

Научная статья

УДК 621.396.969

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2026-12-1-81-115>

EDN:TIWBEI



Совместная максимально-правдоподобная оценка времени прихода сигнала в многолучевом канале при позиционировании устройств в сетях LTE

Хю Кыонг Хыа, khya.khk@sut.ru **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. Несмотря на развитие технологий 5G, использование 4G остается актуальным. Более того, параметры радиointерфейса LTE лежат в основе NR, что делает результаты, полученные для LTE, применимыми и к NR. Позиционирование в сетях LTE основано на измерениях времени прихода сигналов ToA. Условия отсутствия прямой видимости в многолучевом канале вызывают значительные ошибки оценки ToA и требуют разработки методов их компенсации для повышения точности позиционирования.

Целью работы является повышение точности измерений ToA в условиях отсутствия прямой видимости за счет исследования и разработки методов совместной максимально-правдоподобной оценки JML ToA в многолучевом канале.

Результаты. Показано, что использование метода 2D-JML более эффективно по сравнению с 1D-JML, особенно в сценариях с близкорасположенными многолучевыми компонентами, характерными для сигналов с малой полосой частот. Улучшение достигается при научно обоснованном выборе числа отсчетов сигнала на выходе многолучевого канала. Установлено, что в моделях EPA, EVA и ETU при $C/N_0 = 85$ дБ · Гц после устранения интерференции точность дальномерных измерений методом 2D-JML с гибридной моделью отсчетов составляет от 26 до 60 м для полосы 1,4 МГц и менее 4 м для 20 МГц.

Новизна. Впервые представлено комплексное научное обоснование ширины полосы и числа отсчетов для метода совместной максимально-правдоподобной оценки ToA в многолучевом канале в типовых сценариях позиционирования устройств LTE для достижения метровой точности дальномерных измерений.

Теоретическая значимость. Уточняются теоретические основы оценки времени прихода сигнала в многолучевых каналах LTE. Предложенный метод JML оценки ToA развивает классический метод максимально правдоподобия, учитывая структуру канала и позволяя приблизиться к НГКР. Результаты могут использоваться при дальнейшем развитии теории позиционирования на основе OFDM-сигналов.

Практическая значимость. Метод JML может быть реализован в существующих устройствах LTE/LTE-A для повышения точности позиционирования без изменения инфраструктуры сети. Полученные результаты применимы и для разработки алгоритмов позиционирования в перспективных сетях 5G.

Финансирование: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-29-01263, <https://rscf.ru/project/25-29-01263>

Ключевые слова: позиционирование, LTE, время прихода сигнала, максимально-правдоподобная оценка, отсутствие прямой видимости, многолучевой канал, 1D-JML, 2D-JML

Ссылка для цитирования: Хыа Х.К., Фокин Г.А. Совместная максимально-правдоподобная оценка времени прихода сигнала в многолучевом канале при позиционировании устройств в сетях LTE // Труды учебных заведений связи. 2026. Т. 12. № 1. С. 81–115. DOI:10.31854/1813-324X-2026-12-1-81-115. EDN:TIWBEI

Original research
<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2026-12-1-81-115>
EDN:TIWBEI

Joint Maximum Likelihood Time-of-Arrival Estimation in Multipath Channels for Device Positioning in LTE Networks

 **Hyu K. Hua**, khya.khk@sut.ru
 **Grigorij A. Fokin** , fokin.ga@sut.ru

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

Annotation

Relevance. Despite the development of 5G technologies, the use of 4G remains relevant. Moreover, the LTE radio interface parameters underlie NR, making the results obtained for LTE applicable to NR. Positioning in LTE networks is based on ToA signal arrival time measurements. Non-line-of-sight conditions in a multipath channel cause significant ToA estimation errors, requiring the development of compensation methods to improve positioning accuracy.

The aim of this work is to improve the accuracy of ToA measurements in non-line-of-sight conditions by researching and developing methods for joint maximum-likelihood (JML) ToA estimation in a multipath channel.

Results. The 2D-JML method is shown to be more effective than 1D-JML, especially in scenarios with closely spaced multipath components typical of small-bandwidth signals. This improvement is achieved through a scientifically justified selection of the number of signal samples at the multipath channel output. It was found that in the EPA, EVA, and ETU models at $C/N_0 = 85$ dB·Hz, after interference elimination, the ranging accuracy of 2D-JML measurements with a hybrid sampling model ranges from 26 to 60 m for a 1.4 MHz bandwidth and less than 4 m for 20 MHz.

Novelty. For the first time, a comprehensive scientific justification of the bandwidth and number of samples for the joint maximum-likelihood ToA estimation method in a multipath channel is presented in typical LTE device positioning scenarios to achieve meter-level accuracy of ranging measurements.

The theoretical significance. The theoretical foundations for signal arrival time estimation in multipath LTE channels are refined. The proposed JML ToA estimation method expands on the classical maximum likelihood method by taking into account the channel structure and allowing for closer approximation to the CRLB. The results can be used in the further development of OFDM-based positioning theory.

The practical significance. The JML method can be implemented in existing LTE/LTE-A devices to improve positioning accuracy without changing the network infrastructure. The results obtained are also applicable to the development of positioning algorithms for future 5G networks.

Funding: This research was funded by the Russian Science Foundation Grant No. 25-29-01263, <https://rscf.ru/project/25-29-01263>

Keywords: positioning, LTE, time of arrival, maximum likelihood estimation, Non-Line-of-Sight, multipath channel, 1D-JML, 2D-JML

For citation: Hua H.C., Fokin G.A. Joint Maximum Likelihood Time-of-Arrival Estimation in Multipath Channels for Device Positioning in LTE Networks. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2026;12(1):81–115. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2026-12-1-81-115. EDN:TIWBEI

1. Введение

Технологии позиционирования становятся неотъемлемой частью современных и перспективных гибридных орбитально-наземных сетей

связи, предъявляя все более высокие требования к точности, доступности и надежности определения местоположения [1, 2]. Несмотря на постоянное развитие глобальных навигационных спутниковых систем, эффективность их работы значитель-

но снижается в условиях плотной городской застройки и сценариев внутри помещений, где распространение сигнала сопровождается отражениями и затенениями [3, 4]. Поэтому использование дополнительных локальных систем навигации на основе инфраструктуры современных и перспективных сетей сотовой связи рассматривается как важный шаг на пути к реализации услуг определения местоположения в любом сценарии и в любое время [5–8]. В таких сценариях целесообразно использовать наземные радиотехнические локальные системы навигации и позиционирования, среди которых наиболее перспективным направлением является использование инфраструктуры сетей стандарта 4G LTE (*аббр. от англ. Long-Term Evolution*) [9–11].

Несмотря на высокую публикационную активность в области технологий сетевого позиционирования 5G и 6G [12–14], говорить о широком распространении работающих прототипов на сегодняшний день не приходится. Это связано, в том числе, с замедлением ввода в строй инфраструктуры сетей радиодоступа 5G как в России, так и за рубежом. В то же время подавляющее радиопокрытие в мире на сегодняшний день обеспечивается сетями 4G LTE. На физическом уровне технологии 4G LTE и LTE-A (*от англ. LTE-Advanced*), как и технологии 5G NR (*от англ. New Radio*), основаны на радиointерфейсе с ортогональным частотным разделением и мультиплексированием (OFDM, *аббр. от англ. Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) [2, 8]. Поэтому исследование и разработка моделей и методов позиционирования с использованием OFDM-сигналов базовых станций (БС) сетей радиодоступа LTE представляется актуальной и востребованной задачей как для создания и апробации прототипов в существующих сетях 4G, так и для формирования технологического задела при проектировании перспективных решений для сетей 5G и 6G [8, 14].

Одним из основных методов позиционирования в сетях LTE является метод наблюдаемой разности времени прихода сигналов (OTDoA, *аббр. от англ. Observed Time Difference Of Arrival*) [15]. Метод основан на оценке пользовательским устройством (UE, *аббр. от англ. User Equipment*) разности времени прихода сигналов (TOA, *аббр. от англ. Time of Arrival*) в нисходящем канале от нескольких БС [10, 16]. Точность определения местоположения данным методом существенно зависит от эффективности дальномерных измерений – точности оценки времени прихода сигналов TOA [11, 17]. Однако многолучевое распространение и условия отсутствия прямой видимости (NLOS, *аббр. от англ. Non Line Of Sight*) по-прежнему являются основными ограничивающими факторами в городских условиях, даже после устранения межсотовой

интерференции [18–22]. Поэтому для повышения точности позиционирования устройств в сетях LTE необходимы специальные модели и методы обработки OFDM-сигналов стандарта LTE на выходе многолучевого канала в приемном устройстве UE. Для воспроизведения условий многолучевости именно для задач позиционирования очень важно построить надлежащие математические и имитационные модели условий многолучевого распространения [23–26]. Согласно технической спецификации LTE 3GPP TS 36.104 [27] на сегодняшний день используются модели оценки канала с многолучевым распространением радиоволн (PPB), которые определяет профиль задержек мощности (PDP, *аббр. от англ. Power Delay Profile*) в различных сценариях многолучевости. В этих условиях эффективность работы коррелятора или согласованного фильтра для задач первичных дальномерных измерений на основе оценки TOA оказывается крайне низкой [18–22]. Измерение TOA на основе корреляционной обработки традиционно относят к числу наиболее распространенных методов благодаря ее относительно низкой вычислительной сложности. В каналах с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) такая оценка эффективна, реализует метод максимального правдоподобия (МП, MLE *от англ. Maximum Likelihood Estimation*) и широко применяется в условиях наличия прямой видимости (LOS, *аббр. от англ. Line of Sight*) [11, 21]. Однако в типовых каналах с замираниями многолучевые компоненты (МЛК) принятого сигнала вносят заметное смещение в оценку TOA. Для повышения точности оценки TOA в условиях многолучевости требуется отличный от коррелятора и / или согласованного фильтра алгоритм оценки.

Точность оценки TOA в условиях многолучевости может быть улучшена с помощью алгоритмов, основанных на моделях оценки параметров многолучевого канала [28–31]. Целью этих моделей для задач радиосвязи является характеристика отклика (импульсной характеристики – CIR, *аббр. от англ. Channel Impulse Response*) канала. В задачах радионавигации этой характеристики оказывается недостаточно. Для точного временного разрешения различных МЛК, от которого непосредственно зависит точность дальномерных измерений, необходимо идентифицировать физические МЛК [19]. Существует множество вариантов таких моделей оценки канала. С одной стороны, наиболее точная модель соответствует оценке амплитуды, фазы и задержки каждой МЛК. Однако это также и самая сложная модель из-за большого количества оцениваемых неизвестных. С другой стороны, модели оценки канала можно упростить, определив равноотстоящие или периодические отсчеты относительно времени прихода первого

луча [20]. Для решения проблемы поиска компромисса между сложностью модели и эффективностью разрешения отдельных МЛК для задач позиционирования в настоящей работе рассматривается метод совместной максимально-правдоподобной оценки (JML, аббр. от англ. Joint Maximum Likelihood Estimation) времени прихода сигнала в многолучевом канале, основанный на различных моделях взятия отсчетов принятого сигнала на выходе многолучевого канала. Так, модель с периодическими отсчетами приводит к одномерной совместной максимально-правдоподобной оценке (1D-JML, от англ. One-Dimensional JML), которая оптимизирует целевую функцию (ЦФ) только по задержке. Такой подход уязвим к близкорасположенным МЛК и приводит к остаточному смещению оценки ТОА. Для устранения этого недостатка в работе исследуется гибридная модель взятия отсчетов на выходе многолучевого канала. Она дополняет модель с периодическими отсчетами одним дополнительным произвольным отсчетом с переменной позицией в искомой импульсной характеристике, что позволяет более точно аппроксимировать многолучевой канал при малом разбросе задержек отдельных МЛК. Использование гибридной модели отсчетов при оценке ТОА приводит к разработке метода двумерной совместной максимально-правдоподобной оценки (2D-JML, аббр. от англ. Two-Dimensional JML), который выполняет совместный поиск как задержки времени прихода сигнала ТОА, так и положения произвольного отсчета.

Материал настоящего исследования организован далее следующим образом. В разделе 2 формулируются модели оценки параметров многолучевого канала в сетях LTE, включая модель с одним отсчетом, модель с произвольными отсчетами, модель с периодическими отсчетами и гибридную модель отсчетов; также приводятся стандартные модели многолучевого канала в сетях LTE. В разделе 3 представлены общие выражения расчета нижней границы Крамера – Рао (НГКР) оценки ТОА для моделей взятия отсчетов сигнала на выходе многолучевого канала. В разделе 4 рассмотрены методы JML, включая одномерную и двумерную оценку (1D-JML и 2D-LML). Потенциальная точность работы этих методов для двухлучевой модели с использованием метрики огибающей сигнала на выходе многолучевого канала исследована в разделе 5. Установление смещения оценки ТОА методов 1D-JML и 2D-LML в зависимости от ширины полосы сигнала и количества отсчетов рассмотренных ранее моделей взятия отсчетов для стандартных многолучевых каналов в сетях LTE представлено в разделе 6. Итоговая оценка точности работы методов 1D-JML и 2D-LML и их сравнение с НГКР представлены в разделе 7.

2. Модели оценки параметров многолучевого канала в сетях LTE

2.1. Постановка задачи оценки параметров многолучевого канала

Для повышения точности измерения ТОА в условиях NLOS можно использовать подход, основанный на оценке параметров многолучевого канала. Этот подход использует известные модели многолучевого канала. Наиболее точная модель формализует в явном виде оценку амплитуды, фазы и задержки каждой МЛК. Однако такой подход моделирования многолучевого канала характеризуется чрезвычайно высокой сложностью вследствие большого количества неизвестных параметров. Несмотря на свою сложность, эта модель используется для установления нижних границ оценки точности, а также для сравнения эффективности алгоритма сверхразрешения [33, 34], алгоритма МП [35, 36] и двухэтапного алгоритма [35, 37]. Модели оценки параметров многолучевого канала можно упростить, если исключить ряд неизвестных параметров. Например, в домене задержки можно определить равноотстоящие или периодические отсчеты относительно задержки времени прихода первого луча. Такой подход основан на равномерной дискретизации импульсной характеристики (CIR, аббр. от англ. Channel Impulse Response) многолучевого канала. Его можно использовать как для оценки параметров канала [38], так и для компенсации межсимвольной интерференции при многолучевом распространении [39].

Следует отметить, что модели оценки параметров многолучевого канала отличаются от собственно моделей канала с многолучевым РРВ. Первая категория моделей рассматривает импульсную характеристику (или отклик) канала для последующей компенсации негативных эффектов многолучевости. Вторая категория моделей предназначена для воспроизведения физических явлений при многолучевом РРВ и понимания тех эффектов, которые они оказывают на радиоприем. Таким образом, вторая категория моделей используется для имитации физического радиоканала, в то время как первая – может использоваться для оценки задержки времени прихода сигнала из импульсной характеристики. Далее рассмотрим модели оценки параметров многолучевого канала, которые используются в данной работе.

2.2. Модель сигнала на входе многолучевого канала

Определим комплексный OFDM-сигнал в основной (информационной) полосе частот (так называемый baseband сигнал) для одного OFDM-символа следующим образом [9]:

$$x_c(t) = \sqrt{\frac{2C}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} b(n) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi n t}{T}\right),$$

где C – мощность сигнала; N – общее число поднесущих; $T = 1/F_{sc} = 66,67$ мкс – период OFDM-символа; $F_{sc} = 15$ кГц – разнос между поднесущими; $b(n)$ – комплексный символ, передаваемый на n -й поднесущей:

$$b(n) = d(n) \cdot p(n),$$

где $d(n)$ – опорный символ на n -й поднесущей; $p(n)$ – относительная мощность опорного символа $d(n)$, удовлетворяющая условию $\sum_{n=0}^{N-1} p(n)^2 = N$.

Весь каналный ресурс разбивается на ресурсные блоки (РБ), каждый из которых состоит из семи OFDM-символов и 12 поднесущих в конфигурации с обычным циклическим префиксом (ЦП).

При условии успешного удаления ЦП и идеальной синхронизации по частоте принятый комплексный baseband сигнал $y_c(t)$ имеет вид [19]:

$$y_c(t) = x_c(t) * h_c(t) + n_c(t),$$

где $*$ – операция циклической свертки (из-за циклического эффекта, введенного ЦП); $h_c(t)$ – неизвестная импульсная характеристика канала CIR; $n_c(t)$ – АБГШ.

Если приемник LTE использует частоту дискретизации F_s , определяемую через период дискретизации $T_s = 1/F_s = T/N$, то дискретная модель переданного сигнала записывается как [19]:

$$x_d(m) = x_c(mT_s) = \sqrt{\frac{2C}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} b(n) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi n m}{N}\right).$$

Тогда CIR в дискретном времени записывается как $h_d(m) = h_c(mT_s)$, а отсчеты белого гауссовского шума как $n_d(m) = n_c(mT_s)$ и принятый сигнал в дискретном времени – $y_d(m) = y_c(mT_s)$.

После применения N -точечного дискретного преобразования Фурье (DFT, аббр. от англ. Discrete Fourier Transform) к $y_d(m)$, имеем [19]:

$$r(n) = \sqrt{2C} \cdot b(n) \cdot H(n) + w(n),$$

где n – индекс поднесущей; $H(n) = \mathcal{F}\{h_d(m)\}$ – частотная характеристика канала; $\mathcal{F}\{\cdot\}$ – оператор DFT; $w(n)$ – отсчеты шума в частотной области.

Сигнал LTE включает опорные сигналы, сигналы синхронизации, сигналы данных и сигналы управления, определенные в стандарте TS 36.211 [32]. Первичный и вторичный сигналы синхронизации размещаются в центре спектра на 62 смежных пилотных поднесущих, избегая нулевой поднесущей. С другой стороны, опорные сигналы, такие как специальные опорные сигналы соты, распределены во времени и частоте, охватывая мак-

симальную полосу пропускания используемой конфигурации [21]. Среди различных опорных сигналов особый интерес представляет опорный сигнал позиционирования, поскольку его скоординированная передача позволяет избежать межсотовой интерференции от соседних сот, возникающей при одночастотной передаче. Общее число поднесущих N , определенное в модели сигнала, эквивалентно полосе, занимаемой активными поднесущими, т. е. эффективной полосе пропускания. При использовании только опорных сигналов эквивалентная полоса пропускания определяется как $N = 12 \cdot N_{RB} - 4$, где N_{RB} – число РБ [19]. Далее рассмотрим модели взятия отсчетов сигнала на выходе многолучевого канала.

2.3. Модели взятия отсчетов сигнала на выходе многолучевого канала

2.3.1. Модель с одним отсчетом

Модель с одним отсчетом (ST, аббр. от англ. Single-tap) является наиболее простой и часто используемой для оценки канала. Она предполагает, что принятый сигнал лишь ослабляется и задерживается каналом. Модель определяется двумя параметрами: единственным коэффициентом канала h_0 , который может быть комплексным, и связанной с ним задержкой TOA t_ϵ .

Математически эту модель можно представить дискретной CIR как [19]:

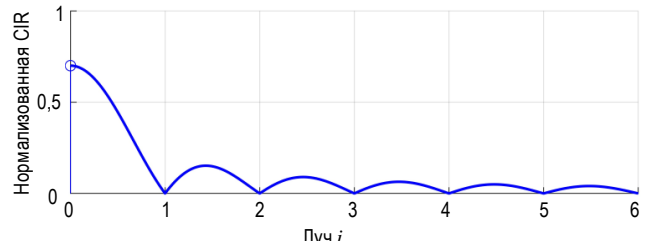
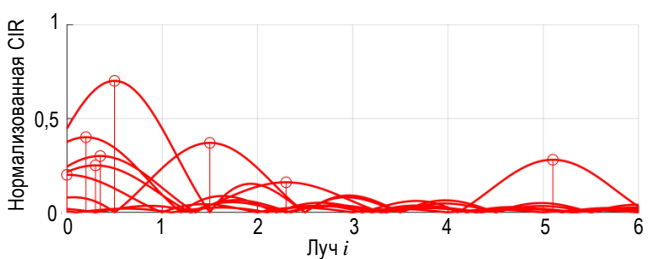
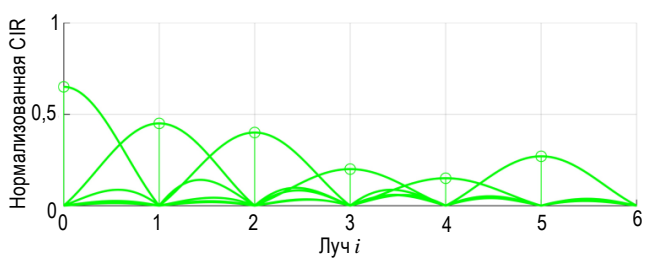
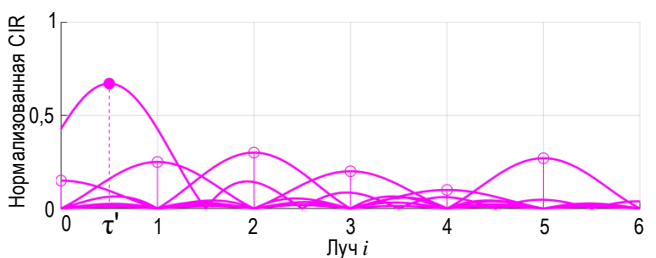
$$h_{ST}(m) = h_0 \cdot \text{sinc}(m - \tau), \tag{1}$$

где $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$; $\tau = t_\epsilon/T_s$ – дискретная нормированная оценка TOA; T_s – период дискретизации; t_ϵ – задержка TOA, которая является оцениваемым параметром.

Основные характеристики модели (1) приведены в таблице 1. Эта модель обычно применяется в каналах с АБГШ. При использовании данной модели оценка методом МП приводит к согласованному фильтру или коррелятору [9]. Согласованный фильтр может давать значительное смещение оценки TOA в условиях многолучевого распространения. Например, при большом расширении задержки TOA максимальная средняя энергия CIR может находиться достаточно далеко от времени задержки первого приходящего луча. Это приводит к заметному ухудшению точности измерения TOA, поскольку согласованный фильтр определяет задержку по максимуму пика корреляции, который совпадает с максимумом энергии CIR. Однако более сильный пик корреляции не обязательно соответствует первому приходящему лучу, что, таким образом, приводит к смещению в оценке точности измерения TOA [9].

ТАБЛИЦА 1. Параметры моделей взятия отсчетов сигнала на выходе многолучевого канала

TABLE 1. Parameters of Signal Sampling Models at the Output of a Multipath Channel

Модель с одним отсчетом: $\tau_k = 0, K = 1$	
Модель с произвольными отсчетами: $\tau_k = \tau_{c,k}, K = L_c$	
Модель с периодическими отсчетами: $\tau_k = \{0, 1, \dots, L - 1\}, K = L$	
Гибридная модель отсчетов: $\tau_k = \{0, \tau', 1, \dots, L - 2\}, K = L, 0 < \tau' < 1$	

2.3.2. Модель с произвольными отсчетами

Модель с произвольными отсчетами (АТ, аббр. от англ. Arbitrary-tap) наиболее точно оценивает параметры многолучевого канала и основана на оценке амплитуды, фазы и задержки каждого луча принятого сигнала. Однако такая модель является и наиболее сложной, поскольку требует оценки всех трех параметров для каждого произвольного отсчета. Поскольку задержки отсчетов не фиксированы, а подлежат оценке, данная модель называется моделью с произвольными отсчетами.

