РАЗРАБОТКА И ОЦЕНКА МЕТОДОВ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ 6G В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-8-4-20

Manuscript received 05 July 2024; Accepted 24 July 2024

Научная статья подготовлена в рамках прикладных научных исследований СПбГУТ, регистрационный номер 1023031600087-9-2.2.4;2.2.5;2.2.6;1.2.1;2.2.3 в ЕГИСУ НИОКТР

Фокин Григорий Алексеевич,

СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия, grihafokin@gmail.com, fokin.ga@sut.ru Ключевые слова: 6G, AOA, FIM, позиционирование, синхронизация, ближняя зона, модель сферической волны, модель плоской волны

Технологии радиоинтерфейса сетей шестого поколения 6G продолжают тенденции совершенствования 5G NR, среди которых определяющими факторами являются переход в диапазон миллиметровых волн, увеличение ширины полосы частот до сотен мегагерц и рост размерности антенных решеток до нескольких десятков на базовых станциях gNB и пользовательских устройствах UE. Вместе с повышением плотности приемопередающих устройств и соответствующим уменьшением расстояния между gNB и UE до единиц метров обозначенные выше факторы приводят к необходимости учета сферического фронта волны и эффекта ближней зоны, которым в сетях предыдущих поколений дециметровых волн при исследовании вопросов связи и позиционирования радиотехническими методами обычно пренебрегали. В связи с переходом в диапазон субмиллиметровых или терагерцовых волн с шириной полосы до гигагерц и дальнейшим ростом размерности антенных решеток до сотен и тысяч учет эффекта ближней зоны для сетей 6G становится уже обязательным. В задачах позиционирования эффект ближней зоны может послужить дополнительным источником информации за счет сферического фронта волны и, при надлежащей пространственной обработке, повысить точность оценок координат. Вместе с локализацией условия ближней зоны открывают также дополнительные возможности синхронизации gNB и UE. Настоящая работа посвящена разработке математической и имитационной моделей для установления пределов точности и условий практической реализуемости однопозиционной оценки координат и синхронизации передатчиков пользовательских устройств UE на приемной базовой станции gNB в условиях ближней зоны. Представленная математическая формализация и программная реализация однопозиционного метода позиционирования показала практическую реализуемость совместной локализации и синхронизации передающего пользовательского устройства UE посредством пространственной обработки сигналов составными массивами антенной решетки на приемной базовой станции gNB с точностью до нескольких дециметров на удалении UE от gNB до пяти метров в условиях наличия и отсутствия прямой видимости.

Информация об авторе:

Фокин Григорий Алексеевич, д.т.н., доцент, профессор Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия

Для цитирования:

Фокин Г.А. Разработка и оценка методов позиционирования приемопередатчиков 6G в ближней зоне // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №8. С. 4-20.

For citation:

Fokin G.A. Development and evaluation of 6G transceiver positioning methods in the near field. T-Comm, vol. 18, no.8, pp. 4-20. (in Russian)

1. Введение

Объективная тенденция уплотнения пользовательских устройств UE (User Equipment) и базовых станций gNB (gNodeB) на уровне радиодоступа, проявившаяся в сетях пятого поколения 5G [1], продолжила свое развитие и в сетях шестого поколения 6G. На уровне радиоинтерфейса определяющим технологическим трендом стало использование многоантенных систем в совокупности с переходом в диапазон миллиметровых волн (MMB) [2]. Данные факторы открыли новое угломерное измерение для решения задач позиционирования как пользовательских устройств UE, так и транспортных средств VUE (Vehicle User Equipment) [3]. Если в сетях предыдущего поколения LTE (Long-Term Evolution) диапазона дециметровых волн (ДМВ) сбор и пространственная обработка угломерных измерений реализовывались преимущественно на стационарных базовых станциях [4], оборудованных многоэлементными антенными решетками (АР) [5], то в сетях NR (New Radio) с уменьшением длины волны и возможностью компактной реализации АР высокой размерности такая обработка стала возможной и на портативных пользовательских устройствах UE.

В сетях шестого поколения 6G ожидается переход в диапазон субмиллиметровых или терагерцовых волн в совокупности с еще большим увеличением размерности антенных решеток [7]. Перспектива такого развития ставит новые задачи как перед академическим сообществом, так и перед индустрией [8].

Квинтэссенцией эволюции сетей подвижной радиосвязи в направлении шестого поколения стало их новое восприятие как интегрированных сетей связи, локализации и зондирования (Localization and Sensing) [9, 10]. Такие сети, наряду с традиционными задачами радиосвязи, призваны решать и новые задачи позиционирования и зондирования радиотехническими методами и средствами [11].

Теоретические основы построения и сценарии практического использования сетей 6G в настоящее время находятся в стадии становления [6-11]; стоит отметить существенный вклад коллектива авторов под руководством Н. Wymeersch. Однако уже можно с уверенностью констатировать, что те новые факторы позиционирования, которые были ранее обозначены для сетей 5G [12-17], станут еще более актуальными и востребованными для сетей 6G. Одним из таких основополагающих факторов в сетях 6G является кривизна фронта волны в ближней зоне при распространении радиоволн (РРВ). Если при исследовании вопросов связи и позиционирования в сетях 4G LTE диапазона ДМВ достаточно было исходить из допущения о модели плоского фронта волны, то уже в сетях 4G NR диапазона MMB в ряде случаев необходимо было учитывать модель сферического фронта волны [12-17]. В сетях 6G данный учет становится насущной необходимостью в связи с дальнейшим увеличением: а) плотности сети радиодоступа и соответствующим уменьшением расстояния между gNB и UE; б) центральной несущей частоты и соответствующим уменьшением длины волны при переходе из миллиметрового в субмиллиметровый (терагерцовый) диапазон; в) размерности антенных решеток на gNB и UE; г) ширины полосы частот.

Порядок установление пределов точности позиционирования устройств в сетях 5G диапазона MMB путем перехода от информационной матрицы Фишера FIM (Fisher Information

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Маtrix) первичных дальномерных и угломерных измерений к FIM оценок координат PEB (Position Error Bound) и ориентации OEB (Orientation Error Bound) пользовательских устройств UE в пространстве для каналов вверх (UE \rightarrow gNB) и вниз (gNB \rightarrow UE) был исследован коллективом автором под руководством Z. Abu-Shaban [12]; последующим развитием исследования стала работа [13], где была показана работоспособность однопозиционного позиционирования UE уже при отсутствии синхронизации между gNB и UE, т.е. сценарий совместной локализации и синхронизации. Похожие исследования были проведены коллективом авторов под руководством A. Guerra [14, 15], где была показана PEB до одного метра и OEB до одного градуса.

Однако в работах [12-16] математическое и имитационное моделирование проводилось для условий плоского фронта волны в дальней зоне. Применительно к позиционированию в 5G пользовательских устройств UE в канале вверх с обработкой на базовой станции gNB это допущение было снято в работе [17].

Настоящая работа посвящена математической формализации сценариев учета сферического фронта волны в задачах позиционирования передающих пользовательских устройств UE однопозиционным методом при обработке дальномерных и угломерных измерений на одной приемной базовой станции gNB.

Объектом исследования в настоящей работе являются интегрированные сети связи, локализации и зондирования 6G. Предметом исследования являются модели и методы позиционирования передатчиков пользовательских устройств UE на приемной базовой станции gNB в условиях ближней зоны. Целью является формализация и апробация моделей и методов локализации и синхронизации устройств 6G в ближней зоне. Задачей является разработка математической и имитационной моделей для установления пределов точности и условий практической реализуемости однопозиционного метода оценки координат и синхронизации передающих пользовательских устройств UE единственной приемной базовой станцией gNB в интегрированных сетях связи, локализации и зондирования 6G.

