НИЖНЯЯ ГРАНИЦА ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА СИГНАЛА В БЕСПРОВОДНОЙ ЛОКАЛЬНОЙ СЕТИ

Е.С. Багаев, *Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, bagaeve13@yandex.ru.*

УДК 621.396.969

Аннотация. В статье приводится теоретическая оценка нижней границы Крамера-Рао (НГКР, *Cramer-Rao Lower Band*) при расчете координат пользовательского устройства с помощью метода трилатерации на основе результатов измерения времени прихода сигнала *ToA* (*Time-of-Arrival*). Представлены результаты имитационного моделирования (ИМ) по оценке первичных дальномерных измерений в беспроводной локальной сети (БЛС) стандарта 802.11*az*. Выполнено сравнение результатов ИМ с НГКР.

Ключевые слова: *CRLB*; беспроводные локальные сети; *Time-of-Arrival.*

THE LOWER BOUND OF THE ACCURACY OF MEASURING THE TIME OF ARRIVAL OF A SIGNAL IN A WIRELESS LAN

E.S. Bagaev*, St. Petersburg State University of Telecommunications named after Prof. M. A. Bonch-Bruevich.*

Annotation. The article provides a theoretical estimate of the Cramer-Rao Lower Band (CRLB) when calculating the coordinates of a user device using the trilateration method based on the results of measuring the time of arrival of the *ToA* (Time-of-Arrival) signal. The results of simulation modeling for the evaluation of primary rangefinder measurements in a wireless *LAN* of the 802.11az standard are presented. The results of simulation modeling were compared with CRLB.

Keywords: *CRLB*; *WLAN*; Time-of-Arrival.

Введение

Процедура определения местоположения (ОМП) пользовательского устройства (ПУ) в системах беспроводных коммуникаций является важной задачей [1-3]. В области позиционирования беспроводных устройств постоянно проводятся новые исследования, целью которых является адаптация уже известных принципов ОМП под новые технологии [4], в частности *Wi-Fi Fine Measurement* [5], *Ultra-Wideband* [6], *5G NR Positioning* [7, 8]. ОМП с помощью инфраструктуры уже существующей беспроводной локальной сети (БЛС) может осуществляться путем оценки параметров сигнала, передаваемого между точкой доступа (ТД) и ПУ [9]. К таким параметрам может относиться направление прихода сигнала *DoA* (*Dirrection-of-Arival*) [10], разница во времени прихода сигнала *OTDOA* (*Observed-Time-Differences-of-Arrival*) [11, 12, 13], уровень принимаемого сигнала *RSS* (*Received Signal Strenght*) [14], время прихода сигнала *ToA* (*Time-of-Arrival*) [15]. При этом временны*е* параметры являются более предпочтительными, поскольку имеют лучшую разрешающую способность [16, 17].

Целью исследования является определение нижней границы Крамера-Рао (НГКР, *CRLB – Cramer-Rao Lower Band*) при оценке точности первичных дальномерных измерений времени прихода сигнала *ToA*. Также приводится сравнение результатов первичных изменений *ToA* в БЛС 802.11*az* [18] с НГКР.

Материал исследования организован следующим образом:

- приводится анализ факторов, влияющих на точность процедуры ОМП с

использованием измерений *ToA* для различных конфигураций БЛС;

- рассматривается определение *ToA* с помощью последовательностей, располагаемых в передаваемом сигнале;
- приводятся способы оценки *ToA* с помощью расширения спектра методом прямой последовательности на основе корреляции с копиями расширяющей последовательности;
- рассматривается способ оценки *ToA* с помощью согласованных фильтров;
- приводится оценка НГКР определения дальномерных измерений *ToA*;
- рассматривается абсолютная ошибка первичных дальномерных измерений, полученных в ходе ИМ. Результаты ИМ сравниваются с НГКР, делается вывод о соответствии результатов теоретическим границам.

Основной целью проведенных исследований, отраженных в статье, является теоретическая и имитационная оценка НГКР для процедуры ОМП ПУ на основе измерений *ToA* в БЛС стандарта 802.11*az*. Полученные результаты позволяют наглядно оценить пределы точности первичных дальномерных измерений и служат основой для дальнейшей оптимизации алгоритмов позиционирования.

Анализ факторов, влияющих на точность процедуры ОМП с использованием измерений *ToA* для различных конфигураций БЛС

Как правило, измерение *ToA* в задачах ОМП рассматривается как задача оценки параметров канала [19]. В системах связи, в которых для формирования направленного луча применяются антенные решетки, измерение *ToA* во временной области может быть рассчитано с помощью различных алгоритмов [20], например – *MUSIC* (*MUltiple SIgnal Classification*) [21], *ESPRIT* (*Signal Parameters via Rotational Invariance Technique*) [22], алгоритма максимального правдоподобия *ML* (*Maximum Likelihood*) [23] и др. [24]. В целом, исследования в области оценки *ToA* можно разделить на две большие категории – основанные на кросс-корреляции и методы со сверхразрешением по времени [25]. В работах [26, 27] оценка основывается на кросс-корреляции с расширяющим кодом для измерения времени. В такой системе передаваемый сигнал кодируется известной шумоподобной *PN* (*Pseudo-Noise*) последовательностью. На приемной стороне генерируется соответствующая локальная *PN*-последовательность и вводится согласованный фильтр. Оценка *ToA* определяется по первому пику корреляции. Из-за особенностей распространения сигнала внутри помещения разрешающая способность оценки *ToA* примерно ограничена длиной *PN*-последовательности.

В БЛС *ToA* может быть рассчитано как для восходящей *UL* (*Uplink*), так и для нисходящей *DL* (*Downlink*) линий связи. В обоих случаях необходима синхронизация ТД и ПУ. Умножая значение *ToA* на скорость распространения радиоволн, можно получить значение расстояния между ТД и ПУ. Это расстояние будет представлять собой радиус окружности, при этом центр этой окружности будет находится в месте расположения ТД. В свою очередь, ПУ может находиться в любой точке на этой окружности [28]. На рис. 1(А) показано, что в условиях прямой видимости *LoS* (*Line-of-Sight*) 4 окружности пересекаются друг с другом лишь в одной точке, в таком случае эта точка и будет местом расположения ПУ. Для случая отсутствия прямой видимости *NLoS*, рис. 1(Б) (*Non-Line-of-Sight*), окружности при пересечении образуют зону неопределенности, обозначенную серым цветом.

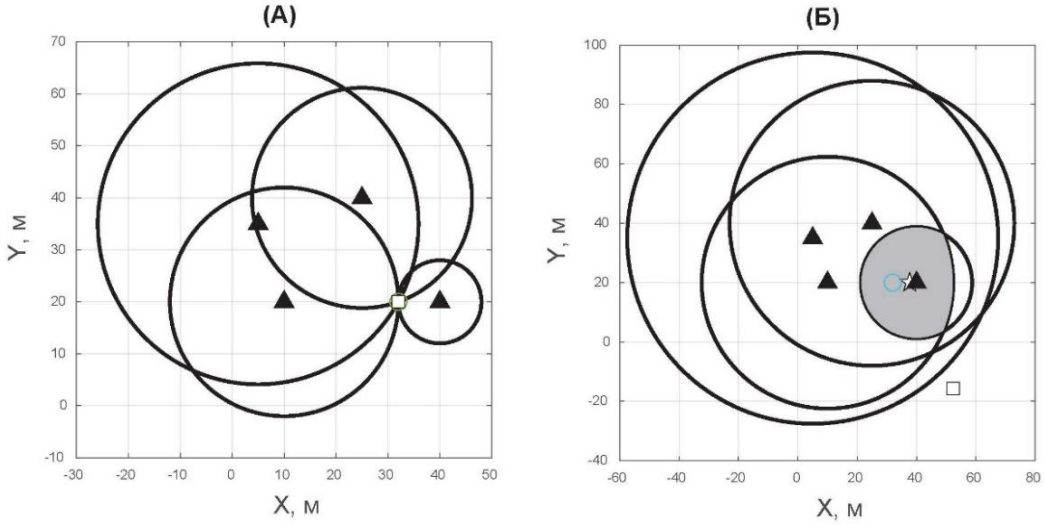

Рисунок 1

Из-за ограниченного временного разрешения $\Delta\tau$ измерений *ToA*, выполняемых либо на ТД, либо на ПУ, окружности преобразуются в кольца. Толщина этих колец будет определяться как произведение скорости света c на величину $\Delta\tau$. Обычно $\Delta\tau$ определяется отношением $1/B$, где B – полоса пропускания сигнала, Гц. Для полосы B = 20 МГц временное разрешение $\Delta\tau$ будет примерно составлять 50 нс. При таком условии, даже при наличии *LoS*, будет существовать область неопределенности. Центроид этой области будет предполагаемым местом размещения ПУ.