Дискретная CIR для этой модели записывается как [19]:

$$h_{\text{AT}}(m) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k \cdot \text{sinc}(m - \tau_k - \tau), \quad (2)$$

где L – количество отсчетов; h_k – комплексный коэффициент (усиления / ослабления) канала для k -го отсчета (соответствующего k -му лучу); τ_k – относительная нормированная задержка k -го луча по отношению к первому лучу ($\tau_0 = 0$); τ – непрерывная нормированная оценка задержки ТОА.

Далее будет показано, что модель (2) воспроизводит L_c лучей с индивидуальными задержками $\tau_{c,k}$. Модель с произвольными отсчетами позволяет достаточно точно воспроизвести отклик канала CIR, особенно в условиях интенсивной многолучевости. Однако при отсутствии априорной информации о канале число неизвестных параметров резко возрастает, что сильно усложняет использование данной модели. В условиях большого числа МЛК при плотном расположении рассеивателей требуется оценка значительного количества дис-

кретных МЛК. Для реализации оценки задержки ТОА данной моделью часто применяются итерационные методы, такие как сверхразрешающие алгоритмы [33, 34]. Характеристики модели с произвольными отсчетами представлены в таблице 1.

2.3.3. Модель с периодическими отсчетами

Сложность модели с произвольными отсчетами может быть снижена за счет взятия отсчетов с фиксированным периодом. Модель с периодическими отсчетами (РТ, аббр. от англ. Periodic-tap) позволяет исключить необходимость оценки точных задержек каждой МЛК и сосредоточиться исключительно на оценке ТОА. При этом физические задержки МЛК не оцениваются, а результирующая модель представляет собой дискретизированную версию CIR с фиксированным периодом.

Дискретная CIR в модели записывается как [19]:

$$h_{РТ}(m) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k \cdot \text{sinc}(m - k - \tau). \quad (3)$$

Для максимально точного воспроизведения канала требуется бесконечное количество отсчетов, однако из выражения (3) следует, что можно учесть ограниченное число отсчетов L , предполагая, что вклад остальных отсчетов незначителен. Тем не менее, это предположение может привести к некорректной характеристике отклика канала, вызывая так называемую проблему несоответствия модели. Характеристики модели РТ представлены в таблице 1, где рассматриваются шесть отсчетов. Поскольку интервалы отсчетов предполагаются равноотстоящими, близкие МЛК, т. е. те, что расположены рядом с прямым лучом LOS, могут быть неправильно смоделированы, если они попадают между первыми двумя отсчетами с задержками 0 и T_s [19]. Таким образом, энергия многолучевого сигнала, пропущенная между отсчетами, может существенно ухудшить точность измерения ТОА. В противоположном случае, если период дискретизации T_s достаточно мал, число отсчетов L должно быть увеличено так, чтобы учесть интервал рассеяния ТОА.

2.3.4. Гибридная модель отсчетов

Гибридная модель отсчетов (НТ, аббр. от англ. Hybrid-tap) оценки канала основана на использовании периодических отсчетов совместно с дополнительным отсчетом, расположенным в произвольной позиции между первыми двумя. Периодические отсчеты позволяют алгоритму оценки ТОА захватывать основную часть энергии многолучевого канала, образованного МЛК, в то время как дополнительный отсчет моделирует близкие МЛК, добавляя лишь одну дополнительную переменную в алгоритм оценки.

Дискретная CIR для гибридной модели отсчетов записывается как [19]:

$$h_{НТ}(m) = \sum_{k=0}^{L-2} h_k \cdot \text{sinc}(m - k - \tau) + h_{L-1} \cdot \text{sinc}(m - \tau' - \tau), \quad (4)$$

где h_{L-1} – коэффициент произвольного отсчета; τ' – нормированная задержка произвольного отсчета ($0 < \tau' < 1$).

Характеристики гибридной модели отсчетов (4) представлены в таблице 1, где значение нормированной задержки произвольного отсчета τ' фиксируется в пределах от 0 до 1 относительно τ . Такая конфигурация позволяет более точно смоделировать отклик канала в условиях близких по времени прихода МЛК, особенно характерных для городских условий и сценариев внутри помещений. При этом сложность реализации гибридной модели отсчетов возрастает незначительно – всего на одну дополнительную переменную – что делает модель пригодной для практического применения в задачах позиционирования.

Частотная характеристика канала определяется выражением [19]:

$$H(n) = h_k \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}n \cdot (\tau + \tau_k)},$$

а параметры τ_k рассмотренных моделей отсчетов систематизированы в таблице 1.

В данной работе исследование по оценке ТОА проводится для модели с одним отсчетом, с периодическими отсчетами и для гибридной модели отсчетов. Установление пределов точности первичных измерений ТОА по НГКР проводится далее для трех рассмотренных моделей взятия отсчетов.

Рассмотрев модели взятия отсчетов сигнала на выходе многолучевого канала, далее рассмотрим стандартные модели многолучевого канала в сетях LTE, которые предназначены для воспроизведения физических явлений при многолучевом РРВ и понимания тех эффектов, которые они оказывают на радиоприем.

2.4. Стандартные модели многолучевого канала в сетях LTE

Стандартные модели многолучевого канала в сетях LTE предназначены для воспроизведения физических явлений при многолучевом РРВ [7, 9]. В этом контексте CIR обычно моделируется с использованием набора отсчетов, каждый из которых соответствует отдельному физическому лучу. Каждый отсчет определяется комплексной амплитудой и задержкой сигнала. В системах мобильной связи стандартные модели многолучевого распространения для передачи с одной антенной представлены в виде моделей с линиями задержки.

Технология LTE использует конкретные модели, унаследованные от систем второго GSM и третьего UMTS поколений, с расширениями для поддержки более широких полос пропускания сигналов LTE.

Согласно модели с линиями задержки, CIR $h_c(t)$ задается следующим образом [21]:

$$h_c(t) = \sum_{k=0}^{L_c-1} h_k \cdot \delta(t - t_k - t_\epsilon),$$

где L_c – число лучей, моделируемых линиями задержки канала; h_k – комплексный коэффициент для k -го луча; $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака; t_k – задержка в k -м луче относительно луча LOS с $t_0 = 0$; t_ϵ – задержка, вносимая временем распространения сигнала в канале.

Профиль задержек мощности PDP для моделей с линиями задержки в LTE определен в технической спецификации LTE 3GPP TS 36.104 [27], где указаны фиксированные значения задержек t_k и относительные средние мощности \overline{RP}_k для каждого отсчета.

Коэффициенты канала h_k в этих расширенных моделях являются переменными во времени и, следуя классическому (по Джейксу) спектру Доуплера, имеют распределение Рэлея [39]:

$$S(f) \propto \sqrt{\frac{1}{1 - (f/f_D)^2}}, f \in [-f_D, f_D],$$

где f_D – максимальный доплеровский сдвиг.

В данной работе для оценки задержки ТОА рассмотрены несколько стандартных моделей канала, упомянутых в технической спецификации LTE 3GPP TS 36.104 [27]. Это расширенные модели пешехода EPA (аббр. от англ. Extended Pedestrian A), транспортного средства EVA (аббр. от англ. Extended Vehicular A) и сценария города ETU (аббр. от англ. Extended Typical Urban), которые соответственно представляют каналы с малым, средним и большим расширением задержки. Основные параметры этих моделей, такие как фиксированные задержки t_k , относительные средние мощности \overline{RP}_k и максимальные доплеровские сдвиги f_D , указаны в приложениях к TS 36.101 [40], TS 36.104 [27] и приведены в таблице 2.

Модели с линиями задержки могут быть применены к схемам с несколькими антеннами путем введения матриц пространственной корреляции, что приводит к простой модели MIMO-канала (аббр. от англ. Multiple Input Multiple Output) LTE. Далее установление НГКР оценки ТОА для трех рассмотренных моделей взятия отсчетов будет производиться на стандартных моделях многолучевого канала в сетях LTE.

ТАБЛИЦА 2. Параметры типичных моделей каналов с многолучевым распространением в LTE

TABLE 2. Parameters of Typical Channel Models with Multipath Propagation in LTE

Луч k	Канал EPA ($f_D = 5$ Гц)		Канал EVA ($f_D = 70$ Гц)		Канал ETU ($f_D = 300$ Гц)	
	t_k , нс	\overline{RP}_k , дБ	t_k , нс	\overline{RP}_k , дБ	t_k , нс	\overline{RP}_k , дБ
1	0	0,0	0	0,0	0	-1,0
2	30	-1,0	30	-1,5	80	-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

3. Нижняя граница Крамера – Рао оценки ТОА для моделей взятия отсчетов сигнала на выходе многолучевого канала

3.1. Для моделей взятия отсчетов в обобщенном виде

Для получения максимально достижимой точности любого несмещенного алгоритма оценки, работающего в условиях радиоканала, характеризующегося отношением сигнал / шум (SNR, аббр. от англ. Signal-to-Noise Ratio), применяется метрика НГКР [9, 29]. Этот теоретический предел определяет нижнюю границу дисперсии оценки неизвестного параметра и позволяет количественно установить эффективность работы алгоритма. В работе [9] была установлена НГКР только для оценки задержки распространения сигнала без учета параметров канала. Однако при многолучевом РРВ, особенно в городских условиях и сценариях внутри помещений, оценка точности измерения ТОА существенно зависит от структуры канала, которая воспроизводится моделью взятия отсчетов. Поэтому далее рассматривается совместная оценка задержки времени прихода и отклика канала, что требует соответствующего обобщения метрики НГКР.

Для этого рассмотрим матричное представление модели принятого сигнала в частотной области [39]:

$$\mathbf{r} = \mathbf{B}\Gamma_\tau \mathbf{F}_L \mathbf{h} + \mathbf{w},$$

где \mathbf{r} – вектор принятых отсчетов сигнала:

$$\mathbf{r} = \left[r \left(-\frac{N}{2} + 1 \right), \dots, r \left(\frac{N}{2} \right) \right]^T,$$

Γ_τ – диагональная матрица, моделирующая нормированную оценку задержки ТОА τ :

$$\Gamma_\tau = \text{diag} \left[e^{-j\frac{2\pi}{N} \left(-\frac{N}{2} + 1 \right) \tau}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{N} \left(\frac{N}{2} \right) \tau} \right],$$

\mathbf{B} – диагональная матрица, содержащая отсчеты опорного сигнала позиционирования:

$$\mathbf{B} = \sqrt{2C} \cdot \text{diag} \left[b \left(-\frac{N}{2} + 1 \right), \dots, b \left(\frac{N}{2} \right) \right],$$

\mathbf{h} – вектор коэффициентов многолучевого канала:

$$\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{L-1}]^T,$$

\mathbf{w} – вектор выборок шума в частотной области:

$$\mathbf{w} = \left[w \left(-\frac{N}{2} + 1 \right), \dots, w \left(\frac{N}{2} \right) \right]^T,$$

$\mathbf{F}_L \in \mathbb{C}^{N \times N}$ – матрица DFT, усеченная до L столбцов.

Элементы матрицы \mathbf{F}_L на n -й поднесущей и k -м отсчете определяются выражением:

$$[\mathbf{F}]_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}n\tau_k},$$

где $n = -\frac{N}{2} + 1, \dots, \frac{N}{2}$; $k = 0, \dots, L - 1$; τ_k – нормированная задержка k -го луча по отношению к первому лучу. Далее по контексту в данном разделе под τ_k понимается задержка отсчета k -го луча по отношению к первому лучу.

При оценке вектора неизвестных параметров $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p]$ минимальная дисперсия любой несмещенной оценки $\hat{\theta}_i$ ограничена снизу НГКР. Эта минимальная дисперсия определяется элементом $[i, i]$ обратной информационной матрицы Фишера $\mathbf{J}(\boldsymbol{\theta})$ следующим образом [19]:

$$\text{var}(\hat{\theta}_i) \geq \text{CRLB}_{i,i} = [\mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta})]_{i,i},$$

где CRLB – НГКР.

Поскольку \mathbf{w} является вектором комплексного гауссовского шума, элемент $[i, i]$ матрицы Фишера определяется по формуле Бэнгса – Слепяна [19]:

$$[\mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta})]_{i,j} = \text{tr} \left[\mathbf{C}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \mathbf{C}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j} \right] + 2 \text{Re} \left[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \mathbf{C}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j} \right],$$

где $\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{B}\boldsymbol{\tau}\mathbf{F}_L\mathbf{h}$ – вектор среднего значения принятого сигнала на выходе многолучевого канала; $\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta}) = E[\mathbf{w}\mathbf{w}^H] = \sigma_w^2\mathbf{I}$ – ковариационная матрица шума.

3.2. Для модели с периодическими отсчетами

В модели с периодическими отсчетами задержки отсчетов определяются как $\tau_k = \{0, 1, \dots, L - 1\}$, и матрица Фурье \mathbf{F}_L записывается в виде [20]:

$$\mathbf{F}_L = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & \omega^{-\frac{N}{2}+1} & \dots & \omega^{(-\frac{N}{2}+1)(L-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \omega & \dots & \omega^{(L-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \omega^{\frac{N}{2}} & \dots & \omega^{\frac{N}{2}(L-1)} \end{bmatrix},$$

где $\omega = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$.

Вектор оцениваемых параметров записывается как:

$$\boldsymbol{\theta}_{\text{PT}} = [\tau, \text{Re}[\mathbf{h}^T], \text{Im}[\mathbf{h}^T]]^T,$$

где действительная и мнимая части коэффициентов канала \mathbf{h} рассматриваются отдельно, чтобы получить вещественный вектор параметров $\boldsymbol{\theta}_{\text{PT}}$.

Матрица Фишера для модели с периодическими отсчетами вычисляется по формуле Бэнгса – Слепяна [19]:

$$\mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_{\text{PT}}) = \frac{2}{\sigma_w^2} \begin{bmatrix} J_{11} & \mathbf{J}_{21}^T \\ \mathbf{J}_{21} & \mathbf{J}_{22} \end{bmatrix},$$

где $J_{11} = \mathbf{h}^H \mathbf{F}_L^H \mathbf{B}^H \mathbf{D}^2 \mathbf{B} \mathbf{F}_L \mathbf{h}$,

$$\mathbf{J}_{21} = \begin{bmatrix} \text{Im}[\mathbf{F}_L^H \mathbf{B}^H \mathbf{D} \mathbf{B} \mathbf{F}_L \mathbf{h}] \\ -\text{Re}[\mathbf{F}_L^H \mathbf{B}^H \mathbf{D} \mathbf{B} \mathbf{F}_L \mathbf{h}] \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{J}_{22} = \begin{bmatrix} \text{Re}[\mathbf{F}_L^H \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{F}_L] & -\text{Im}[\mathbf{F}_L^H \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{F}_L] \\ \text{Im}[\mathbf{F}_L^H \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{F}_L] & \text{Re}[\mathbf{F}_L^H \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{F}_L] \end{bmatrix},$$

а матрица \mathbf{D} определяется из:

$$\mathbf{D} = \frac{2\pi}{N} \cdot \text{diag} \left[-\frac{N}{2} + 1, \dots, \frac{N}{2} \right].$$

НГКР для модели с периодическими отсчетами вычисляется как [19]:

$$\text{CRLB}_{\text{PT}} = \frac{\sigma_w^2}{2} \begin{bmatrix} \gamma_{\tau}^{-1} & \text{CRLB}_{21}^T \\ \text{CRLB}_{21} & \text{CRLB}_{22} \end{bmatrix},$$

где

$$\gamma_{\tau} = \mathbf{h}^H \mathbf{F}_L^H \mathbf{B}^H \mathbf{D} \mathbf{P}_{\text{BF}_L}^{\perp} \mathbf{D} \mathbf{B} \mathbf{F}_L \mathbf{h},$$

$$\mathbf{P}_{\text{BF}_L}^{\perp} = \mathbf{I} - \mathbf{B} \mathbf{F}_L (\mathbf{F}_L^H \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{F}_L)^{-1} \mathbf{F}_L^H \mathbf{B}^H.$$

Тогда НГКР оценки нормированной задержки TOA τ при использовании модели с периодическими отсчетами определяется [19]:

$$\text{CRLB}_{\tau, \text{PT}} = \frac{\sigma_w^2}{2} \cdot \gamma_{\tau}^{-1}. \tag{5}$$

Полученная НГКР зависит от коэффициентов канала \mathbf{h} , но не коррелирует с самой задержкой τ . Если допустить, что отклик канала \mathbf{h} известен, то матрица проекции $\mathbf{P}_{\text{BF}_L}^{\perp}$ заменяется на единичную, что приводит к более низкой величине, чем $\text{CRLB}_{\tau, \text{PT}}$.

3.3. Для модели с одним отсчетом

Модель оценки канала с одним отсчетом является частным случаем периодической модели при $L = 1$.

В этом случае вектор оцениваемых параметров записывается как [19]:

$$\boldsymbol{\theta}_{\text{ST}} = [\tau, \text{Re}[h_0], \text{Im}[h_0]]^T.$$

Поскольку матрица Фурье в данном случае представляет собой вектор $\mathbf{F}_L = 1/\sqrt{N}$, НГКР по параметру τ для модели с одним отсчетом записывается как [19]:

$$\text{CRLB}_{\tau, \text{ST}} = \frac{\sigma_w^2 \cdot N}{2 \cdot h_0^H \cdot h_0} \cdot (\mathbf{b}^H \mathbf{D} \mathbf{P}_b^\perp \mathbf{D} \mathbf{b})^{-1},$$

где

$$\mathbf{b} = \sqrt{2C} \cdot \left[b \left(-\frac{N}{2} + 1 \right), \dots, b \left(\frac{N}{2} \right) \right]^T,$$

$$\mathbf{P}_b^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{b}(\mathbf{b}^H \mathbf{b})^{-1} \mathbf{b}^H.$$

Если коэффициент канала h_0 считается известным и равным единице, то НГКР может быть получена путем замены матрицы проекции \mathbf{P}_b^\perp на единичную матрицу \mathbf{I} .

3.4. Для гибридной модели отсчетов

При рассмотрении гибридной модели отсчетов вектор оцениваемых параметров имеет вид [19]:

$$\boldsymbol{\theta}_{HT} = [\tau, \text{Re}[\mathbf{h}^T], \text{Im}[\mathbf{h}^T], \tau']^T.$$

Этот вектор содержит на один оцениваемый параметр больше, чем $\boldsymbol{\theta}_{RT}$, а именно задержку произвольного отсчета τ' , введенную между первыми двумя периодическими отсчетами.

Таким образом, матрица Фурье зависит от τ' следующим образом:

$$\mathbf{F}_{L, \tau'} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & \omega^{-\frac{N}{2}+1} & \dots & \omega^{(-\frac{N}{2}+1)(L-2)} & \omega^{(-\frac{N}{2}+1)\tau'} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \\ 1 & \omega & \dots & \omega^{(L-2)} & \omega^{\tau'} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \omega^{\frac{N}{2}} & \dots & \omega^{\frac{N}{2}(L-2)} & \omega^{\frac{N}{2}\tau'} \end{bmatrix}.$$

Поскольку гибридная модель отсчетов является расширением периодической модели, матрица Фурье \mathbf{F}_L заменяется на $\mathbf{F}_{L, \tau'}$, и матрица Фишера для нее принимает следующий вид:

$$\mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_{HT}) = \frac{2}{\sigma_w^2} \begin{bmatrix} J_{11} & J_{21}^T & J_{31}^T \\ J_{21} & J_{22} & J_{23} \\ J_{31} & J_{23}^T & J_{33} \end{bmatrix},$$

где

$$J_{31} = \text{Re}[\mathbf{h}^H \mathbf{d} \mathbf{d}^T \mathbf{F}_{L, \tau'}^H \mathbf{B}^H \mathbf{D}^2 \mathbf{B} \mathbf{F}_{L, \tau'} \mathbf{h}],$$

$$J_{21} = \begin{bmatrix} \text{Im}[\mathbf{F}_{L, \tau'}^H \mathbf{B}^H \mathbf{D} \mathbf{B} \mathbf{F}_{L, \tau'} \mathbf{d} \mathbf{d}^T \mathbf{h}] \\ -\text{Re}[\mathbf{F}_{L, \tau'}^H \mathbf{B}^H \mathbf{D} \mathbf{B} \mathbf{F}_{L, \tau'} \mathbf{d} \mathbf{d}^T \mathbf{h}] \end{bmatrix},$$

$$J_{33} = \mathbf{h}^H \mathbf{d} \mathbf{d}^T \mathbf{F}_{L, \tau'}^H \mathbf{B}^H \mathbf{D}^2 \mathbf{B} \mathbf{F}_{L, \tau'} \mathbf{d} \mathbf{d}^T \mathbf{h}, \mathbf{d} = [0, \dots, 0, 1]^T.$$

Вектор \mathbf{d} получается из производной матрицы Фурье $\mathbf{F}_{L, \tau'}$ по τ' , которая записывается как:

$$\frac{\partial \mathbf{F}_{L, \tau'}}{\partial \tau'} = -j \frac{2\pi}{N\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \left(-\frac{N}{2} + 1\right) \omega^{(-\frac{N}{2}+1)\tau'} \\ \dots & \dots & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \omega^{\tau'} \\ \dots & \dots & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & \frac{N}{2} \omega^{\frac{N}{2}\tau'} \end{bmatrix} =$$

$$= -j \mathbf{D} \mathbf{F}_{L, \tau'} \mathbf{d} \mathbf{d}^T$$

НГКР по τ при использовании гибридной модели отсчетов вычисляется следующим образом [19]:

$$\text{CRLB}_{\tau, HT} = [\mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_{HT})]_{11} \quad (6)$$

При наличии НГКР для моделей оценки канала, выведенных в данном разделе, ее математическое ожидание по множественным реализациям канала дает в результате ожидаемую нижнюю границу (ECRLB, аббр. от англ. Expected CRLB) [41]:

$$\text{ECRLB}_{\tau} = \mathbb{E}[\text{CRLB}_{\tau}], \quad (7)$$

где $\mathbb{E}[\cdot]$ – оператор математического ожидания.

3.5. Выводы

В настоящем разделе были формализованы общие выражения для вычисления НГКР оценки ТОА для моделей взятия отсчетов сигнала на выходе многолучевого канала. Полученные выражения будут использованы далее в разделе 7.1 вместе со стандартными моделями многолучевого канала ETU в сетях LTE из раздела 2.4.

4. Методы совместной максимально-правдоподобной оценки времени прихода сигнала (JML – JOINT ML)

4.1. Метод 1D-JML

Как отмечалось ранее, в сетях LTE для оценки точности измерения ТОА традиционно применялся классический метод МП, реализуемый в виде согласованного фильтра или коррелятора [9, 21]. Этот метод демонстрирует высокую эффективность в каналах с АБГШ благодаря своей низкой вычислительной сложности и способности точно определять задержку в условиях LOS. Однако в реальных условиях позиционирования, особенно в городских условиях и сценариях внутри помещений, прямая видимость, как правило, отсутствует, и многолучевое РРВ становится основным источником ошибок. Отраженные МЛК принятого сигнала могут смещать максимум корреляционной функции и приводить к значительным ошибкам в оценке точности измерения ТОА. В таких случаях классический метод МП оказывается недостаточно точным, поскольку он не учитывает структуру канала с многолучевым РРВ.