Материал настоящей работы организован далее следующим образом. В разделе 2 приводится постановка задачи позиционирования в ближней зоне, включая математическую модель работы gNB и UE в ближней зоне, оценку влияние ближней зоны и ширины полосы на фазу принятого сигнала, а также систематизацию сценариев учета эффекта ближней зоны и ширины полосы сигнала. В разделе 3 формализуется математический аппарат для установления пределов точности позиционирования в дальней зоне для узкополосной модели, а также описывается порядок работы метода позиционирования единым массивом АР. В разделе 4 формализуются математический аппарат для установления пределов точности позиционирования в ближней зоне для широкополосной модели, а также описывается порядок работы метода позиционирования составными массивами АР. В разделе 5 показан порядок перехода от FIM первичных измерений к пределам точности оценок координат по метрике РЕВ, а также рассматривается программная реализация и результаты расчета РЕВ в различных сценариях. В разделе 6 приводится программная реализация методов позиционирования с единым и составными массивами АР, а также анализируются результаты работы этих методов в различных условиях сетей 6G. Выводы представлены в разделе 7.

2. Постановка задачи позиционирования в ближней зоне

2.1. Математическая модель работы gNB и UE в ближней зоне

Рассмотрим сценарий территориального распределения передатчика пользовательского устройства UE и приемника базовой станции gNB в условиях ближней зоны [17] на плоскости (

рис. 1).



Рис. 1. Сценарий приема линейной антенной решеткой в ближней зоне

Допустим, приемная gNB оборудована линейной эквидистантной антенной решеткой ULA (Uniform Linear Array) с N + 1 элементами, а передающее UE оборудовано единственной антенной. Обозначим через $\mathbf{x} = [x, y]^T \in \mathbb{R}^2$ неизвестные координаты UE. Пусть центральный элемент ULA с нулевым индексом n = 0, являющийся фазовым центром gNB, расположен в начале координат $\mathbf{x}_0 = [0,0]^T$, тогда расстояние от UE до фазового центра gNB можно определить как:

$$d = \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_0\| = \|\mathbf{x}\| \tag{1}$$

где $\|\mathbf{x}\|$ – евклидова норма вектора $\mathbf{x} = [x_1, ..., x_N]^T$; является геометрическим расстоянием между двумя точками в *N*-мерном пространстве и вычисляется как:

$$\|\mathbf{x}\| = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} |x_i|^2}.$$
 (2)

Угол прихода AOA (Angle of Arrival) сигнала от UE на gNB можно представить выражением:

$$\theta = \arccos(x/d) \tag{3}$$

В полярной системе координат местоположение UE на плоскости можно представить парой $\mathbf{x} = [d, \theta]^T \in \mathbb{R}^2$.

Обозначим координаты n – го элемента ULA как: $\mathbf{x}_n = [n\Delta, 0]^T$

$$\mathbf{x}_n = [n\Delta, 0]^T; n \in \{-N/2, \dots, N/2\};$$
(4)

где Δ – расстояние между элементами ULA, равное половине длины волны:

$$\Delta = \lambda_c / 2 ; \qquad (5)$$

где длина волны λ_c связана с центральной несущей частотой f_c соотношением:

$$\lambda_c = c/f_c \,; \tag{6}$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света.

Допустим, пользовательское устройство UE при передаче на базовую станцию gNB характеризуется некоторым сдвигом *B* временной синхронизации, выраженным в метрах, т.е. радиолиния UE \rightarrow gNB изначально не синхронизирована. Для передачи UE использует известный gNB сигнал с ортогональным частотным мультиплексированием OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) с шириной полосы занимаемых частот [17]:

$$W = (K+1)\Delta_f; \tag{7}$$

где общее число поднесущих k равно K + 1, а Δ_f – разнос между соседними поднесущими. Будем далее полагать, что индексы K + 1 поднесущих принимают значения в диапазоне $k \in \{-K/2, ..., K/2\}$.

Обозначим истинное расстояние между UE и *n* – м элементом ULA gNB:

$$d_n = \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_n\|_2. \tag{8}$$

Обозначим измеренное расстояние между UE и n - м элементом ULA gNB (первичные дальномерные измерения) с учетом сдвига синхронизации *B* как:

$$\delta_n = d_n - B. \tag{9}$$

где сдвиг синхронизации в радиолинии UE \rightarrow gNB равен разности измеренного δ_n и истинного d_n расстояний:

$$B = d_n - \delta_n. \tag{10}$$

Принимая во внимание сделанные выше допущения, OFDM сигнал, принятый n - м элементом ULA gNB на k - й поднесущей в сценарии одного луча прямой видимости LOS (Line of Sight) и L многолучевых компонент (МЛК, MPC – Multipath Components) в условиях отсутствия прямой видимости NLOS (Non Line of Sight), можно представить обобщенной моделью [17]:

$$y_{n}[k] = \alpha_{n} s[k] e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\xi_{n}[k]} +$$

$$\sum_{l=1}^{L} \alpha_{n,l} s[k] e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\xi_{n,l}[k]} + w_{n}[k].$$
(11)

где $w_n[k]$ – слагаемое аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ, AWGN – Additive White Gaussian Noise) с нулевым средним и дисперсией $N_0/2$; где спектральная плотность мощности (СПМ) шума равна $N_0 = \&T_0 = 4.0 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц при постоянной Больцмана $\&k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К и температуре $T_0 = 290$ К.

Обозначим комплексный коэффициент канала на *n* – м элементе ULA для луча прямой видимости LOS как [17]:

$$\alpha_n = \rho_n e^{j\psi}; \tag{12}$$

где амплитуда равна:

$$\rho_n = \lambda / (2\pi d_n); \tag{13}$$

а фаза определяется выражением:

$$\psi = -2\pi d_0 / \lambda. \tag{14}$$

Обозначим через P_t мощность передачи gNB, тогда спектральная плотность мощности сигнала определяется выражением:

$$P = P_t / W. \tag{15}$$

Аналогично, обозначим через $\alpha_{n,l}$ комплексный коэффициент канала на n - м элементе ULA для l - й МЛК;

 $\xi_{n,l}[k]$ – фаза l – й МЛК, возрастающая с индексом поднесущей k вследствие задержки l – й МЛК в условиях NLOS.

На центральном элемента ULA с индексом n = 0 в фазовом центре gNB на центральной поднесущей с индексом k = 0 фаза принятого сигнала равна нулю:

$$\xi_0[0] = 0. \tag{16}$$

Для остальных значений индексов ULA n и индексов поднесущих k фазу принятого сигнала можно определить следующим выражением [17]:

$$\xi_n[k] = (d_n - d_0) + k \frac{\delta_n}{(K+1)T_s f_c};$$
(17)

где длительность символа обратно пропорциональна ширине полосы частот:

$$T_s = 1/W. \tag{18}$$

Первое слагаемое в (17) $(d_n - d_0)$ определяется разницей расстояний от UE до n - го и нулевого элемента ULA. Второе слагаемое в (17) зависит от первичных дальномерных измерений δ_n с учетом сдвига синхронизации B.