Предположим, что в БЛС расположены трех ТД и одного ПУ. Координаты устройств приведены в табл. 1.

Таблица 1.

Координаты	X, м	Y, м
ТД 1	10	20
ТД 2	25	40
ТД 3	40	20
ПУ	45	54

Ошибка оценки координат ПУ при величине $\Delta\tau$ = 1 нс, 5 нс, и 9 нс будет равна 0,11 м, 0,75 м, и 1 м соответственно (рис. 2), на котором также показана зона неопределенности, возникающая при различном разрешении $\Delta\tau$. Видно, что с увеличением $\Delta\tau$ растет и зона неопределенности. Красной точкой показано истинное местоположение ПУ, звездочкой обозначена оценка координат, полученная как центроид зоны неопределенности.

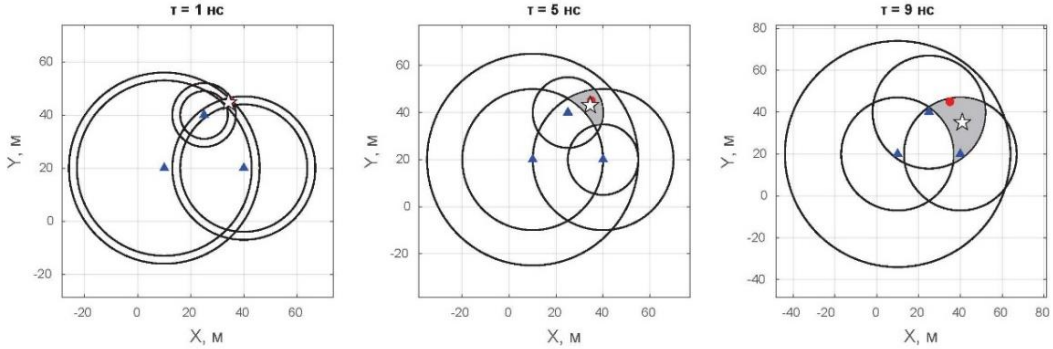

Рисунок 2

В условиях *NLoS* без учета временного разрешения измерений *ToA* оценка расстояния d_i между ТД и ПУ определяется как:

$$\hat{d}_i = c(t_i + n_i), \quad (1)$$

где: c – скорость света, м/с; t_i – время распространения сигнала от i-й ТД до ПУ; n_i – случайная задержка, возникающая в условиях *NLoS*. В сценарии *LoS* $n_i = 0$, $\forall i$, $i = 1,\ldots, N$, где N – количество ТД в БЛС.

Уравнение окружности с центром в месте размещения i-й ТД и радиусом $\hat{d}_i$ выглядит как:

$$(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 = \hat{d}_i^{\,2}, \quad (2)$$

где: (x_i, y_i) – координаты i-й ТД.

В общем случае, показанном на рис. 1(Б), при $N \geq 3$ образуется система квадратных уравнений:

$$\begin{cases} (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 = \hat{d}_1^{\,2} \\ \vdots \\ (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 = \hat{d}_i^{\,2} \end{cases}. \quad (3)$$

Для сценария *NLoS* и ненулевого разрешения по времени $\Delta\tau$ система квадратных уравнений (3) не имеет аналитического решения. После линеаризации возможно найти решение методом наименьших квадратов (МНК). Среди способов линеаризации можно выделить разложение в ряд Тейлора и метод секущих. Однако линеаризация с использованием секущих линий проще и обычно дает более точные результаты, чем ряд Тейлора [29].

Линеаризация методом секущих основана на простом геометрическом принципе. Две окружности могут пересечься в двух точках. Сквозь эти две точки будет проходить секущая, общая для обоих окружностей. В нелинейной системе уравнений (3) первое уравнение выбирается в качестве опорного. Затем оно вычитается из всех остальных уравнений, и после некоторых алгебраических операций получается линейная система с числом уравнений N-1:

$$\begin{bmatrix} x_2 - x_1 & y_2 - y_1 \\ \cdots & \cdots \\ x_N - x_1 & y_N - y_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} x_2^{\,2} - x_1^{\,2} + y_2^{\,2} - y_1^{\,2} + \hat{d}_1^{\,2} - \hat{d}_2^{\,2} \\ \cdots \\ x_N^{\,2} - x_1^{\,2} + y_N^{\,2} - y_1^{\,2} + \hat{d}_1^{\,2} - \hat{d}_N^{\,2} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где: j-е уравнение при $j = 1, 2, \ldots, (N\text{-}1)$ определяет секущую линию, образованную пересечением первой и $(j + 1)$ окружностями.

Три ТД образуют три секущие линии, которые пересекаются в одной точке, даже при условии *NLoS*, рис. 3(А).

Использование более чем трех ТД может повысить точность ОМП. При $N > 3$ итоговая система линейных уравнений является переопределенной, поскольку она содержит более двух линейных независимых уравнений, но только две неизвестные переменные. Переопределенные уравнения не имеют аналитического решения. В таком случае секущие линии не пересекаются в одной точке, образуя зону неопределенности, рис. 3(Б).

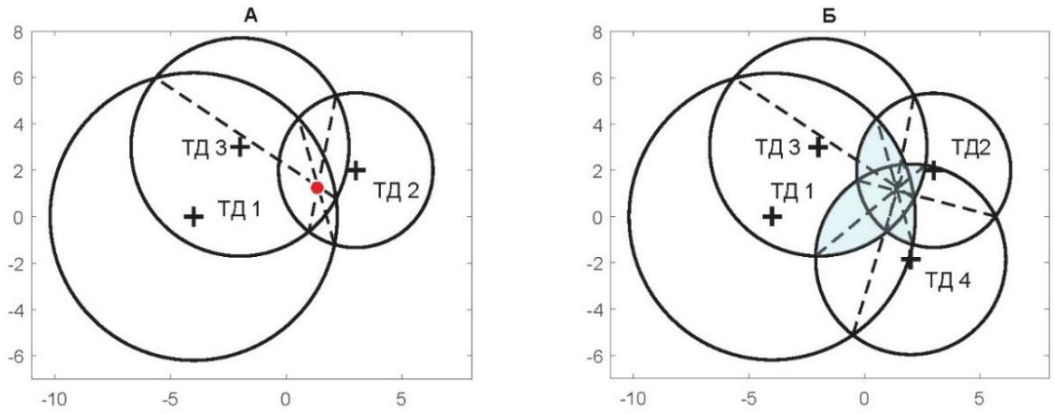

Рисунок 3

Координаты ТД могут быть определены как координаты центроида, найденные из системы уравнений (4) с помощью МНК:

$$\begin{bmatrix}\hat{x}\\ \hat{y}\end{bmatrix} = \frac{1}{2}(\mathrm{U}^{\mathrm{T}}\mathrm{U})^{-1}\mathrm{U}^{\mathrm{T}}\hat{\mathrm{V}}, \tag{5}$$

где:

$$\mathrm{U} = \begin{bmatrix} x_2 - x_1 & y_2 - y_1 \\ \cdots & \cdots \\ x_N - x_1 & y_N - y_1 \end{bmatrix}, \hat{\mathrm{V}} = \begin{bmatrix} {x_2}^2 - {x_1}^2 + {y_2}^2 - {y_1}^2 + {\hat{d}_1}^2 - {\hat{d}_2}^2 \\ \cdots \\ {x_N}^2 - {x_1}^2 + {y_N}^2 - {y_1}^2 + {\hat{d}_1}^2 - {\hat{d}_N}^2 \end{bmatrix}, \tag{6}$$

Одним из способов оценки точности первичных измерений *ToA* в условиях отсутствия прямой видимости *NLoS* является имитационное моделирование. Для этого задержка распространения сигнала может быть представлена статистически.

