

УДК 621.396.969

## ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА СИГНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ СЕТЯХ IEEE 802.11AZ

Е. С. Багаев, аспирант кафедры БТС СПбГУТ, Санкт-Петербург, Россия;  
orcid.org/ 0009-0006-9761-7032, e-mail: bagaeve13@yandex.ru

Г. А. Фокин, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой БТС СПбГУТ, Санкт-Петербург, Россия;  
orcid.org/0000-0002-5358-1895, e-mail: grihafokin@gmail.com

В работе выполняется оценка точности определения времени прихода сигнала  $ToA$  в беспроводных локальных сетях (БЛС) стандарта 802.11az для задач определения местоположения. **Целью работы** является повышение точности позиционирования устройств БЛС внутри помещений. Для достижения поставленной цели решается **научная задача** исследования работы методов обратной фильтрации и подпространств MUSIC по оценке  $ToA$ . Исследование методов проводится средствами имитационного моделирования в сценариях многолучевости согласно стандартам БЛС группы TGax. Установлено, что для наиболее оптимистического сценария условий распространения радиоволн, формализуемого моделью радиоканала A группы TGax, обеспечивается минимальное СКО оценки  $ToA$  0,57 и 0,31 нс для метода обратной фильтрации и метода подпространств MUSIC соответственно. Установленный выигрыш в точности первичных измерений методом MUSIC служит научным обоснованием его практической реализации для достижения поставленной цели.

**Ключевые слова:** беспроводная локальная сеть, позиционирование, стандарт 802.11az, многолучевой канал, Time-Of-Arrival, алгоритм сверхразрешения.

DOI: 10.21667/1995-4565-2026-95-53-65

### Введение

Широкое распространение беспроводных локальных сетей (БЛС) *Wi-Fi (Wireless-Fidelity)* открывает новые возможности для внедрения методов определения местоположения (ОМП) пользовательских устройств (ПУ) внутри помещений [1, 2]. Применение технологии *Wi-Fi* для позиционирования внутри помещений *IPS (Indoor Positioning System)* актуально за счет широкого распространения точек доступа (ТД) БЛС [3, 4]. Более того, системам *IPS* не требуется переоборудовывать или расширять инфраструктуру сети, что может снизить затраты на их внедрение в логистике, здравоохранении, обеспечении безопасности на предприятиях и др. [5].

Наиболее распространенными способами ОМП в помещении являются геометрические методы, когда определение координат происходит в два этапа. На первом этапе устройство определяет параметры принимаемого сигнала: угол прихода сигнала  $AoA$  (*Angle-of-Arrival*) [6, 7], время прихода сигнала  $ToA$  (*Time-of-Arrival*) [8]. Далее, на основе первичных измерений  $ToA$  выполняется расчет расстояния от ПУ до ТД. Несколько таких измерений до различных ТД позволяют рассчитать местоположение ПУ как на плоскости [9], так и в пространстве [10].

Применение стандарта *IEEE 802.11az* [11] позволяет ПУ определять свое местоположение относительно множественных ТД за счет высокоточной оценки  $ToA$  посредством специализированных кадров, недоступных в предыдущих стандартах БЛС *Wi-Fi*. Точность измерения расстояния, как следствие, точность позиционирования ПУ в таких системах будет напрямую зависеть от величины ошибки оценки  $ToA$  [12]. На сегодняшний день существует множество методов оценки  $ToA$ , которые работают либо во временной области на основе импульсной характеристики (ИХ) канала, либо в частотной области на основе частотной характеристики (ЧХ) [13].

**Целью работы** является повышение точности позиционирования устройств БЛС *Wi-Fi* внутри помещений. Для достижения поставленной цели решается научная задача исследования

работы методов обратной фильтрации и подпространств MUSIC по оценке  $ToA$  в БЛС *IEEE 802.11az* в сценариях многолучевости согласно стандартам группы TGax.

Материал далее организован следующим образом. В первой части представлена формализация модели многолучевого радиоканала для БЛС *Wi-Fi*. Во второй части рассматривается метод обратной фильтрации для определения  $ToA$ . В третьей части исследуется метод подпространств на основе алгоритма сверхразрешения *MUSIC (MUltiple Signal Classification)*. В четвертой части приводится сравнение методов в сценариях многолучевости согласно стандартам группы TGax.

### Модель многолучевого канала

Для оценки  $ToA$  необходимо учитывать сценарий условий распространения радиоволн (РРВ). В общем случае многолучевой радиоканал может быть представлен в виде ИХ канала:

$$h(t) = \sum_{m=1}^M a_m \delta(t - \tau_m), \quad (1)$$

где  $M$  – количество многолучевых компонент (МЛК);  $a_m$  – величина затухания  $m$ -й МЛК;  $\tau_m$  – задержка распространения  $m$ -й МЛК. Поскольку в БЛС имеет место движение ПУ относительно ТД и объектов в пространстве, значения величин  $a_m$  и  $\tau_m$  будут изменяться со временем.

Сигнал, принятый из многолучевого канала, может быть описан выражением:

$$x(t) = \sum_{m=1}^M a_m s(t - \tau_m) + w(t), \quad (2)$$

где  $s$  – известный переданный сигнал с шириной спектра  $B$ , центральной частотой  $f_c$  и длительностью  $T_0$ ;  $w(t)$  – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ).

В БЛС *802.11az* для описания многолучевого канала используется модель *TGax* [14]. В зависимости от условий РРВ модель канала может быть представлена различными модификациями. На выбор модификации влияет скорость движения, наличие или отсутствие прямой видимости *LoS (Line-of-Sight)*, тип помещения. ИХ канала *TGax* соответствует выражению (1).

Важнейшим параметром модели *TGax* является количество кластеров. Кластером называется группа МЛК, приходящая на приемник примерно в одно и то же время (рисунок 1). При большом количестве кластеров возрастает число МЛК с похожей амплитудой и близким временем прихода, что может осложнить оценку  $ToA$  из ИХ.