Для преодоления этих ограничений в данной работе анализируется метод 1D-JML, который одновременно оценивает задержку ТОА и коэффициенты ИХ канала, используя модель с периодическими отсчетами. В отличие от классического МП, метод 1D-JML учитывает влияние многолучевого канала на форму принятого сигнала, что позволяет значительно повысить точности измерения ТОА [18].

Формализуем далее модель оценки параметров многолучевого канала с периодическими отсчета-

ми. Параметрами оценки являются задержка τ и коэффициенты канала $\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{L-1}]^T$.

Определим матрицу $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times L}$, как функцию задержки τ [19]:

$$\mathbf{A} = \mathbf{B}\Gamma_{\tau}\mathbf{F}_L.$$

Тогда принятый сигнал можно представить выражением:

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}_{\tau}\mathbf{h} + \mathbf{w}.$$

С учетом введенных обозначений совместная оценка задержки τ и коэффициентов канала \mathbf{h} по критерию МП может быть представлена ЦФ [19]:

$$\begin{bmatrix} \hat{\tau} \\ \hat{\mathbf{h}} \end{bmatrix} = \underset{\tau, \mathbf{h}}{\operatorname{argmax}} \Lambda(\mathbf{r}; \tau, \mathbf{h}). \quad (8)$$

где $\Lambda(\mathbf{r}; \tau, \mathbf{h})$ – функция правдоподобия, определяемая многомерным нормальным распределением $\Lambda(\mathbf{r}; \tau, \mathbf{h}) = C_0 \exp\left(-\frac{1}{\sigma_w^2} \|\mathbf{r} - \mathbf{A}_{\tau}\mathbf{h}\|^2\right)$; C_0 – константа.

Подставляя логарифм функции правдоподобия $\Lambda(\mathbf{r}; \tau, \mathbf{h})$ в формулу (8), задача совместной оценки сводится к минимизации [19]:

$$\begin{bmatrix} \hat{\tau} \\ \hat{\mathbf{h}} \end{bmatrix} = \underset{\tau, \mathbf{h}}{\operatorname{argmin}} \{\|\mathbf{r} - \mathbf{A}_{\tau}\mathbf{h}\|^2\},$$

где $\|\cdot\|$ – Евклидова норма вектора.

Поскольку τ нелинейно зависит от выбранной модели канала, задача минимизации может быть решена методом нелинейных наименьших квадратов.

Оптимизация по двум параметрам может быть разделена на два этапа: сначала оценивается ЦФ по \mathbf{h} , затем по τ :

$$\hat{\tau} = \underset{\tau}{\operatorname{argmin}} \left\{ \min_{\mathbf{h}} \|\mathbf{r} - \mathbf{A}_{\tau}\mathbf{h}\|^2 \right\}. \quad (9)$$

Максимально правдоподобную оценку вектора неизвестных коэффициентов канала можно получить известным методом наименьших квадратов:

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{A}_{\tau}^{\dagger} \mathbf{r}. \quad (10)$$

где $\mathbf{A}_{\tau}^{\dagger}$ – псевдообратную матрицу Мура – Пенроуза для \mathbf{A}_{τ} , которая определяется как:

$$\mathbf{A}_{\tau}^{\dagger} \doteq (\mathbf{A}_{\tau}^H \mathbf{A}_{\tau})^{-1} \mathbf{A}_{\tau}^H, \quad (11)$$

где \mathbf{A}_{τ}^H – Эрмитова матрица \mathbf{A}_{τ} .

Подставляя решение наименьших квадратов (10), (11) в выражение (9), получим следующую оценку временной задержки $\hat{\tau}$:

$$\hat{\tau} = \underset{\tau}{\operatorname{argmin}} \left\{ \|\mathbf{r} - \mathbf{A}_{\tau} \mathbf{A}_{\tau}^{\dagger} \mathbf{r}\|^2 \right\} = \underset{\tau}{\operatorname{argmin}} \left\{ \|\mathbf{P}_{\mathbf{A}_{\tau}}^{\perp} \mathbf{r}\|^2 \right\}, \quad (12)$$

где $\mathbf{P}_{\mathbf{A}_{\tau}}^{\perp} = \mathbf{I} - \mathbf{A}_{\tau} (\mathbf{A}_{\tau}^H \mathbf{A}_{\tau})^{-1} \mathbf{A}_{\tau}^H$ – ортогональная матрица проекции на дополнение пространства, порожденного столбцами \mathbf{A}_{τ} .

Таким образом, декомпозиция задачи совместной оценки задержки τ и коэффициентов канала \mathbf{h} на два последовательных этапа приводит к методу 1D-JML. Решение находится численно путем минимизации ЦФ $\|\mathbf{P}_{\mathbf{A}_{\tau}}^{\perp} \mathbf{r}\|^2$ по параметру τ . Поскольку это одномерная функция, оптимизация не является вычислительно сложной и может быть выполнена в диапазоне $[-1/2, 1/2]$, соответствующем нормированной остаточной задержке после грубой оценки. Для эффективного поиска минимума используется функция `fminbnd` в среде MATLAB, основанная на методе золотого сечения и параболической интерполяции.

Рассмотрим частный случай, когда $L = 1$, т. е. модель оценки канала становится моделью с одним отсчетом. В этом случае матрица \mathbf{A}_{τ} становится вектором размерности $\mathbf{a}_{\tau} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, и задача оценки упрощается.

Тогда выражение (12) принимает вид:

$$\hat{\tau} = \underset{\tau}{\operatorname{argmax}} \{ |\mathbf{a}_{\tau}^H \mathbf{r}|^2 \} = \underset{\tau}{\operatorname{argmax}} \{ |R(\tau)|^2 \}, \quad (13)$$

где \mathbf{a}_{τ} и $R(\tau)$ – взаимная корреляция принятого сигнала \mathbf{r} с опорными символами \mathbf{b} :

$$\mathbf{a}_{\tau} = \mathbf{B}\Gamma_{\tau}\mathbf{F}_1, R(\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n) \cdot b^*(n) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi n \tau}{N}\right).$$

Таким образом, частный случай 1D-JML при $L = 1$ сводится к оценке, основанной на корреляции или выходе согласованного фильтра. Это обстоятельство подтверждает оптимальность выбора согласованного фильтра для оценки ТОА в условиях отсутствия многолучевости.

Кроме того, если диапазон оценки ограничен окрестностью $\tau = 0$, то метод 1D-JML при $L = 1$ может быть сопоставлен с корреляционной оценкой, использующей энергетический порог для определения времени прихода первого луча по первому пику [9].

4.2. Метод 2D-LML

Оценка ТОА методом JML с использованием модели канала с периодическими отсчетами приводит к реализации с низкой вычислительной сложностью за счет разделения задачи совместной оценки временной задержки и канала на два этапа. Теперь для улучшения определения характеристик отклика физического канала используем гибридную модель отсчетов. Использование этой модели оценки параметров многолучевого канала позволяет уменьшить рассогласование модели с физическим откликом канала за счет добавления еще одного оценочного параметра – произвольной задержки τ' . С учетом вывода оценки методом 1D-JML, полученного в разделе 4.1, рассматриваемая задача решается по той же процедуре.

Это приводит к методу 2D-JML, который можно представить в виде [20]:

$$\begin{bmatrix} \hat{\tau} \\ \hat{\tau}' \end{bmatrix} = \underset{\tau, \tau'}{\operatorname{argmin}} \left\{ \left\| \mathbf{P}_{A, \tau, \tau'}^\perp \mathbf{r} \right\|^2 \right\}, 0 < \tau' < 1, \quad (14)$$

где

$$\mathbf{P}_{A, \tau, \tau'}^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{A}_{\tau, \tau'} (\mathbf{A}_{\tau, \tau'}^H \mathbf{A}_{\tau, \tau'})^{-1} \mathbf{A}_{\tau, \tau'}^H, \\ \mathbf{A}_{\tau, \tau'} = \mathbf{V} \mathbf{\Gamma}_\tau \mathbf{F}_{L, \tau'}.$$

Двумерная оптимизация (14) выполняется путем исчерпывающего поиска по параметрам $\tau \times \tau'$ в области их нормированных значений:

$$[-1/2, 1/2] \times [0, 1].$$

Для эффективного выполнения 2D-оптимизации используется функция `patternsearch` в среде MATLAB. Эта функция настраивается на использование алгоритма прямого поиска, называемого обобщенным поиском по шаблону. Поиск по шаблону реализуется в две фазы за итерацию: во-первых, глобальный поиск минимума в сетке точек по всей области поиска, и во-вторых, локальный поиск в сетке точек вокруг предварительного решения, называемый локальным опросом. Такой исчерпывающий перебор с высокой вероятностью сойдется к глобальному минимуму в искомой области поиска, а не к каким-либо локальным минимумам.

Далее исследуем работу рассмотренных методов в модели двухлучевого канала по метрике огибающей сигнала.

5. Модель огибающей сигнала на выходе многолучевого канала

5.1. Постановка задачи оценки огибающей сигнала

Как было показано в предыдущем разделе, метод JML позволяет эффективно оценивать задержку распространения сигнала в условиях NLOS, одновременно учитывая отклик канала. Однако для количественного анализа точности работы оценщика (метода оценки) к многолучевым искажениям необходимо ввести соответствующую метрику, описывающую влияние отраженных компонент сигнала на оценку точности измерения ТОА. Одним из таких показателей является огибающая сигнала в многолучевом канале (МПЕЕ, *аббр. от англ. Multipath Error Envelope*), которая характеризует максимальное смещение оценки задержки времени, вызванное наличием близко расположенных отражений [9]. В данном разделе проводится исследование МПЕЕ для методов 1D-JML и 2D-JML.

В интересах оценки точности работы алгоритма оценки ТОА к условиям многолучевого PPB используется модель канала с двумя лучами, где один из них соответствует прямому пути LOS, а второй – отраженному компоненту NLOS с пере-

менной задержкой и амплитудой. Такая модель позволяет контролируемо изменять параметры принятого сигнала и анализировать поведение методов 1D-JML и 2D-JML в различных сценариях с прямым и отраженным лучом.

Принятая огибающая сигнала в двухлучевом канале МПЕЕ может быть представлена следующим выражением [19]:

$$y(m) = x(m - \tau) + a_1 \cdot e^{j\phi_1} \cdot x(m - \tau - \tau_1),$$

где a_1 – амплитуда отраженного сигнала; ϕ_1 – фаза отраженного сигнала; τ_1 – задержка отраженного сигнала.

Огибающая сигнала МПЕЕ рассчитывается при заданном отношении прямого LOS к отраженному NLOS сигналу SMR (*аббр. от англ. Signal-to-Multipath Ratio*): $\text{SMR} = 1$ дБ в диапазоне задержек $[0, 3T_s/2]$. Отраженный луч NLOS может добавляться к лучу LOS как конструктивно, так и деструктивно, т. е. вклад многолучевого сигнала рассматривается в фазе $\phi_1 = 0$ и в противофазе $\phi_1 = \pi$, соответственно.

Рассмотрим сценарий, когда опорный сигнал позиционирования в LTE сконфигурирован для минимальной полосы пропускания – 6 РБ, при условии отсутствия передачи пользовательских данных в символе. Тогда ширина полосы сигнала при 6 РБ определяется числом $N = 12 \cdot N_{RB} - 4$ поднесущих, что дает длительность $T_s = T/N = 980.39$ нс и эффективную ширину полосы сигнала $1/T_s = 1.02$ МГц. Предполагается, что OFDM-сигнал успешно принят, а приемник находится в режиме слежения за сигналом, поэтому диапазон оценки задержки определяется как $[-T_s/2, T_s/2]$, или $[-1/2, 1/2]$, поскольку нормированная задержка τ выражается в единицах T_s . Полученная МПЕЕ представлена на рисунке 1, где проводится сравнение метода 1D-JML при $L = \{1, 8\}$ с методом 2D-JML при $L = \{2, 8\}$.

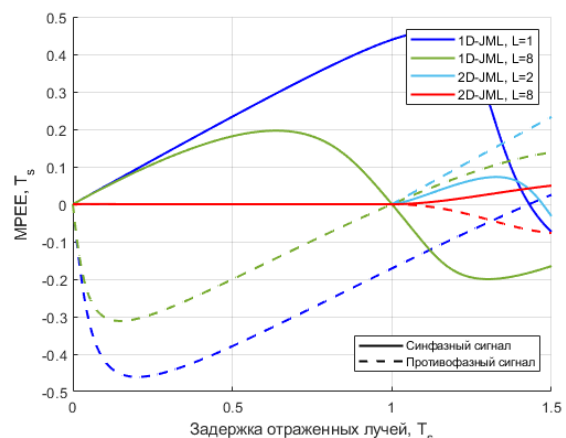


Рис. 1. МПЕЕ для метода JML при использовании опорных сигналов позиционирования 6 РБ

Fig. 1. MPEE for JML Method Using 6-RB Positioning Reference Signals

Из рисунка 1 видно, что ошибки многолучевости по метрике МРЕЕ нормированы относительно периода дискретизации T_s . При увеличении числа отсчетов с $L = 1$ до $L = 8$ методом 1D-JML, т. е. при переходе от модели с одним отсчетом к модели с периодическими отсчетами улучшается точность оценки задержки. В то время как метод 1D-JML для $L = \{1,8\}$ является несмещенным только в определенные моменты времени, например, $\tau = \{1.43, 1\}$ соответственно, 2D-JML оценитель является полностью несмещенным для значений τ_1 в пределах от 0 до 1 благодаря соответствию между моделью оценки канала и моделью многолучевого распространения. Эффект уменьшения числа отсчетов с $L = 8$ до $L = 2$ в методе 2D-JML не демонстрирует того же поведения, что и в 1D-JML, поскольку при использовании гибридной модели взятия отсчетов оценка МРЕЕ остается несмещенной для значений τ_1 в пределах от 0 до 1.

Метод JML демонстрирует улучшенную устойчивость к многолучевым искажениям по сравнению с традиционными корреляционными методами, особенно при использовании модели с несколькими отсчетами ($L > 1$). Тем не менее, несмотря на общее снижение ошибки, сохраняется остаточное смещение, обусловленное взаимодействием между прямым и отраженным лучами. Для более глубокого понимания происхождения этого смещения и поведения метода в критических сценариях, в следующем разделе проводится анализ ЦФ методов 1D-JML и 2D-JML.

5.2. Анализ целевой функции метода 1D-JML

Для дальнейшего понимания поведения метода 1D-JML в условиях многолучевого распространения проводится анализ его ЦФ, определенной в (12), (13) и (14). Рассмотрим сначала оценитель метода 1D-JML и только компоненту LOS, что соответствует многолучевой задержке, равной нулю (т. е. $\tau_1 = 0$). ЦФ оценителя 1D-JML вычисляется по $L = \{1,8\}$ и равна $\frac{\|P_{A,r}^1\|^2}{\|r\|^2}$, а коэффициенты канала \mathbf{h} оцениваются согласно (10). Как показано на рисунке 2а, оценитель 1D-JML при $L = 1$ имеет глобальный минимум, тогда как при $L = 8$ наблюдаются восемь локальных минимумов. Множественные локальные решения для $L = 8$ являются присутствующими задачей оценки задержки, когда отклик канала также неизвестен. В этом случае приходится иметь дело с двумя взаимосвязанными неизвестными, и, как следствие, результат зависит как от задержки, так и от канала. На самом деле неоднозначности нет, поскольку суммарная задержка сигнала, представляющая основной интерес для позиционирования, является уникальной. Следовательно, решение задачи также уникально.

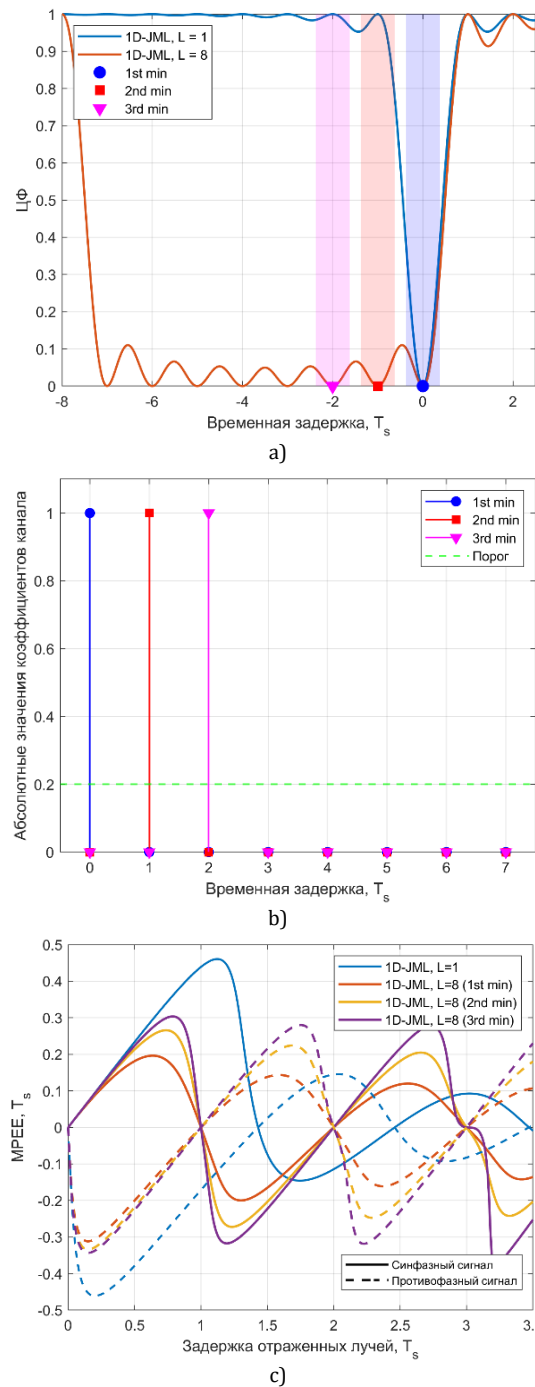


Рис. 2. Сравнение различных решений ЦФ 1D-JML для полосы пропускания опорных сигналов позиционирования с 6-RB при $\tau_1 = 0$: а) целевая функция; б) CIR при $L = 8$; в) МРЕЕ для различных локальных минимумов

Fig. 2. Comparison of Different 1D-JML OF Solutions for a 6-RB Reference Positioning Signal Bandwidth with $\tau_1 = 0$: а) Objective Function; б) CIR with $L = 8$; в) MPEE for Different Local Minima

Однако, поскольку решение состоит из двух взаимосвязанных элементов, необходимо сначала интерпретировать, какая из величин представляет собой задержку относительно оценки канала, а какая – сам оцененный канал. Затем определяется полная задержка сигнала, что приводит к единственному решению без какой-либо неоднозначности.

ности. Учитывая это, можно рассмотреть два случая для оценки задержки при $L > 1$.

1) Если значение τ находится около нуля, что соответствует синей точке на рисунке 2а, то соответствующая оценка канала показана синим цветом на рисунке 2б.

2) Если значение τ находится около 1 или 2, что соответствует красному квадрату или фиолетовому треугольнику на рисунке 2а, соответственно, то оценка канала показана красным или фиолетовым цветом на рисунке 2б.

Искомые значения τ могут быть выбраны только в том случае, если интервал поиска τ шире, чем $[-1/2, 1/2]$, например $[-8, 2]$, и одно из этих значений соответствует глобальному минимуму ЦФ. В обоих случаях, если значение τ компенсируется с учетом задержки первого значимого отсчета (например, первого отсчета, амплитуда которого превышает заданный порог) в оценке канала, то результирующее значение задержки будет одинаковым (приближенным) и соответствует полной задержке сигнала. Второй случай эквивалентен смещению оценки канала и одновременному смещению τ ; таким образом, эффекты взаимно компенсируются.

Таким образом, оценка задержки времени в условиях неизвестного канала тесно связана с оценкой самого канала. Т. е. существует несколько решений по параметру τ , соответствующих различным оценкам канала, но в конечном итоге все эти комбинации сходятся к одному решению – полной задержке сигнала. Следовательно, учитывая, что изменение τ на величину, равную одному периоду дискретизации T_s или его кратному, может быть компенсировано сдвигом CIR, разумно ограничить область поиска τ интервалом $[-1/2, 1/2]$, как это сделано в данной работе.

При использовании указанного диапазона поиска для τ , его значение должно сначала быть компенсировано, а затем повторно оценено в пределах этого диапазона с учетом компенсации. Когда задержка многолучевого сигнала превышает ноль (т. е. $\tau_1 > 0$), локальные минимумы ЦФ соответствуют немного различным решениям по задержке, даже если эти значения τ были компенсированы.

Для подтверждения данного утверждения задержка оценивается путем минимизации ЦФ вблизи каждого локального минимума, например, в диапазоне $\tau \in [k - 3/8, k + 3/8]$, где $k = 0, \dots, L - 1$. В качестве примера, первый, второй и третий локальные минимумы показаны на рисунке 2а. После компенсации МРЕЕ для каждого локального решения представлена на рисунке 2с, демонстрируя небольшие различия в ошибках для каждого случая. Оптимальным решением является первый локальный минимум (близкий к $\tau = 0$), поскольку

он обеспечивает наименьшую ошибку, вызванную многолучевым РРВ.

ЦФ метода 1D-JML также может быть представлена для каждого значения многолучевой задержки, т. е. задержки отраженного луча NLOS относительно прямого луча LOS, используемой при вычислении МРЕЕ, как показано на рисунке 3. Двумерный график отображает логарифм ЦФ, а результирующая МРЕЕ выделена красным цветом. Идеальный случай соответствует нулевой задержке для всех значений многолучевой задержки. Как видно на рисунке 3а, этот идеальный случай достигается при использовании известных задержек распространения в оценителе 1D-JML с $L = 2$. В противоположность этому, оценитель 1D-JML с $L = \{1, 8\}$, использующий модель с одним отсчетом и модель с периодическими отсчетами, приводит к несоответствию, что вызывает ошибку в оценке задержки во многих случаях, как показано на рисунках 3б и 3с. Таким образом, модель с периодическими отсчетами 1D-JML не способна полностью компенсировать отклик канала, и часть ошибки, возникающей при оценке канала, переходит в ошибку оценки задержки ТОА.

Рассмотрим также взаимосвязь между ЦФ оценителя JML и оцененной CIR для определенного значения τ . Для этого в двухлучевой модели канала принимается многолучевая задержка $\tau_1 = 2.5$. Соответствующая ЦФ, полученная с использованием оценителя 1D-JML при $L = 8$, показана на рисунке 4а, что соответствует срезу по оси Oy при $\tau_1 = 2.5$ на рисунке 3с.

Двумерный график отображает логарифм ЦФ, а результирующая МРЕЕ выделена красным цветом. Идеальный случай соответствует нулевой задержке для всех значений многолучевой задержки. Как видно на рисунке 3а, этот идеальный случай достигается при использовании известных задержек распространения в оценителе 1D-JML с $L = 2$. В противоположность этому, оценитель 1D-JML с $L = \{1, 8\}$, использующий модель с одним отсчетом и модель с периодическими отсчетами, приводит к несоответствию, что вызывает ошибку в оценке задержки во многих случаях, как показано на рисунках 3б и 3с. Таким образом, модель с периодическими отсчетами 1D-JML не способна полностью компенсировать отклик канала, и часть ошибки, возникающей при оценке канала, переходит в ошибку оценки задержки ТОА.