При оценке задержки следует учитывать режим дуплекса в системе связи. В некоторых полнодуплексных системах используется частотный дуплекс *FDD* (*Frequency Division Duplex*) [30]. При больших дуплексных разносах можно предположить, что многолучевые компоненты (МЛК) в восходящем *UL* (*Uplink*) и нисходящем *DL* (*Downlink*) каналах являются независимыми для любой заданной позиции ТД. В результате, средняя избыточная задержка $\tau_{m,DL}$ для *DL* канала и $\tau_{m,UL}$ для *UL* канала являются независимыми случайными переменными. Обе эти величины являются положительными, поскольку отсутствие прямой видимости приводит к положительному смещению при определении *ToA*. Можно предположить, что средняя избыточная задержка τ_m имеет логнормальное распределение для любого расстояния между ТД и ПУ как для *UL*, так и для *DL* [31]:

$$\tau_m = kT_0D^{\epsilon}X, \tag{7}$$

где: k – коэффициент пропорциональности между τ_m и среднеквадратичным отклонением (СКО) задержки распространения τ_{rms}; T_0 – среднее значение τ_{rms} на расстоянии D = 1 км, где D – расстояние между ТД и ПУ в км; ϵ – константа; X – логнормальная случайная величина на расстоянии D, такая, что $ln(X)$ имеет нормальное распределение с нулевым средним и стандартным отклонением σ. Переменные k, T_0, ϵ и σ зависят от среды распространения.

При выполнении n измерений *ToA* для любой ТД величина τ_{rms} описывается выражением:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \frac{a_i^2(\tau_i - \tau_a)^2}{P_t}} \quad (8)$$

где a_i – амплитуда i-й МЛК; τ_i – задержка i-й МЛК; P_t – суммарная мощность МЛК, τ_a – взвешенный по мощности момент задержки i-й МЛК.

Если измерение *ToA* происходит для канала *DL* или *UL*, то выражение (8) можно использовать непосредственно для моделирования избыточной задержки при *NLoS*. В случае, когда *ToA* оценивается по времени прохождения сигнала от ТД к ПУ и обратно *RTT* (*Round-Trip Time*), то суммарная средняя задержка n_i может быть определена как:

$$n_i = \frac{\tau_{m,DL} + \tau_{m,UL}}{2}, \quad (9)$$

при этом:

$$\begin{aligned} \tau_{m,DL} &= kT_0 d_i^{\epsilon} X_{DL} \\ \tau_{m,UL} &= kT_0 d_i^{\epsilon} X_{UL}, \end{aligned} \quad (10)$$

где: X_{DL} и X_{UL} – случайные логнормальные величины с нулевым средним и стандартным отклонением σ для расстояния d_i.

На рис. 4 приведена оценка средней ошибки позиционирования методом *ToA* в условиях *NLoS* для двух случаев расположения ТД.

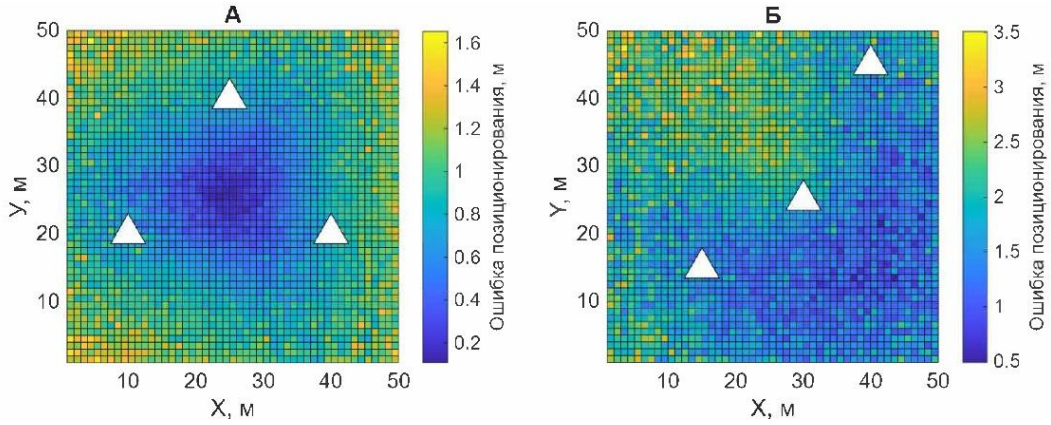

Рисунок 4

Координаты расположения ТД для первого и второго случаев приведены в табл. 2. Каждый график отображает среднюю ошибку позиционирования при ОМП в области 100х100 м. Каждая оценка местоположения задавалась в виде центроида области достоверности, ограниченной пересечением окружностей ТД. Избыточная задержка для случая *NLoS* моделируется с помощью выражения (9) при следующих параметрах: k = 0,5, T_0 = 0,03 мкс, σ = 3 дБ.

Таблица 2.

Координаты, м	А	Б
ТД 1	(10;20)	(15;15)
ТД 2	(25 ;40)	(30;25)
ТД 3	(40;20)	(40;45)

Рис. 4(А) демонстрирует, что средняя ошибка позиционирования меньше, когда ПУ расположено внутри выпуклого многоугольника, вершинами которого являются ТД. На рис. 4(Б) ТД расположены практически вдоль одной линии. Для обоих случаев справедливо, что средняя ошибка позиционирования выше при удалении от ТД. Следовательно, в среднем, точность определения *ToA* будет ниже в областях с меньшей плотностью расположения ТД.

Предполагая случай *NLoS* и распространение сигнала в помещении, с помощью фильтра скользящего среднего длиной L = 5 рассчитаем среднюю ошибку ОМП ПУ. На рис. 5(А) приведено расположение ТД и маршрут, который проходит ПУ при движении по территории размером 40х40 м. На рис. 5(Б) показан график ошибок ОМП ПУ.

Для любого расположения ПУ имеется сильная корреляция между его координатами в момент времени t_k и $t_k+\Delta t$, при условии, что произведение его скорости v на временной интервал Δt достаточно мало. Фильтр скользящего среднего действует как фильтр нижних частот, сглаживая резкие различия между оценками местоположения, расположенными рядом на маршруте. При использовании фильтра с длиной L, предполагаемые координаты ПУ $[\hat{x}_k \hat{y}_k]^{\mathrm{T}}$ в момент времени t_k определяются как среднее арифметическое текущей и предыдущей ОМП L-1:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_k \\ \hat{y}_k \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \sum_{u=0}^{L-1} \begin{bmatrix} \hat{x}_{k-u} \\ \hat{y}_{k-u} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

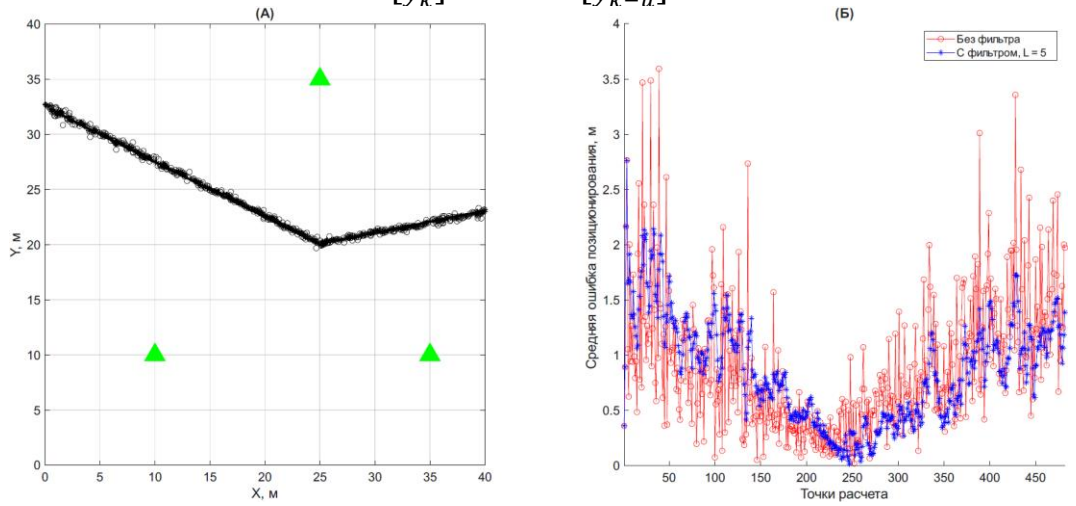

Рисунок 5

Из рис. 5(Б) видно, что использование фильтра скользящего среднего позволяет уменьшить среднюю ошибку позиционирования. Оптимальное значение длины фильтра зависит от произведения $v \cdot \Delta t$, а также от изменения скорости и направления движения.