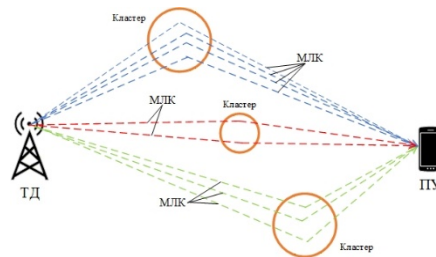
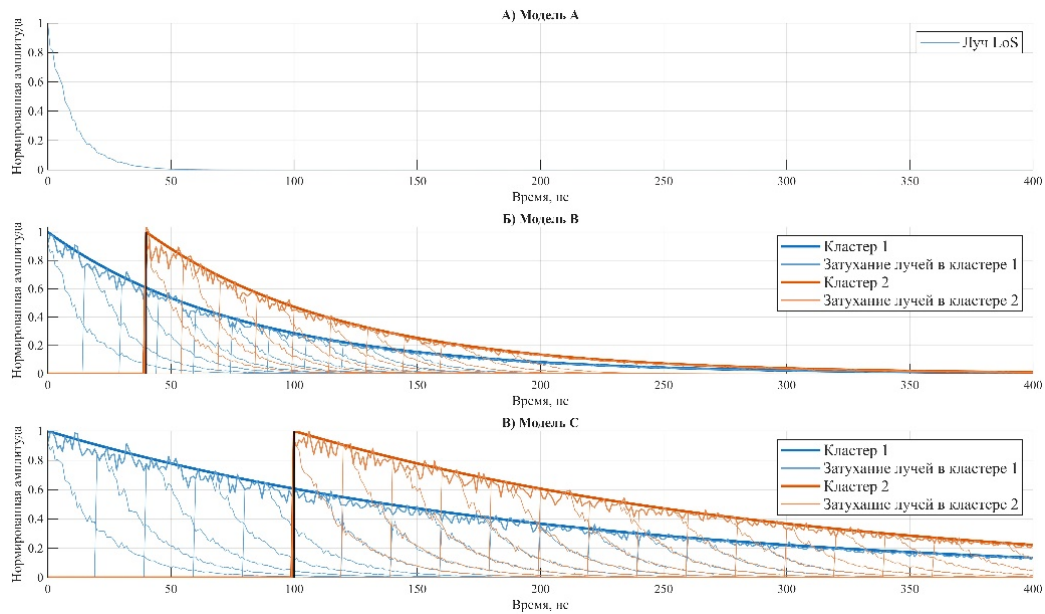


Рисунок 1 – Кластеры в многолучевом радиоканале  
Figure 1 – Clusters in a multipath radio channel

На рисунке 2 представлен процесс затухания средней мощности кластера и мощности отдельных МЛК внутри кластера для трех модификаций модели канала *TGax* – *A*, *B* и *C* [15]. Модель *A* используется при моделировании сценариев распространения сигнала с гладкими замираниями, при этом между приемником и передатчиком отсутствуют препятствия (рисунок 2, *a*). Для модели *A* при распространении сигнала по *LoS* справедливо отсутствие кластерной структуры при распространении сигнала ( $M = 1$ ). Модель *B* используется для моделирования закрытых помещений с малым количеством стен (рисунок 2, *б*), при этом количество кластеров – 2, суммарное количество МЛК  $M = 9$ ; среднеквадратический разброс задержек МЛК  $\sigma_m = 15$  нс. Модель *C* используется для моделирования офисов, жилых помещений, количе-

ство кластеров – 2, количество МЛК  $M = 14$ ;  $\sigma_m = 30$  нс (рисунок 2, в). Временной интервал между приходом отдельных МЛК внутри кластера меньше, чем для модели В.



**Рисунок 2 – Уменьшение средней мощности кластера и мощности МЛК внутри кластеров канала TGax: а – модель А, б – модель В, в – модель С**

**Figure 2 – Reduction of average cluster power and MLK power within the clusters of TGax channel: a – model A, b – model B, c – model C**

При отсутствии препятствий и переотражений сигнала в момент времени первого луча (МЛК)  $\tau_1$  задача оценки  $ToA$  сводится к обнаружению ярко выраженного фронта приходящего сигнала (рисунок 2, а). В более сложных средах со множеством кластеров и лучей (рисунок 2, б, в) выделение первой МЛК может быть затруднено в связи с ее малой амплитудой. Снижение амплитуд МЛК в таких средах может быть вызвано затуханием сигнала при прохождении сквозь препятствия и интерференцией.

**Оценка  $ToA$  с помощью метода обратной фильтрации**

Методы оценки  $ToA$  на основе обратной фильтрации работают следующим образом [16]. Принимаемый сигнал  $y(t)$  при таком подходе может быть описан как свертка переданного сигнала и ИХ канала –  $y(t) = s(t) \otimes h(t) + w(t)$ . В частотной области это может быть записано как:

$$X(f) = S(f)H_f(f) + V(f), \tag{3}$$

где:  $X(f)$  – спектр принятого сигнала;  $S(f)$  – спектр переданного сигнала;  $W(f)$  – спектр шума;  $H_f(f)$  – ЧХ канала, описываемого ИХ (1).

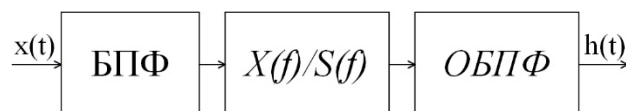
Чтобы восстановить  $H_f(f)$ , необходимо разделить  $X(f)$  на  $S(f)$ :

$$H_f(f) = \frac{X(f)}{S(f)}. \tag{4}$$

После этого выполняется обратное преобразование Фурье (ОБПФ,  $IFFT$  – *Inverse Fast Fourier Transform*) с целью получения временной импульсной характеристики  $h(t)$ :

$$h(t) = IFFT[H_f(f)]. \tag{5}$$

Определение  $ToA$  с помощью полученной функции  $h(t)$  заключается в поиске самого раннего пика принимаемого сигнала. На рисунке 3 изображена схема обратной фильтрации.



**Рисунок 3 – Структурная схема метода обратной фильтрации**

**Figure 3 – Block diagram of reverse filtering method**

Для передаваемого сигнала с шириной спектра  $B$  и центральной частотой  $f_c$  обозначим:

$$X(n) = X(f)|_{f=f_n}; S(n) = S(f)|_{f=f_n}; H(n) = H(f)|_{f=f_n}; H(n) = H(f)|_{f=f_n}, \quad (6)$$

где  $f_n = f_0 + n \cdot \Delta f$ ,  $n = \{1, \dots, N\}$ ;  $f_0 = f_c - B/2$  – самая низкая частотная компонента в пределах полосы пропускания сигнала;  $\Delta f$  – интервал между выборками по частоте, соответствующий частотному разрешению выборки в частотной области;  $N = B/\Delta f$  – количество выборок. В векторном представлении сигнал может быть записан как:

$$\mathbf{X} = \mathbf{S}\mathbf{H} + \mathbf{V}, \quad (7)$$

где  $\mathbf{X} = [X(1), \dots, X(N)] \in C^N$ ,  $\mathbf{S} = [S(1), \dots, S(N)] \in C^N$ ,  $\mathbf{V} = [W(1), \dots, W(N)] \in C^N$ ,  $\mathbf{H} = [H(1), \dots, H(N)] \in C^N$ .