Для математического анализа влияния эффекта ближней зоны и ширины полосы сигнала на точность позиционирования будем далее полагать, что компонента луча прямой видимости LOS является доминирующей на фоне MЛК NLOS так, что для l = 1, ..., L справедливо выражение:

$$|\alpha_n| \gg |\alpha_{n\,l}|, \forall l; \tag{19}$$

а сам комплексный коэффициент канала α_n на n - м элементе ULA для луча LOS при оценке координат непосредственно не используется и трактуется как неизвестный параметр. Также допустим, что спектр переданного сигнала симметричен по поднесущим так, что для k = 1, ..., K справедливо выражение:

$$|s[k]| = |s[-k]|.$$
(20)

Принятый сигнал в частотном домене можно представить матрицей комплексных чисел размерности $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{(N+1)\times(K+1)}$, которая является исходными данными для первичных измерений расстояния d (1) и угла прихода θ (3), на основе которых при последующей вторичной обработке выполняется оценка координат.

2.2. Влияние ближней зоны и ширины полосы на фазу принятого сигнала

Рассмотрим влияние эффекта ближней зоны и ширины полосы на фазу – $2\pi\xi_n[k]/\lambda$ принятого сигнала в (17) для следующих исходных данных: несущая частота $f_c = 28$ ГГц, ширина полосы сигнала W = 2 ГГц, число поднесущих ОFDM сигнала K = 257, число элементов антенной решетки N = 129, расстояние между элементами антенной решетки (АР) $\Delta = \lambda/2$. Рисунок 2 иллюстрирует зависимость фазы принятого сигнала от индекса n элемента AP для трех различных расстояний d_0 между передатчиком UE и фазовым центром антенной решетки приемника gNB. Рисунок 3 иллюстрирует зависимость фазы поднесущей OFDM сигнала для трех различных значений индексов n элементов антенной решетки приемника gNB при $d_0 = 0,1$ м, $B = -d_0$.

Анализ графиков на рисунке 2 позволяет сделать вывод о том, что в условиях ближней зоны при малом $d_0 = 0,1$ м фаза принятого сигнала проявляет нелинейную зависимость от индекса n элемента AP. Анализ графиков на рисунке 3 позволяет сделать вывод о том, что в условиях ближней зоны при малом $d_0 = 0,1$ м и широкой полосе W = 2 ГГц фаза принятого сигнала принимает различные значения для разных индексов n элемента AP, т.е. разные элементы AP фиксируют разную задержку δ_n прихода сигналов; также вследствие широкой полосы наблюдается зависимость фазы принятого сигнала от индекса k поднесущей OFDM сигнала.



Рис. 2. Пример влияния ближней зоны на фазу принятого сигнала



Рис. 3. Пример влияния ширины полосы на фазу принятого сигнала

2.3. Сценарии учета эффекта ближней зоны и ширины полосы сигнала

Таблица 1 систематизирует факторы, влияющие на точность позиционирования, и соответствующие им сценарии и условия, учитывающие влияние эффекта ближней зоны, а также ширину полосы сигнала.

Таблица 1

Сценарии учета эффекта ближней зоны и ширины полосы

Фактор	Сценарий	Условие
кривизна фронта	ближняя зона (SWM)	$0,62\sqrt{(N\Delta)^3/\lambda}$
волны		$ \langle \mathbf{x} \langle 2 (N\Delta)^2 / \lambda \rangle$
	дальняя зона (PWM)	$\ \mathbf{x}\ > 2 (N\Delta)^2 / \lambda$
ширина полосы	широкополосная модель	$W > c/(N\Delta)$
сигнала	узкополосная модель	$W < c/(N\Delta)$
искривление луча	широкополосная модель	$W > f_c / 10$

С точки зрения фактора учета кривизны фронта волны, различают сценарии ближней и дальней зоны.

В сценарии ближней зоны необходимо учитывать сферический фронт волны SWM (Spherical Wave Model), когда расстояние между UE и фазовым центром gNB $d = ||\mathbf{x}||$ удовлетворяет условию [17]:

$$0.62\sqrt{(N\Delta)^3/\lambda} < \|\mathbf{x}\| < 2(N\Delta)^2/\lambda.$$
⁽²¹⁾

В сценарии *дальней зоны* исходят из допущения о плоском фронте волны PWM (Plane Wave Model), когда расстояние между UE и фазовым центром gNB $d = ||\mathbf{x}||$ удовлетворяет условию [17]:

$$\|\mathbf{x}\| > 2 (N\Delta)^2 / \lambda. \tag{22}$$

С точки зрения фактора учета ширины полосы сигнала, различают сценарии широкополосной и узкополосной модели.

В сценарии *узкополосной модели* сигналы, принятые различными элементами антенной решетки, не разрешаются в домене времени, когда ширина полосы удовлетворяет условию [17]:

$$W < c/(N\Delta). \tag{23}$$

В сценарии *широкополосной модели* сигналы, принятые различными элементами антенной решетки, можно разрешить в домене времени, когда ширина полосы удовлетворяет условию:

$$W > c/(N\Delta). \tag{24}$$

С точки зрения учета соотношения между шириной полосы и центральной несущей частотой, для сценария широкополосной модели дополнительно выделяют эффект искривления луча (beam squint), при котором длина волны на различных поднесущих может существенно различаться; W и f_c при этом удовлетворяют условию [17]:

$$W > f_c / 10.$$
 (25)

Далее рассмотрим модели позиционирования в рассмотренных сценариях.

3. Позиционирование в дальней зоне для узкополосной модели

3.1. Информационная матрица Фишера первичных измерений

В сценарии дальней зоны для узкополосной модели сигнал, принятый n - м элементом антенной решетки gNB на $k - \ddot{u}$ поднесущей по одному лучу прямой видимости LOS, можно представить выражением [17]:

$$y_n[k] = \alpha_0 s[k] e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\xi_n[k]} + w_n[k];$$
 (26)

с фазой принятого сигнала $\xi_n[k]$:

$$\xi_n[k] = -n\Delta\cos\theta - k(d-B)r_f; \tag{27}$$

где

$$= W/f_c. \tag{28}$$

Данная модель получена в результате разложения в ряд Тейлора выражения $(d_n - d_0)$ в окрестности точки $n\Delta/d_0 = 0$ при $\delta_n \approx \delta_0$ и $\alpha_n \approx \alpha_0$ [18].

Обозначим вектор первичных измерений η

$$\boldsymbol{\eta} = [\rho, \psi, d, \theta, B]^T; \tag{29}$$

где ρ – амплитуда коэффициента канала (13); ψ – фаза коэффициента канала (14); d – расстояние от UE до фазового центра AP gNB (1); θ – угол прихода сигнала от UE на gNB (3); B – сдвиг синхронизации в радиолинии UE \rightarrow gNB (10).