Определение *ToA* с помощью последовательностей, располагаемых в передаваемом сигнале

В системах связи существует возможность обнаружения пакетов или кадров с помощью маркеров или префиксов в передаваемых данных [32]. В демодулированных битах или символах, т. е. в битовом или символьном представлении, производится поиск известного префикса или маркера с целью его обнаружения. Задача детектора заключается в поиске определенных закономерностей и определении их наличия и расположения. Эффективным методом решения этой задачи является использование скользящего коррелятора

[33]. Принимаемые символы сохраняются и сравниваются с известной последовательностью маркеров.

Существует несколько способов реализации компаратора/детектора [34, 35], но его основная задача – зафиксировать наличие маркерной последовательности и ее позицию во входном символьном потоке. Определение начала искомых пакетов или кадров и, следовательно, временная привязка, происходит сразу же после обнаружения удовлетворительного совпадения. Если передатчик и приемник используют общую тактовую синхронизацию, то *ToA* может быть найдено из разницы между моментом обнаружения кадра или пакета и временем, когда этот кадр или пакет был принят, если бы передатчик и приемник находились в одном месте. Следует отметить, что для работы такой схемы должен существовать временной базис, по которому отсчитываются принятые символы [36].

Существует несколько способов реализации компаратора/детектора [34, 35], но его основная задача – зафиксировать наличие маркерной последовательности и ее позицию во входном символьном потоке. Определение начала искомых пакетов или кадров и, следовательно, временная привязка, происходит сразу же после обнаружения удовлетворительного совпадения. Если передатчик и приемник используют общую тактовую синхронизацию, то *ToA* может быть найдено из разницы между моментом обнаружения кадра или пакета и временем, когда этот кадр или пакет был принят, если бы передатчик и приемник находились в одном месте. Следует отметить, что для работы такой схемы должен существовать временной базис, по которому отсчитываются принятые символы [36].

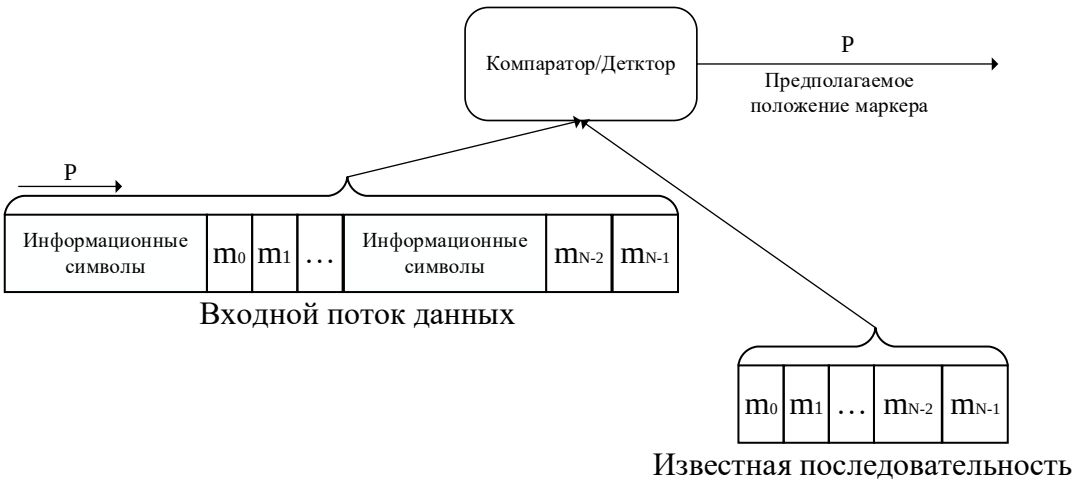

Рисунок 6

Символы входного потока сравниваются с известной последовательностью маркера. Для процесса сравнения символы из входного потока выбираются с учетом известной структуры размещения маркера в потоке входных данных. Для каждой стартовой позиции во входном потоке формируется своя извлекаемая последовательность. Схожесть извлекаемых последовательностей в разных позициях оценивается путем их сравнения с маркером. Маркер считается обнаруженным, если схожесть превышает заданный порог, а положение начала маркера во входном потоке оценивается как то, которое дает наилучшее совпадение.

Если предположить, что сравнение для определения маркера или префикса выполняется в области символов и что длительность символа равна T_s, то возможно получить оценку времени распространения или *ToA*, кратную T_s. Однако в реальных условиях точная и безошибочная синхронизация является сложной задачей, которая в ряде случаев решается путем отправки определенных сигналов

или использования канала для синхронизации.

Оценка *ToA* с помощью расширения спектра методом прямой последовательности на основе корреляции

Расширяющие последовательности используются в некоторых системах связи и системах позиционирования, например – в глобальной навигационной спутниковой системе *GNSS* (*Global Navigation Satellite System*) [37]. Битовая последовательность расширяется псевдослучайной последовательностью (расширяющим кодом), которая имеет гораздо более высокую скорость [38]. Если обозначить битовую последовательность как $b[n]$ и кодовую последовательность длиной M как $c[m]$, то передаваемая последовательность будет выглядеть как:

$$t[k] = b[n]c[k \bmod M], n = \left[\frac{k}{M}\right], \quad (12)$$

где: $k \bmod M$ – остаток от деления k на M; $\left[\frac{k}{m}\right]$ – частное от того же деления. Эта процедура показана на рис. 7.

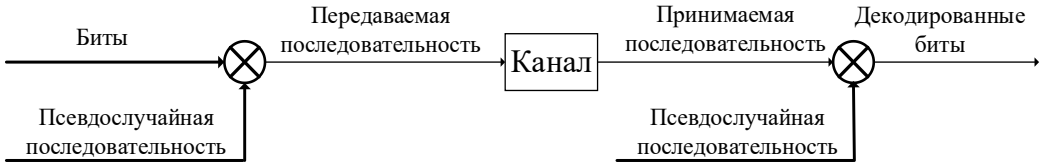

Рисунок 7

Псевдослучайная последовательность имеет длину M. Предположим, что каждый бит передается с использованием псевдослучайной последовательности. Следовательно, каждый бит передается с более высокой скоростью в виде закодированной последовательности:

$$b_s[n] = b[n] \sum_{m=0}^{M-1} c[m], \quad (13)$$

Передаваемый сигнал представляет собой последовательность:

$$t_s[n] = \sum_n b_s[n] = \sum_n \{b[n] \sum_{m=0}^{M-1} c[m]\}, \quad (14)$$

Если скорость передачи данных равна R_b, то скорость передачи данных в чипе равна $R_c = M \cdot R_b$. Для восстановления исходной последовательности битов приемник проделывает те же операции в обратном порядке. Принимаемый сигнал умножается на псевдослучайную последовательность для получения исходных битов.

Такой подход называется методом расширения спектра методом прямой последовательности *DSSS* (*Direct Sequence Spread Spectrum*) [39]. Увеличение полосы пропускания оправдано устойчивостью к подавлению сигнала, которую обеспечивает данная методика, а также открывающимися благодаря этому возможностями мультиплексирования – так называемым множественным доступом с кодовым разделением *CDMA* (*Code Division Multiple Access*) [40].

Для детектирования битов из принятой последовательности и оценки *ToA* предположим, что канал на рис. 7 вносит лишь задержку. Оценим автокорреляцию расширяющего кода:

$$Corr_c[p] = \sum_m c[m]c[m-p], \quad (15)$$

где: $c[m\text{-}p]$ – расширяющая последовательность, сдвинутая на p чипов. Значение $c[m\text{-}p]$ максимально при $p = 0$.