Рассмотрим также взаимосвязь между ЦФ оценителя JML и оцененной CIR для определенного значения τ . Для этого в двухлучевой модели канала принимается многолучевая задержка $\tau_1 = 2.5$. Соответствующая ЦФ, полученная с использованием оценителя 1D-JML при $L = 8$, показана на рисунке 4а, что соответствует срезу по оси Oy при $\tau_1 = 2.5$ на рисунке 3с.

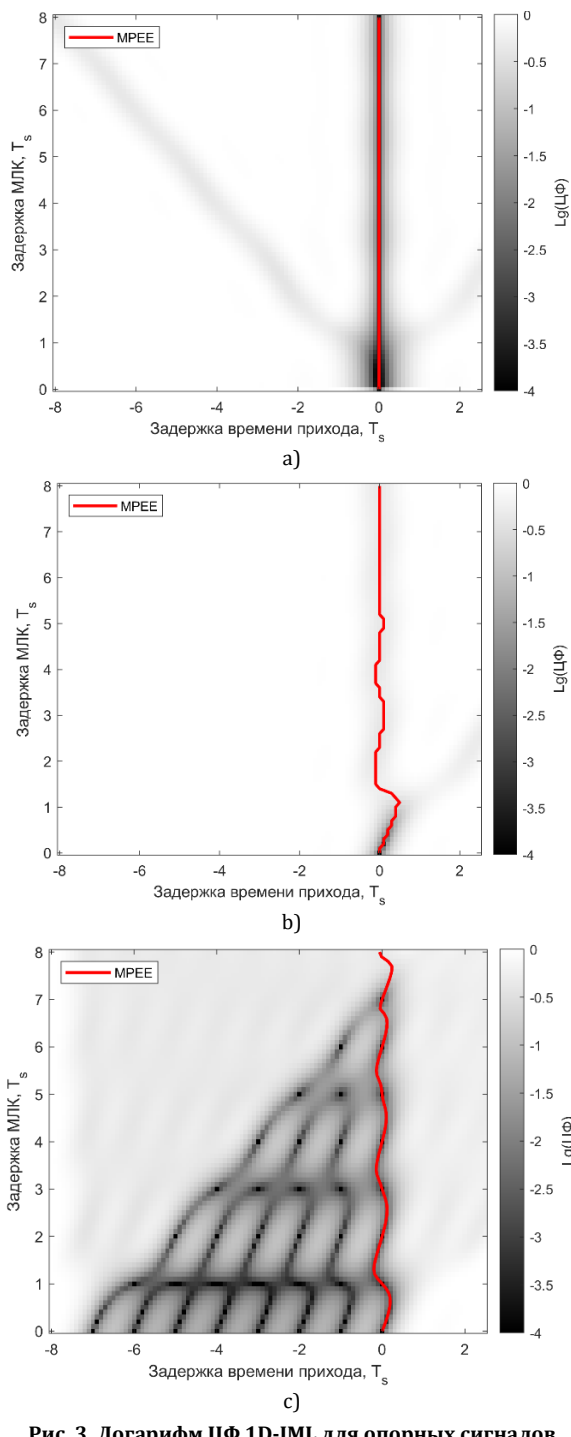


Рис. 3. Логарифм ЦФ 1D-JML для опорных сигналов позиционирования с полосой пропускания 6 РБ:
а) при $L = 2$ с известными задержкам;
б) при $L = 1$ (модель с одним отсчетом);
с) при $L = 8$ (модель с периодическими отсчетами)

Fig. 3. Logarithm of the 1D-JML Digital Filter for 6-RB Bandwidth Positioning Reference Signals: a) for $L = 2$ with Known Delays; b) for $L = 1$ (Single-Sample Model); c) for $L = 8$ (Periodic-Sample Model)

На рисунках 4а и 4б приняты следующие обозначения: ограниченный поиск задержки TDE означает поиск TOA в пределах $[-1/2, 1/2]$; неограниченный поиск задержки TDE означает поиск TOA в пределах всего набора аргументов временной задержки в единицах T_s по оси x .

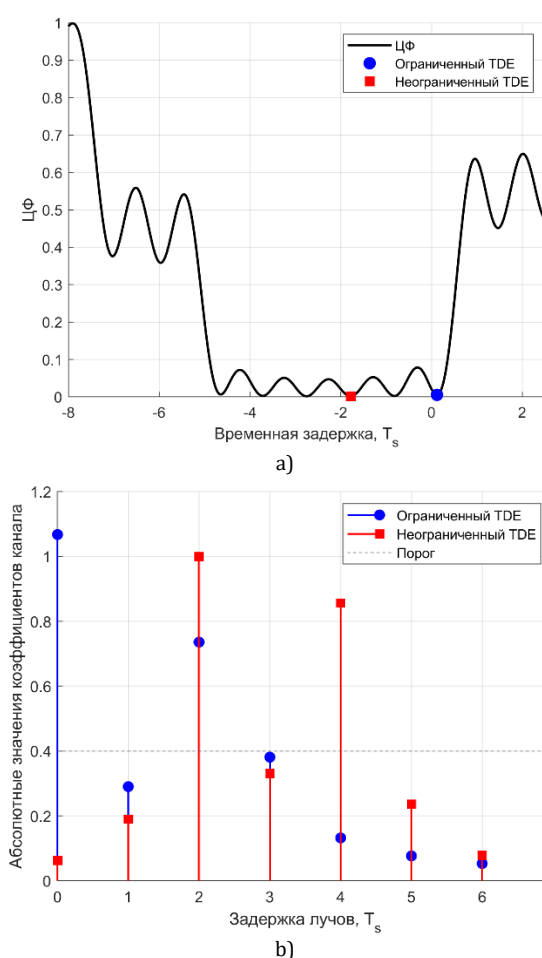


Рис. 4. а) ЦФ; б) CIR ограниченного и неограниченного метода 1D-JML для $L = 8$ с использованием полосы PRS с 6 РБ в двухлучевом канале при $\tau_1 = 2.5 T_s$ и $\phi_1 = 0$

Fig. 4. a) Objective Function; b) CIR of the Bounded and Unbounded 1D-JML Methods for $L = 8$ Using a 6-RB PRS Bandwidth in a Two-Ray Channel with $\tau_1 = 2.5 T_s$ and $\phi_1 = 0$

Локальный минимум ЦФ для значений τ в пределах $[-1/2, 1/2]$ обозначен синим кругом, а глобальный минимум – красным квадратом. Для этих решений абсолютные значения CIR представлены на рисунке 4б. Используя задержку первого значимого отсчета, решение, соответствующее глобальному минимуму, может быть компенсировано, приводя к значению, близкому к $\tau \approx 0$.

Как видно из рисунков, количество значимых отсчетов (например, два из восьми оцененных отсчетов) может быть связано с количеством локальных минимумов ЦФ (например, шесть). В обоих случаях значимость конкретного отсчета или локального минимума должна оцениваться с использованием соответствующего порогового значения.

Другим важным аспектом в оценке JML является количество отсчетов L , подлежащих оценке. Рассчитаем MPEE для оценщика 1D-JML при $L = \{2,3,8\}$, как показано на рисунке 5а. Оценка 1D-JML при $L > 1$ становится смещенной на вели-

чину, кратную периоду дискретизации, когда ширина задержки превышает количество отсчетов, то есть $\tau_1 > L - 1$. При таких больших задержках канал недооценивается, что приводит к увеличению смещения в оценке задержки ТОА в большинстве случаев. Этот эффект также наблюдается на двумерном графике (см. рисунок 3с) и может быть устранен путем определения порядка модели канала.

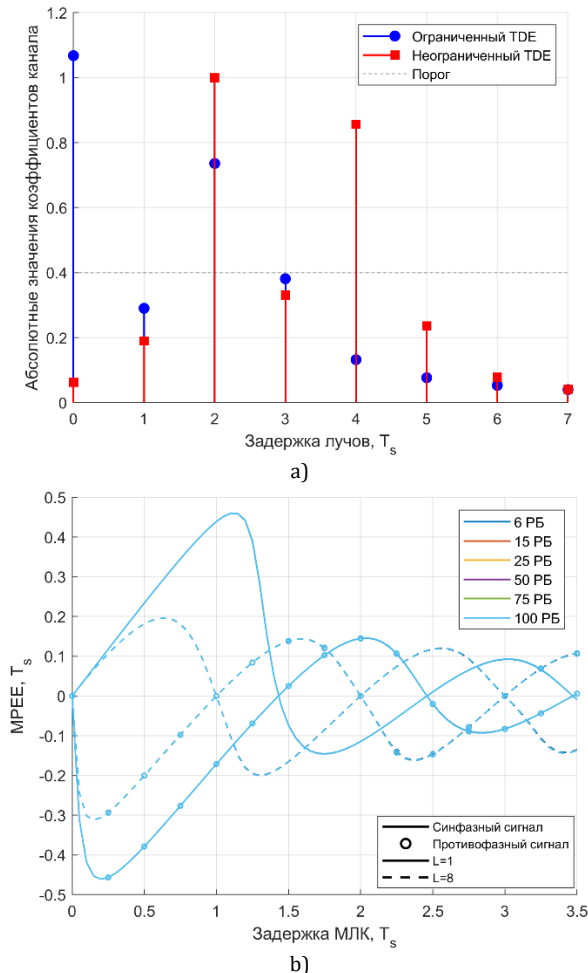


Рис. 5. МРЕЕ методом 1D-JML с использованием опорных сигналов позиционирования без передачи данных для различного количества отсчетов (а) и полосы пропускания сигнала (б)

Fig. 5. MPEE by 1D-JML Method Using Positioning Reference Signals without Data Transmission for Different Number of Samples (a) and Signal Bandwidth (b)

Наконец, ширина полосы сигнала, напрямую связанная с периодом дискретизации T_s , может влиять на смещение оценки задержки. На рисунке 5б показана огибающая МРЕЕ для оценщика 1D-JML при $L = \{1, 8\}$, рассчитанная с использованием опорного сигнала позиционирования с шириной полосы от 6 до 100 ресурсных блоков. В абсолютных единицах увеличение ширины полосы сигнала приводит к снижению ошибки, вызванной многолучевым распространением, как было показано в [11]. Однако при нормировании результа-

тов по периоду дискретизации T_s влияние ширины полосы становится визуально трудноразличимым. Кривые МРЕЕ для различных полос пропускания практически накладываются друг на друга, и незначительные расхождения между ними можно заметить лишь при многократном увеличении масштаба графика. Это наблюдение подтверждается количественными данными в таблице 3, где представлены максимальные абсолютные ошибки ϵ_{\max} , в метрах; ранее на графиках оценки ϵ_{\max} были нормированы T_s . Сравнение этих значений с экстраполяцией данных для полосы 6 РБ позволяет выявить наличие небольшой ошибки масштабирования, возникающей из-за дискретной структуры спектра сигнала. Результаты ошибки масштабирования подтверждают незначительные различия в МРЕЕ, вызванной многолучевым РРВ, при изменении ширины полосы сигнала.

TABLE 3. Errors in the estimation of TOA measurement accuracy in MPEE using the 1D-JML method

TABLE 3. Errors in the Estimation of TOA Measurement Accuracy in MPEE Using the 1D-JML Method

N_{RB}	$T_s/2, \text{ м}$	$\epsilon_{\max} (L = 1), \text{ м}$		$\epsilon_{\max} (L = 8), \text{ м}$	
		$\phi_1 = 0$	$\phi_1 = \pi$	$\phi_1 = 0$	$\phi_1 = \pi$
6	147.06	135.18	-135.55	58.80	-91.67
15	56.82	52.25	-52.37	22.81	-35.44
25	33.78	31.07	-31.14	13.57	-21.07
50	16.78	15.43	-15.47	6.74	-10.47
75	11.16	10.26	-10.29	4.48	-6.96
100	8.36	7.69	-7.71	3.36	-5.22

5.3. Анализ целевой функции метода 2D-JML

Метод 2D-JML представляет собой новый подход для компенсации эффекта близких МЛК, сохраняя при этом низкую вычислительную сложность оценки ТОА. Данный метод может быть проанализирован по его двумерной ЦФ для значений τ в диапазоне $[-1/2, 1/2]$ и значений τ' в диапазоне $[0, 1]$. В рамках рассмотрения двухлучевой модели канала для расчета ЦФ 2D-JML при $L = 8$ в качестве примера используются нормированные в единицах T_s фазы $\phi_1 = \{0, \pi\}$ и многолучевые задержки $\tau_1 = \{0.4, 0.8, 1.2\}$, что показано на рисунке 6.

В большинстве случаев данная функция имеет несколько локальных минимумов, поэтому реализация метода 2D-JML должна избегать сходимости к локальному минимуму. Как обсуждалось в разделе 4.2, данная задача, тем не менее, может быть решена методом исчерпывающего поиска в интересующей области с достаточно плотной сеткой точек. В этом случае оценка методом 2D-JML оказывается несмещенной для случаев $\tau_1 < 1$, которые соответствуют близким МЛК; глобальный минимум обнаруживается при $\tau = 0$, когда за-

держка произвольного отсчета равна многолучевой задержке, т. е. $\tau' = \tau_1$, что отмечено красной точкой на рисунках 6а, 6б, 6с и 6д. Если многолучевая задержка превышает единицу (т. е. $\tau_1 > 1$),

оценка временной задержки в большинстве случаев оказывается смещенной из-за рассогласования модели, что показано на рисунках 6е и 6ф.

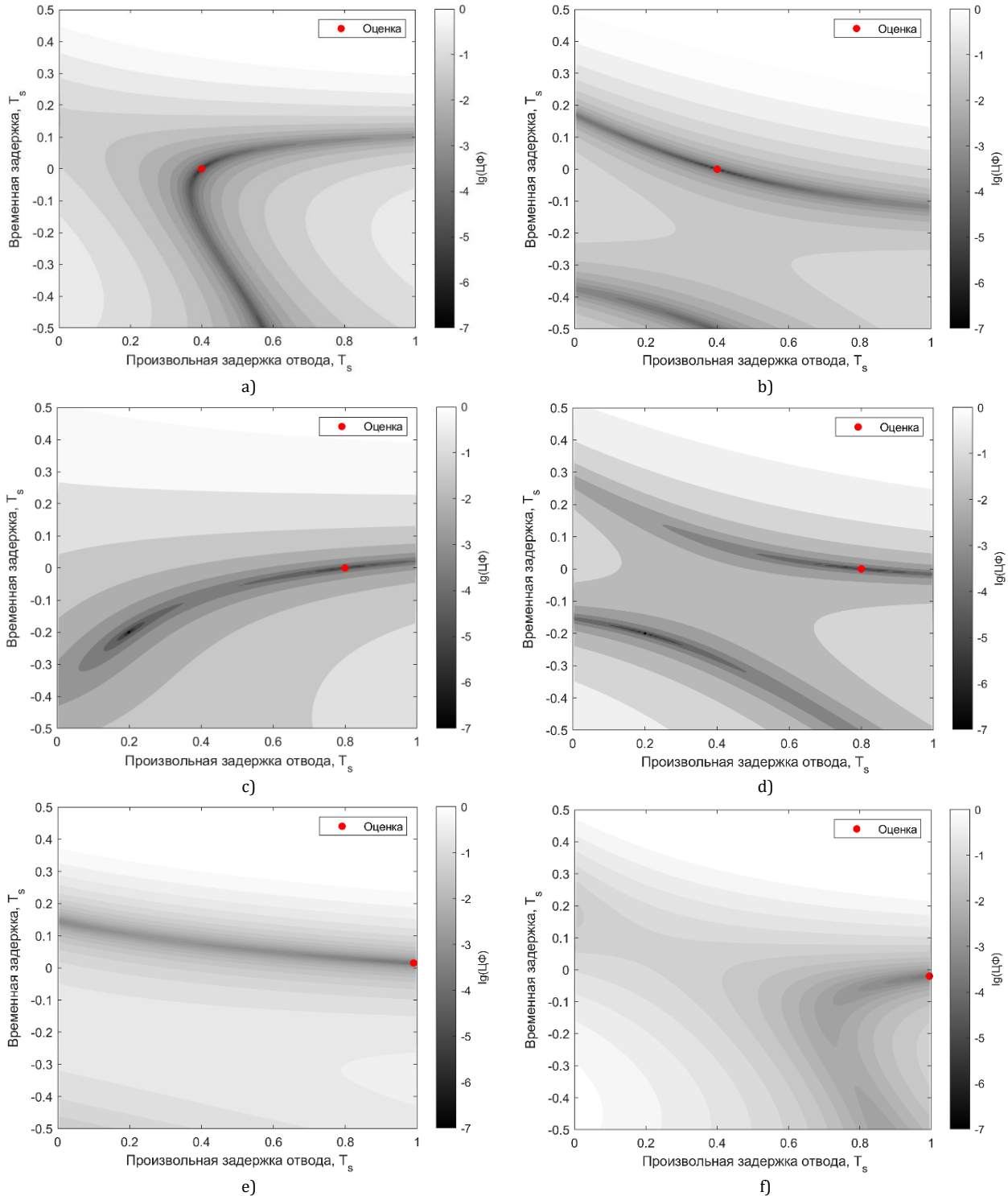


Рис. 6. Логарифм ЦФ 2D-JML для $L = 8$ с учетом различных задержек и фаз многолучевого канала с SMR = 1 дБ:
 а) $\tau_1 = 0.4, \phi_1 = 0$; б) $\tau_1 = 0.4, \phi_1 = \pi$; в) $\tau_1 = 0.8, \phi_1 = 0$; д) $\tau_1 = 0.8, \phi_1 = \pi$; е) $\tau_1 = 1.2, \phi_1 = 0$; ф) $\tau_1 = 1.2, \phi_1 = \pi$
 Fig. 6. Logarithm of the 2D-JML OF for $L = 8$ Taking Into Account Various Delays and Phases of a Multipath Channel with SMR = 1 dB:
 а) $\tau_1 = 0.4, \phi_1 = 0$; б) $\tau_1 = 0.4, \phi_1 = \pi$; в) $\tau_1 = 0.8, \phi_1 = 0$; д) $\tau_1 = 0.8, \phi_1 = \pi$; е) $\tau_1 = 1.2, \phi_1 = 0$; ф) $\tau_1 = 1.2, \phi_1 = \pi$

6. Смещение оценки времени прихода сигнала в многолучевом канале

Модель огибающей сигнала на выходе многолучевого канала в предыдущем разделе продемонстрировала наличие смещения, вносимого отдельным отраженным лучом в оценку точности ТОА. Результаты, представленные на рисунке 1, подтверждают потенциал метода JML в повышении точности оценки ТОА по сравнению с корреляционным методом. Но модель канала с двумя лучами не отражает характерные особенности реальных каналов при многолучевом РРВ. Поэтому для оценки эффективности методов 1D-JML и 2D-JML в реалистичных условиях применяются стандартные модели многолучевого канала в сетях LTE.

Как было указано в разделе 2.4, стандарт LTE предполагает использование моделей каналов с линиями задержек-отсчетов TDL, где каждый отсчет соответствует отдельной многолучевой компоненте МЛК, характеризуемой фиксированной задержкой t_k , относительной средней мощностью \overline{RP}_k и доплеровским спектром f_D . Этими моделями являются EPA, EVA и ETU, и их основные параметры были описаны в таблице 2.

В дополнение к методам оценки точности измерения ТОА в условиях многолучевости используются метрика среднего профиля мощности PDP и метрика центра тяжести функции плотности вероятности [9]. Поскольку каждая реализация канала может давать разную среднюю задержку, функция плотности вероятности средней задержки рассчитывается для моделей каналов с многолучевым РРВ, как показано на рисунке 7.

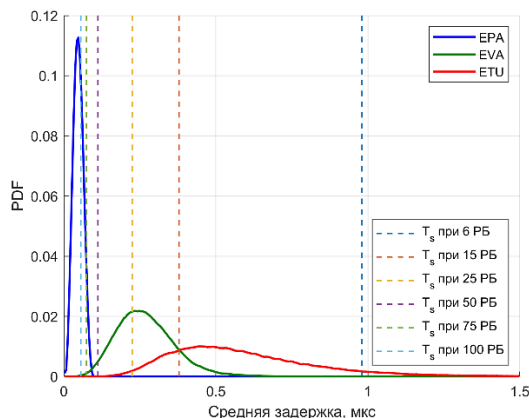


Рис. 7. Функция плотности вероятности средней задержки для моделей каналов с многолучевым РРВ

Fig. 7. Probability Density Function of the Average Delay for Channel Models with Multipath Propagation

Средняя задержка указана в микросекундах, а период дискретизации T_s обозначен для каждой полосы пропускания сигнала LTE. Функция плотности вероятности средней задержки описывает те задержки отсчетов, которые вносят основной вклад для определенного канала. Таким образом,

эта метрика может быть использована для определения сценариев с близкорасположенными МЛК, если основная энергия канала находится в пределах одного периода дискретизации T_s по отношению к прямому лучу LoS, как, например, в модели EPA, или модели ETU с полосой пропускания 6 РБ. Далее рассмотрим смещения оценки ТОА, вносимого методами 1D-JML и 2D-JML при использовании стандартных моделей многолучевого канала в сетях LTE.

6.1. Влияние ширины полосы пропускания на точность оценки времени прихода

6.1.1. Распределение профиля мощности при полосе пропускания 1.4 МГц

Влияние многолучевого распространения на оценку точности измерения ТОА анализируется статистически на основе модели канала ETU при минимальной полосе пропускания LTE 1.4 МГц, что соответствует сценарию с близкорасположенными МЛК. В данной конфигурации опорные сигналы позиционирования размещаются в 6 РБ без передачи данных, что приводит к эффективной полосе пропускания сигнала, равной $1/T_s = 1.02$ МГц. Для анализа было сгенерировано 1000 реализаций канала ETU с доплеровским сдвигом $f_D = 500$ Гц. Полученный канал представлен в виде усредненного профиля задержек мощности PDP на рисунке 8.

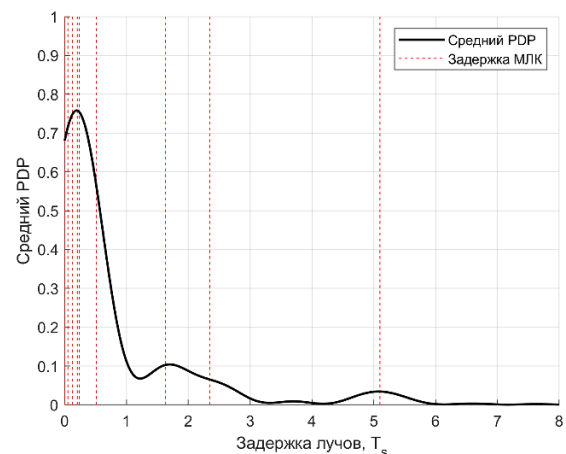


Рис. 8. Средний профиль задержек мощности для модели ETU при ширине полосы сигнала 6 РБ

Fig. 8. Average Power Delay Profile for the ETU Model at 6 RB Signal Bandwidth

Средний профиль задержек мощности рассчитывается как среднее значение квадратов амплитуд дискретного канала CIR для каждой реализации $h_l(m)$ в интервале $[\tau, \tau + 8]$ [19]:

$$\overline{\text{PDP}}(m) = \frac{1}{N_l} \cdot \sum_{l=0}^{N_l-1} |h_l(m)|^2, \\ \tau < m < \tau + 8,$$

где N_l – число реализаций.