Информационная матрица Фишера FIM (Fisher Information Matrix) $J^{S}(\eta)$ вектора первичных измерений η получается из суммы частных FIM $J_n[k]$, рассчитанных для каждой поднесущей k = 1, ..., K и каждого элемента антенной решетки n = 1, ..., N [17]:

$$\mathbf{J}^{s}(\mathbf{\eta}) = \sum_{n=-N/2}^{N/2} \sum_{k=-K/2}^{K/2} \mathbf{J}_{n}[k]; \qquad (30)$$

где частная FIM определяется выражением:

$$\mathbf{J}_{n}[k] = \frac{1}{N_{0}} |s[k]|^{2} \Re \left\{ \nabla_{\mathbf{\eta}}^{H} \left(\alpha_{0} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \xi_{n}[k]} \right) \nabla_{\mathbf{\eta}} \left(\alpha_{0} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \xi_{n}[k]} \right) \right\};$$
(31)

а производные вычисляются согласно:

$$\nabla_{\eta}^{T} \left(\alpha_{0} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\xi_{n}[k]} \right) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\xi_{n}[k]} \begin{bmatrix} e^{j\psi} \\ j\alpha_{0} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda}\alpha_{0}\frac{\partial\xi_{n}[k]}{\partial d} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda}\alpha_{0}\frac{\partial\xi_{n}[k]}{\partial \theta} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda}\alpha_{0}\frac{\partial\xi_{n}[k]}{\partial \theta} \end{bmatrix};$$
(32)

где частные производные вычисляются по формулам [17]:

$$\frac{\partial \xi_n[k]}{\partial d} = -kr_f; \tag{33}$$

$$\frac{\partial \xi_n[k]}{\partial \theta} = n\Delta \sin \theta ; \qquad (34)$$

$$\frac{\partial \xi_n[k]}{\partial B} = k r_f; \tag{35}$$

Обозначим через $J_{i,i'}$ элемент матрицы $J(\mathbf{\eta})$, располагающийся на $i - \mathbf{\ddot{\mu}}$ строке в $i' - \mathbf{M}$ столбце. Тогда из того, что $\Re\{j\} = 0$, следует, что $J_{1,i\neq 1} = 0$; таким образом, мы можем пренебречь параметром ρ при определении информационной матрицы Фишера и анализировать FIM вектора первичных измерений:

$$\mathbf{\eta} = [\psi, d, \theta, B]^T; \tag{36}$$

Введем вектор \mathbf{e}_i со всеми нулями, за исключением элемента с индексом i, равного единице. Также введем следующие обозначения:

$$\mathbf{b} = [1, 0, -1]^T; \tag{37}$$

ТЕХНОЛОГИИ

$$\gamma = |\alpha_0|^2 (2\pi/\lambda)^2 / N_0.$$
 (38)

С учетом сделанных допущений и обозначений, FIM $J^{S}(\eta)$ вектора первичных измерений η (36) для стандартной модели можно представить как [17]:

$$\mathbf{J}^{s}(\mathbf{\eta}) = \gamma \mathbf{J}_{1}^{s} + \gamma \mathbf{J}_{2}^{s} + \gamma \mathbf{J}_{3}^{s}; \tag{39}$$

где

$$\mathbf{J}_{1}^{S} = \left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^{2} E_{K,0} E_{N,0} \mathbf{e}_{1} \mathbf{e}_{1}^{T}; \tag{40}$$

$$\mathbf{J}_{2}^{S} = E_{K,2} E_{N,0} r_{f}^{2} \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{b}^{T} \\ \mathbf{b} & \mathbf{0}_{3\times3} \end{bmatrix};$$
(41)

$$\mathbf{J}_3^S = E_{K,0} E_{N,2} \Delta^2 \sin^2 \theta \, \mathbf{e}_3 \mathbf{e}_3^T; \tag{42}$$

$$E_{K,i} = \sum_{k=-K/2}^{K/2} k^i |s[k]|^2;$$
(43)

$$E_{N,i} = \sum_{n=-N/2}^{N/2} n^{i}.$$
 (44)

Верхний индекс *S* в выражении для $J^{S}(\eta)$ обозначает стандартную (Standard) – узкополосную модель для сценария дальней зоны. Направления, по которым получают информацию FIM, расположены *радиально* (вдоль линии от фазового центра антенной решетки gNB до UE) и по касательной (ортогонально линии от фазового центра AP gNB до UE).

3.2. Информационная матрица Фишера оценок координат

Обозначим неизвестные координаты UE в прямоугольной системе координат (СК) следующими выражениями:

$$x = d\cos\theta; \tag{45}$$

$$y = d\sin\theta. \tag{46}$$

Перевод FIM первичных измерений $J(\eta)$ в FIM оценок координат и сдвига синхронизации $J(\mathbf{x}, B)$ выполняется следующим образом:

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\psi}, \mathbf{x}, B) = \mathbf{T}^T \mathbf{J}(\mathbf{\eta}) \mathbf{T};$$
(47)

где Т – матрица Якоби, определяемая выражением [17]:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{1}^{t} \\ 0, x/d, y/d, 0 \\ 0, -y/d^{2}, x/d^{2}, 0 \\ \mathbf{e}_{4}^{T} \end{bmatrix}.$$
 (48)

Вследствие того, что фаза комплексного коэффициента канала ψ не зависит от других параметров первичных измерений, справедливо выражение [17]:

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}, B) = \gamma E_{K,2} E_{N,0} r_f^2 \mathbf{e}_{\mathbf{x}} \mathbf{e}_{\mathbf{x}}^T$$

$$+ \gamma E_{K,0} E_{N,2} \Delta^2 y^2 \frac{1}{\|\mathbf{x}\|^4} \mathbf{e}_{\mathbf{x},\perp} \mathbf{e}_{\mathbf{x},\perp}^T;$$
(49)

где

$$\mathbf{e}_{\mathbf{x}} = [x/d, y/d, 1]^{T};$$
(50)
$$\mathbf{e}_{\mathbf{x},\perp} = [-y/d, x/d, 0]^{T}.$$
(51)

Из ортогональности векторов $\mathbf{e}_{\mathbf{x}}$ и $\mathbf{e}_{\mathbf{x},\perp}$ следует, что декомпозицию слагаемых FIM (49) можно трактовать следующим образом: первичные измерения задержки по параметру *d* обеспечивают *радиальную* компоненту FIM с интенсивностью $\gamma E_{K,2}E_{N,0}r_f^2$, а первичные измерения угла прихода по параметру θ обеспечивают *касательную* компоненту FIM с интенсивностью $\gamma E_{K,0}E_{N,2}\Delta^2 y^2/||\mathbf{x}||^4$. Таким образом, угломерные измерения оказываются информативными на малых расстояниях *d*. Также из (49) следует, что матрица **J**(\mathbf{x}, B) имеет ранг два, поэтому неизвестный сдвиг синхронизации *B* и неизвестные координаты \mathbf{x} одновременно оценить не представляется возможным.

3.3. Порядок работы метода позиционирования единым массивом АР

Упорядочим выборки $y_n[k]$ принятого сигнала в частотном домене в матрицу комплексных чисел размерности $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{(N+1)\times(K+1)}$ вида [17]:

$$\mathbf{Y} = \alpha_0 \mathbf{a}_{N+1} (\cos \theta) \mathbf{a}_{K+1}^H (\delta_0 r_f) \mathbf{S} + \mathbf{W};$$
⁽⁵²⁾

где **S** – диагональная матрица, содержащая (K + 1) пилотных символов; $\mathbf{a}_{M+1}(\cdot)$ – вектор размера (M + 1), содержащий элементы:

$$[\mathbf{a}_{M+1}(\beta)]_m = e^{j2\pi\beta m/(M+1)}; m = (53) -M/2, \dots, M/2.$$

Используя свойство разреженности канала **Y**, применим двумерное быстрое преобразованием Фурье (БПФ) в домене частоты по поднесущим с оператором \mathbf{F}_{K+1} и в домене пространства по элементами единого массива антенной решетки с оператором \mathbf{F}_{N+1} к наблюдаемому сигналу $\mathbf{YS}^{H}(\mathbf{SS}^{H})^{-1}$, где исключено влияние пилотных символов [17]:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{F}_{N+1} \mathbf{Y} \mathbf{S}^H (\mathbf{S} \mathbf{S}^H)^{-1} \mathbf{F}_{K+1};$$
(54)

где \mathbf{F}_M – матрица дискретного преобразования Фурье размерности $M \times M$.

