевого позиционирования. Модели приема и обработки опорных сигналов LTE // Вестник СибГУТИ. 2022. № 3. С. 62–83. DOI: 10.55648/1998-6920-2022-16-3-62-83. EDN: GYVODU.

15. *Хыа Х. К., Фокин Г. А., Рютин К. Е.* Позиционирование устройств в сетях LTE. Часть 3. Исследование корреляционных функций опорных сигналов // Информационные технологии и телекоммуникации. 2024. Т. 12. № 4. С. 22-37. DOI: 10.31854/2307-1303-2024-12-4-22-37. EDN: TFCKCC.

16. *Wang P., Morton Y. J.* Performance Comparison of Time-of-Arrival Estimation Techniques for LTE Signals in Realistic Multipath Propagation Channels // NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation. 2020. Vol. 67, № 4. P. 691-712. DOI: 10.1002/navi.395.

17. *Huang M., Zhu C., Dammann A.* Maximum likelihood TOA and OTDOA estimation with first arriving path detection for 3GPP LTE system // Transactions on Emerging Telecommunications Technologies. 2014. Vol. 27. DOI: 10.1002/ett.2871.

18. *Alhafid A. Kh., Younis S.* Observed Time Difference of Arrival Based Position Estimation for LTE Systems: Simulation Framework and Performance Evaluation // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. 2020. Т. 3, № 9(105). С. 20-28. DOI: 10.15587/1729-4061.2020.201382.

19. *Del Peral-Rosado J. A., Lopez-Salcedo J. A., Seco-Granados G., Zanier F., Crisci M.* Analysis of Positioning Capabilities of 3GPP LTE // Proc. 2012 6th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop (SPSC), Vigo, Spain. 2012. P. 650-659.

20. *Del Peral-Rosado J. A., Lopez-Salcedo J. A., Seco-Granados G.* Evaluation of the LTE positioning capabilities under typical multipath channels // Proc. 2012 6th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop (SPSC), Vigo, Spain. 2012. P. 139-146. DOI: 10.1109/ASMS-SPSC.2012.6333065.

21. *Del Peral-Rosado J. A.* Evaluation of the LTE Positioning Capabilities in Realistic Navigation Channels. Universitat Autònoma de Barcelona, 2014. 164 p.

22. 3GPP TR 36.211. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation. Release 18. V18.0.1. 2024-04.

23. 3GPP TS 36.104. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception. Release 19. V19.0.9. 2025-03.

24. 3GPP TS 36.101. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception. V19.1.0. 2025-03.

25. *Del Peral-Rosado J. A., Lopez-Salcedo J. A., Seco-Granados G.* Impact of frequency-hopping NB-IoT positioning in 4G and future 5G networks // 2017 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), Paris, France. 2017. P. 815-820. DOI: 10.1109/ICCW.2017.7962759.

26. *Хыа Х. К., Фокин Г. А., Нгуен Х. Н.* Позиционирования устройств в сетях LTE. Часть 2. Исследование влияния топологии базовых станций на точность оценок координат // Информационные технологии и телекоммуникации. 2024. Т. 12. № 3. С. 13-28. DOI: 10.31854/2307-1303-2024-12-3-13-28. EDN: KONADC.

COMPREHENSIVE STUDY OF DEVICE POSITIONING ACCURACY IN LTE NETWORKS UNDER NON-LINE-OF-SIGHT CONDITIONS

Cuong H. Hua, *The Bonch-Bruevich SPbSUT, St. Petersburg, Russia,* ***khya.khk@sut.ru***
Grigoriy A. Fokin, *The Bonch-Bruevich SPbSUT, St. Petersburg, Russia,* ***fokin.ga@sut.ru***