На рисунке 8 задержки многолучевых компонент выделены вертикальными красными линиями. Как видно, модель канала характеризуется наличием прямого луча LOS и выраженной многолучевостью на малых задержках. Основная часть энергии многолучевости сосредоточена при задержках примерно от 0 до $T_s/2$. Кроме того, как указано в таблице 2, расширение задержки модели ETU составляет приблизительно $5.1 T_s$. Если используется модель оценки с периодическими отсчетами, то компоненты, расположенные за пределами расширения задержки, вносят незначительный вклад. Поэтому, используя априорную информацию, целесообразно ограничить число отсчетов до значения ширины задержки модели ETU: $L = 6$ для метода 1D-JML и $L = 7$ для 2D-JML (1 дополнительный произвольный отсчет для гибридной модели отсчетов). Увеличение числа отсчетов сверх этого значения не приводит к захвату дополнительной энергии канала и, соответственно, не улучшает производительность оценки TOA в условиях отсутствия шума. Для сгенерированного канала ETU ошибки оценки TOA рассчитываются методом JML без добавления АБГШ. Функция плотности вероятности ошибок оценки TOA показана на рисунке 9а; на графиках ошибка временной задержки показана в единицах T_s (внизу) и в метрах (наверху). Метод 1D-JML при $L = 1$ демонстрирует наибольшее количество выбросов. Оценки-выбросы определяются как те оценки TOA, абсолютная ошибка которых превышает или равна $T_s/2$, и которые затем отсекаются до $T_s/2$. В этом смысле применение модели оценки с периодическими отсчетами ($L = 6$) уменьшает количество выбросов. Тем не менее, низкая частота дискретизации не позволяет этой модели оценки канала должным образом охарактеризовать близкорасположенные МЛК. Поэтому, используя гибридную модель отсчетов, вводится дополнительный произвольный отсчет в диапазоне от 0 до T_s для уменьшения рассогласования модели. Полученный с помощью метода 2D-JML результат демонстрирует заметное улучшение по сравнению с результатом методом 1D-JML. Это улучшение подчеркивается интегральной функцией распределения (CDF, аббр. от англ. Cumulative Distribution Function) абсолютной ошибки оценки TOA, как показано на рисунке 9б.

Из рисунка 9б следует, что оценщик 2D-JML при $L = 7$ достигает абсолютной ошибки оценки TOA $0.13 \cdot T_s$ (т. е. 38.3 м) в 67 % случаев, тогда как оценщик 1D-JML при $L = 1$ достигает ошибки $0.26 \cdot T_s$ (т. е. 73.5 м), а при $L = 6$ — $0.22 \cdot T_s$ (т. е. 67.7 м). Таким образом, метод 2D-JML обеспечивает значительное снижение ошибки многолучевости.

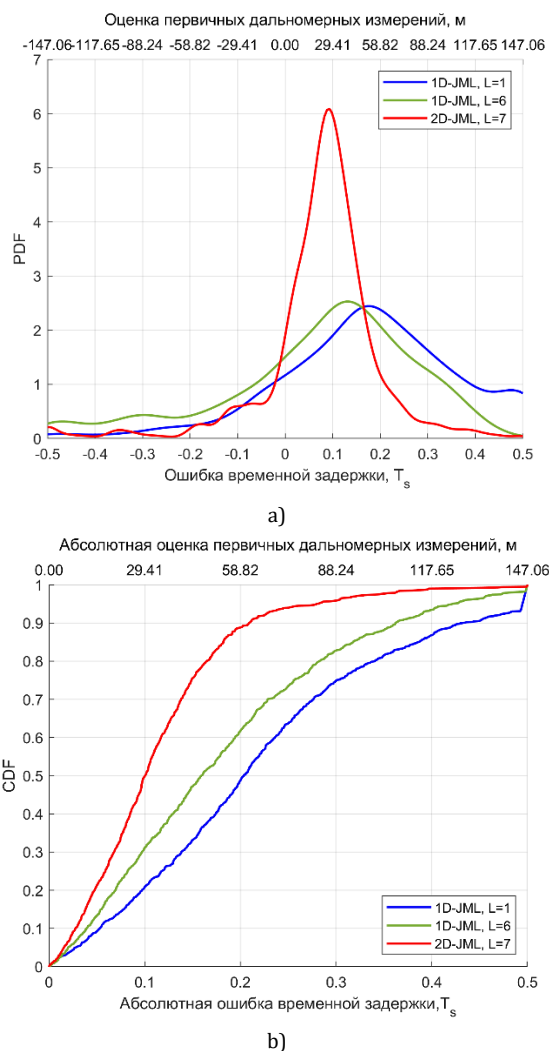


Рис. 9. Эффективность метода JML для модели ETU при ширине полосы сигнала 6 РБ: а) функция плотности вероятности ошибок оценки TOA; б) интегральная функция распределения ошибок оценки TOA

Fig. 9. Performance of the JML Method for the ETU Model with a Signal Bandwidth of 6 RB: a) Probability Density Function of TOA Estimation Errors; b) Cumulative Distribution Function of TOA Estimation Errors

6.1.2. Распределение профиля мощности при полосе пропускания 5 и 10 МГц

Наиболее распространенные режимы работы сетей LTE основаны на рабочих полосах пропускания 5 и 10 МГц, поскольку они специфицированы для большинства диапазонов LTE. Соответствующие полосы сигнала составляют 25 РБ, что эквивалентно 4.5 МГц, и 50 РБ – 9 МГц. Таким образом, модель канала ETU применяется с этими типичными полосами пропускания для моделирования стандартных условий позиционирования в сетях LTE. Используя те же реализации модели ETU, что и в предыдущем разделе, усредненный профиль задержек мощности представлен для обеих полос на рисунке 10. Диапазон задержки отсчета определен от 0 до 1.96 мкс, что соответствует: $2 \cdot T_s$ для полосы 6 РБ ($T_s = T/N = 0.98$ мкс, при $N = 68$);

$9 \cdot T_s$ для полосы 25 РБ; более $16 \cdot T_s$ для полосы 50 РБ. Для рассматриваемых полос пропускания период дискретизации составляет $T_s = 225.23$ нс для 25 РБ и $T_s = 118.86$ нс для 50 РБ, при общем числе поднесущих $N = 296$ и $N = 596$ соответственно. Это позволяет сосредоточить оценку временной задержки на многолучевости с короткими задержками.

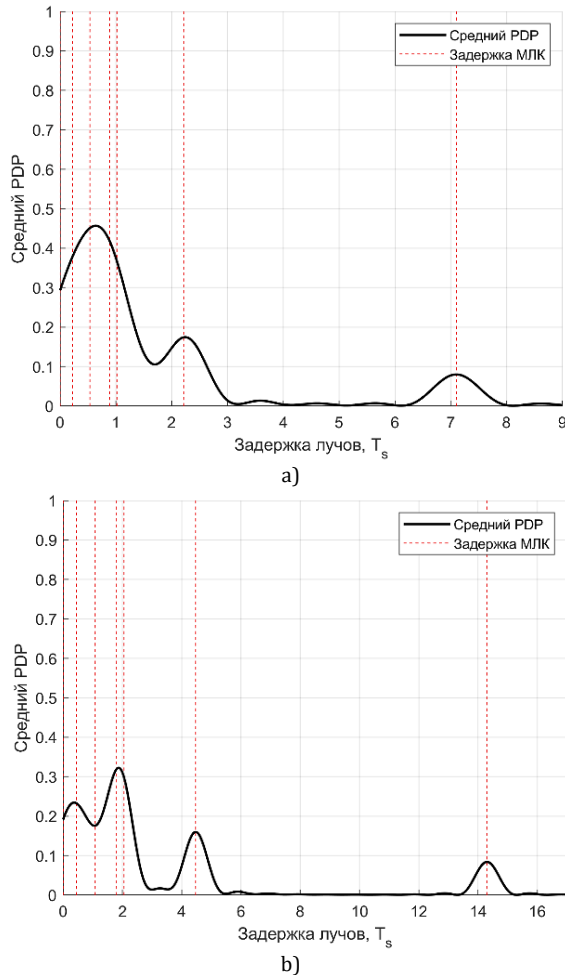


Рис. 10. Средний профиль задержек мощности для модели ETU с шириной полосы сигнала: а) 25 РБ; б) 50 РБ

Fig. 10. Average Power Delay Profile for ETU Model with Signal Bandwidth: а) 25 RB; б) 50 RB

При увеличении полосы пропускания вклад отдельных МЛК становится более различимым. Соответственно, частота дискретизации модели оценки возрастает, и каждый оценочный отсчет способен захватывать большую долю энергии многолучевого сигнала. В результате методы 1D-JML и 2D-JML могут использовать меньшее число отсчетов, и параметр L не обязательно должен соответствовать полной ширине задержки канала. При ширине полосы сигнала 25 РБ целесообразно использовать $L = 8$ для метода 1D-JML и $L = 9$ для 2D-JML. При ширине полосы сигнала 50 РБ достаточно $L = 4$ для метода 1D-JML и $L = 5$ для 2D-JML. Априорная информация о среднем профиле за-

держек мощности должна использоваться для минимизации количества отсчетов L , ограничиваясь наиболее значимыми по энергии компонентами канала, что позволяет снизить вычислительную сложность оценки. Интегральные функции распределения CDF ошибок оценки TOA, полученные методами 1D-JML и 2D-JML, сравниваются для обеих полос пропускания на рисунке 11.

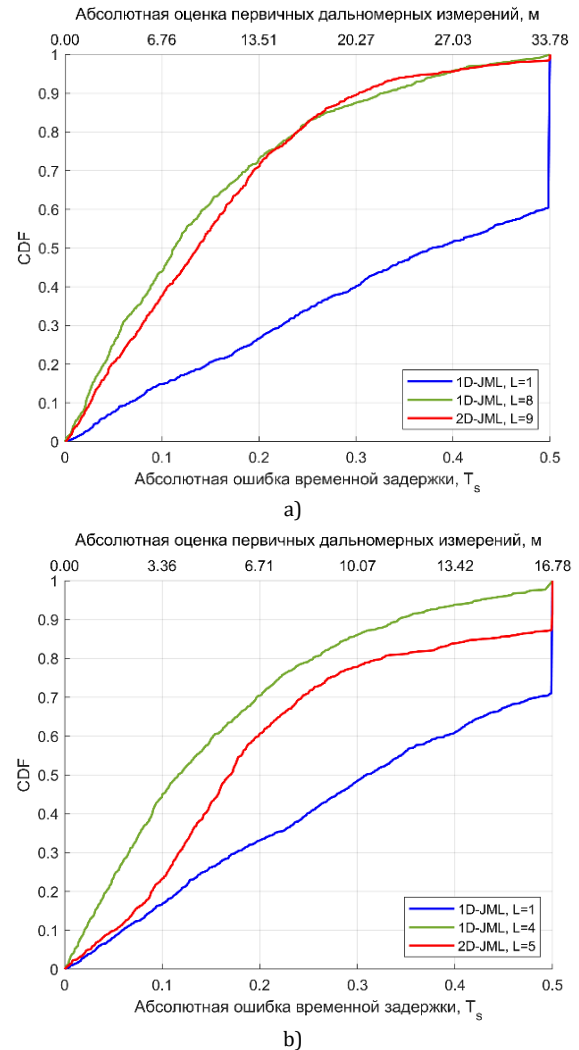


Рис. 11. Эффективность метода JML для модели ETU с шириной: а) 25 РБ; б) 50 РБ

Fig. 11. Efficiency of the JML Method for the ETU Model with Width: а) 25 RB; б) 50 RB

6.2. Исследование смещения оценки времени прихода сигнала в многолучевом канале

Распределение задержек отсчетов в модели оценки многолучевого канала оказывает существенное влияние на итоговое смещение при определении TOA методом JML. В условиях отсутствия шума оптимальным решением является адаптивное использование модели оценки, способной точно аппроксимировать канал распространения. Как было показано в разделе 2.3, при отсутствии априорной информации о канале,

наилучшие результаты могут быть достигнуты при помощи модели с произвольными отсчетами итерационным методом. Однако такие подходы требуют значительных вычислительных ресурсов, что ограничивает их применимость в массовых приемных устройствах, ориентированных на задачи позиционирования. В связи с этим рассматриваются оценки точности ТОА методом JML пониженной сложности, основанные на моделях с одним отсчетом, с периодическими отсчетами и гибридной моделью отсчетов. Как показывают метрика МРЕЕ (см. рисунок 1) и функции распределения ошибок ТОА (CDF на рисунках 9b и 11), производительность метода 1D-JML и 2D-JML зависит от полосы пропускания сигнала, структуры модели оценки (включая число отсчетов L) и модели канала с многолучевым РРВ. Оба метода оценки: и 1D-JML, и 2D-JML – являются несмещенными, если задержки отсчетов модели оценки совпадают с задержками МЛК канала. Поскольку ранее рассматривались лишь частные случаи, в настоящем разделе проводится обобщенная оценка производительности этих методов в широком спектре сценариев. Моделирование охватывает различные полосы пропускания сигнала LTE – от 6 до 100 РБ, с использованием трех стандартных моделей канала: ЕРА, EVA и ETU, отражающих типовые условия многолучевого распространения. Число отсчетов в модели оценки (L) варьируется от 1 до 50, что позволяет исследовать влияние порядка модели на точность оценки ТОА в зависимости от характеристик канала и ширины сигнала.

Исследование фокусируется исключительно на смещении, вызванном многолучевостью, без учета АБГШ. Для каждого сценария смещение оценителей анализируется с помощью CDF абсолютной ошибки ТОА и упорядоченной ошибки ТОА. Из-за большого объема данных сравнение CDF осуществляется по метрике площади под ROC (аббр. от англ. Receiver Operating Characteristic) кривой AUC (аббр. от англ. Area Under the ROC Curve).

Пусть CDF задана равномерно распределенными точками Y_q , тогда AUC вычисляется как [9]:

$$AUC = \frac{1}{\Delta Y} \cdot \sum_{q=1}^Q Y_q,$$

где ΔY – расстояние между точками в CDF; Q – общее число точек.

Интервал поиска τ ограничен $[-1/2, 1/2]$ (в единицах T_s). Нормированная AUC находится в диапазоне от 0 до 1/2, что соответствует полностью смещенной и несмещенной оценке соответственно. Полученные результаты методом 1D-JML (с использованием моделей оценки с одним отсчетом и с периодическими отсчетами) и 2D-JML (с использованием гибридной модели отсчетов) представлены на рисунках 12–14, соответственно, для моделей канала ЕРА, EVA и ETU.

Каждый рисунок содержит 6 сценариев, соответствующих различным полосам пропускания (6, 15, 25, 50, 75 и 100 РБ), и три графика в каждом сценарии. Верхний левый график показывает сравнение CDF методом 1D-JML между моделью оценки канала с одним отсчетом ($L = 1$, синяя линия) и с периодическими отсчетами ($L > 1$, красные линии). Верхний правый график показывает сравнение CDF между методом 1D-JML для модели с одним отсчетом ($L = 1$) и 2D-JML для гибридной модели отсчетов ($L > 1$, голубые линии). Нижний график показывает зависимость AUC кривых CDF от ширины задержек модели оценки. Это распределение задержки определяется положением задержки L -го отсчета. Распределение задержки равно $L - 2$ для гибридной модели отсчетов и равно $L - 1$ для модели оценки с периодическим отсчетом (в единицах T_s). Для $L = 2$ распределение задержки гибридной модели отсчетов приблизительно равно 1/2 (в единицах T_s). Несмотря на то, что разброс задержек модели с одним отсчетом равен нулю, в качестве исключения ее значение AUC отображается для всех значений по оси x , чтобы можно было сравнить его со значениями AUC методов 1D-JML и 2D-JML при $L > 1$. Задержки лучшей модели канала с многолучевым РРВ также выделены на нижнем графике вертикальными пунктирными линиями. Чтобы исключить неопределенность, число неизвестных (т. е. временная задержка τ и коэффициенты канала h) должно быть равно или меньше числа опорных сигналов. Из-за использования опорных сигналов позиционирования максимальное количество оценочных отсчетов ограничено $L_{max} < 2 \cdot N_{RB}$. Поскольку это число может быть слишком большим, L_{max} принимается равным 50 для случаев 50, 75 и 100 РБ.

В модели канала ЕРА метод 2D-JML достигает наименьшего смещения во всех случаях (см. рисунок 12), поскольку он получает самые высокие значения AUC от 6 (см. рисунок 12a) до 100 РБ (см. рисунок 12f). Модель ЕРА характеризует канал с близкими МЛК, где метод 2D-JML превосходит метод 1D-JML. В этом случае большая часть многолучевого вклада находится в диапазоне от 0 до T_s , таким образом, подход 2D-JML способен захватить большую часть этой энергии канала. Производительность метода 1D-JML хуже, чем у 2D-JML, поскольку только первый отсчет способен захватить большую часть многолучевой энергии. Учитывая, что разброс задержек ЕРА равен 410 нс (см. таблицу 2), соответствующая задержка в единицах T_s составляет $\tau_s = \{0.42, 1.08, 1.82, 3.67, 5.51, 7.36\}$ для $N_{RB} = \{6, 15, 25, 50, 75, 100\}$ (в том же порядке). Как видно, смещение методов не зависит от количества отсчетов L (в отсутствие шума), когда разброс задержек модели оценки превышает разброс задержек канала τ_s .

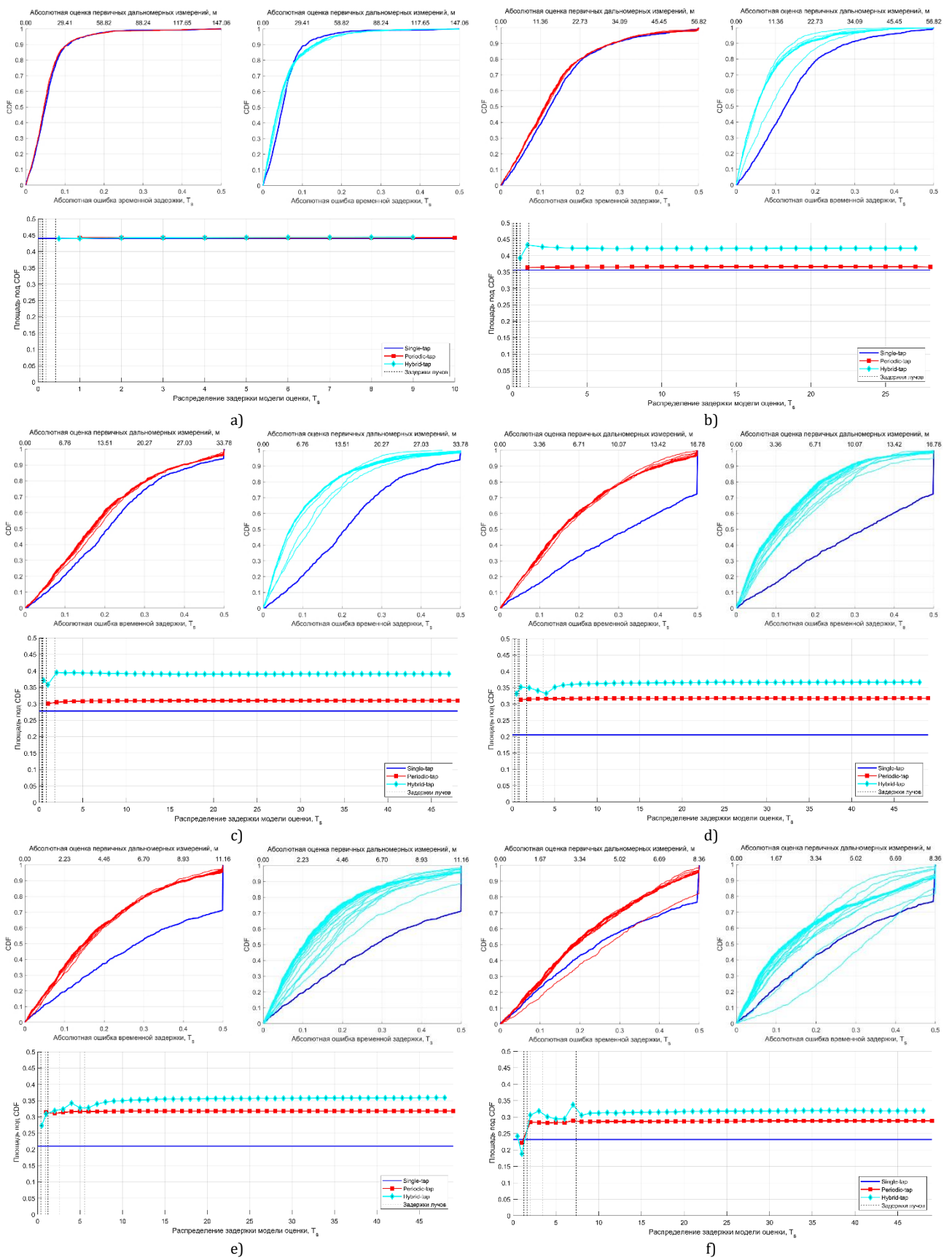


Рис. 12. CDF и AUC для модели канала EPA: а) 6 RB, б) 15 RB, в) 25 RB, г) 50 RB, е) 75 RB и ф) 100 RB
 Fig. 12. CDF and AUC for the EPA Channel Model: а) 6 RB, б) 15 RB, в) 25 RB, г) 50 RB, е) 75 RB and ф) 100 RB

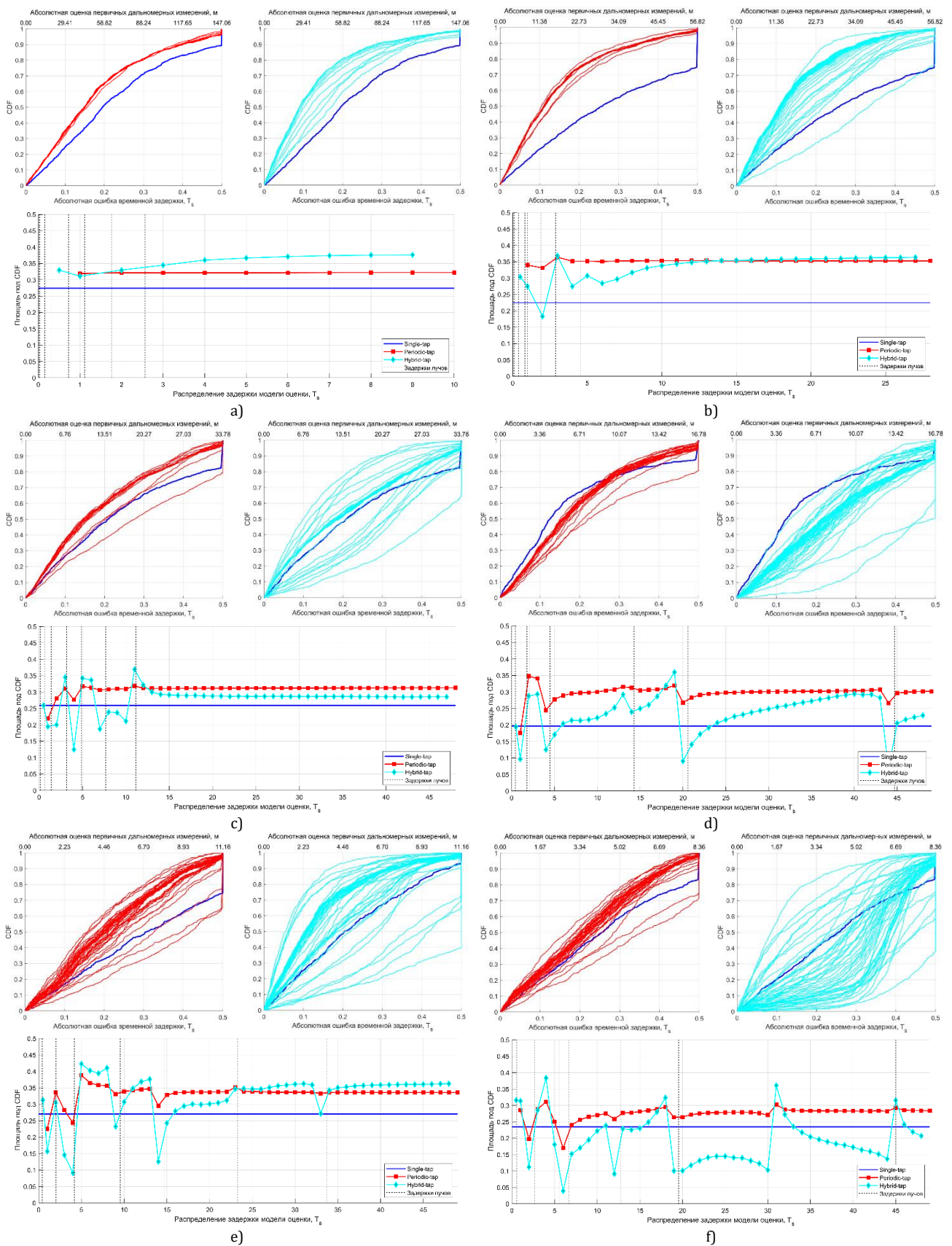


Рис. 13. CDF и AUC для модели канала EVA: а) 6 РБ; б) 15 РБ; в) 25 РБ; д) 50 РБ; е) 75 РБ; ф) 100 РБ
 Fig. 13. CDF and AUC for the EVA Channel Model: а) 6 RB; б) 15 RB; в) 25 RB; д) 50 RB; е) 75 RB; ф) 100 RB