Учитывая полученную последовательность чипов, можно вычислить ее корреляцию с копиями расширяющей последовательности, сдвинутыми на $\hat{p}$. В результате выполняется поиск значения $\hat{p}$, обеспечивающего наибольшую корреляцию. Эта величина является оценкой задержки передачи, выраженной в длительностях чипа T_c (рис. 8).

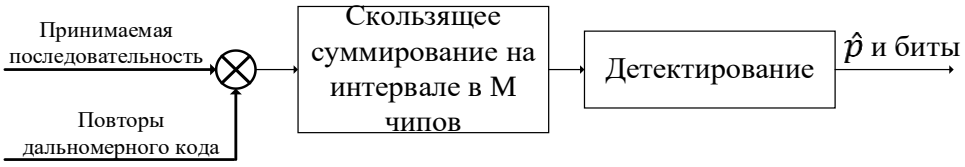

Рисунок 8

Для каждой переданной расширяющей последовательности вся входная последовательность умножается на различные позиции кода. Результат этого умножения интегрируется в скользящем окне длительностью в период кода, равный M. Максимальные значения интегрирования достигаются, когда расширяющие последовательности выравниваются по входящим битам.

Если приемник и передатчик используют общий тактовый сигнал, то оценка выравнивания по чипу позволяет оценить *ToA* последовательности, поступающей на приемник. Для описанного выше процесса оценки задержки с точностью до долей чипа в некоторых случаях могут быть получены путем использования передискретизации [41].

На рис. 9 и 10 представлен пример процедуры *DSSS* – битовая последовательность, расширяющий код и передаваемая чиповая последовательность.

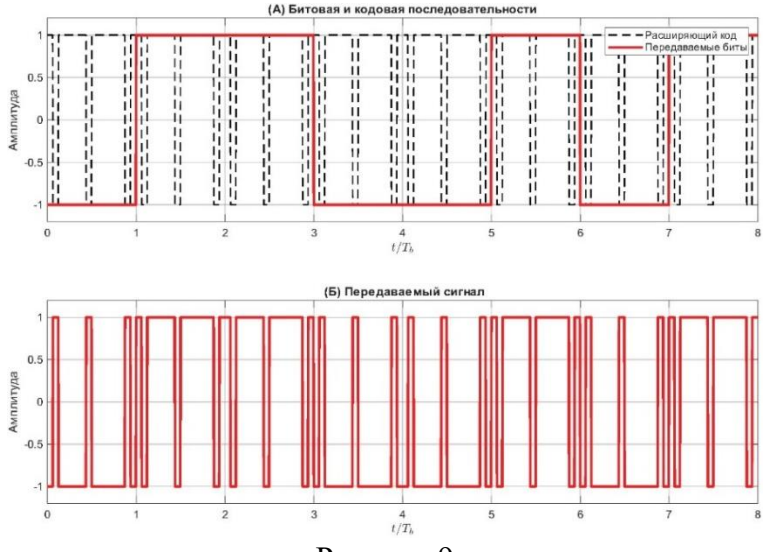

Рисунок 9

Для обнаружения битов и оценки времени распространения к полученной последовательности применяется алгоритм умножения и накопления, рассмотренный ранее. Это позволяет обнаруживать и восстанавливать переданные биты по амплитудам процесса интегрирования, а также оценить, насколько кодовых чипов p сигнал был задержан при распространении по каналу.

Последовательность битов 01100101 расширяется последовательностью 1011111011111101. Нулевой бит имеет амплитуду -1. На рис. 9(А) представлены битовая и кодовые последовательности, на рис. 9(Б) показана результирующая последовательность, представляющая собой произведение каждого бита на серию сдвигов расширяющего кода. Вертикальные оси отображают амплитуды, горизонтальные – время, кратное T_b, длительность бита $T_b = 1/R_b$.

На рис. 10(А) представлена автокорреляция $Corr_c[p]$ расширяющего кода. Максимум автокорреляции достигается при $p = 0$. На рис. 10(Б) показана корреляция между поступающими чипами и расширяющим кодом, вычисленная на интервале, равном длине кода. На рис. 10(В) приведен увеличенный фрагмент среднего графика, на котором детально показан результат операции умножения с накоплением в зависимости от временной привязки чипов. Выходные значения корреляций нормированы на диапазоне [–1; 1].

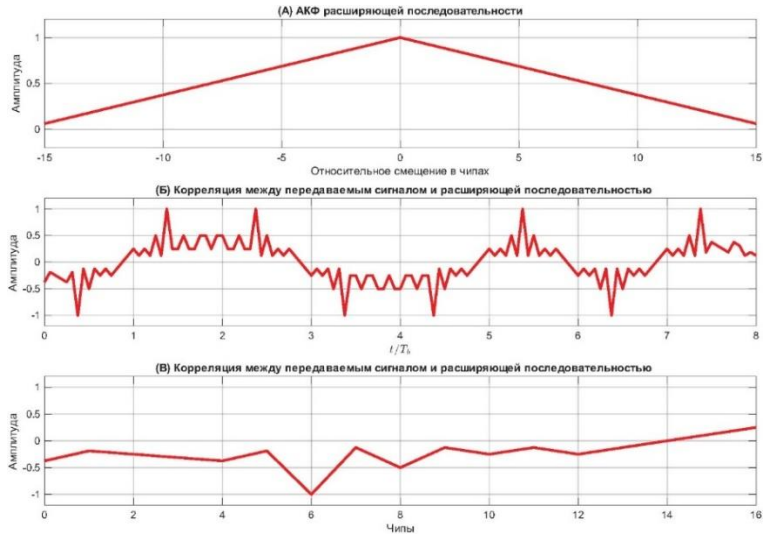

Рисунок 10

Оценка *ToA* с использованием согласованных фильтров

Полагая, что импульс имеет длительность T_s секунд, задачей согласованного фильтра является выделение энергии импульса $p(t)$ в момент времени $t = T_s$, используя выражение $\tilde{p}(t) = p(T_s - t)$ или $\tilde{p}(t) = p(-t)$. Согласованный фильтр имеет некоторые свойства, которые детектировать импульсы, искаженные шумом [42, 43]. Дискретизация выхода в моменты $t = lT_s$, где l – целое число, позволяет определить наличие $p(t)$ в момент времени $[(l-1)T_s, lT_s]$. Наиболее распространенный метод детектирования импульсов – это применение согласованного фильтра, рис. 11.

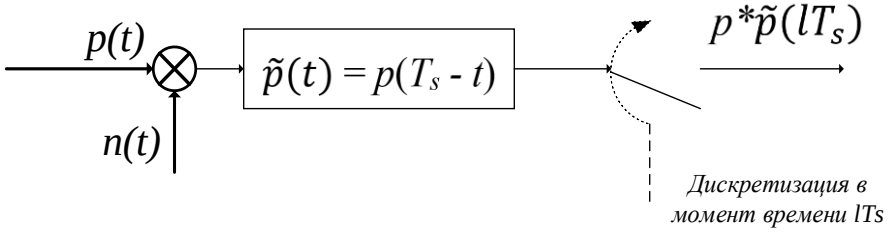

Рисунок 11

На рис. 12 приведена импульсная характеристика фильтра при подаче на его вход различных импульсов. Если ожидается, что импульс придет в пределах интервала T_s, то можно выполнить свертку импульса с согласованным фильтром и произвести дискретизацию выхода с высокой частотой, обнаруживая максимум $p^*\tilde{p}(t)$ и, соответственно, *ToA* импульса. В этом смысле согласованный фильтр представляет собой способ создания специализированного алгоритма для измерения *ToA*: на основе отсчетов, полученных с выхода согласованного фильтра, оценивается положение принятого импульса во времени относительно временно*й* базы дискретизации выхода фильтра.