Данное преобразование в групповом сигнале позволяет анализировать сигналы различных пользователей по отдельности. Для повышения точности первичных измерений матрицу принятого сигнала **Y** можно дополнить нулями и затем выполнить двумерное БПФ повышенной размерности. Максимум **|Z|** показывает оценку угла прихода соз θ и расстояния $\delta_0 r_f$. Вследствие того, что матрица FIM **J**(**x**, *B*) имеет ранг два, то оценка координат **x** может быть получена только при известном сдвиге синхронизации *B*. Сложность работы описанного выше алгоритма по единому массиву AP имеет порядок $O(NK \log KN)$.

4. Позиционирование в ближней зоне для широкополосной модели

4.1. FIM в ближней зоне для узкополосной модели

Если сигналы, приходящие на различные элементы антенной решетки, оказываются не разрешимыми в домене задержки, используется обобщенная модель принятого сигнала (11) с фазой (17), которая принимает значения:

$$\xi_n[k] = d_n + (kr_f - 1)d - kr_f B.$$
(55)

Информационная матрица Фишера вектора $\mathbf{\eta} = [\psi, d, \theta, B]^T$ первичных измерений в ближней зоне для узкополосной модели определяется как [17]:

$$J^{N}(\mathbf{\eta}) = \gamma \frac{A_{0}^{(0)}}{E_{N,0}} J_{1}^{S} + \gamma \frac{A_{0}^{(0)}}{E_{N,0}} J_{2}^{S} + \gamma \frac{A_{2}^{(0)}}{E_{N,2}} J_{3}^{S} + \gamma I_{N}^{N}$$
(56)

2

 \cdot (i)

где

$$A_i^{O^{\mathcal{I}}} =$$

$$\sum_n (d/d_n)^{j+2} n^{-i};$$

$$I_n^{\mathcal{I}} =$$
(57)

$$\frac{A}{\pi} E_{K,0} \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{j}^T \\ \mathbf{j} & \mathbf{0}_{3\times 3} \end{bmatrix};$$
(58)
$$\mathbf{I}_{S}^{N} =$$

$$E_{K,0} \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0}^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0}^T & \mathbf{0} \end{bmatrix};$$
(59)

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{d} \cos \theta A_1^T + A_0^{(1)} - & (60) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} & A_0 \ , A_1 \ \Delta \sin \theta \ , 0 \] \ , \\ & C_{1,1} = A_0^{(0)} + A_0^{(2)} - \\ & 2 \left(\frac{\Delta}{d} \cos \theta \ A_1^{(2)} + A_0^{(1)} - \\ & \frac{\Delta}{d} \cos \theta \ A_1^{(1)} \right) + \end{aligned}$$
(61)

$$\frac{\Delta^2}{d^2} A_2^{(2)} \cos^2 \theta ;$$

$$C_{1,2} = C_{2,1} =$$

$$\Delta \sin \theta A_1^{(2)} - \Delta \sin \theta A_1^{(1)};$$
(62)

$$C_{2,2} = 0.$$
 (63)

Верхний индекс N в выражении $J^{N}(\eta)$ обозначает узкополосную (Narrowband) модель для сценария ближней зоны. Данный результат можно получить, подставив в (32) и затем в (31) следующие частные производные [17]:

$$\frac{\partial \xi_n[k]}{\partial d} = \frac{(d - n\Delta\cos\theta)}{d_n} - 1 + kr_f; \tag{64}$$

$$\frac{\partial \xi_n[k]}{\partial \theta} = \frac{dn\Delta \sin \theta}{d_n}; \tag{65}$$

$$\frac{\partial \xi_n[k]}{\partial B} = -kr_f. \tag{66}$$

Из анализа (56) следует, что первые три компоненты FIM в ближней зоне для узкополосной модели аналогичны с точностью до множителей соответствующим слагаемым в (39) для FIM в дальней зоне для узкополосной модели. Также из анализа (56) следует, что в FIM для ближней зоны появляются два дополнительных слагаемых J_4^N и J_5^N . Компонента J_4^N учитывает взаимосвязь фазы ψ комплексного коэффициента канала с расстоянием d до UE и углом прихода сигнала θ от UE. Диагональный элемент $C_{1,1}$ в компоненте J_5^N обеспечивает дополнительную информацию о расстоянии d, в результате чего матрица $J^N(\eta)$ приобретает полный ранг. Дополнительная информация о расстоянии d является следствием зависимости кривизны фронта волны от расположения UE относительно gNB.

4.2. FIM в дальней зоне для широкополосной модели

В дальней зоне для широкополосной модели используется обобщенная модель принятого сигнала (11) с фазой (17), которая принимает значения:

$$\xi_n[k] = -n\Delta\cos\theta + k(d_n - B)r_f. \tag{67}$$

Информационная матрица Фишера вектора $\mathbf{\eta} = [\psi, d, \theta, B]^T$ первичных измерений в дальней зоне для широкополосной модели определяется как [17]:

$$\mathbf{J}^{W}(\mathbf{\eta}) = \gamma \frac{A_{0}^{(0)}}{E_{N,0}} \mathbf{J}_{1}^{S} + \gamma \frac{A_{0}^{(0)}}{E_{N,0}} \mathbf{J}_{2}^{W} + \gamma \frac{A_{2}^{(2)}}{E_{N,2}} \mathbf{J}_{3}^{S} + \gamma \mathbf{J}_{4}^{W};$$
(68)

где

$$\mathbf{J}_{2}^{W} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_{0}^{(2)} & 0 & -A_{0}^{(1)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -A_{0}^{(1)} & 0 & A_{0}^{(0)} \end{bmatrix};$$
(69)

$$E_{K,2}r_{f}^{2}\frac{\Delta\cos\theta}{d}\begin{bmatrix}0&0&0&0\\0&A_{2}^{(2)}\cos\theta-2A_{1}^{(2)}&0&A_{1}^{(1)}\\0&0&0&0\\0&A_{1}^{(1)}&0&0\end{bmatrix};$$
(70)

Верхний индекс W в выражении $J^{W}(\eta)$ обозначает широкополосную (Wideband) модель для сценария дальней зоны. Данный результат можно получить, подставив в (32) и затем в (31) следующие частные производные [17]:

$$\frac{\partial \xi_n[k]}{\partial d} = kr_f \frac{(d-n\Delta\cos\theta)}{d_n}; \tag{71}$$

$$\frac{\partial \xi_n[k]}{\partial \theta} = n\Delta \sin \theta ; \qquad (72)$$

$$\frac{\partial \xi_n[k]}{\partial B} = -kr_f. \tag{73}$$

Из анализа (68) следует, что *радиальная* компонента FIM в J_2^W теперь масштабируется. Также из анализа (68) следует, что в FIM для широкополосной модели появляется дополнительное слагаемое J_4^W , которое содержит информацию о расстоянии d до UE с коэффициентом $E_{K,2}r_f^2 \Delta^2 \cos^2 \theta/d^2$, существенным для больших отношений Δ/d . Эта компонента информации больше при $\theta \approx 0$, когда расширение задержки максимально. Следует отметить, что информация, извлекаемая благодаря широкой полосе в широкополосной модели FIM (68), как правило, меньше информации, извлекаемой из условий ближней зоны в FIM (56).