Определим вектор  $\mathbf{Y} = \mathbf{S}^{-1}\mathbf{X}$  для частотного диапазона в пределах полосы  $B$ . Тогда переданный сигнал  $\mathbf{S}$  может быть устранен из  $\mathbf{X}$ :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} + \mathbf{W}, \quad (8)$$

где  $\mathbf{W} = \mathbf{S}^{-1}\mathbf{V}$  – аддитивный шум в векторе  $\mathbf{Y}$ . Соответственно, одним из негативных эффектов обратной фильтрации при наличии шума в канале является усиление шума. В процессе обратной фильтрации низкий уровень сигнала может приводить к высокой зашумленности результатов измерений. Для уменьшения величины шума применяются методы обратной фильтрации с ограничениями, к которым относится метод наименьших квадратов (МНК). МНК может быть реализован как во временной, так и в частотной области.

При реализации МНК оценка  $ToA$  может производиться по ИХ, определяемой выражением (1). Сначала ИХ получается с помощью простой модели, которая включает в себя  $L$ -е количество равномерно расположенных отводов на интервале  $[0, LT_s]$ :

$$\tilde{h}(t) = \sum_{l=1}^L \tilde{h}_l \delta(t - \tilde{\tau}_l), \quad (9)$$

где  $\tilde{\tau}_l = (l-1)T_s$ , при этом  $T_s$  представляет собой шаг следования отводов с значением, меньшим чем частота дискретизации;  $\tilde{h}_l$  – канальный коэффициент  $l$ -го отвода.

ИХ канала оценивается через коэффициенты Фурье функции  $\tilde{h}(t)$  по  $N$  выборкам ЧХ канала, определяемой выражением (8):

$$H(n) = \sum_{l=1}^L \tilde{h}_l e^{-j2\pi f_n \tilde{\tau}_l}, n \in \{0, \dots, N-1\}, \quad (10)$$

где  $f_n = f_0 + n\Delta f$ ,  $n = \{1, \dots, N\}$ .

В матричной форме выражение (10) соответствует выражению  $\mathbf{H} = \mathbf{F}_L \tilde{\mathbf{h}}$ . При этом  $\mathbf{H} = [H(1), \dots, H(N)]$  – частотный отклик канала, соответствующий выражению (7);  $\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{h}_1, \dots, \tilde{h}_L]$  и  $\mathbf{F}_L \in C^{N \times L}$  – это матрицы преобразования Фурье с элементами

$$F_{nl} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi kl/N} \quad \text{для } n \in \{0, \dots, N-1\} \text{ и } l \in \{0, \dots, L-1\}.$$

Далее, выражение (8) может быть записано в виде:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}_L \tilde{\mathbf{h}} + \mathbf{W}. \quad (11)$$

Оценка ИХ для набора измерений может быть записана в следующем виде:

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{F}_L^H \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{F}_L) \mathbf{F}_L^H \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{Y}, \quad (12)$$

где  $\mathbf{R}_w$  – ковариационная матрица шума  $\mathbf{W}$ .

Теперь, используя значения  $\hat{\mathbf{h}}$  в качестве ИХ канала, описанной (1), можно оценить  $ToA$  (рисунок 4). Передаваемый сигнал проходит через многолучевой канал, при этом к нему

добавляется АБГШ. Принимаемый сигнал с помощью ОБПФ преобразуется для дальнейшей оценки ИХ канала. В восстановленной ИХ резкое изменение амплитуды наблюдается в момент прихода первой МЛК. Время резкого изменения может быть обнаружено и использовано для оценки  $ToA$  путем сравнения амплитуды ИХ с определенным пороговым значением  $\eta$ .

В приведенном примере оцененное  $ToA$  равно 450 нс. Это время соответствует приходу первой МЛК, распространяющейся по самому короткому пути между ТД и ПУ.

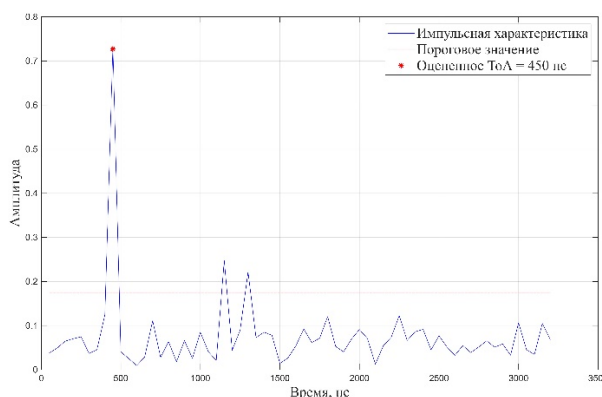
Пороговое значение  $\eta$  в рассматриваемом примере равно 0,18 и определяется как [17]:

$$\eta = k \cdot \sigma, \quad (13)$$

где  $k = 20$  – коэффициент пороговой чувствительности,  $\sigma$  – среднеквадратичное отклонение (СКО) шума, равное:

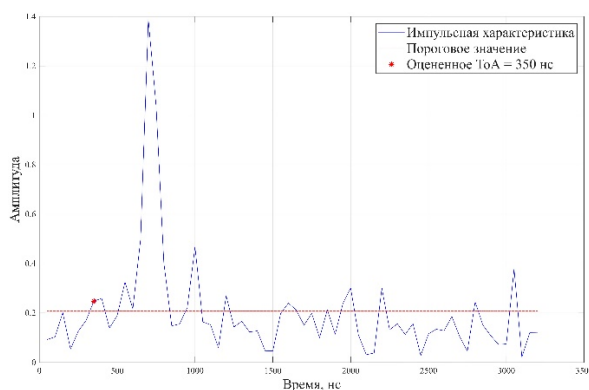
$$\sigma = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot 10^{\frac{-SNR}{20}} \cdot \sqrt{P}, \quad (14)$$

где  $SNR = 20$  дБ – отношение сигнал/шум (*Signal-to-Noise-Ratio*);  $P$  – мощность передаваемого сигнала. Неправильный выбор  $\eta$  может привести к ошибкам определения  $ToA$  (рисунок 5).



**Рисунок 4 – Импульсная характеристика канала при оценке  $ToA$  методом обратной фильтрации**

**Figure 4 – Channel impulse response in  $ToA$  assessment of by inverse filtering method**



**Рисунок 5 – Ошибочное определение  $ToA$**

**Figure 5 – Error  $ToA$  estimation**

Как видно из рисунка 5, оценка  $ToA$  при слишком низком значении  $\eta$  не соответствует времени прихода первой МЛК. Ошибка оценки  $ToA$  в этом случае составляет 250 нс, что соответствует ошибке определения расстояния в 75 м.