Abstract
Today, the overwhelming radio coverage in megacities is provided by fourth-generation 4G LTE networks in conditions of no direct visibility, therefore, despite the development of fifth-generation 5G NR networks, the task of a comprehensive study of the accuracy of positioning devices in LTE networks remains relevant and in demand. A sufficient number of studies by leading foreign scientific schools are devoted to this issue, but in the domestic segment, as far as the authors know, no works have been published yet that reveal a comprehensive accounting of all factors. The purpose of this study is to develop a methodology for establishing the limits of the accuracy of positioning devices in LTE networks, taking into account the impact of multipath, interference and bandwidth limitations on a typical hexagonal cellular structure of a radio access network fragment in accordance with the recommendations of 3GPP TR 36.942 report. The analysis includes modeling of typical multipath channels (EPA, EVA, ETU) describing operation in conditions of no line of sight, implementation of TOA estimation methods, such as multipath channel error envelope, first peak estimation, average TOA accuracy estimate based on power delay profile and based on time delay error histogram using maximum likelihood method, as well as establishing the Cramer-Rao lower bound of both primary TOA measurements and coordinate estimates resulting from secondary TOA processing using OTDoA method. The obtained results can be used in configuration of existing, as well as in construction of prospective LTE networks and corresponding positioning algorithms to improve the accuracy of geolocation in real operation conditions. The developed methodology can also be used in next-generation 5G/6G networks.

Keywords: *4G, TOA, OTDoA, positioning, primary measurement accuracy, NLOS, CRLB, PRS, FPE*

References

[1] Y. Gao, H. Jing, M. Dianati, C. M. Hancock, and X. Meng, "Performance analysis of robust cooperative positioning based on GPS/UWB integration for connected autonomous vehicles," *IEEE Trans. Intell. Veh.*, vol. 8, no. 1, pp. 790-802, 2023, doi: 10.1109/TIV.2022.3144341.
[2] P. Rajchowski, L. M. Correia, P. Tareco, and K. K. Cwalina, "Modeling 5G-NR-based positioning accuracy in urban environments," *IEEE Access*, vol. 13, pp. 49050-49061, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3551841.
[3] M. Abuyaghi, S. Si-Mohammed, G. Shaker, and C. Rosenberg, "Positioning in 5G networks: Emerging techniques, use cases, and challenges," *IEEE Internet Things J.*, vol. 12, no. 2, pp. 1408-1427, 2025, doi: 10.1109/JIOT.2024.3487822.822.
[4] G. Fokin, K. Ryutin, A. Komissarov, and V. Grigoriev, "Software-defined radio network positioning technology design. Synchronization refinement," *in Proc. 2024 Syst. Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommun. (SYNCHROINFO)*, Vyborg, Russia, 2024, pp. 1-6, doi: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617863.
[5] L. A. Navarro, C. C. J. M. Tiberius, and G. J. M. Janssen, "Maximum likelihood time-delay estimation in multipath channels with two- and three-paths models using OFDM," *in Proc. 2025 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symp. (PLANS)*, Salt Lake City, UT, USA, 2025, pp. 968-979, doi: 10.1109/PLANS61210.2025.11028343.
[6] P. Wang, "Signal tracking and multipath mitigation for cellular-based positioning," *in Handbook of Wireless Positioning*, 2025, pp. 1-32, doi: 10.1007/978-981-99-1650-4_62-1.
[7] A. Winter, A. Morrison, and N. Sokolova, "Analysis of 5G and LTE signals for opportunistic navigation and time holdover," *Sensors*, vol. 24, no. 1, p. 213, 2023, doi: 10.3390/s24010213.
[8] X. Wang et al., "Research on OTDOA positioning method for 5G in multipath channel," *in Proc. 2023 4th Int. Conf. Comput. Eng. Intell. Control (ICCEIC)*, Guangzhou, China, 2023, pp. 263-269, doi: 10.1109/ICCEIC60201.2023.10426731.
[9] P. Wang and Y. J. Morton, "Impact analysis of intercell interference in cellular networks for navigation applications," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 59, no. 1, pp. 685-694, 2023, doi: 10.1109/TAES.2022.3186970.
[10] M. Alghisi and L. Biagi, "Positioning with GNSS and 5G: Analysis of geometric accuracy in urban scenarios," *Sensors*, vol. 23, p. 2181, 2023, doi: 10.3390/s23042181.
[11] A. Gonzalez-Garrido, J. Querol, and S. Chatzinotas, "5G positioning reference signal configuration for integrated terrestrial/non-terrestrial network scenario," *in Proc. 2023 IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, USA, 2023, pp. 1136-1142, doi: 10.1109/PLANS53410.2023.10140024.
[12] S. Kim, H. Jung, and S. Kim, "5G positioning performance analysis with 3GPP macro cell environment," *in Proc. 2024 15th Int. Conf. Inf. Commun. Technol. Convergence (ICTC)*, Jeju Island, South Korea, 2024, pp. 1286-1289, doi: 10.1109/ICTC62082.2024.10827788.
[13] 3GPP TR 36.942, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Frequency (RF) System Scenarios, Release 18, V18.0.0, Mar. 2024.