4.3. Порядок работы метода позиционирования составными массивами AP

При малых расстояниях между элементами антенной решетки, например, при $\Delta = \lambda/2$, прирост объема информации в FIM в условиях ближней зоны превышает таковой для широкополосной модели. Данный тезис подтверждается также и графиками на рисунках 2 и 3, где нелинейная зависимость фазы от индекса элемента антенной решетки в ближней зоне на рисунке 2 проявляется более явно, чем разница зависимости наклона фазы от индекса поднесущей для различных элементов антенной решетки на рисунке 3. Таким образом, модель ближней зоны представляет больший потенциал с точки зрения точности позиционирования по сравнению с широкополосной моделью.

Представление модели принятого сигнала в ближней зоне отличается от вида (52) и может в результате применения двумерного быстрого преобразования Фурье (2D-FFT – 2 Dimensional Fast Fourier Transform) дать несколько пиков. Для оценки угла прихода и расстояния можно обобщить метод, описываемый выражением (54), на случай составных массивов многоэлементной антенной решетки. Для этого выполняется разделение массива AP, или строк матрицы **YS**^H(**SS**^H)⁻¹ на

неперекрывающиеся составные массивы из \tilde{N} элементов. Составной массив \tilde{n} , соответствующий наблюдению $\mathbf{Y}_{\tilde{n}}$ принятых сигналов на элементах от $(\tilde{n}-1)\tilde{N}+1$ до $\tilde{n}\tilde{N}$ с центром в элементе с координатами $\tilde{\mathbf{x}}_{\tilde{n}} = -\mathbf{x}_{-N/2} + [\Delta(\tilde{n}-1)\tilde{N}+1+\tilde{N}/2, 0]^T$; нумерация индексов \tilde{n} начинается с единицы. Значение \tilde{N} выбирается так, чтобы удовлетворить следующим условиям.

Для *дальней зоны* допущение о работе в условиях дальней зоны соблюдается в пределах составного массива антенной решетки при условии:

$$\widetilde{N} \le \sqrt{d\lambda}/(2\Delta^2);$$
(74)

где d – ожидаемое расстояние от gNB до UE.

Для узкополосной модели МЛК оказываются неразрешимыми в домене задержек в каждом составном массиве при условии:

$$\widetilde{N} \ll c/(W\Delta). \tag{75}$$

При одновременном выполнении условий (74) и (75), а также при $\tilde{N} \ge 1$ метод, описываемый выражением (54), может использоваться для каждого составного массива антенной решетки по отдельности, обеспечивая, таким образом, всего $|(N + 1)/\tilde{N}|$ оценок [17]:

$$\hat{\theta}_{\tilde{n}} = \arccos\left(\frac{x - \tilde{x}_{\tilde{n}}}{\|\mathbf{x} - \tilde{x}_{\tilde{n}}\|}\right) + w_{\theta, \tilde{n}}; \tag{76}$$

$$\hat{\delta}_{\tilde{n}} = \|\mathbf{x} - \tilde{\mathbf{x}}_{\tilde{n}}\| - B + w_{\delta,\tilde{n}}; \tag{77}$$

где $w_{\theta,\tilde{n}}$ и $w_{\delta,\tilde{n}}$ – ошибки первичных угломерных и дальномерных измерений с дисперсиями $\sigma_{\theta,\tilde{n}}^2$ и $\sigma_{\delta,\tilde{n}}^2$ соответственно, возникающие вследствие шума и конечной размерности БПФ. Из совокупности оценок (76) и (77) можно восстановить координаты UE **x** из пересечения линий с заданными направлениями прихода сигналов $\hat{\theta}_{\tilde{n}}$ (76), а также сдвиг синхронизации *B* из оценок задержек времен прихода сигналов $\hat{\delta}_{\tilde{n}}$ (77). Таблица 2 формализует описанный выше алгоритм позиционирования и синхронизации UE с использованием разделения массива антенной решетки на набор из \tilde{N} составных массивов AP [17].

Таблица 2

Алгоритм позиционирования и синхронизации составными массивами AP в ближней зоне

1	Процедура позиционирования и синхронизации составными
1	массивами АР в ближней зоне
2	Определение $\widetilde{N} \in \mathbb{N}_{\geq 1}$
	$\widetilde{N} \leq \sqrt{ar{d}\lambda}/(2\Delta^2)$ и $\widetilde{N} \ll c/(W\Delta)$
3	Разделим строки Y на блоки размера \widetilde{N}
4	for $\tilde{n} = 1 : \lfloor (N+1)/\tilde{N} \rfloor$ do
5	Обозначим блок \tilde{n} как $\mathbf{Y}_{\tilde{n}}$
6	Оценим $\hat{\theta}_{\tilde{n}}$ и $\hat{\delta}_{\tilde{n}}$ из Y _{\tilde{n}} согласно (54)
7	end for
8	Оценка координат х
	$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x}}{\operatorname{argmin}} \sum_{\tilde{n}}^{\lfloor (N+1)/\tilde{N} \rfloor} \frac{\left(\hat{\theta}_{\tilde{n}} - \arccos\left(\frac{x - \tilde{x}_{\tilde{n}}}{\ \mathbf{x} - \tilde{x}_{\tilde{n}}\ }\right)\right)^2}{2\sigma_{\theta,\tilde{n}}^2}$
9	Оценка сдвига синхронизации В
	$B = \underset{B}{\operatorname{argmin}} \sum_{\tilde{n}}^{\lfloor (N+1)/\tilde{N} \rfloor} \frac{\left(\hat{\delta}_{\tilde{n}} - \ \mathbf{x} - \tilde{\mathbf{x}}_{\tilde{n}}\ + B\right)^2}{2\sigma_{\delta,\tilde{n}}^2}$
10	Возврат х̂ и <i>В</i>

11 Завершение процедуры позиционирования и синхронизации составными массивами АР в ближней зоне

Вычислительная сложность представленного выше алгоритма имеет порядок $O(NK \log \tilde{N}K)$. В стандартном сценарии – в условиях дальней зоне и узкополосной модели – значение \tilde{N} равно $\tilde{N} = N + 1$ и алгоритм позиционирования и синхронизации составными массивами в ближней зоне сводится к выражению (54) и алгоритму позиционирования в дальней зоне для узкополосной модели.

5. Расчет нижней границы погрешности оценок координат РЕВ

5.1. Инициализация параметров расчета

Выполним имитационное моделирование для установления нижней границы погрешности оценок координат PEB (Position Error Bound) для рассмотренных выше сценариев и моделей.

Таблица 3 содержит используемые параметры имитационной модели (ИМ) для расчета РЕВ.

Таблица 3

Параметры ИМ для позиционирования в ближней зоне

Параметр	Значение
Несущая частота	$f_c = 28 \Gamma \Gamma$ ц
Длина волны	$\lambda pprox 0,0107$ м
Спектральная плотность мощности шума	$N_0 = 4,0 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц
Мощность передатчика gNB	$P_t = 1$ мВт
Число поднесущих	K = 257
Число элементов антенной решетки ULA	<i>N</i> = 129
Разнос элементов антенной решетки ULA	$\Delta = \lambda/2$
Сдвиг синхронизации UE	В = 20 м (≈ 66,7 нс)
Координаты UE	$\mathbf{x} = [1, 8]^T \text{ M}$
Координаты gNB	$\mathbf{x}_0 = [0, 0]^T$ м

С учетом значений, приведенных выше параметров (табл. 3) получим, что линейная эквидистантная AP из N = 129 элементов имеет размер 69,11 см и расстояние дальней зоны 89 м.