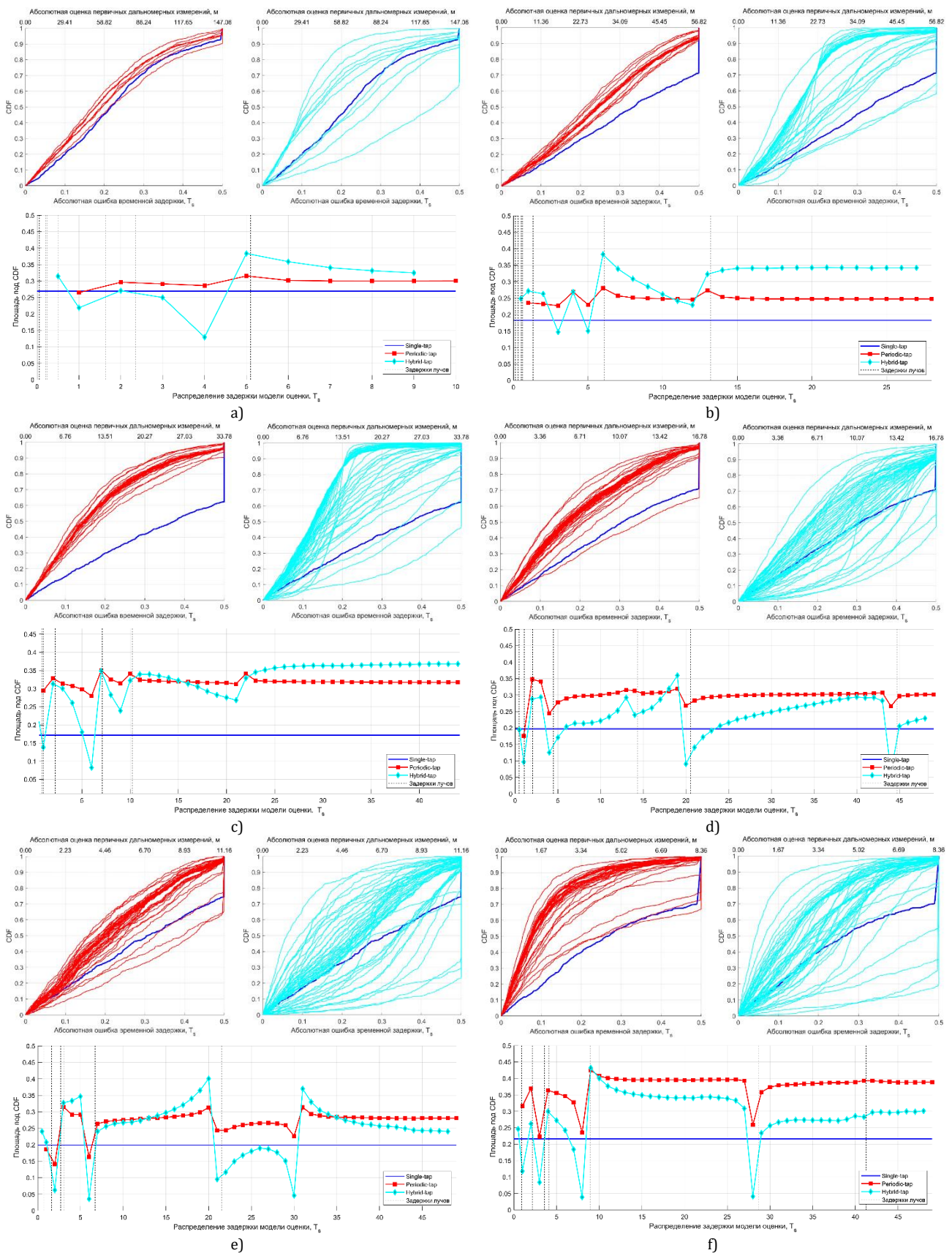


Рис. 14. CDF и AUC для модели канала ETU: а) 6 РБ; б) 15 РБ; в) 25 РБ; д) 50 РБ; е) 75 РБ; ф) 100 РБ

Fig. 14. CDF and AUC for the ETU Channel Model: а) 6 RB; б) 15 RB; в) 25 RB; д) 50 RB; е) 75 RB; ф) 100 RB

В модели канала EVA метод 2D-JML по-прежнему достигает наименьшего смещения во всех случаях на рисунке 13. Тем не менее, наилучшая производительность не обязательно достигается при разбросе задержек модели оценки, превышающем разброс задержек канала. Наименьшее смещение метода 2D-JML достигается при определенных значениях L . Метод 1D-JML с одним отсчетом и с периодическими отсчетами может иметь лучшую производительность, чем метод 2D-JML для остальных значений L , как это видно для 25, 50, 75 и 100 РБ на рисунках 13с, 13d, 13е и 13f. Действительно, метод 1D-JML с одним отсчетом превосходит метод 1D-JML с периодическими отсчетами для 50 РБ. Эти результаты показывают, что производительность 2D-JML оценщика для канала EVA сильно зависит от количества отсчетов L .

В модели канала ETU метод 2D-JML также достигает наименьшего смещения во всех случаях используемых полос пропускания. Для низкой полосы пропускания наилучшая производительность достигается при разбросе задержек модели оценки, превышающем разброс задержек канала. Для высоких полос пропускания наименьшее смещение метода 2D-JML достигается только при определенных значениях L , как показано на рисунках 14d, 14е и 14f. При этом метод 1D-JML с периодическими отсчетами может иметь лучшую производительность, чем 2D-JML для остальных значений L . Метод 1D-JML для модели с одним отсчетом показывает наихудшую производительность во всех случаях. Такое смещение результатов связано с распределением лучей ETU, близко расположенными МЛК и большим разбросом задержек.

Результаты, полученные для каждого случая и показанные на рисунках 12–14, сведены в таблицу 4. В ней указано оптимальное количество отсчетов $L_{\text{опт}}$ для методов 1D-JML и 2D-JML, использующих модели оценки с одним отсчетом, с периодическими отсчетами и гибридной модели отсчетов. Для каждого метода и сценария результат оценки ТОА с наименьшим смещением выделен синим цветом. При использовании оптимального количества отсчетов $L_{\text{опт}}$ метод 2D-JML достигает минимального смещения в большинстве случаев (кроме полосы пропускания 50 РБ для канала EVA). Наилучшая производительность может быть достигнута со следующими замечаниями: при низких полосах пропускания сигнала (например, 6 РБ) МЛК вносят совместный вклад в эффект многолучевости. Таким образом, разброс задержек модели оценки должен совпадать с разбросом задержек канала, чтобы захватить и компенсировать большую часть вклада многолучевости. При увеличении полосы пропускания сигнала вклад каждой МЛК в общий эффект многолучевости становится более независимым.

ТАБЛИЦА 4. Оптимальное количество отсчетов $L_{\text{опт}}$ для метода JML

TABLE 4. Optimal Number of Samples $L_{\text{опт}}$ for the JML Method

N_{RB}	Модели оценки параметров	EPA	EVA	ETU
6	ST, L	1	1	1
	PT, $L_{\text{опт}}$	{2,...,11}	{2,...,11}	{3,...,11}
	HT, $L_{\text{опт}}$	{2,...,11}	{2,...,11}	{7,...,11}
15	ST, L	1	1	1
	PT, $L_{\text{опт}}$	{2,...,29}	{4,...,29}	{2,...,29}
	HT, $L_{\text{опт}}$	{3,...,29}	{5,15,...,29}	{3,4,8,...,29}
25	ST, L	1	1	1
	PT, $L_{\text{опт}}$	{2,...,49}	{6,...,49}	{2,...,49}
	HT, $L_{\text{опт}}$	{4,...,49}	{5,7,8,13}	{9,13,...,16,25,...,49}
50	ST, L	1	1	1
	PT, $L_{\text{опт}}$	{2,...,50}	{2,...,50}	{3,4}
	HT, $L_{\text{опт}}$	{2,...,50}	{3,16}	{5,15,21}
75	ST, L	1	1	1
	PT, $L_{\text{опт}}$	{2,...,50}	{3,...,50}	{4,21,32}
	HT, $L_{\text{опт}}$	{4,...,50}	{7,8,9,10}	{7,22,33}
100	ST, L	1	1	1
	PT, $L_{\text{опт}}$	{3,...,50}	{2,5,19,32}	{3,...,50}
	HT, $L_{\text{опт}}$	{5,...,50}	{6,20,33}	{11}

Усл. обозначения: BW – ширина полосы сигнала

Таким образом, разброс задержек модели оценки может быть меньше разброса задержек самого канала. В этом случае порядок модели L следует скорректировать так, чтобы захватить те МЛК, которые несут больше энергии канала.

Если нет априорных знаний о канале, то в качестве эмпирического правила количество оцениваемых отсчетов L можно ограничить нормальной длиной ЦП $T_{\text{ср}}$:

$$L = [T_{\text{ср}} \cdot N / T_s] = \{5,13,21,43\}$$

$$\text{для } N_{\text{RB}} = \{6,15,25,50\},$$

где $N = 12 \cdot N_{\text{RB}} - 4$.

Поскольку это эмпирическое правило не гарантирует минимально достижимого смещения для любого оценщика, адаптивный выбор порядка модели L остается открытым.

В данном разделе была проведена оценка смещения метода JML, вызванного исключительно наличием многолучевости в стандартных моделях каналов LTE. Однако для определения достижимой производительности в более типичных навигационных условиях необходимо также учесть влияние АБГШ.

Далее рассмотрим среднеквадратичную ошибку (СКО) и смещение оценки ТОА методами 1D-JML и

2D-JML при одновременном воздействии как многолучевости, так и АБГШ, а также исследуем достижимую точность дальномерных измерений ТОА этими методами и сравним ее с соответствующей НГКР.

7. Точность дальномерных измерений в многолучевом канале при позиционировании устройств в сетях LTE

СКО и смещение оценки ТОА методами 1D-JML и 2D-JML рассчитываются с использованием подхода Монте-Карло для установления достижимой точности дальномерных измерений. СКО оценки ТОА сначала сравнивается с соответствующей НГКР в канале ЕТУ. Затем исследуются для различных значений ширины полосы пропускания сигнала в стандартных моделях многолучевого канала в сетях LTE, чтобы определить их достижимую точность дальномерных измерений.

7.1. НГКР дальномерных измерений в многолучевом канале при позиционировании устройств в сетях LTE

НГКР по τ была выведена в разделе 3 для моделей оценки параметров многолучевого канала с одним отсчетом, периодическими отсчетами и гибридной модели отсчетов. Для оценки достижимости полученных выражений НГКР, СКО методов 1D-JML и 2D-JML рассчитывается в двух примерах, где модель оценки канала идеально совпадает с каналом распространения. Метод JML должен

быть несмещенным при заданном C/N_0 (отношение несущей к спектральной плотности шума, имеющее размерность дБ·Гц), и результирующая СКО должна достигать соответствующей НГКР для оценки точности ТОА. Поскольку частный случай модели с одним отсчетом для $h_0 = 1$ был исследован в [9], рассмотрим НГКР с использованием моделей с периодическими отсчетами и гибридной моделью отсчетов. Для простоты и без потери общности рассмотрим в обоих примерах двухлучевой канал с МЛК в противофазе ($\phi_1 = \pi$) и отношением прямого LOS к многолучевому NLOS сигналу $SMR = 1$ дБ. Первый сценарий характеризуется многолучевой задержкой $\tau_1 = 1$ (т. е. $\tau_{c,k} = \{0,1\}$), в то время как второй сценарий определяется задержкой $\tau_1 = 0.5$ ($\tau_{c,k} = \{0,0.5\}$). Таким образом, в первом сценарии оценивается модель с периодическими отсчетами, а во втором – гибридная модель отсчетов. Полученные результаты представлены на рисунке 15.

Из рисунка 15а видно, что метод 1D-JML для модели с периодическими отсчетами при $L = 2$ в первом сценарии достигает $CRLB_{\tau,PT}$ из (5) при пороговом значении C/N_0 , равном 60 дБ·Гц. СКО этого подхода отклоняется от $CRLB_{\tau,PT}$ ниже этого порогового значения C/N_0 из-за выбросов в оценке, и она становится смещенной. Во втором сценарии метод 2D-JML для гибридной модели отсчетов при $L = 2$ достигает $CRLB_{\tau,HT}$ из (6) при пороговом значении $C/N_0 = 80$ дБ·Гц, как показано на рисунке 15б.

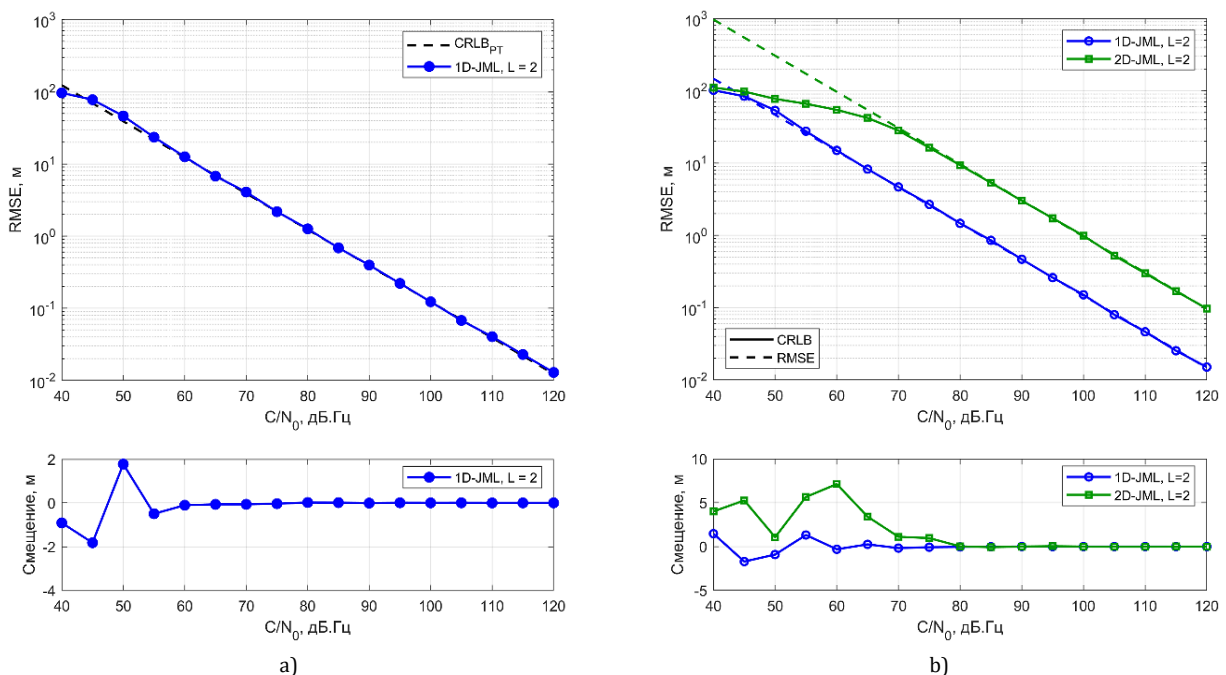


Рис. 15. СКО и смещение подходов 1D-JML и 2D-JML и соответствующая $CRLB_{\tau}$

Fig. 15. Standard Deviation and Bias of TOA Estimation for 1D-JML and 2D-JML Methods and the Corresponding $CRLB_{\tau}$

Результаты, полученные в первом и втором сценариях, нельзя сравнивать между собой, поскольку в этих случаях рассматриваются разные реализации канала. Модель канала с многолучевым РРВ используется в методе 1D-JML для оценки производительности 2D-JML во втором сценарии. Это делается путем введения задержек канала распространения $\tau_{c,k} = \{0,0.5\}$ в матрицу Фурье F_L , которая затем используется для вычисления методом 1D-JML для $L = 2$ и соответствующей НГКР, следуя той же процедуре, что и в случае с периодическими отсчетами. Как видно на рисунке 15b, метод 1D-JML, использующий модель распространения, достигает соответствующей НГКР при пороговом значении C/N_0 приблизительно 60 дБ·Гц. В данном конкретном случае наблюдается значительная разница в производительности определения дальности между методами 1D-JML и 2D-JML, поскольку 2D-JML в большей степени подвержен влиянию шума, чем 1D-JML. Это связано с тем, что дисперсия метода JML увеличивается с ростом числа оцениваемых неизвестных параметров. Таким образом, существует компромисс между усилиями по компенсации многолучевости и устойчивостью к шуму.

В общем случае, оценка параметра является несмещенной, если применяется корректная модель оценки. Следовательно, в этих ситуациях достигается соответствующая НГКР, как показано в предыдущих сценариях. В нашем приложении для определения дальности это подразумевает знание модели канала распространения, что является предположением, едва ли применимым в реальных условиях. Стандартные модели каналов, такие как EPA, EVA или ETU, представляют общие сценарии, которые можно рассматривать как реальные навигационные сценарии. Тем не менее, не следует предполагать, что основные параметры этих моделей каналов известны, поскольку они являются лишь статистическими значениями. Аналогично, $CRLB_\tau$ действительна для конкретной реализации канала, в то время как $ECRLB_\tau$ (ожидаемая НГКР) из (7) следует рассматривать для множества реализаций канала. В качестве примера достижимости метода 1D-JML $ECRLB_\tau$, рассмотрим идеальный случай, когда известны задержки распространения $\tau_{c,k}$ канала ETU. При использовании $\tau_{c,k}$ в 1D-JML-оценителе результирующая СКО (рассчитанная по 1000 реализациям канала ETU) достигает $ECRLB_\tau$ при пороговом значении C/N_0 – приблизительно 75 дБ·Гц, как показано на рисунке 16 для полосы пропускания опорных сигналов позиционирования 15 РБ. Однако эта граница не достигается при использовании другой модели оценки.

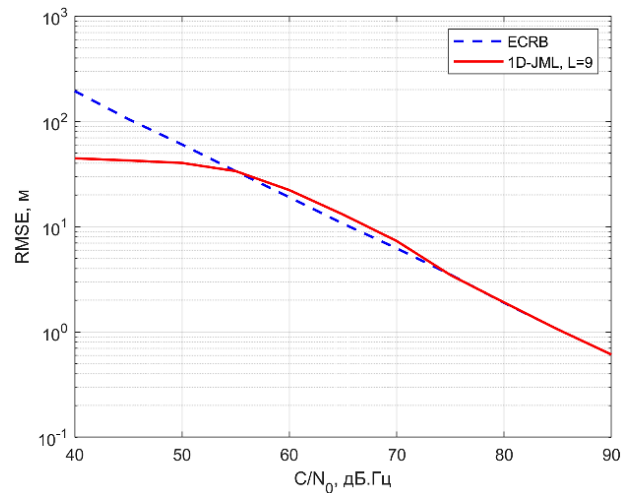


Рис. 16. СКО метода 1D-JML для $L = 9$ при известной модели канала ETU и соответствующая $ECRLB_\tau$ при полосе опорного сигнала позиционирования в 15 РБ

Fig. 16. Standard Deviation of the 1D-JML Method for $L = 9$ with a Known ETU Channel Model and the Corresponding $ECRLB_\tau$ with a Reference Positioning Signal Bandwidth of 15 RB

7.2. Достижимая точность дальномерных измерений в многолучевом канале при позиционировании устройств в сетях LTE

В разделе 7.1 обсуждалась НГКР дальномерных измерений методами 1D-JML и 2D-JML в многолучевом канале LTE, что возможно тогда, когда модель оценки канала совпадает со стандартной моделью многолучевого канала в сетях LTE (раздел 2.4). Однако в реалистичных сценариях метод JML обычно имеет рассогласование модели и не может достичь НГКР точности дальномерных измерений ТОА. Данный раздел нацелен на установление предельной достижимой точности дальномерных измерений методами 1D-JML и 2D-JML в реалистичных многолучевых каналах LTE. Считается, что эти реалистичные каналы характеризуются стандартными моделями каналов с многолучевым РРВ (EPA, EVA и ETU) и полосами пропускания сигнала LTE (6, 15, 25, 50, 75 и 100 РБ). Результаты рассчитываются по 1000 реализациям канала для каждого значения C/N_0 в диапазоне от 40 до 90 дБ·Гц.