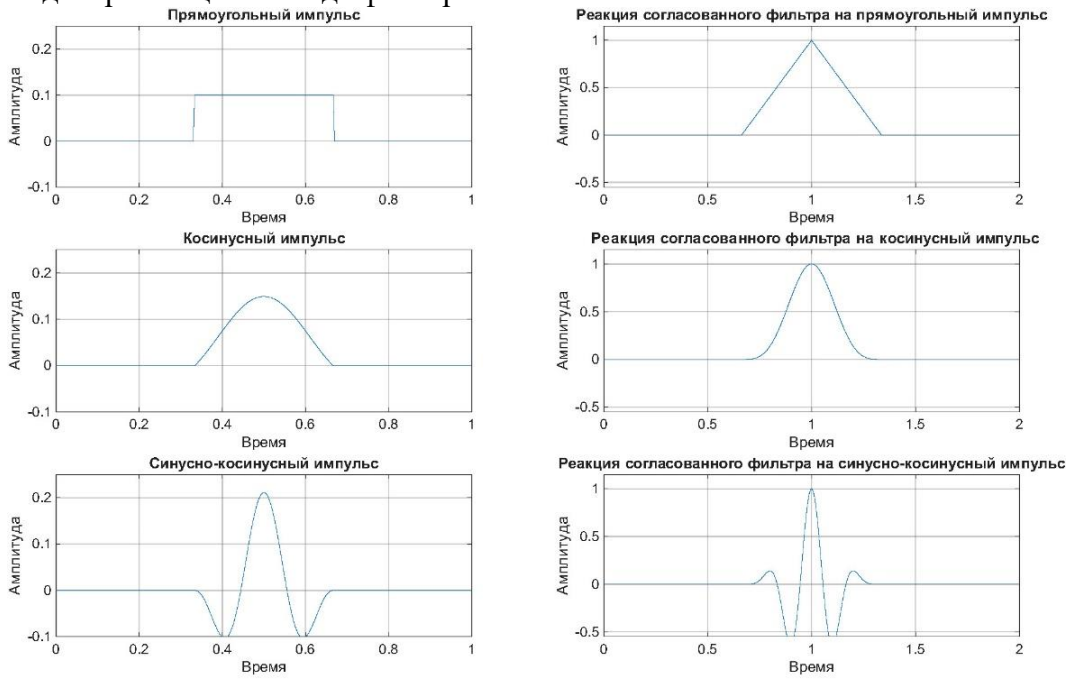

Рисунок 12

Оценка НГКР определения дальномерных измерений *ToA*

Характер измерений и их зависимость от физических условий среды распространения накладывают определенные ограничения на точность процедуры ОМП. Эта проблема исследуется с помощью НГКР для несмещенной оценки [44, 45]. НГКР задает нижнюю границу дисперсии, достижимую для любого несмещенного измерения, и может использоваться в качестве эталона для сравнения с СКО реального измерения, проводимого в конкретной задаче.

Предположим, что импульс *p(t)* имеет эффективную полосу пропускания, обозначаемую как:

$$B_{eff} = \left(\frac{1}{\varepsilon_p}\int_{-\infty}^{\infty} f|P(f)|df\right)^{\frac{1}{2}}, \quad (16)$$

где: *P(f)* – преобразование Фурье от *p(t)*, $\varepsilon_p = \int_{-\infty}^{\infty} f|p(t)^2|dt$ – энергия.

Полагая, что сигнал при распространении ослабляется на величину α, то энергия сигнала будет описываться как $\alpha^2\varepsilon_p$. При этом отношение сигнал-шум *SNR* (*Signal-to-Noise Ratio*) будет равно:

$$SNR = \frac{\alpha^2\varepsilon_p}{\eta_0}, \quad (17)$$

где: η_0 – спектральная плотность мощности шума.

Если *ToA* оценивается по принятому импульсу с помощью согласованного фильтра, возможно получить НГКР для различных несмещенных оценок.

НГКР несмещенной оценки *ToA* определяется по формуле [46]:

$$\sqrt{var(\tilde{\tau})} \geq \left(2\pi B_{eff}\sqrt{2SNR}\right)^{-1}, \quad (18)$$

Это выражение говорит о том, что точность *ToA* в основном зависит от ширины полосы пропускания импульсов, используемых для оценки *ToA*. Чем больше полоса пропускания и *SNR*, тем выше точность оценки.

Далее, зная $\tilde{\tau}$, возможно произвести оценку расстояния до ПУ $\hat{d}$. НГКР первичных дальномерных измерений задается как:

$$\sqrt{var(\hat{d})} \geq c\left(2\pi B_{eff}\sqrt{2SNR}\right)^{-1}, \quad (19)$$

При оценке расстояния с помощью *ToA* требуются импульсы с большей шириной полосы пропускания и прием с высоким уровнем *SNR*. Большая полоса пропускания может быть следствием более коротких или быстро меняющихся импульсов, что позволяет лучше оценить их положение во времени по согласованному выходному сигналу фильтра. С другой стороны, чем больше *SNR*, тем стабильнее результат согласованного фильтра, что означает, что его выборки в любой момент времени имеют распределения, которые в большей степени сосредоточены на ожидаемом значении (т.е. имеют меньшую дисперсию).

На рис. 13 приведена НГКР для первичных дальномерных измерений *ToA* при передаче импульса с полосой пропускания B = 20 МГц, B = 40 МГц, B = 80 МГц, B = 160 МГц при *SNR* от 15 до 35 дБ.

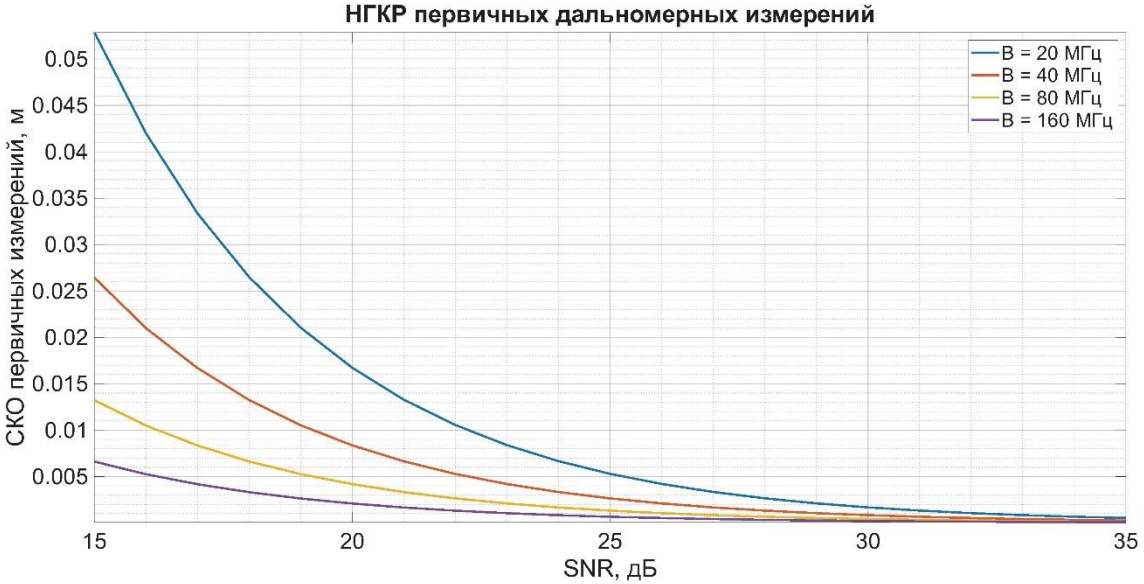

Рисунок 13

В табл. 3 приведены значения СКО первичных измерений для указанных выше полосы пропускания и *SNR*.

Таблица 3.

B, МГц	*SNR* = 15 дБ	*SNR* = 20 дБ	*SNR* = 25 дБ	*SNR* = 30 дБ	*SNR* = 35 дБ
20	0,052	0,016	0,005	0,001	0,0005

B, МГц	*SNR* = 15 дБ	*SNR* = 20 дБ	*SNR* = 25 дБ	*SNR* = 30 дБ	*SNR* = 35 дБ
40	0,026	0,008	0,002	0,0008	0,0002
80	0,013	0,004	0,001	0,0004	0,0001
160	0,0066	0,0021	0,0007	0,0002	0,0001

Видно, что при увеличении *B* и *SNR* СКО ошибки первичных измерений убывает, что соответствует выражению (19).