### **Оценка $ToA$ с помощью метода подпространств сигналов**

Методы подпространственной обработки предполагают разложение пространства, создаваемого вектором наблюдений, на отдельные подпространства [18]. Вектор наблюдений формируется из отсчетов принятого сигнала. При этом выделяют сигнальное и шумовое подпространство. Для оценки канала в таких методах применяется свойство ортогональности

между подпространствами. Главным преимуществом таких методов является высокое разрешение при оценке параметров [19]. Одним из наиболее популярных подпространственных алгоритмов оценки *ToA* является *MUSIC* [20].

Задержка распространения  $\{\tau_m\}_{m=1}^M$  в (1) может быть независимой величиной. Обозначим вектор частотной характеристики как  $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{A}$ , при  $\mathbf{U} = [\mathbf{u}(\tau_1), \dots, \mathbf{u}(\tau_M)] \in C^{N \times M}$ ,  $\mathbf{u}(\tau_m) = [1, e^{-j2\pi f_0 \tau_m}, \dots, e^{-j2\pi f_0 (N-1)\tau_m}]^T \in C^N$ ,  $\mathbf{A} = [\alpha_1, \dots, \alpha_M]$ ,  $\alpha_m = \alpha_m e^{-j2\pi f_0 \tau_m}$  при  $m \in \{1, \dots, M\}$ ,  $f_0$ .  $N$  и  $M$  характеризуют количество выборок и МЛК соответственно. Тогда (8) можно представить как:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{U}\mathbf{A} + \mathbf{W}. \quad (15)$$

При этом оценка ковариационной матрицы:

$$\mathbf{R}_Y = E\{\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H\} = \mathbf{U}\mathbf{R}_A\mathbf{U}^H + \sigma_v^2\mathbf{I}, \quad (16)$$

где  $\mathbf{R}_A = E\{\mathbf{A}\mathbf{A}^H\}$ ,  $\mathbf{I}$  – единичная матрица.

Для оценки ковариационной матрицы  $\mathbf{R}_Y$  требуется  $Q$  наблюдений  $\mathbf{Y}$ . Для статистической однородности  $\mathbf{Y}$  измерения должны проводиться в пределах времени когерентности канала.  $\mathbf{U}$  является матрицей полного ранга, векторы-столбцы которой линейно независимы. Если предположить, что значение параметров  $\{a_m\}_{m=1}^M$  является постоянным, а фаза МЛК является случайной величиной, равномерно распределенной на интервале  $[0, 2\pi]$ , то ковариационная матрица  $\mathbf{R}_A$  будет невырожденной. Следовательно, ранг матрицы  $\mathbf{U}\mathbf{R}_A\mathbf{U}^H$  будет равен  $M$ , при  $M < Q$ . Вследствие этого,  $Q - M$  наименьших собственных значений  $\mathbf{R}_Y$  равны мощности шума. Собственные векторы, соответствующие  $Q - M$  наименьшим собственным значениям  $\mathbf{R}_Y$ , будут называться шумовыми векторами. Векторы, соответствующие  $M$  наибольшим собственным значениям  $\mathbf{R}_Y$ , называются сигнальными векторами. Таким образом,  $Q$ -мерное подпространство может быть разделено на 2 ортогональных подпространства – шумовое и сигнальное. Шумовое подпространство определяется как  $\mathbf{P} = [\mathbf{q}_{M+1}, \dots, \mathbf{q}_Q]$ , где  $\{\mathbf{q}_k\}_{k=M+1}^Q$ . В таком случае псевдоспектр *MUSIC* определяется как [21]:

$$S_{MUSIC} = \frac{1}{|\mathbf{P}\mathbf{u}(\tau)|^2}. \quad (17)$$

Поскольку вектор  $\mathbf{u}\{\tau_m\}_{m=1}^M$  является составляющей сигнального подпространства, то из свойства ортогональности шумового и сигнального подпространств справедливо  $\mathbf{P}\mathbf{u}(\tau_m) = 0$ .

Оценки *ToA*  $\{\hat{\tau}_m\}_{m=1}^M$  могут быть определены путем поиска таких значений задержки, при которых  $S_{MUSIC}$  в (17) достигает максимума. Соответственно, *ToA* оценивается путем определения первого пика псевдоспектра (17) на временной оси. На рисунке 6 приведена структурная схема алгоритма *MUSIC* для оценки *ToA*.

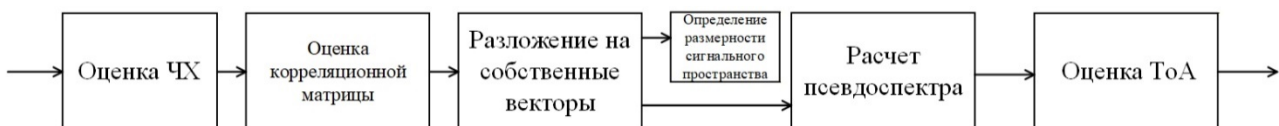
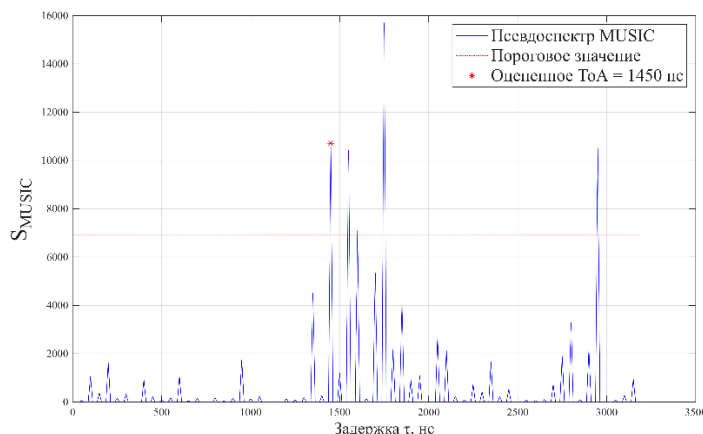


Рисунок 6 – Структурная схема алгоритма *MUSIC* для оценки *ToA*

Figure 6 – Block diagram of *MUSIC*-based *ToA* assessment method

На рисунке 7 приведена оценка *ToA* на основе алгоритма *MUSIC* при передаче сигнала БЛС *IEEE 802.11az* по модели радиоканала *A* группы *TGax*. Значение *ToA* на рисунке 7 соответствует моменту прихода первой МЛК. Благодаря ортогональности между сигнальным и шумовым подпространствами алгоритм *MUSIC* обладает хорошей производительностью при разделении близко расположенных МЛК. Кроме того, благодаря разделению снижается влияние шума при оценке *ToA*. Однако, сложность разложения собственных значений матрицы делает внедрение алгоритма *MUSIC* в системы реального времени затруднительным.