Скрипт 1 содержит инициализацию параметров.

Скрипт 1. Инициализация параметров имитационной модели

<pre>freeparam='W';</pre>	% па	араметр: W
% freeparam='Delta';	%	параметр: Delta
% freeparam='distance';	%	параметр: distance
% freeparam='N';	%	параметр: N
% freeparam='K';	%	параметр: К
K = 256;	% чи	исло поднесущих - 1
N = 128;	% чи	исло антенн - 1
fc = 28;	% не	есущая частота, ГГц
c = 0.3;	% сн	корость света, м/нс
lambda = c/fc;	%дл	ина волны, м
Delta = lambda/2;	% ра	азнос антенн, м
W = 0.1;	% ши	ирина полосы, ГГц
Pt=1;	% мо	ощность передатчика, мВт
NØ=290*1e3*1.381e-23*1e9;	% CI	1M шума, мВт/ГГц
% определение диапазона па	раме	етров по которым выполняется
оценка РЕВ:		
<pre>steps=20; xvec=1; yvec=8;</pre>		
<pre>switch (freeparam)</pre>		
case 'W'		
Wvec=logspace(-4,0	,ste	eps);
<pre>xaxisvec=Wvec;</pre>		
case 'Delta'		
Deltavec=lambda*()	ogsi	pace(-0.5.2.stens)):

xaxisvec=Deltavec/lambda;

```
case 'distance'
    xvec=logspace(-1,2,steps);
    yvec=logspace(0,2,steps);
    xaxisvec=sqrt(xvec(1).^2+yvec.^2);
case 'N'
    Nvec=2.^(floor(linspace(1,13,steps)));
    xaxisvec=Nvec;
case 'K'
    Kvec=2.^(floor(linspace(1,13,steps)));
    xaxisvec=Kvec;
```

end

Моделирование РЕВ выполняется в зависимости от следующих параметров: а) ширина полосы частот W; б) разнос элементов антенной решетки Δ ; в) расстояние между gNB и UE d; г) число элементов AP N; д) число поднесущих K. При исследовании зависимости РЕВ в диапазоне изменения одного из перечисленных параметров остальные параметры принимают фиксированные значения (табл. 3). Для этого в ИМ (

скрипт 1) используется переменная freeparam, по которой в конструкции switch-case формируется набор из числа steps ее значений xaxisvec в заданном диапазоне.

5.2. Сценарии расчета нижней границы погрешности оценок координат РЕВ

Вычисление нижней границы погрешности оценок координат РЕВ выполняется из информационной матрицы Фишера FIM оценок координат (47) размерности $\mathbf{J}(\psi, \mathbf{x}, B) \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ по формуле:

```
PEB = \sqrt{\text{trace}[\mathbf{J}^{-1}(\psi, \mathbf{x}, B)]_{2 \times 3, 2 \times 3}};
(78)
```

где trace{·} – оператор следа матрицы; след матрицы – это сумма элементов главной диагонали матрицы, то есть если a_{ii} элементы матрицы $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, то ее след:

$$\operatorname{tr} \mathbf{A} = \sum_{i=1}^{n} a_{ii} \,. \tag{79}$$

а операция trace $[\mathbf{J}^{-1}(\psi, \mathbf{x}, B)]_{2\times 3, 2\times 3}$ обозначает выбор составной матрицы 2×3 из матрицы $\mathbf{J}^{-1}(\psi, \mathbf{x}, B)$, исключающей диагональные элементы с ψ и B.

Оценка информационной матрицы Фишера FIM первичных измерений и FIM оценок координат с последующим вычислением нижней границы погрешности оценок координат PEB выполняется для следующих четырех сценариев расчета.

Первый сценарий №1, называемый обобщенной моделью, реализует вычисления для принятого сигнала (11) с фазой (17).

Остальные три сценария являются аппроксимацией первого сценария №1.

Второй сценарий №2, называемый стандартной узкополосной моделью в условиях дальней зоны, реализует вычисления FIM первичных измерений по формулам (39-44) для принятого сигнала (26) с фазой (27).

Третий сценарий №3, называемый узкополосной моделью в условиях ближней зоны, реализует вычисления FIM первичных измерений по формулам (56-63) для принятого сигнала (11) с фазой (55).

Четвертый сценарий №4, называемый широкополосной моделью в условиях дальней зоны, реализует вычисления FIM первичных измерений по формулам (68-70) для принятого сигнала (11) с фазой (67).

В сценариях 1, 3 и 4 моделируется как известный, так и

неизвестный сдвиг синхронизации В.

Скрипт 2 содержит команды, реализующие модели сценариев расчета РЕВ.

Скрипт 2. Модели сценариев расчета РЕВ

```
xUE = [xvec(1),yvec(1)];
                              % местоположение UE, [м, м]
disp('начало моделирования')
for l=1:steps
    disp(['шаг ' num2str(l) ' из ' num2str(steps) ' завер-
шен.']);
    switch (freeparam)
        case 'W
            W=Wvec(1);
        case 'Delta
            Delta=Deltavec(1);
        case 'N
           N=Nvec(1);
        case 'distance
            xUE(2)=yvec(1);
        case
            K=Kvec(1);
            W=Deltaf*(K+1):
    end
    d=norm(xUE);
                                  % расстояние между фазовым
центром АР и UE
    x=xUE(1):
                                  % х координата
    v=xUE(2):
                                  % у координата
                                  % AOA
    theta=acos(x/d);
    P = Pt/W*ones(1,K+1);
                                  % энергия на поднесушую
    iin=-N/2:1:N/2;
                                  % массив iin, используемый
лля индексации
    iik=-K/2:1:K/2:
                                  % массив iik, используемый
для индексации
    for m=1:6
        EK(m)=sum(P.*iik.^(m-1));
    end
    iin=-N/2:1:N/2;
    for m=1:6
        EN(m)=sum(iin.^(m-1));
    end
    Deltaf=W/(K+1);
                                  % разнос поднесущих
    rf=Deltaf/fc:
                                  % соотношение
    alpha=lambda/((4*pi*d));
    gamma=abs(alpha)^2/N0*(2*pi/lambda)^2;
    T=[1 \ 0 \ 0; \ 0 \ x/d \ y/d \ 0; \ 0 \ -y/d^2 \ x/d^2 \ 0; \ 0 \ 0 \ 1];
% Якобиян
    % сценарий 1: стандартный сценарий
    PEBstandard(:,1)=...
        getPEBStand-
ard(lambda,EK,EN,Delta,theta,rf,gamma,T);
    % сценарий 2: сценарий ближней зоны
    PEBNearField(:,1)=...
        getPEBNear
Field(lambda,EK,EN,Delta,theta,rf,gamma,T,x,y,N,d,N0);
    % остальные сценарии
    [PEBGeneral(:,1), PEBWideband(:,1)]=...
        getPEBGen-
eral(lambda,EK,EN,Delta,theta,rf,gamma,T,x,y,N,d,K,N0,P);
```

end

В цикле по числу steps значений заданного параметра freeparam вызываются функции getPEBStandard, getPEBNearField и getPEBGeneral для расчета PEB в сценарии №2, №3 и №1/4 соответственно.