Поскольку производительность методов зависит от количества отсчетов L , как обсуждалось в разделе 6.2, для методов 1D-JML и 2D-JML в различных сценариях рассматривается оптимальное или близкое к оптимальному количество отсчетов L . С этой целью из таблицы 4 берутся соответствующие значения L для моделей с периодическими отсчетами и гибридной модели отсчетов. В случае, если смещение метода JML (при отсутствии шума) одинаково для разных значений L , из них выбирается минимальное L . Поскольку L может различаться для моделей с периодическими отсчетами и гибридной модели отсчетов, L_p определяет количество отсчетов в модели с периодическими

отсчетами, а L_h – в гибридной модели отсчетов. Полученные результаты СКО ТОА для 1D-JML и 2D-JML показаны на рисунке 17, а смещение оценок ТОА этих методов – на рисунке 18. Результаты сгруппированы с учетом узких (6, 15 и 25 РБ) и широких (50, 75 и 100 РБ) полос пропускания для

каждой модели канала с многолучевым РРВ. Значения L_p и L_h указаны в скобках и упорядочены в соответствии с полосами пропускания:

$$N_{RB} = \{6,15,25\} \text{ или } N_{RB} = \{50,75,100\}.$$

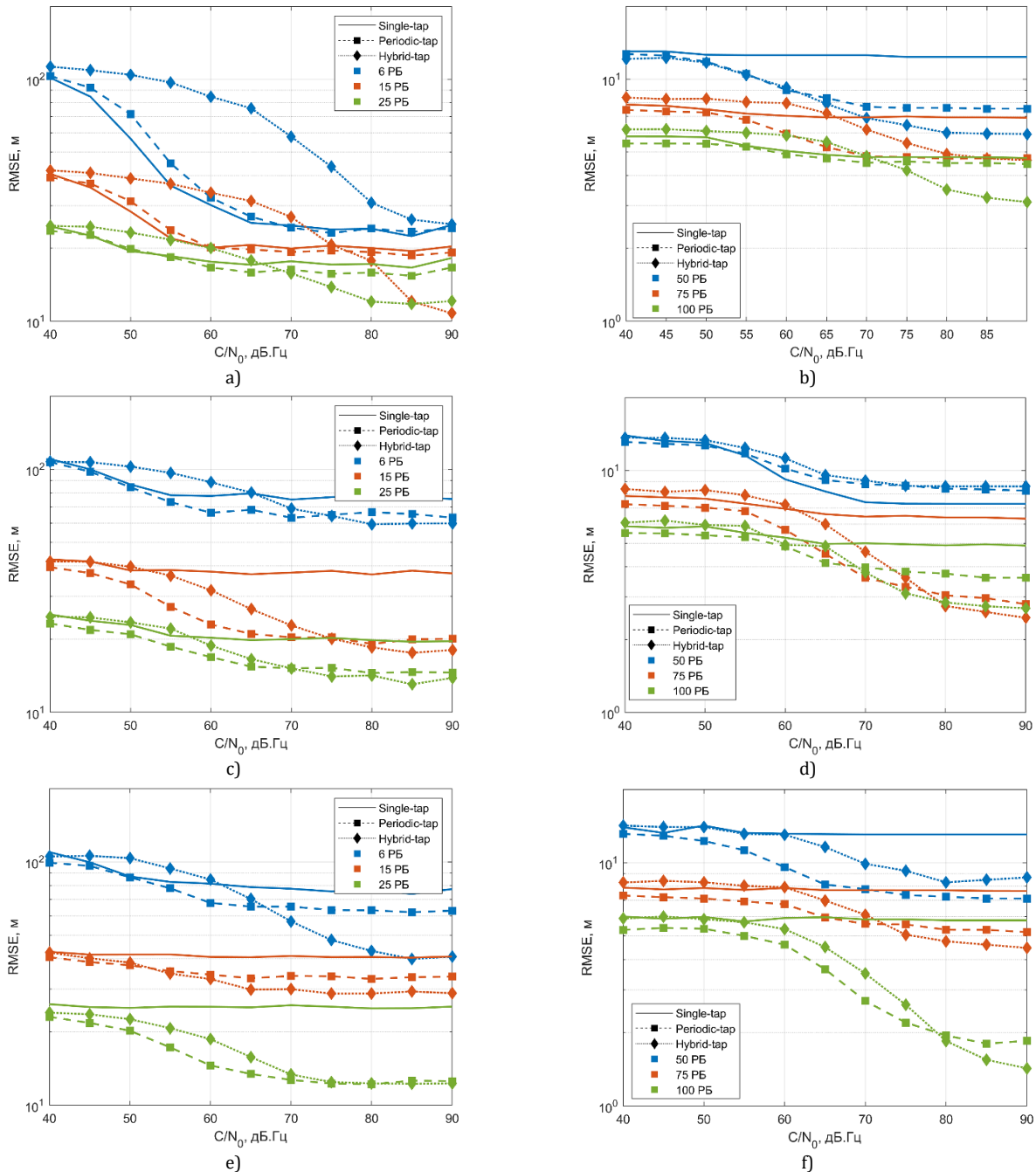


Рис. 17. СКО оценки ТОА для методов 1D-JML и 2D-JML при различных моделях вычисления параметров с узкой и широкой полосами пропускания в канале

EPA: a) $N_{RB} = \{6, 15, 25\}$, $L_p = \{2, 2, 2\}$, $L_h = \{2, 3, 3\}$, b) $N_{RB} = \{50, 75, 100\}$, $L_p = \{2, 3, 4\}$, $L_h = \{2, 4, 5\}$;

EVA: c) $N_{RB} = \{6, 15, 25\}$, $L_p = \{2, 4, 6\}$, $L_h = \{4, 5, 5\}$, d) $N_{RB} = \{50, 75, 100\}$, $L_p = \{2, 6, 2\}$, $L_h = \{3, 7, 6\}$;

ETU: e) $N_{RB} = \{6, 15, 25\}$, $L_p = \{6, 2, 8\}$, $L_h = \{3, 7, 9\}$, f) $N_{RB} = \{50, 75, 100\}$, $L_p = \{3, 4, 10\}$, $L_h = \{5, 7, 11\}$

Fig. 17. Standard Deviation of the TOA Estimate for the 1D-JML and 2D-JML Methods for Different Models of Calculating Parameters with Narrow and Wide Bandwidths in the Channel

EPA: a) $N_{RB} = \{6,15,25\}$, $L_p = \{2,2,2\}$, $L_h = \{2,3,3\}$, b) $N_{RB} = \{50,75,100\}$, $L_p = \{2,3,4\}$, $L_h = \{2,4,5\}$;

EVA: c) $N_{RB} = \{6,15,25\}$, $L_p = \{2,4,6\}$, $L_h = \{4,5,5\}$, d) $N_{RB} = \{50,75,100\}$, $L_p = \{2,6,2\}$, $L_h = \{3,7,6\}$;

ETU: e) $N_{RB} = \{6,15,25\}$, $L_p = \{6,2,8\}$, $L_h = \{3,7,9\}$, f) $N_{RB} = \{50,75,100\}$, $L_p = \{3,4,10\}$, $L_h = \{5,7,11\}$

В большинстве случаев метод 2D-JML при $L > 1$ имеет меньшее СКО, чем 1D-JML ($L \geq 1$) при средних и высоких C/N_0 , т. е. выше значений C/N_0 в диапазоне от 70 до 80 дБ·Гц. Это выполняется в 14 из 18 сценариев. Так, для канала EVA и полос пропускания 6, 15 и 25 RB метод 2D-JML превосходит метод 1D-JML при $C/N_0 \approx \{75, 75, 70\}$ дБ·Гц соот-

ветственно (см. рисунок 17с). Для этих полос пропускания сигнала полученные значения C/N_0 соответствуют $SNR = \{14.9, 10.8, 3.5\}$ дБ. Кроме того, метод 2D-JML по-прежнему показывает лучшую производительность, чем 1D-JML для 6 и 75 RB в канале EPA, но при C/N_0 выше 90 дБ·Гц, как показано на рисунках 17а и 17б.

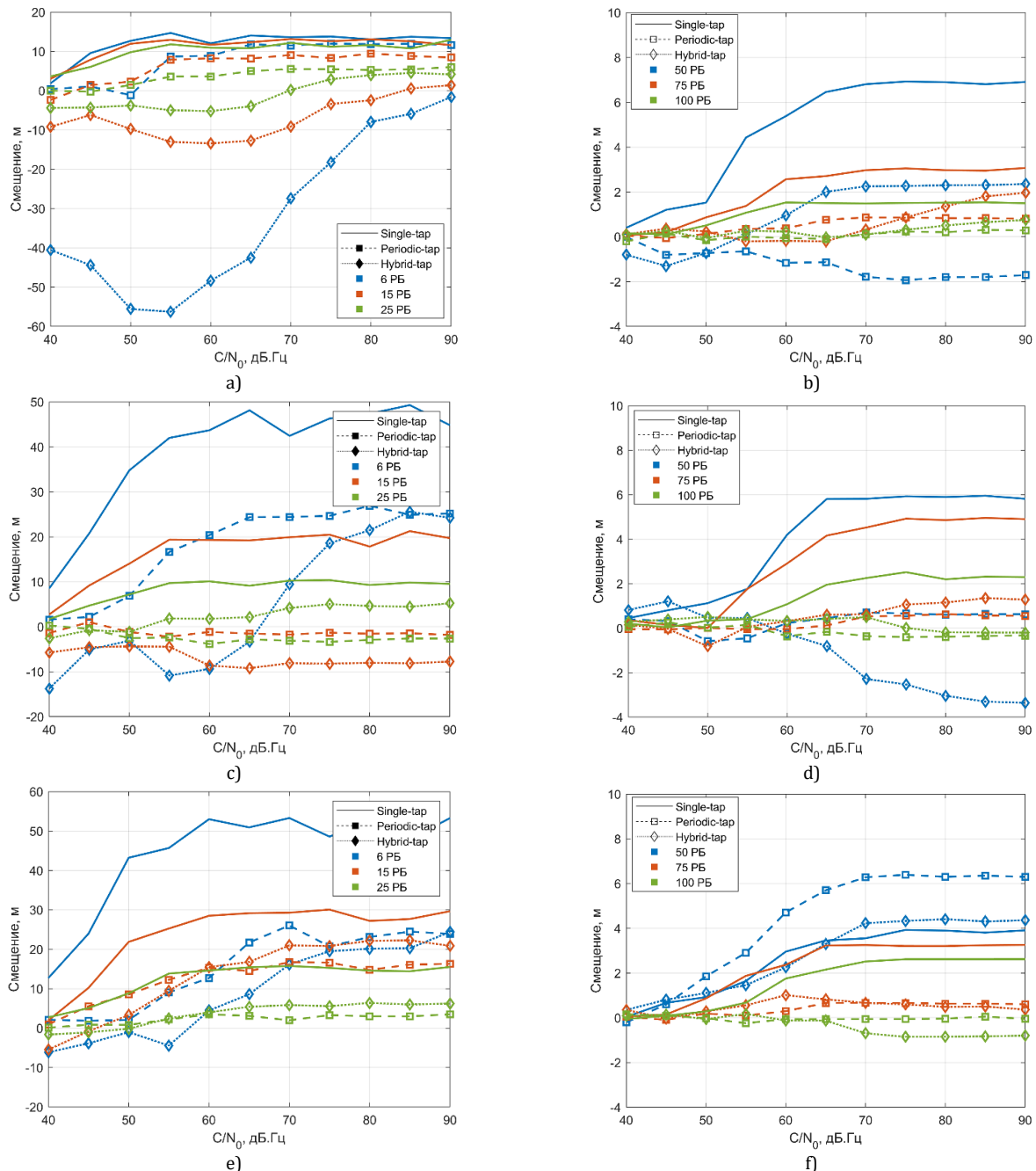


Рис. 18. Смещение оценки TOA для методов 1D-JML и 2D-JML при различных моделях вычисления параметров с узкой и широкой полосами пропускания в канале

EPA: a) $N_{RB} = \{6, 15, 25\}$, $L_p = \{2, 2, 2\}$, $L_h = \{2, 3, 3\}$, b) $N_{RB} = \{50, 75, 100\}$, $L_p = \{2, 3, 4\}$, $L_h = \{2, 4, 5\}$;

EVA: c) $N_{RB} = \{6, 15, 25\}$, $L_p = \{2, 4, 6\}$, $L_h = \{4, 5, 5\}$, d) $N_{RB} = \{50, 75, 100\}$, $L_p = \{2, 6, 2\}$, $L_h = \{3, 7, 6\}$;

ETU: e) $N_{RB} = \{6, 15, 25\}$, $L_p = \{6, 2, 8\}$, $L_h = \{3, 7, 9\}$, f) $N_{RB} = \{50, 75, 100\}$, $L_p = \{3, 4, 10\}$, $L_h = \{5, 7, 11\}$

Fig. 18. TOA Estimation Bias of the TOA Estimate for the 1D-JML and 2D-JML Methods for Different Models of Calculating Parameters with Narrow and Wide Bandwidths in the Channel

EPA: a) $N_{RB} = \{6, 15, 25\}$, $L_p = \{2, 2, 2\}$, $L_h = \{2, 3, 3\}$, b) $N_{RB} = \{50, 75, 100\}$, $L_p = \{2, 3, 4\}$, $L_h = \{2, 4, 5\}$;

EVA: c) $N_{RB} = \{6, 15, 25\}$, $L_p = \{2, 4, 6\}$, $L_h = \{4, 5, 5\}$, d) $N_{RB} = \{50, 75, 100\}$, $L_p = \{2, 6, 2\}$, $L_h = \{3, 7, 6\}$;

ETU: e) $N_{RB} = \{6, 15, 25\}$, $L_p = \{6, 2, 8\}$, $L_h = \{3, 7, 9\}$, f) $N_{RB} = \{50, 75, 100\}$, $L_p = \{3, 4, 10\}$, $L_h = \{5, 7, 11\}$

Рассмотрим диапазон значений C/N_0 , которые обычно встречаются в сценариях позиционирования в сетях LTE, чтобы оценить достижимую точность дальномерных измерений. Для этой цели используется сценарий LTE, основанный на типичной гексагональной сотовой топологии [21, 42], который соответствует рекомендациям по координированному развертыванию сети, изложенным в техническом отчете 3GPP TR 36.942 [43].

Основные параметры сценария гексагональной сотовой топологии сведены в таблице 5. Считается, что межсотовая интерференция в основном устранена за счет использования ортогональных опорных сигналов позиционирования. В соответствии с рекомендацией 3GPP TR 36.942, в модель потерь РРВ добавляется логнормальное затенение со среднеквадратичным отклонением 10 дБ. Предположим, что UE находится в главном направлении диаграммы направленности БС на расстоянии от 200 до 1000 м, а мощность сигнала БС составляет от 30 дБм (т. е. максимальная мощность на исходящий канал трафика) до 43 дБм (максимальная мощность передачи) [43].

ТАБЛИЦА 5. Параметры моделирования базовой станции согласно 3GPP TR 36.942

TABLE 5. Base Station Simulation Parameters According to 3GPP TR 36.942

Параметр	Значение
Мощность сигнала БС P_{tx}	От 30 до 43 дБм
Усиление антенны БС $\overline{G_{tx}}$	15 дБи
Модель антенны БС	Ширина луча 3 дБ, $\theta_{3дБ} = 65^\circ$
Минимальное значение ослабления за пределами ширины диаграммы направленности A_{min}	20 дБ
Минимально допустимые потери РРВ MCL	70 дБ
Модель антенны UE	Всенаправленная
Усиление антенны UE G_{rx}	0 дБи
Коэффициент шума NF	9 дБ
Коэффициент потери РРВ за затенением N_s	10 дБ
Расстояние между UE и БС R	От 200 до 1000 м
Плотность теплового шума N_k	-174 дБм/Гц

Отношение несущей к спектральной плотности шума C/N_0 можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned}
 C/N_0 \text{ [дБ} \cdot \text{Гц]} &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{rx} \text{ [Вт]}}{N_{rx} \text{ [Вт/Гц]}} \right) = \\
 &= 10 \cdot \log_{10}(P_{rx}) - 10 \cdot \log_{10}(N_{rx}) = \\
 &= P_{rx} \text{ [дБ]} - N_{rx} \text{ [дБ/Гц]},
 \end{aligned} \quad (15)$$

где $P_{rx} = P_{tx} - \max(L_{PPV} - G_{tx} - G_{rx}, MCL)$ - уровень мощности принятого сигнала в UE (дБ), $L_{PPV} =$

$128.1 + 37.6 \log_{10}(R)$ - потери РРВ (дБ); R - расстояние между UE и БС (км); $G_{tx} = \overline{G_{tx}} - \min \left\{ 12 \times (\theta/\theta_{3дБ})^2, A_{min} \right\}$ - диаграмма направленности излучения БС; $\theta \in [-180^\circ, 180^\circ]$ - угол между направлением на UE и главной осью сектора БС (в данном сценарии θ°); $\theta_{3дБ}$ - ширины диаграммы направленности антенны по уровню -3 дБ; $N_{rx} = N_k + NF + N_s$ - уровень спектральной плотности шума в UE в дБ/Гц.

Применив (15) с учетом этих параметров, получим результаты вычисления отношения несущей к спектральной плотности шума C/N_0 (рисунок 19).

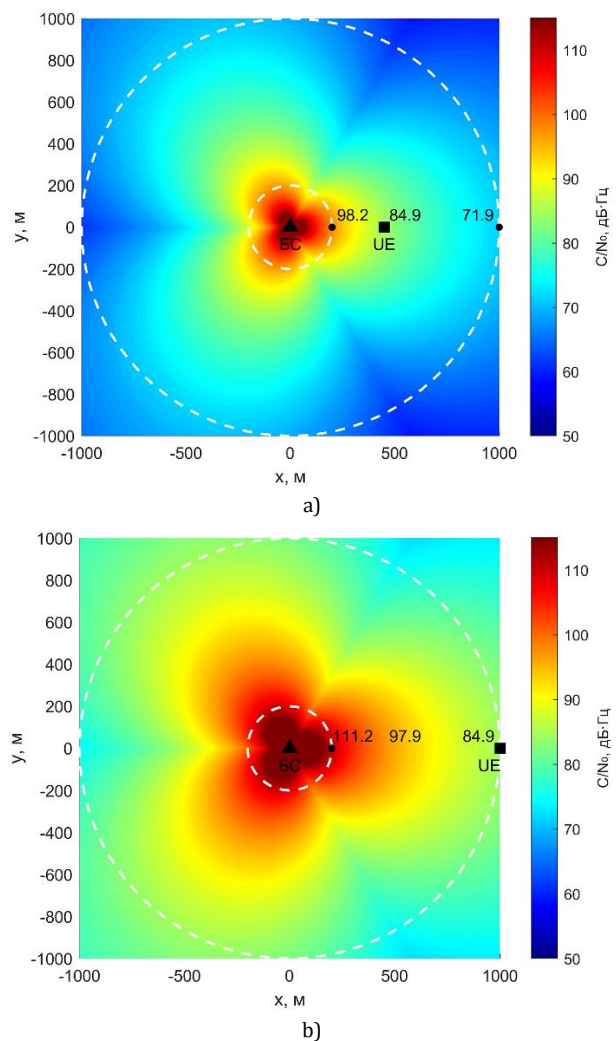


Рис. 19. Тепловая карта отношения C/N_0 при: а) $P_{tx} = 30$ дБ; б) $P_{tx} = 43$ дБ

Fig. 19. Heat Map of the C/N_0 for: a) $P_{tx} = 30$ dB; b) $P_{tx} = 43$ dB

Из рисунка 19 видно, что C/N_0 в основном секторе составляет от 71.9 до 84.9 дБ·Гц на расстоянии 1000 м, и от 98.2 до 111.2 дБ·Гц на расстоянии 200 м. При рассмотрении этих диапазонов C/N_0 метод 2D-JML в большинстве случаев превосходит метод 1D-JML, согласно результатам, представленным на рисунках 17 и 18. В таблице 6 система-

тизированы оценки СКО ТОА методами JML для модели с периодическими отсчетами и гибридной модели отсчетов при $C/N_0 = 85 \text{ дБ} \cdot \text{Гц}$.

ТАБЛИЦА 6. СКО оценки ТОА методами JML для модели с периодическими отсчетами и гибридной модели отсчетов при $C/N_0 = 85 \text{ дБ} \cdot \text{Гц}$

TABLE 6. Standard Deviation of the TOA Estimate Using JML Methods for the Periodic Sampling Model and the Hybrid Sampling Model at $C/N_0 = 85 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$

N_{RB}	EPA		EVA		ETU	
	PT	HT	PT	HT	PT	HT
6	23.41	26.30	65.44	59.79	62.10	39.92
15	18.69	12.09	19.96	18.48	33.58	29.33
25	15.41	11.79	14.64	13.04	12.62	12.25
50	7.55	5.96	8.53	8.60	7.14	8.41
75	4.77	4.76	2.97	2.61	5.30	4.60
100	4.51	3.24	3.61	2.76	1.81	1.55

В частности, при $C/N_0 = 85 \text{ дБ} \cdot \text{Гц}$ (т. е. при мощности сигнала БС 30 дБм на расстоянии приблизительно 450 м, и мощности сигнала БС 43 дБм на расстоянии приблизительно 1000 м), СКО ТОА метода 2D-JML при использовании полосы опорного сигнала позиционирования 6 РБ равна 26.3 м для канала EPA, 59.4 м для канала EVA и 39.9 м для канала ETU, а при использовании полосы 100 РБ она равна 3.24 м для EPA, 2.76 м для EVA и 1.55 м для ETU. Таким образом, при типичном отношении $C/N_0 = 85 \text{ дБ} \cdot \text{Гц}$ (после устранения межсотовой интерференции) достижимая точность дальномерных измерений в многолучевом канале при позиционировании устройств в сетях LTE: для метода 2D-JML с гибридной моделью взятия отсчетов может находиться в диапазоне от 26 до 60 м для самой узкой полосы 1.4 МГц и менее 4 м для самой широкой полосы 20 МГц; для метода 1D-JML с периодической моделью взятия отсчетов может находиться в диапазоне от 23 до 65 м для самой узкой полосы 1.4 МГц и менее 5 м для самой широкой полосы 20 МГц.

Тем не менее, существуют два сценария, в которых 2D-JML оценщик обеспечивает хорошую точность измерения дальности, но его СКО немного выше, чем у 1D-JML оценщиков. Во-первых, 1D-JML оценщик для $L_p = 3$ имеет более низкую СКО, чем 2D-JML оценщик для $L_h = 5$ в канале ETU с 50 РБ, что можно увидеть на рисунке 17f соответственно. Во-вторых, 1D-JML оценщик для $L = 1$ достигает более низкой СКО по сравнению с 1D- и 2D-JML оценщиками для $L > 1$ в канале EVA с 50 РБ, что показано на рисунке 17d.

Моделирование, проведенное в этом разделе, имеет два источника неопределенности: шум и различные реализации канала. При очень высоких C/N_0 (т. е. выше 90 дБ·Гц) все еще присутствуют неопределенности из-за канала. Как видно на рисунке 18, смещение оценки ТОА методами JML

обычно сохраняется (поддерживается на постоянном уровне) при C/N_0 выше 80 дБ·Гц. При рассмотрении канала EPA при высоких C/N_0 , смещение оценки ТОА методом 2D-JML составляет менее 5 м для всех полос пропускания, в то время как смещение оценки ТОА методом 1D-JML может достичь этих значений только при использовании высоких полосы пропускания сигнала, как показано на рисунке 18а и 18б. При рассмотрении каналов с большим разбросом задержек, таких как EVA и ETU, при высоких C/N_0 смещение оценки ТОА методами JML превышает 20 м для полосы опорных сигналов позиционирования 6 РБ, и опускается при увеличении полосы пропускания при использовании $L > 1$. В общем, метод 2D-JML при $L > 1$ имеет меньшее смещение оценки ТОА, чем метод 1D-JML при $L > 1$ при использовании низких полос пропускания, и оба метода 1D- и 2D-JML для $L > 1$ дают аналогичное смещение оценки ТОА при использовании высокой полосы пропускания сигнала. Метод 1D-JML при $L = 1$ в большинстве случаев достигает наибольшего смещения оценки ТОА. Таким образом, использование метода 2D-JML необходимо для повышения точности оценки времени прихода сигнала ТОА по сравнению с методом 1D-JML, особенно в сценариях с близкими МЛК, которые обычно встречаются при низких полосах пропускания. Это улучшение обычно достигается при определенном количестве отсчетов L . Следовательно, порядок выбора количества отсчетов L должен быть обоснован. Учитывая модели каналов LTE, оптимальные значения L , указанные для каждой модели оценки канала в таблице 4, действительны и применимы в случае, если определенный канал характеризуется одной из стандартных моделей LTE. В этих реалистичных навигационных каналах при типичном $C/N_0 = 85 \text{ дБ} \cdot \text{Гц}$ (после устранения межсотовой интерференции) достижимая точность дальномерных измерений в многолучевом канале при позиционировании устройств в сетях LTE для метода 2D-JML с гибридной моделью взятия отсчетов может находиться в диапазоне от 26 до 60 м для самой узкой полосы 1.4 МГц и менее 4 м для самой широкой полосы 20 МГц, а для 1D-JML с периодической моделью взятия отсчетов точность дальномерных измерений – в диапазоне от 23 до 65 м для самой узкой полосы 1.4 МГц и менее 5 м для самой широкой полосы 20 МГц.