**Рисунок 7 – Псевдоспектр MUSIC для оценки  $ToA$**   
**Figure 7 – MUSIC pseudospectrum for  $ToA$  estimation**

**Оценка  $ToA$  с помощью метода обратной фильтрации и метода подпространств в условиях движения**

Определение  $ToA$  с помощью методов обратной фильтрации или метода подпространств возможно при статическом расположении ТД и ПУ. Однако, если ТД в БЛС *Wi-Fi* практически всегда неподвижны, то положение ПУ в пространстве может изменяться со временем. В отличие от статического случая, где характеристики канала считаются постоянными для всего периода наблюдения, здесь параметры канала и задержки МЛК могут изменяться при приеме  $k$ -го пакета. Значения  $ToA$  для МЛК также будут иметь зависимость от времени, поскольку расстояние между ТД и ПУ будет изменяться. При движении ПУ со скоростью  $v$  несущая частота принимаемого сигнала будет изменяться на максимальную величину:

$$\Delta f_D = \frac{v \cdot f_c}{c}. \tag{18}$$

В таблице 1 приведены значения доплеровского сдвига в зависимости от несущей частоты сигнала  $f_c$  и скорости движения  $v$  для двух несущих частот БЛС IEEE 802.11az.

**Таблица 1 – Значения доплеровского сдвига**  
**Table 1 – Doppler shift values**

Скорость движения $v$		Доплеровский сдвиг $\Delta f_D$ , Гц	
м/с	км/ч	$f_c = 2,4$ ГГц	$f_c = 5$ ГГц
0	0	0	0
1	3,6	8	16,6
5	18	40	83,3
10	36	80	166,6

Изменение несущей частоты приводит к искажению спектра принимаемого сигнала  $X(f)$ . Выполним оценку влияния этого искажения на точность измерения  $ToA$  в первом приближении. Пусть на некотором временном промежутке  $\Delta t$  при движении ПУ ЧХ канала при приеме  $k$ -го пакета будет равна:

$$H_k(f) = \frac{X_k(f)}{S_k(f)}. \tag{19}$$

При этом ИХ для  $k$ -го пакета определяется выражением:

$$h_k(\tau) = IFFT[H_k(f)]. \tag{20}$$

Значения  $ToA$  в таком случае по методу обратной фильтрации определяются из ИХ:

$$\tau_{k_{IFFT}} = \arg \max_{\tau} |h_k(\tau)| \tag{21}$$

Наконец, для временного интервала  $\Delta t$  и приема  $k$  пакетов получаем последовательность значений  $ToA = \{\tau_1, \dots, \tau_k\}$ . При применении метода подпространств с алгоритмом *MUSIC* в

случае движения ПУ на временном интервале  $\Delta t$  значения  $ToA$  также оцениваются для  $k$ -го принимаемого пакета. Псевдоспектр  $MUSIC$  описывается как:

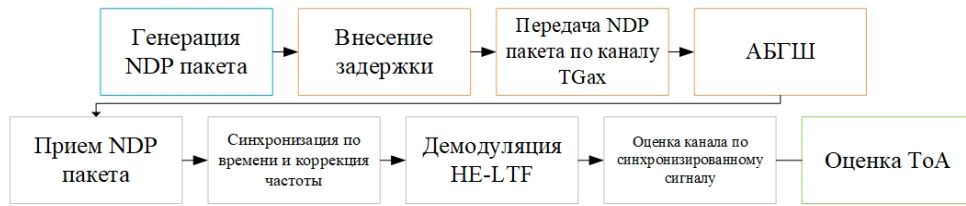
$$S_{MUSIC} = \frac{1}{|\mathbf{P}_k \mathbf{u}_k(\tau)|^2}. \quad (22)$$

Задержка прихода определяется как:

$$\tau_{kMUSIC} = \arg \max_{\tau} |S_{MUSIC_k}|. \quad (23)$$

Для установления степени влияния искажения спектра по косвенному признаку доплеровского сдвига частот рассмотрим далее порядок формирования, передачи, приема и обработки измерительных кадров БЛС IEEE 802.11az, по которым выполняется измерение  $ToA$ .

На рисунке 8 представлен процесс формирования и передачи сигнала по многолучевому каналу  $TGax$  с последующей обработкой на приемном устройстве.



**Рисунок 8 – Алгоритм передачи и приема сигнала в БЛС 802.11az**  
**Figure 8 – The algorithm of signal transmission and reception in 802.11az LAN**

На первом этапе формируется специализированный высокоэффективный пакет  $HE\text{-}NDP$  (*High Efficiency Null Data Packet*). Он содержит поле  $HE\text{-}LTF$  (*High Efficiency Long Training Field*), предназначенное для оценки характеристик многолучевого канала. Для моделирования задержки распространения к сгенерированному сигналу добавляется временная задержка, пропорциональная расстоянию между ТД и ПУ. Далее сигнал проходит через канал, испытывая ряд искажений, вызванных многолучевым распространением и наличием АБГШ. На приемной стороне происходит обнаружение начала пакета  $HE\text{-}NDP$  по преамбуле, содержащей короткое обучающее поле  $L\text{-}STF$  (*Legacy Short Training Field*). Далее происходит оценка смещения несущей частоты  $CFO$  (*Carrier Frequency Offset*) и последующая частотная коррекция. После устранения частотного сдвига осуществляется оценка ЧХ канала на основе поля  $HE\text{-}LTF$ . На последнем этапе происходит определение  $ToA$  с помощью метода обратной фильтрации или метода подпространств  $MUSIC$ .

Проведем сравнение точности определения  $ToA$  при оценке с помощью метода обратной фильтрации и метода подпространств для скоростей  $v$  и соответствующих им значений  $\Delta f_D$ , указанных в таблице 1. Ширина спектра  $B$  при моделировании равна 20 МГц, частота  $f_c = 5$  ГГц, количество поднесущих  $n = 252$ , мощность передаваемого сигнала 1 Вт,  $SNR = 25$  дБ, профиль многолучевого канала –  $TGax$  Модель А, количество итераций  $i = 1, \dots, 500$ . Абсолютная ошибка  $\Delta\tau$  при вычислении  $ToA$ , рассчитывается как:

$$\Delta\tau_i = |\tau_{ист_i} - \tau_{изм_i}|, \quad (24)$$

где  $\tau_{ист_i}$  – истинная задержка при распространении сигнала между ТД и ПУ,  $\tau_{изм_i}$  – оценка задержки с помощью метода обратной фильтрации или  $MUSIC$ .