Далее представлена оценка ошибки первичных дальномерных измерений для БЛС 802.11*az* со следующими параметрами:

- ширина канала *B* = 20, 40, 80, 160 МГц;
- количество приемных и передающих антенн = 1;
- количество ТД = 3, количество ПУ = 1;
- значения *SNR* = 15, 25, 35 дБ;
- частота передаваемого сигнала *f* = 5 ГГц.

В качестве среды для распространения сигнала была выбрана модель многолучевого канала *TGax Model-A* [47, 48]. Эта модель соответствует случаю распространения сигнала при наличии *LoS* между ТД и ПУ.

На рис. 14 представлена интегральная функция распределения (ИФР) абсолютных первичных измерений.

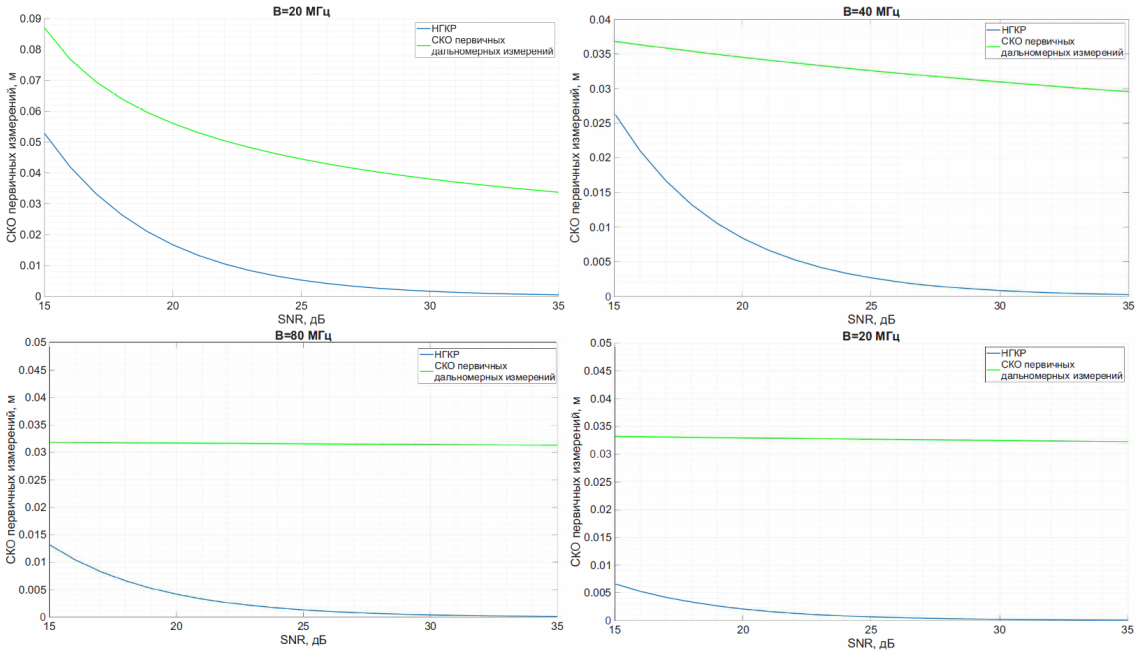

Рисунок 14

В табл. 4 приведены значения абсолютной ошибки первичных дальномерных измерений, полученные в ходе ИМ.

Таблица 4.

B, МГц	SNR = 15 дБ	SNR = 20 дБ	SNR = 25 дБ	SNR = 30 дБ	SNR = 35 дБ
20	0,087	0,056	0,044	0,038	0,033
40	0,036	0,034	0,032	0,030	0,029
80	0,033	0,033	0,032	0,031	0,031
160	0,033	0,032	0,032	0,032	0,032

Результаты ИМ являются подтверждением того, что точность первичных дальномерных измерений в БЛС 802.11*az* напрямую зависит от полосы пропускания и *SNR*. Абсолютная ошибка первичных измерений не принимает значений меньше, чем НГКР для всех значений полосы пропускания и отношения *SNR*.

В среднем, минимальное отклонение ошибки первичных дальномерных измерений от НГКР составляет 0,0325 м при B = 20 МГц; 0,01 м при B = 40 МГц; 0,02 м при B = 80 МГц; 0,026 м при B = 160 МГц.

Стоит отметить, что с ростом полосы пропускания наблюдается неизменность значений абсолютной ошибки первичных измерений при одинаковых значениях *SNR*. Ограничение максимально возможной точности измерений обусловлено условиями распространения сигнала в канале *TG-ax Model A*, а также величиной τ_m. Для указанной модели канала величина τ_m рассчитывается с помощью выражения (7) при следующих параметрах: k = 1, T_0 = 0,025 мкс, σ = 0,2 дБ.

Заключение

В статье приведены факторы, влияющие на точность первичных дальномерных измерений в БЛС, а также на точность процедуры ОМП. Показано, что в условиях *LoS* и *NLoS* из-за ограниченного временно*г*о разрешения $\Delta\tau$ измерений *ToA* в БЛС образуется зона неопределенности, при этом координаты ПУ могут быть определены с помощью метода секущих. Суммарная средняя задержка n_i, которая является неотъемлемой составляющей при расчете *ToA*, может быть получена на основе значений средней избыточной задержки τ_m при передаче сигнала как от ТД к ПУ, так и наоборот. Показано, что значение τ_m зависит от характеристик среды распространения радиосигнала. С ростом величины $\Delta\tau$ увеличивается и ошибка определения *ToA*, что справедливо и для *LoS*, и для *NLoS* сценариев.

Продемонстрировано, что точность процедуры ОМП в БЛС зависит от взаимного расположения ТД в пространстве. Точность позиционирования выше, когда ПУ расположено внутри выпуклого многоугольника, вершинами которого являются ТД. При удалении от ТД точность ОМП снижается. Показано, что применение фильтра скользящего среднего повышает точность ОМП, при этом оптимальная длина фильтра может быть подобрана на основе имеющейся информации о скорости и направлении движения ПУ.

Показано, что оценка *ToA* может быть произведена с помощью маркерных последовательностей, располагаемых в передаваемом сигнале. Для этого из входного потока данных выбираются символы, которые в дальнейшем будут сравниваться с заранее известной маркерной последовательностью с помощью компаратора/детектора. Схожесть символов определяется с помощью заранее установленного порога, а положение начала маркера во входном потоке оценивается как то, которое дает наилучшее совпадение.

Приведены методы обнаружения *ToA* с помощью метода расширения спектра методом прямой последовательности, а также с помощью согласованных фильтров. В обоих подходах момент времени, соответствующий *ToA*, определяется как положение максимума функции корреляции между принятым сигналом и маркерной последовательностью. Для обоих методов справедливо обязательное наличие временной синхронизации с известной структурой передаваемого сигнала.

Приведены результаты при определении ошибки абсолютных первичных дальномерных измерений, полученных с помощью *ToA*. Проведено ИМ для БЛС 802.11*az* при наличии трех ТД и одного ПУ. Рассматривается случай *LoS*, который моделируется с помощью модели канала *TGax Model-A*. На основе сравнения

результатов ИМ с НГКР сделан вывод о согласованности результатов ИМ с теоретической границей. При увеличении полосы пропускания и отношения *SNR* абсолютная ошибка первичных дальномерных измерений снижается.

В дальнейшем требуется провести оценку точности ОМП ПУ в трехмерном пространстве с использованием оценки *ToA* для стандарта 802.11*az*.