8. Заключение

В работе была исследована проблема повышения точности оценки ТОА для позиционирования устройств в сетях LTE, особенно в сложных условиях многолучевого РРВ и NLOS. Для решения этой проблемы был разработан и проанализирован метод JML, который учитывает структуру многолучевого канала. Исследован метод 1D-JML, основанный на модели с периодическими отсчетами, и 2D-

JML, использующий гибридную модель отсчетов с дополнительным произвольным отсчетом. Для этих методов были определены НГКР, а также проведено численное моделирование с использованием опорных сигналов позиционирования LTE в среде MATLAB. Проведенный анализ подтвердил, что метод 2D-JML является эффективным средством повышения точности оценки ТОА по сравнению с методом 1D-JML, особенно в сценариях с близкорасположенными МЛК, характерными для сигналов с узкой полосой частот. Улучшение достигается за счет более точного моделирования отклика канала с помощью гибридной модели отсчетов, которая позволяет оценить как основную задержку, так и положение произвольного отсчета. Производительность обоих методов в значительной степени зависит от оптимального выбора числа отсчетов $L_{\text{опт}}$, которое должно быть скорректировано в соответствии с разбросом задержек канала и полосой пропускания сигнала.

В реалистичных навигационных сценариях, характеризующихся стандартными моделями каналов LTE (EPA, EVA, ETU) и типичным отношением несущей к спектральной плотности шума $C/N_0 = 85$ дБ · Гц при устранении межсотовой интерференции метод 2D-JML продемонстрировал превосходство. Было показано, что для самой узкой полосы пропускания (1.4 МГц, 6 РБ) точность дальномерных измерений методом 2D-JML составляет от 26 до 60 м, а для полосы 20 МГц (100 РБ) – менее 4 м, что превосходит характеристики традиционных оценщиков 1D-JML практически во всех случаях. Таким образом, исследованный метод 2D-JML, основанный на гибридной модели отсчетов, может быть реализован в существующих устройствах LTE/LTE-A для повышения точности позиционирования без изменения инфраструктуры сети. Полученные результаты также применимы для разработки алгоритмов позиционирования в перспективных сетях 5G и 6G, обеспечивая преимущество технологий в условиях многолучевости.

Список источников

1. 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
2. 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
3. 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
4. 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
5. 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. Iss. 1. PP. 685–694. DOI: 10.1109/TAES.2023.3186970. EDN:KIDYAA
6. Wang P. Signal Tracking and Multipath Mitigation for Cellular-Based Positioning // In: Yu K., Lohan E.S., Oppermann I. (eds.) Handbook of Wireless Positioning. Singapore: Springer, 2025. PP. 1–32. DOI:10.1007/978-981-99-1650-4_62-1
7. 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. Iss. 4. PP. 691–712. DOI:10.1002/navi.395. EDN:CVZRIT
8. 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
9. Хья Х.К., Фокин Г.А. Комплексное исследование точности позиционирования устройств в сетях LTE в условиях отсутствия прямой видимости // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Т. 19. № 8. С. 13–28. DOI:10.36724/2072-8735-2025-19-8-13-28. EDN:MJNWRI
10. Хья 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
11. Хья 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:10.31854/23071303-2024-12-4-22-37. EDN:TFCKCC
12. Shah S.S., Sun C., Yang D., Wisal M., He Y., Lu B., et al. Evaluation of 5G Positioning Based on Uplink SRS and Downlink PRS Under LOS and NLOS Environments // Applied Sciences. 2025. Vol. 15. Iss. 14. P. 7909. DOI:10.3390/app15147909. EDN:MSNWME
13. Huang S., Chen H.M., Wang B., Chai J., Wu X., Li F. Positioning Performance Evaluation for 5G Positioning Reference Signal // Proceedings of the 2nd International Conference on Frontiers of Electronics, Information and Computation Technologies (ICFEICT, Wuhan, China, 19–21 August 2022). IEEE, 2022. PP. 497–504. DOI:10.1109/ICFEICT57213.2022.00093
14. Gireesh N., Seshagiri T., Avula P., Sujatha C.N., Panigrahy A.K., Swaraja K., et al. Reliable TOA and TDOA Location Estimation Under Multipath Fading Channel Conditions in Wideband Wire-less Networks for Indoor Factory Applications // Wireless Personal Communications. 2025. Vol. 144. Iss. 1-2. PP. 247–274. DOI:10.1007/s11277-025-11849-6. EDN:CJMWHK

15. Ho K.C., Le T.K. Integrating AOA with TDOA for Joint Source and Sensor Localization // IEEE Transactions on Signal Processing. 2023. Vol. 71. PP. 2087–2102. DOI: 10.1109/TSP.2023.3280417. EDN:TAYANG
16. Al-Odhari A.H.A., Fokin G., Kireev A. Positioning of the Radio Source Based on Time Difference of Arrival Method Using Unmanned Aerial Vehicles // Proceedings of the Conference on Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications (Moscow, Russia, 14–15 March 2018). IEEE, 2018. DOI:10.1109/SOSG.2018.8350566. EDN:URFGDE
17. Fokin G., Al-odhari A.H.A. Algorithm for Positioning in Non-Line-of-Sight Conditions Using Unmanned Aerial Vehicles // Proceedings of the 18th International Conference on Next Generation Wired/Wireless Networking (NEW2AN), and 11th Conference on Internet of Things and Smart Spaces (ruSMART), St. Petersburg, Russia, 27–29 August 2018. Lecture Notes in Computer Science. Vol. 11118. Cham: Springer, 2018. PP. 496–508. DOI:10.1007/978-3-030-01168-0_44. EDN:YAPBHV
18. Peral-Rosado J.A.D., Soualle F., Hofmann A., Heyn T., Querol J., Lapin I. Positioning-Enabled 5G and 6G Satellite Networks: Use Cases and Key Technologies // Proceedings of the 11th Workshop on Satellite Navigation Technology (NAVITEC, Noordwijk, Netherlands, 11–13 December 2024). IEEE, 2024. DOI:10.1109/NAVITEC63575.2024.10843544
19. Del Peral-Rosado J.A. Evaluation of the LTE Positioning Capabilities in Realistic Navigation Channels. Ph.D. Dissertation. Bellaterra: Universitat Autònoma de Barcelona, 2014. 164 p.
20. Del Peral-Rosado J.A., López-Salcedo J.A., Seco-Granados G., Zanier F., Crisci M. Joint maximum likelihood time-delay estimation for LTE positioning in multipath channels // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2014. Vol. 2014. Iss. 1. P. 33. DOI:10.1186/1687-6180-2014-33
21. Del Peral-Rosado J.A., López-Salcedo J.A., Seco-Granados G., Zanier F., Crisci M. Joint channel and time-delay estimation for LTE positioning reference signals // Proceedings of the 6th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies & European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC, Noordwijk, Netherlands, 5–7 December 2012). IEEE, 2012. DOI:10.1109/NAVITEC.2012.6423094
22. Del Peral-Rosado J.A., López-Salcedo J.A., Zanier F., Seco-Granados G. Position Accuracy of Joint Time-Delay and Channel Estimators in LTE Networks // IEEE Access. 2018. Vol. 6. PP. 25185–25199. DOI:10.1109/ACCESS.2018.2827921
23. Wang P., Morton Y.J. Multipath Estimating Delay Lock Loop for LTE Signal TOA Estimation in Indoor and Urban Environments // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2020. Vol. 19. Iss. 8. PP. 5518–5530. DOI:10.1109/TWC.2020.2994037. EDN:TBLAFG
24. Dun H., Tiberius C.C.J.M., Janssen G.J.M. Positioning in a Multipath Channel Using OFDM Signals With Carrier Phase Tracking // IEEE Access. 2020. Vol. 8. PP. 13011–13028. DOI:10.1109/ACCESS.2020.2966070. EDN:FJRCBH
25. Shamaei K., Khalife J., Kassas Z.M. Exploiting LTE Signals for Navigation: Theory to Implementation // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. Vol. 17. Iss. 4. PP. 2173–2189. DOI:10.1109/TWC.2018.2789882
26. Játiva R., Vidal J. Cramer-Rao bounds in the estimation of time of arrival in fading channels // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2018. Vol. 2018. P. 19. DOI:10.1186/s13634-018-0540-1
27. 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.
28. Graff A.M., Humphreys T.E. Ziv-Zakai-Optimal OFDM Resource Allocation for Time-of-Arrival Estimation // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2025. Vol. 24. Iss. 8. PP. 6886–6901. DOI:10.1109/twc.2025.3556788. EDN:WEISRK
29. He J., Ho D.K.C., Xiong W., So H.C., Chun Y.J. Cramér–Rao Lower Bound Analysis for Elliptic Localization With Random Sensor Placements // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2024. Vol. 60. Iss. 4. PP. 5587–5595. DOI:10.1109/TAES.2024.3370890
30. Sun Y., Ho K.C., Xing T., Yang Y., Chen L. Projection-Based Algorithm and Performance Analysis for TDOA Localization in MPR // IEEE Transactions on Signal Processing. 2024. Vol. 72. PP. 896–911. DOI:10.1109/TSP.2024.3352923. EDN:DFEVWY
31. Wu W., Wang G., Ho K.C. Multistatic Localization by Differential Time Delays and Time Differences of Arrival in the Absence of Transmitter Position // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2023. Vol. 59. Iss. 5. PP. 7020–7034. DOI:10.1109/TAES.2023.3287814
32. 3GPP TR 36.211. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation. Release 18. V18.0.1. 2024.
33. Yao Y., Zhao K., Jiang Z., Zheng Z., Duan C. High-Precision Time-of-Arrival Estimation Algorithm for 5G-Advanced with Multipath Channel // Circuits, Systems, and Signal Processing. 2024. Vol. 43. PP. 2639–2655. DOI:10.1007/s00034-023-02587-w. EDN:DBUBHI
34. Gu H., Zhao K., Yu C., Zheng Z. High resolution time of arrival estimation algorithm for B5G indoor positioning // Physical Communication. 2022. Vol. 50. P. 101494. DOI:10.1016/j.phycom.2021.101494
35. Panwar K., Babu P., Stoica P. Maximum Likelihood Algorithm for Time-Delay Based Multistatic Target Localization // IEEE Signal Processing Letters. 2022. Vol. 29. PP. 847–851. DOI: 10.1109/LSP.2022.3158592. EDN:GSOVJP
36. 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 // Proceedings of the 2025 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS, Salt Lake City, USA, 28 April – 01 May 2025). IEEE, 2025. PP. 968–979. DOI:10.1109/PLANS61210.2025.11028343
37. Du J., Cui W., Ba B., Jian C., Zhang L. Joint Estimation for Time Delay and Direction of Arrival in Reconfigurable Intelligent Surface with OFDM // Sensors. 2022. Vol. 22. Iss. 18. P. 7083. DOI: 10.3390/s22187083. EDN:MZMJOL
38. Grover P., Kumar A., Akash, Singh S. K. Channel Estimation for Multi User Massive MIMO Systems Using Federated Learning // Proceedings of the 2nd International Conference on Intelligent Algorithms for Computational Intelligence Systems (IACIS, Hassan, India, 22–23 August 2025). IEEE, 2025. DOI:10.1109/IACIS65746.2025.11211143
39. Kay S.M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. Prentice-Hall PTR, 1993.
40. 3GPP TS 36.101. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (EUTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception. V19.1.0. 2025-03.
41. Montalbán R., López-Salcedo J.A., Seco-Granados G., Swindlehurst A.L. Power allocation method based on the channel statistics for combined positioning and communications OFDM systems // Proceedings of the IEEE International Conference

on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP, Vancouver, Canada, 26–31 May 2013). IEEE, 2013. PP. 4384–4388. DOI:10.1109/ICASSP.2013.6638488

42. Yang J., Wang X., Park S.I., Kim H.M. Direct path detection using multipath interference cancellation for communication-based positioning system // *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2012. Vol. 2012. P. 188. DOI:10.1186/1687-6180-2012-188

43. 3GPP TR 36.942. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Frequency (RF) system scenarios. Release 19. V19.0.0. 2025-10.

References

1. Fokin G., Vladko 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

2. 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

3. 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:RJHISC

4. 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

5. Wang P., Morton Y.J. Impact Analysis of Intercell Interference in Cellular Networks for Navigation Applications. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2023;59(1):685–694. DOI:10.1109/TAES.2022.3186970. EDN:KIDYAA

6. Wang P. Signal Tracking and Multipath Mitigation for Cellular-Based Positioning. In: Yu K., Lohan E.S., Oppermann I. (eds.) *Handbook of Wireless Positioning*. Singapore: Springer; 2025. p.1–32. DOI:10.1007/978-981-99-1650-4_62-1

7. 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;67(4):691–712. DOI:10.1002/navi.395. EDN:CVZRIT

8. 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:GWPZQH

9. Hua H.C., Fokin G.A. Comprehensive study of device positioning accuracy in LTE networks under non-line-of-sight conditions. *T-Comm*. 2025;19(8):13–28. (in Russ.) DOI:10.36724/2072-8735-2025-19-8-13-28. EDN:MJNWRI

10. Hua H.C., Fokin G., Nguyen H.N. Positioning of Devices in LTE Networks. Part 2. Analysis of Base Station Topology Impact on Coordinate Estimation Accuracy. *Telecom IT*. 2024;12(3):13–28 (in Russ.) DOI: 10.31854/2307-1303-2024-12-3-13-28. EDN: KONADC

11. Hua H.C., Fokin G., Ryutin K. Positioning of Devices in LTE networks. Part 3. Analysis of Correlation Functions for Reference Signals. *Telecom IT*. 2024;12(4):22–37. (in Russ.) DOI:10.31854/2307-1303-2024-12-4-22-37. EDN:TFCKCC

12. Shah S.S., Sun C., Yang D., Wisal M., He Y., Lu B., et al. Evaluation of 5G Positioning Based on Uplink SRS and Downlink PRS Under LOS and NLOS Environments. *Applied Sciences*. 2025;15(14):7909. DOI:10.3390/app15147909. EDN:MSNWME

13. Huang S., Chen H.M., Wang B., Chai J., Wu X., Li F. Positioning Performance Evaluation for 5G Positioning Reference Signal. *Proceedings of the 2nd International Conference on Frontiers of Electronics, Information and Computation Technologies, ICFEICT, 19–21 August 2022, Wuhan, China*. IEEE; 2022. p.497–504. DOI:10.1109/ICFEICT57213.2022.00093

14. Gireesh N., Seshagiri T., Avula P., Sujatha C.N., Panigrahy A.K., Swaraja K., et al. Reliable TOA and TDOA Location Estimation Under Multipath Fading Channel Conditions in Wideband Wire-less Networks for Indoor Factory Applications. *Wireless Personal Communications*. 2025;144(1-2):247–274. DOI:10.1007/s11277-025-11849-6. EDN:CJMWHK

15. Ho K.C., Le T.K. Integrating AOA with TDOA for Joint Source and Sensor Localization. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2023;71:2087–2102. DOI:10.1109/TSP.2023.3280417. EDN:TAYANG

16. Al-Odhari A.H.A., Fokin G., Kireev A. Positioning of the Radio Source Based on Time Difference of Arrival Method Using Unmanned Aerial Vehicles. *Proceedings of the Conference on Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 14–15 March 2018, Moscow, Russia*. IEEE; 2018. DOI:10.1109/SOSG.2018.8350566. EDN:URFGDE

17. Fokin G., Al-odhari A.H.A. Algorithm for Positioning in Non-Line-of-Sight Conditions Using Unmanned Aerial Vehicles. *Proceedings of the 18th International Conference on Next Generation Wired/Wireless Networking (NEW2AN), and 11th Conference on Internet of Things and Smart Spaces (ruSMART), 27–29 August 2018, St. Petersburg, Russia. Lecture Notes in Computer Science, vol.11118*. Cham: Springer; 2018. p.496–508. DOI:10.1007/978-3-030-01168-0_44. EDN:YAPBHV

18. Peral-Rosado J.A.D., Soualle F., Hofmann A., Heyn T., Querol J., Lapin I. Positioning-Enabled 5G and 6G Satellite Networks: Use Cases and Key Technologies. *Proceedings of the 11th Workshop on Satellite Navigation Technology, NAVITEC, 11–13 December 2024, Noordwijk, Netherlands*. IEEE; 2024. DOI:10.1109/NAVITEC63575.2024.10843544

19. Del Peral-Rosado J.A. *Evaluation of the LTE Positioning Capabilities in Realistic Navigation Channels*. Ph.D. Dissertation. Bellaterra: Universitat Autònoma de Barcelona, 2014. 164 p.

20. Del Peral-Rosado J.A., López-Salcedo J.A., Seco-Granados G., Zanier F., Crisci M. Joint maximum likelihood time-delay estimation for LTE positioning in multipath channels. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2014;2014(1):33. DOI:10.1186/1687-6180-2014-33

21. Del Peral-Rosado J.A., López-Salcedo J. A., Seco-Granados G., Zanier F., Crisci M. Joint channel and time-delay estimation for LTE positioning reference signals. *Proceedings of the 6th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies & European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing, NAVITEC, 5–7 December 2012, Noordwijk, Netherlands*. IEEE; 2012. DOI:10.1109/NAVITEC.2012.6423094

22. Del Peral-Rosado J.A., López-Salcedo J.A., Zanier F., Seco-Granados G. Position Accuracy of Joint Time-Delay and Channel Estimators in LTE Networks. *IEEE Access*. 2018;6:25185–25199. DOI:10.1109/ACCESS.2018.2827921


23. Wang P., Morton Y.J. Multipath Estimating Delay Lock Loop for LTE Signal TOA Estimation in Indoor and Urban Environments. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2020;19(8):5518–5530. DOI:10.1109/TWC.2020.2994037. EDN:TBLAFG
24. Dun H., Tiberius C.C.J.M., Janssen G.J.M. Positioning in a Multipath Channel Using OFDM Signals With Carrier Phase Tracking. *IEEE Access*. 2020;8:13011–13028. DOI:10.1109/ACCESS.2020.2966070. EDN:FJRCAH
25. Shamaei K., Khalife J., Kassas Z.M. Exploiting LTE Signals for Navigation: Theory to Implementation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2018;17(4):2173–2189. DOI:10.1109/TWC.2018.2789882
26. Játiva R., Vidal J. Cramer-Rao bounds in the estimation of time of arrival in fading channels. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2018;2018:19. DOI:10.1186/s13634-018-0540-1
27. 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.
28. Graff A.M., Humphreys T.E. Ziv-Zakai-Optimal OFDM Resource Allocation for Time-of-Arrival Estimation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2025;24(8):6886–6901. DOI:10.1109/twc.2025.3556788. EDN:WEISRK
29. He J., Ho D.K.C., Xiong W., So H.C., Chun Y.J. Cramér-Rao Lower Bound Analysis for Elliptic Localization With Random Sensor Placements. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2024;60(4):5587–5595. DOI:10.1109/TAES.2024.3370890
30. Sun Y., Ho K.C., Xing T., Yang Y., Chen L. Projection-Based Algorithm and Performance Analysis for TDOA Localization in MPR. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2024;72:896–911. DOI:10.1109/TSP.2024.3352923. EDN:DFEVWY
31. Wu W., Wang G., Ho K.C. Multistatic Localization by Differential Time Delays and Time Differences of Arrival in the Absence of Transmitter Position. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2023;59(5):7020–7034. DOI:10.1109/TAES.2023.3287814
32. 3GPP TR 36.211. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation*. Release 18. V18.0.1. 2024.
33. Yao Y., Zhao K., Jiang Z., Zheng Z., Duan C. High-Precision Time-of-Arrival Estimation Algorithm for 5G-Advanced with Multipath Channel. *Circuits, Systems, and Signal Processing*. 2024;43:2639–2655. DOI:10.1007/s00034-023-02587-w. EDN:DBUBHI
34. Gu H., Zhao K., Yu C., Zheng Z. High resolution time of arrival estimation algorithm for B5G indoor positioning. *Physical Communication*. 2022;50:101494. DOI:10.1016/j.phycom.2021.101494
35. Panwar K., Babu P., Stoica P. Maximum Likelihood Algorithm for Time-Delay Based Multistatic Target Localization. *IEEE Signal Processing Letters*. 2022;29:847–851. DOI:10.1109/LSP.2022.3158592. EDN:GSOVJP
36. 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. *Proceedings of the 2025 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium, PLANS, 28 April – 01 May 2025, Salt Lake City, USA*. IEEE; 2025. p.968–979. DOI:10.1109/PLANS61210.2025.11028343
37. Du J., Cui W., Ba B., Jian C., Zhang L. Joint Estimation for Time Delay and Direction of Arrival in Reconfigurable Intelligent Surface with OFDM. *Sensors*. 2022;22(18):7083. DOI:10.3390/s22187083. EDN:MZMJOL
38. Grover P., Kumar A., Akash, Singh S. K. Channel Estimation for Multi User Massive MIMO Systems Using Federated Learning. *Proceedings of the 2nd International Conference on Intelligent Algorithms for Computational Intelligence Systems, IACIS, 22–23 August 2025, Hassan, India*. IEEE; 2025. DOI:10.1109/IACIS65746.2025.11211143
39. Kay S.M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Prentice-Hall PTR; 1993.
40. 3GPP TS 36.101. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception*. V19.1.0. 2025-03.
41. Montalbán R., López-Salcedo J.A., Seco-Granados G., Swindlehurst A.L. Power allocation method based on the channel statistics for combined positioning and communications OFDM systems. *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP, 26–31 May 2013, Vancouver, Canada*. IEEE; 2013. p.4384–4388. DOI:10.1109/ICASSP.2013.6638488
42. Yang J., Wang X., Park S.I., Kim H.M. Direct path detection using multipath interference cancellation for communication-based positioning system. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2012;2012:188. DOI:10.1186/1687-6180-2012-188
43. 3GPP TR 36.942. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Frequency (RF) system scenarios*. Release 19. V19.0.0. 2025-10.

Статья поступила в редакцию 19.02.2026; одобрена после рецензирования 27.02.2026; принята к публикации 02.03.2026


The article was submitted 19.02.2026; approved after reviewing 27.02.2026; accepted for publication 02.03.2026

Информация об авторах:

ХЫА
Хю Кыонг

аспирант кафедры беспроводных технологий и систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0009-0008-0659-8126>

ФОКИН
Григорий Алексеевич

доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой беспроводных технологий и систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0002-5358-1895>

Авторы сообщают об отсутствии конфликтов интересов.

The authors declare no conflicts of interests.