Среднеквадратичное отклонение ошибки  $\sigma_{\Delta\tau}$  при оценке  $ToA$  определяется как:

$$\sigma_{\Delta\tau} = \sqrt{\frac{1}{500} \sum_{i=1}^{500} (\Delta\tau_i - \overline{\Delta\tau})^2}, \quad (25)$$

где  $\overline{\Delta\tau} = \frac{\sum_{i=1}^{500} \Delta\tau_i}{500}$  – среднее значение ошибки определения  $ToA$ . Доверительный интервал при расчете  $\sigma_{\Delta\tau}$  и  $\overline{\Delta\tau}$  составляет 95%. В таблице 2 приведены результаты оценки  $\sigma_{\Delta\tau}$ .

**Таблица 2 – СКО ошибки определения  $ToA$**   
**Table 2 – RMSE of  $ToA$  estimation**

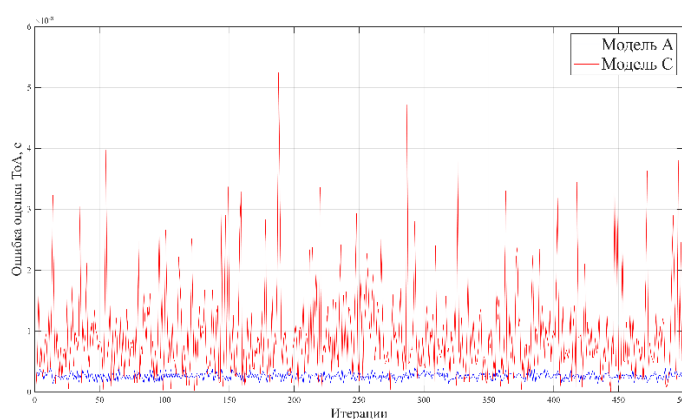
Доплеровский сдвиг $\Delta f_D$ , Гц	СКО $\sigma_{\Delta t}$ , нс	
	Обратная фильтрация	<i>MUSIC</i>
0	$0,58 \pm 0,04$	$0,34 \pm 0,02$
16,6	$0,57 \pm 0,04$	$0,31 \pm 0,02$
83,3	$0,58 \pm 0,04$	$0,31 \pm 0,02$
166,6	$0,57 \pm 0,04$	$0,34 \pm 0,02$

Из таблицы 2 можно сделать вывод о том, что величина доплеровского сдвига  $\Delta f_D$  не влияет на точность оценки  $ToA$ . Это связано с тем, что частотный сдвиг полностью компенсируется на этапе коррекции частоты принимаемого сигнала согласно обработке по схеме на рисунке 8. Максимальный частотный сдвиг, корректируемый в БЛС 802.11az, достигает 650 кГц [22]. Также отметим, что величина длительности  $NDP$  пакета в БЛС 802.11az составляет порядка 80 мкс. За время длительности одного пакета величина доплеровского сдвига также не оказывает заметного влияния в первом приближении: при движении ПУ со скоростью 10 м/с  $\Delta f_D \approx 166,6$  Гц, что соответствует оценке времени когерентности канала 12,5 мс; данная величина более чем на порядок превосходит длительность одного  $NDP$  пакета.

По результатам ИМ метод подпространств на основе алгоритма *MUSIC* обеспечивает меньшее значение СКО  $\sigma_{\Delta t}$ , по сравнению с методом обратной фильтрации. СКО ошибки при оценке  $ToA$  с помощью *MUSIC* составляет  $\sigma_{\Delta t} = (0,34 \pm 0,02)$  нс; при оценке методом обратной фильтрации  $\sigma_{\Delta t} = (0,57 \pm 0,04)$  нс. В дальнейшем, при определении расстояния между ПУ и ТД такая величина ошибки будет соответствовать отклонению измеренного расстояния от истинного в 0,09 м и 0,17 м соответственно.

### Оценка $ToA$ с помощью метода обратной фильтрации и метода подпространств в условиях многолучевого канала

Убедившись в отсутствии влияния скорости движения на точность оценки  $ToA$  в БЛС 802.11az, выполним оценку влияния многолучевости согласно моделям группы *TGax* на точность дальномерных измерений. На рисунке 9 представлен график значений ошибки оценки  $ToA$  для метода обратной фильтрации в каналах *TGax* Модель А и Модель С.



**Рисунок 9 – Ошибка при измерении  $ToA$  методом обратной фильтрации при передаче сигнала по каналу *TGax* Модель А и Модель С**  
**Figure 9 – Error in measuring  $ToA$  by deconvolution when transmitting a signal over *TGax* channel Model A and Model C**

СКО при оценке  $ToA$  для модели А составило  $\sigma_{\Delta t} = (0,57 \pm 0,04)$  нс, в то время как для модели С  $\sigma_{\Delta t} = (7,7 \pm 0,48)$  нс. Согласно (1), при распространении сигнала по каналу *TGax* Модели А ИХ будет описываться как:

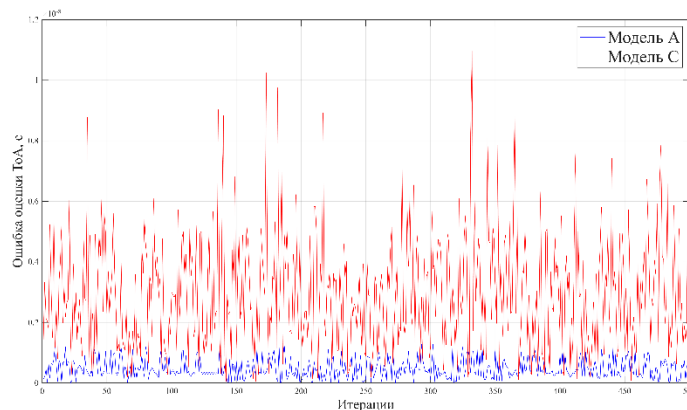
$$h(t) = a_m \delta(t - \tau_m), \quad (26)$$

поскольку число МЛК  $M = 1$ .

В то же время для *TGax* Модель *C* число кластеров равно 2, а число МЛК в каждом кластере равно 14. Тогда ИХ:

$$h(t) = \sum_{m=1}^{28} a_m \delta(t - \tau_m). \quad (27)$$

Оценка *ToA* в Модели *C* может быть осложнена в связи с наличием близко расположенных МЛК. Оценим ошибку измерения *ToA* при использовании алгоритма *MUSIC*, рисунок 10.