Литература

1. Yang T., Cabani A., Chafouk H. A survey of recent indoor localization scenarios and methodologies // Sensors, 2021. – Т. 21. – № 23. – С. 8086.
2. Hossain A. K. M. M. et al. Indoor localization using multiple wireless technologies // 2007 IEEE International Conference on Mobile Adhoc and Sensor Systems. – IEEE, 2007. – С. 1-8.
3. Furfari F. et al. Discovering location-based services: A unified approach for heterogeneous indoor localization systems // Internet of Things, 2021. – Т. 13. – С. 100334.
4. Sesyuk A., Ioannou S., Raspopoulos M. A survey of 3D indoor localization systems and technologies // Sensors, 2022. – Т. 22. – № 23. – С. 9380.
5. Si M. et al. A Wi-Fi FTM-based indoor positioning method with LOS/NLOS identification // Applied Sciences, 2020. – Т. 10. – № 3. – С. 956.
6. Taponecco L., D'Amico A. A., Mengali U. Joint TOA and AOA estimation for UWB localization applications // IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011. – Т. 10. – № 7. – С. 2207-2217.
7. Cha H. S. et al. 5G NR Positioning Enhancements in 3GPP Release-I8 // IEEE Communications Standards Magazine, 2025. – Т. 9. – № 1. – С. 22-27.
8. Фокин Г. А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 1. Конфигурация сигналов PRS // Труды учебных заведений связи, 2022. – Т. 8. – № 2. – С. 48-63.
9. Obeidat H. et al. A review of indoor localization techniques and wireless technologies // Wireless Personal Communications, 2021. – Т. 119. – № 1. – С. 289-327.
10. Fokin G. A., Grishin I. V. Direction of arrival positioning requirements for location-aware beamforming in 5G mmWave UDN // 2022 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – IEEE, 2022. – С. 1-6.
11. Khaitan V., Tinnakornsrisuphap P., Yavuz M. Indoor positioning using femtocells //2011 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall). – IEEE, 2011. – С. 1-5.
12. A. H. A. Al-odhari, G. Fokin and A. Kireev, «Positioning of the radio source based on time difference of arrival method using unmanned aerial vehicles,» 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2018, pp. 1-5.
13. Fokin G., Al-Odhari A.H.A. Algorithm for Positioning in Non-line-of-Sight Conditions Using Unmanned Aerial Vehicles // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. 18th International Conference on Next Generation Wired/Wireless Networking (NEW2AN), and 11th Conference on Internet of Things and Smart Spaces (ruSMART). Springer Verlag, 2018. – С. 496-508.
14. Dong Y., Arslan T., Yang Y. Real-time NLOS/LOS identification for smartphone-based indoor positioning systems using WiFi RTT and RSS // IEEE Sensors Journal, 2021. – Т. 22. – № 6. – С. 5199-5209.
15. Farid Z., Nordin R., Ismail M. Recent advances in wireless indoor localization techniques and system // Journal of Computer Networks and Communications, 2013. – Т. 2013. – № 1. – С. 185138.
16. Makki A. et al. Survey of WiFi positioning using time-based techniques //Computer Networks, 2015. – Т. 88. – С. 218-233.
17. Asaad S. M., Maghdid H. S. A comprehensive review of indoor/outdoor localization

solutions in IoT era: Research challenges and future perspectives // Computer Networks, 2022. – Т. 212. – С. 109041.
18. IEEE Std 802.11az-2022. IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks.Specific Requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 4: Enhancements for Positioning. N.Y., 2023. – 248 p.
19. Voltz P. J., Hernandez D. Maximum likelihood time of arrival estimation for real-time physical location tracking of 802.11 a/g mobile stations in indoor environments //PLANS 2004. Position Location and Navigation Symposium (IEEE Cat. No. 04CH37556). – IEEE, 2004. – С. 585-591.
20. Mingyue Z., Yuan'an L. Estimation of time delays employing MUSIC and antenna array // 2001 International Conferences on Info-Tech and Info-Net. Proceedings (Cat. No. 01EX479). – IEEE, 2001. – Т. 2. – С. 537-541.
21. Farrokhi H. TOA estimation using MUSIC super-resolution techniques for an indoor audible chirp ranging system // 2007 IEEE International Conference on Signal Processing and Communications. IEEE, 2007. PP. 987-990.
22. Lemma A. N., Van der Veen A. J., Deprettere E. F. Multiresolution ESPRIT algorithm // IEEE Transactions on signal processing, 2002. – Т. 47. – № 6. – С. 1722-1726.
23. Cheung K. W., Ma W. K., So H. C. Accurate approximation algorithm for TOA-based maximum likelihood mobile location using semidefinite programming // 2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – IEEE, 2004. – Т. 2. – С. ii-145.
24. Guvenc I., Chong C. C. A survey on TOA based wireless localization and NLOS mitigation techniques // IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2009. – Т. 11. – № 3. – С. 107-124.
25. Zhao F. et al. Comparison of super-resolution algorithms for TOA estimation in indoor IEEE 802.11 wireless LANs // 2006 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. – IEEE, 2006. – С. 1-5.
26. Pahlavan K., Li X., Makela J. P. Indoor geolocation science and technology // IEEE communications magazine. 2002. – Т. 40. – № 2. – С. 112-118.
27. Li X., Pahlavan K. Super-resolution TOA estimation with diversity for indoor geolocation // IEEE transactions on wireless communications, 2004. – Т. 3. – № 1. – С. 224-234.
28. Фокин Г.А. Комплекс моделей позиционирования устройств в сетях шестого поколения. Часть 1. Обзор методов и постановка задачи // Труды учебных заведений связи, 2024. – Т. 10. – No 4. – С. 73-98.
29. Caffery J. J. A new approach to the geometry of TOA location // Vehicular Technology Conference IEEE, 2000. – Т. 4. – С. 1943-1949.
30. Li Y. G., Stuber G. L. (ed.). Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications. – Springer Science & Business Media, 2006.
31. Campos R. S., Lovisolo L. RF positioning: fundamentals, applications, and tools. – Artech House, 2015.
32. Андреев Р. А., Остроумов С. И., Федоров А. С. Методы позиционирования в сетях Wi-Fi // Экономика и качество систем связи, 2021. – № 3 (21). – С. 50-63.
33. Recayte E., Munari A. On the performance of correlation-based packet detection techniques //Physical Communication, 2023. – Т. 59. – С. 102098.
34. Liang X. et al. Energy detector based TOA estimation for MMW systems using machine learning // Telecommunication Systems, 2017. – Т. 64. – № 2. – С. 417-427.
35. Redant T., Dehaene W. Joint estimation of propagation delay dispersion and time of arrival in a 40-nm CMOS comparator bank for time-based receivers // IEEE Transactions

on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2013. – Т. 60. – № 2. – С. 76-80.
36. Karthik A. K. et al. Recent advances in clock synchronization for packet-switched networks // Foundations and Trends® in Signal Processing, 2020. – Т. 13. – № 4. – С. 360-443.
37. Hegarty C. J. GNSS signals An overview // 2012 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings. – IEEE, 2012. – С. 1-7.
38. Flikkema P. G. Spread-spectrum techniques for wireless communication //IEEE Signal Processing Magazine. – 2002. – Т. 14. – № 3. – С. 26-36.
39. Tsatsanis M. K., Giannakis G. B. Blind estimation of direct sequence spread spectrum signals in multipath // IEEE Transactions on signal processing, 2002. – Т. 45. – № 5. – С. 1241-1252.
40. Barton S. K. Introduction to CDMA //Annales des télécommunications. – Paris: Springer-Verlag, 1993. – Т. 48. – № 7. – С. 384-389.
41. Jamalabdollahi M., Zekavat S. R. High resolution ToA estimation via optimal waveform design //IEEE Transactions on Communications, 2017. – Т. 65. – № 3. – С. 1207-1218.
42. Haykin S. Communication systems. – John Wiley & Sons, 2008.
43. Papoulis A. Random variables and stochastic processes. – McGraw Hill, 1965.
44. Wang Y., Leus G., van der Veen A. J. Cramer-Rao bound for range estimation // 2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – IEEE, 2009. – С. 3301-3304.
45. Kaune R. Accuracy studies for TDOA and TOA localization // 2012 15th International Conference on Information Fusion. – IEEE, 2012. – С. 408-415.
46. Poor H. V. An introduction to signal detection and estimation. – Springer Science & Business Media, 2013.
47. IEEE 802.11ax Task Group. Channel Model Document [Электронный ресурс]. URL: https://www.ieee802.org/11/Reports/tgax_update.html (дата обращения: 23.10.2025).
48. Багаев Е. С., Фокин Г. А. Модели радиоканала для позиционирования в сетях стандарта IEEE 802.11 az // [Электронный ресурс]. URL: https://conf-ntores. etu. ru/2025/ru/sbornik-dokladov/ (дата обращения 23.10. 2025).