[14] G. A. Fokin and D. B. Volgushev, "Using SDR technology for network positioning tasks. LTE Reference Signal Reception and Processing Models," *Westn. SibGUTI*, no. 3, pp. 62–83, 2022, doi: 10.55648/1998-6920-2022-16-3-62-83.
[15] Kh. K. Khya, G. A. Fokin and K. E. Ryutin, "Positioning devices in LTE networks. Part 3. Study of correlation functions of reference signals," *Inform. technol. and Telecommunications*, vol. 12, no. 4, pp. 22–37, 2024, doi: 10.31854/2307-1303-2024-12-4-22-37.
[16] P. Wang and Y. J. Morton, "Performance comparison of time-of-arrival estimation techniques for LTE signals in realistic multipath propagation channels," *NAVIGATION*, vol. 67, no. 4, pp. 691-712, 2020, doi: 10.1002/navi.395.
[17] M. Huang, C. Zhu, and A. Dammann, "Maximum likelihood TOA and OTDOA estimation with first arriving path detection for 3GPP LTE system," *Trans. Emerg. Telecommun. Technol*., vol. 27, 2014, doi: 10.1002/ett.2871.
[18] A. Kh. Alhafid and S. Younis, "Observed time difference of arrival based position estimation for LTE systems: Simulation framework and performance evaluation," *East.-Eur. J. Enterp. Technol.*, vol. 3, no. 9(105), pp. 20-28, 2020, doi: 10.15587/1729-4061.2020.201382.
[19] J. A. Del Peral-Rosado et al., "Analysis of positioning capabilities of 3GPP LTE," *in Proc. 2012 6th ASMS and 12th SPSC*, Vigo, Spain, 2012, pp. 650-659.
[20] J. A. Del Peral-Rosado, J. A. Lopez-Salcedo, and G. Seco-Granados, "Evaluation of the LTE positioning capabilities under typical multipath channels," *in Proc. 2012 6th ASMS and 12th SPSC*, Vigo, Spain, 2012, pp. 139-146, doi: 10.1109/ASMS-SPSC.2012.6333065.
[21] J. A. Del Peral-Rosado, Evaluation of the LTE Positioning Capabilities in Realistic Navigation Channels, Ph.D. dissertation, Univ. Aut?noma de Barcelona, 2014, 164 p.
[22] 3GPP TR 36.211, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation, Release 18, V18.0.1, Apr. 2024.
[23] 3GPP TS 36.104, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) Radio Transmission and Reception, Release 19, V19.0.9, Mar. 2025.
[24] 3GPP TS 36.101, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception, V19.1.0, Mar. 2025.
[25] J. A. Del Peral-Rosado, J. A. Lopez-Salcedo, and G. Seco-Granados, "Impact of frequency-hopping NB-IoT positioning in 4G and future 5G networks," *in Proc. 2017 IEEE ICC Workshops*, Paris, France, 2017, pp. 815-820, doi: 10.1109/ICCW.2017.7962759.
[26] H. K. Hya, G. A. Fokin and H. N. Nguyen, "Device positioning in LTE networks. Part 2. A Study of the Influence of Base Station Topology on the Accuracy of Coordinate Estimates," *Inform. technol. and Telecommunications*, vol. 12, no. 3, pp. 13–28, 2024, doi: 10.31854/2307-1303-2024-12-3-13-28

Information about authors:

Cuong H. Hua, *Postgraduate student of the Department of Wireless Technologies and Systems of the Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Telecommunications.ORCID 0009-0008-0659-8126*

Grigoriy A. Fokin, *doctor of technical sciences, docent, professor of the Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Telecommunications. ORCID 0000-0002-5358-1895*