**Рисунок 10 – Ошибка при измерении *ToA* с помощью алгоритма *MUSIC* при передаче сигнала по каналу *TGax* Модель *A* и Модель *C***  
**Figure 10 – Error in measuring *ToA* using *MUSIC* algorithm when transmitting a signal over the *TGax* channel Model *A* and Model *C***

СКО при оценке *ToA* для Модели *A* составляет  $\sigma_{\Delta\tau} = (0,32 \pm 0,02)$  нс, в то время как для Модели *C*  $\sigma_{\Delta\tau} = (1,9 \pm 0,01)$  нс. Выделение первой МЛК при передаче сигнала по модели *A* достигается за счет разделения сигнального и шумового подпространств на основе собственных значений матрицы оценок канала. Для оценки ковариационной матрицы в (16) столбцы  $\mathbf{U}$  линейно независимы, луч *LoS* имеет фазу  $e^{-j2\pi\Delta f\tau_m}$ , при этом вектор  $\mathbf{u}(\tau_m)$  будет ортогонален шумовому подпространству. В псевдоспектре *MUSIC* эти векторы будут представлены в виде отдельных пиков. В свою очередь, для модели канала *C* среднеквадратический разброс задержек МЛК  $\sigma_{\tau_m} = 30$  нс. В частотной области разница фаз между близкими путями на поднесущей  $f_n$  составляет  $\Delta\varphi = 2\pi f_n \Delta\tau = 20^\circ$ . При такой фазовой разнице векторы  $\mathbf{u}(\tau_m)$  для каждой МЛК будут линейно зависимы и их разделение в подпространстве сигналов будет затруднено, что приводит к ошибочному определению *ToA* и увеличению СКО.

### Заключение

В работе представлено сравнение методов обратной фильтрации и подпространств при решении задачи оценки *ToA* принимаемого сигнала в БЛС 802.11az. Выполнено имитационное моделирование влияния доплеровского сдвига и характеристик многолучевого канала на точность оценки *ToA*. При характерных скоростях движения ПУ в БЛС доплеровский сдвиг частоты составляет от 16 до 80 Гц. Влияние этого сдвига на точность оценки *ToA* остается минимальным, что достигается за счет его компенсации при обработке на приеме.

Для канала Модели *A* с лучом прямой видимости *LoS* результаты моделирования показывают, что СКО оценки *ToA* методом обратной фильтрации составляет  $(0,57 \pm 0,04)$  нс, в то время как *MUSIC* обеспечивает СКО в  $(0,32 \pm 0,02)$  нс; при определении расстояния такие значения ошибки *ToA* могут приводить к отклонению от истинного на 0,09 м для *MUSIC* и 0,17 м для метода обратной фильтрации. Для канала Модели *C* с многолучевыми компонентами СКО при оценке *ToA* методом обратной фильтрации увеличивается до  $(7,7 \pm 0,48)$  нс, в

то время как *MUSIC* обеспечивает СКО в  $(1,9 \pm 0,01)$  нс для Модели С; при определении расстояния такие значения ошибки ТоА могут приводить к отклонению от истинного на 0,57 м для *MUSIC* и 2,3 м для метода обратной фильтрации.

Таким образом, показано, что метод подпространств, реализуемый с помощью алгоритма *MUSIC* в БЛС 802.11az устойчив к движению устройства внутри помещений и обеспечивает дециметровую точность дальномерных измерений.

#### Библиографический список

1. **Dai J.** A survey of latest Wi-Fi assisted indoor positioning on different principles // *Sensors*. 2023. Т. 23. № 18. С. 7961.
2. **Geok T.** Review of indoor positioning: Radio wave technology // *Applied Sciences*. 2020. Т. 11. № 1. С. 279.
3. **Jang B., Kim H.** Indoor positioning technologies without offline fingerprinting map: A survey // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2018. Т. 21. № 1. С. 508-525.
4. **Davidson P., Piché R.** A survey of selected indoor positioning methods for smartphones // *IEEE Communications surveys & tutorials*. 2016. Т. 19. № 2. С. 1347-1370.
5. **Deng Z.** Situation and development tendency of indoor positioning // *China Communications*. 2013. Т. 10. № 3. С. 42-55.
6. **Jais M.I.** Review of angle of arrival estimations through received signal strength indication for wireless sensors network // 2015 International Conference on Computer, Communications and Control Technology (I4CT). IEEE, 2015. – С. 354-359.
7. **Лазарев В.О., Фокин Г.А.** Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерными угломерными методами. Часть 1 // *Труды учебных заведений связи*. 2019. Т. 5. № 2. С. 88-100.
8. **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.
9. **Фокин Г.А., Лазарев В.О.** Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерными методами. Часть 2. 2D-моделирование // *Труды учебных заведений связи*. 2019. Т. 5. № 4. С. 65-78.
10. **Фокин Г.А., Лазарев В.О.** Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерными методами. Часть 3. 3D-моделирование // *Труды учебных заведений связи*. 2020. Т. 6. № 2. С. 87-102.
11. **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.
12. **Brooks T.** A review of position tracking methods // 1st International conference on sensing technology. 2005. С. 54-59.
13. **Багаев Е.С., Фокин Г.А.** Модели радиоканала для позиционирования в сетях стандарта IEEE 802.11 az // *АС Попова, посвященная Дню радио: сб. докладов [Электронный ресурс]*. URL: <https://confntores.etu.ru/2025/ru/sbornik-dokladov/> (дата обращения 17.11.2025).
14. **IEEE 802.11ax Task Group.** Channel Model Document [Electronic resource]. URL: [https://www.ieee802.org/11/Reports/tgax\\_update.html](https://www.ieee802.org/11/Reports/tgax_update.html). (Дата обращения 15.11.2025).
15. **IEEE 802.11ax Task Group.** TGax Simulation Scenarios [Electronic resource]. URL: [https://www.ieee802.org/11/Reports/tgax\\_update.html](https://www.ieee802.org/11/Reports/tgax_update.html). (Дата обращения 25.02.2026).
16. **Hahm M.D., Mitrovski Z.I., Titlebaum E.L.** Deconvolution in the presence of Doppler with application to specular multipath parameter estimation // *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2002. Т. 45. № 9. С. 2203-2219.
17. **Rogel N., Raphaeli D., Bialer O.** Time of arrival and angle of arrival estimation algorithm in dense multipath // *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2021. Т. 69. С. 5907-5919.
18. **Jakobsson A., Swindlehurst A.L., Stoica P.** Subspace-based estimation of time delays and Doppler shifts // *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2002. Т. 46. № 9. С. 2472-2483.
19. **Viberg M.** Subspace-based methods for the identification of linear time-invariant systems // *Automatica*. 1995. Т. 31. № 12. С. 1835-1851.

20. **Zhang Q.** Probability of resolution of the MUSIC algorithm // IEEE Transactions on Signal Processing. 1995. Т. 43. № 4. С. 978-987.
21. **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.
22. wlanCoarseCFOEstimate [Электронный ресурс]. URL: <https://www.mathworks.com/help/wlan/ref/wlancoarsecfoestimate.html> (Дата обращения 25.02.2026).

UDC 621.396.969

## INVESTIGATION OF METHODS TO ESTIMATE SIGNAL ARRIVAL TIME IN IEEE 802.11AZ WIRELESS LOCAL AREA NETWORKS

**E. S. Bagaev**, post-graduate Student, Department of wireless technologies and systems, SPbSUT, Saint-Petersburg, Russia;

orcid.org/0009-0006-9761-7032, e-mail: bagaev13@yandex.ru

**G. A. Fokin**, Dr. in technical sciences, full professor, Department of wireless technologies and systems, Head of the Department, SPbSUT, Saint-Petersburg, Russia;

orcid.org/0000-0002-5358-1895, e-mail: harley\_84@mail.ru

*The work evaluates the accuracy of determining the time of arrival of the ToA signal in wireless local area networks (LAN) of the 802.11az standard for location determination tasks. The aim of the work is to increase the accuracy of positioning LAN devices indoors. To achieve this goal, the scientific task of investigating the operation of reverse filtering methods and subspaces of MUSIC for ToA evaluation is being solved. The research of the methods is carried out by means of simulation modeling in multipath scenarios according to the standards of the BLS of the TGax group. It is established that for the most optimistic scenario of radio wave propagation conditions, formalized by the model of radio channel A of the TGax group, the minimum COE estimates of ToA are 0,57 and 0,31 ns for the reverse filtering method and the MUSIC subspace method, respectively. The established gain in the accuracy of primary measurements by the MUSIC method serves as a scientific justification for its practical implementation to achieve the set goal.*

**Keywords:** wireless local area network, positioning, 802.11az standard, multipath channel, Time-Of-Arrival, super-resolution algorithm.

**DOI:** 10.21667/1995-4565-2026-95-53-65

### References

1. **Dai J.** A survey of latest Wi-Fi assisted indoor positioning on different principles. *Sensors*. 2023. vol. 23, no. 18, pp. 7961.
2. **Geok T.** Review of indoor positioning: Radio wave technology. *Applied Sciences*. 2020, vol. 11, no 1, pp. 279.
3. **Jang B., Kim H.** Indoor positioning technologies without offline fingerprinting map: A survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2018, vol. 21, no. 1, pp. 508-525.
4. **Davidson P., Piché R.** A survey of selected indoor positioning methods for smartphones. *IEEE Communications surveys & tutorials*. 2016, vol. 19, no. 2, pp. 1347-1370.
5. **Deng Z.** Situation and development tendency of indoor positioning. *China Communications*. 2013, vol. 10, no. 3, pp. 42-55.
6. **Jais M.I.** Review of angle of arrival estimations through received signal strength indication for wireless sensors network. *2015 International Conference on Computer, Communications, and Control Technology (I4CT)*. IEEE, 2015, pp. 354-359.
7. **Lazarev V.O., Fokin G.A.** Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномными угломерными методами. Част' 1. *Trudy uchebnyh zavedenij svjazi*. 2019, vol. 5, no. 2, pp. 88-100. (in Russian).
8. **Guvenc I., Chong C.C.** A survey on TOA based wireless localization and NLOS mitigation techniques. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2009, vol. 11, no. 3, pp. 107-124.

9. **Fokin G.A., Lazarev V.O.** Ocenka točnosti pozicioniranja istočnika radioizlučenja raznostno-dal'nomernym i uglomernym metodami. Chast' 2. 2D-modelirovanie. *Trudy uchebnyh zavedenij svyazi*. 2019, vol. 5, no. 4, pp. 65-78. (in Russian).

10. **Fokin G.A., Lazarev V.O.** Ocenka točnosti pozicioniranja istočnika radioizlučenja raznostno-dal'nomernym i uglomernym metodami. Chast' 3. 3D-modelirovanie. *Trudy uchebnyh zavedenij svyazi*. 2020, vol. 6, no. 2, pp. 87-102. (in Russian).

11. **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.

12. **Brooks T.** A review of position tracking methods. *1<sup>st</sup> International conference on sensing technology*. 2005, pp. 54-59.

13. **Bagaev E.S., Fokin G.A.** Modeli radiokanala dlja pozicioniranja v setjah standartar IEEE 802.11 az (Radio channel models for positioning in IEEE 802.11 az networks). *AS Popova, posvjashhennaja Dnju radio*. URL: [https://conf-ntores.etu.ru/2025/ru/sbornik-dokladov/\(data obrashhenija 17.11. 2025\)](https://conf-ntores.etu.ru/2025/ru/sbornik-dokladov/(data obrashhenija 17.11. 2025)).

14. **IEEE 802.11ax Task Group.** Channel Model Document [Electronic resource]. URL: [https://www.ieee.org/11/Reports/tgax\\_update.html](https://www.ieee.org/11/Reports/tgax_update.html). (data obrashhenija 15.11.2025).

15. **IEEE 802.11ax Task Group.** TGax Simulation Scenarios [Electronic resource]. URL: [https://www.ieee.org/11/Reports/tgax\\_update.html](https://www.ieee.org/11/Reports/tgax_update.html). (data obrashhenija 25.02.2026).

16. **Hahm M.D., Mitrovski Z.I., Titlebaum E.L.** Deconvolution in the presence of Doppler with application to specular multipath parameter estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2002, pp. 45, no. 9, pp. 2203-2219.

17. **Rogel N., Raphaeli D., Bialer O.** Time of arrival and angle of arrival estimation algorithm in dense multipath. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2021, vol. 69, pp. 5907-5919.

18. **Jakobsson A., Swindlehurst A. L., Stoica P.** Subspace-based estimation of time delays and Doppler shifts. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2002, vol. 46, no. 9, pp. 2472-2483.

19. **Viberg M.** Subspace-based methods for the identification of linear time-invariant systems. *Automatica*. 1995, vol. 31, no. 12, pp. 1835-1851.

20. **Zhang Q.** Probability of resolution of the MUSIC algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1995, vol. 43, no. 4, pp. 978-987.

21. **Li X., Pahlavan K.** Super-resolution TOA estimation with diversity for indoor geolocation. *IEEE transactions on wireless communications*. 2004, vol. 3, no. 1, pp. 224-234.

22. wlanCoarseCFOEstimate [Electronic resource]. URL: <https://www.mathworks.com/help/wlan/ref/wlancoarsecfoestimate.html> (data obrashhenija 25.02.2026).