5.3. Расчет РЕВ в дальней зоне для широкополосной модели

Скрипт 3 содержит программную реализацию функции getPEBGeneral обобщенной модели расчета нижней границы погрешности оценок координат РЕВ по сценарию №1 с

принятым сигналом (11) и фазой (17), а также по сценарию №4 для широкополосной модели в условиях дальней зоны с принятым сигналом (11) и фазой (67).

Скрипт 3. Обобщенная модель расчета РЕВ

```
function [PEBGeneral PEBWideband]=...
    getPEBGen-
eral(lambda,EK,EN,Delta,theta,rf,gamma,T,x,y,N,d,K,N0,P)
Jm=zeros(4,4);
Jm2=Jm;
ii=-N/2:1:N/2:
D=sqrt((x-ii*Delta).^2+y^2);
alphad=lambda./((4*pi*D)); % коэффициент канала, зависимый
от расстояния
for k=-K/2:K/2
    for n=-N/2:N/2
        dn=D(n+N/2+1);
        % обобщенная модель
        nabla1 = lambda/(2*pi);
nabla2 = (1+k*rf)*(d-n*Delta*cos(theta))/dn-1;
        nabla3= (1+k*rf)*n*Delta*sin(theta)*d/dn;
        nabla4= -k*rf;
        nabla=[nabla1 nabla2 nabla3 nabla4];
        Jtemp=.
         abs(al-
phad(n+N/2+1))^2/N0*(2*pi/lambda)^2*P(k+K/2+1)*nabla'*nabla;
        Jm=Jm+Jtemp;
        % широкополосная модель
        nabla1 = lambda/(2*pi);
        nabla2 = (k*rf)*(d-n*Delta*cos(theta))/dn;
        nabla3= n*Delta*sin(theta);
        nabla4= -k*rf;
        nabla=[nabla1 nabla2 nabla3 nabla4];
        Jtemp2=...
         abs(al-
phad(n+N/2+1))^2/N0*(2*pi/lambda)^2*P(k+K/2+1)*nabla'*nabla;
        Jm2=Jm2+Jtemp2;
    end
end
% РЕВ (общая модель)
J=Jm;
JP=T'*J*T;
tmp=inv(JP(1:3,1:3));
PEBGeneral(1)=sqrt(trace(tmp(2:3,2:3)));
tmp=inv(JP);
PEBGeneral(2)=sqrt(trace(tmp(2:3,2:3)));
% РЕВ (широкополосная модель)
J=Jm2;
JP=T'*J*T;
tmp=inv(JP(1:3,1:3));
PEBWideband(1)=sqrt(trace(tmp(2:3,2:3)));
tmp=inv(JP);
PEBWideband(2)=sqrt(trace(tmp(2:3,2:3)));
```

Результатом работы функции getPEBGeneral является нижняя граница погрешности оценок координат для обобщенной модели PEBGeneral и PEB для широкополосной модели в условиях дальней зоны PEBWideband, рассчитанная по (78).

Таблица 4 систематизирует аргументы, с которыми вызывается функция.

Таблица 4

Аргументы вызываемых функций для расчета РЕВ

Обозначение	Формула	Номер
lambda	$\lambda_c = c/f_c$	(6)
EK	$E_{K,i} = \sum_{k=-K/2}^{K/2} k^{i} s[k] ^{2}$	(43)
EN	$E_{N,i} = \sum_{n=-N/2}^{N/2} n^i$	(44)
Delta	$\Delta = \lambda_c/2$	(5)

theta	$\theta = \arccos(x/d)$	(3)
rf	$r_f = W/f_c$	(28)
gamma	$\gamma = \alpha_0 ^2 (2\pi/\lambda)^2 / N_0$	(38)
Т	Якобиан Т	(48)
d	$d_n = \ \mathbf{x} - \mathbf{x}_n\ _2$	(8)
Р	$P = P_t / W$	(15)
х, у	координата <i>х</i> и <i>у</i> UE	
N	число элементов АР	
К	число поднесущих	
NØ	СПМ шума	

5.4. Расчет РЕВ в ближней зоне для узкополосной модели

Скрипт 4 содержит программную реализацию функции getPEBNearField узкополосной модели в условиях ближней зоны для расчета нижней границы погрешности оценок координат PEB по сценарию №3 согласно принятому сигналу (11) с фазой (55). Расчет ведется по формулам (56)–(63).

Скрипт 4. Модель расчета РЕВ в ближней зоне для узкополосной модели

```
function PEB=getPEBNear-
Field(lambda, EK, EN, Delta, theta, rf, gamma, T, x, y, N, d, N0)
% вычисление РЕВ с наличием и отсутствием синхронизации в
ближней зоне
A=zeros(4,4);
ii=-N/2:1:N/2;
D=sqrt((x-ii*Delta).^2+y^2);
alphad=lambda./((4*pi*D));
                             % коэффициент канала, зависи-
мый от расстояния
for i=1:4
    for j=1:4
        A(i,j)=
        sum(ii.^(i-1).*(d./D).^(j-1).*abs(al-
phad).^2/abs(alphad(N/2+1))^2);
    end
end
J1=(2*pi/lambda)^(-2)*EK(1)*A(1,1)*[1 0 0 0]'*[1 0 0 0];
J2=EK(1)*A(3,1)*Delta^2*(sin(theta))^2*[0 0 1 0]'*[0 0 1
01;
J3=EK(3)*A(1,1)*rf^2*[0 1 0 -1]'*[0 1 0 -1];
t1= -Delta/d*cos(theta)*A(2,2)+A(1,2)-A(1,1);
t2=A(2,2)*Delta*sin(theta);
J4=(lambda/(2*pi))*EK(1)*[0 t1 t2 0;t1 0 0 0;t2 0 0 0; 0 0
0 0];
t3=EK(1)*(A(1,1)+A(1,3)-2*(Delta/d*cos(theta)*...
    A(2,3)+A(1,2)-Delta/d*cos(theta)*A(2,2)));
t3=EK(1)*(A(1,1)+A(1,3)-2*(Delta/d*cos(theta)*..
    A(2,3)+A(1,2)-
Delta/d*cos(theta)*A(2,2))+Delta^2*A(3,3)*(cos(theta)/d)^2)
t4=EK(1)*Delta*sin(theta)*((A(2,3)-A(2,2))-
Delta*A(3,3)*cos(theta)/d);
J8=[0 0 0 0; 0 t3 t4 0; 0 t4 0 0; 0 0 0 0];
J=abs(alphad(N/2+1))^2/N0*(2*pi/lambda)^2*(J4+J1+J2+J3+J8);
JP=T'*J*T;
% вычисление РЕВ с наличием и отсутствием синхронизации
tmp=inv(JP(1:3,1:3));
PEB(1)=sqrt(trace(tmp(2:3,2:3)));
tmp=inv(JP);
PEB(2)=sqrt(trace(tmp(2:3,2:3)));
```

5.5. Расчет РЕВ в дальней зоне для узкополосной модели

Скрипт 5 содержит программную реализацию функции getPEBStandard стандартной узкополосной модели в условиях дальней зоны для расчета нижней границы погрешности оценок координат PEB по сценарию №2 согласно принятому сигналу (26) с фазой (27). Расчет ведется по формулам (37-44).

Скрипт 5. Модель расчета РЕВ в дальней зоне для узкополосной модели

function PEB=getPEBStandard(lambda,EK,EN,Delta,theta,rf,gamma,T) % вычисление РЕВ с наличием и отсутствием синхронизации для % стандартного сценария: дальняя зона и узкополосная модель канала J1=(2*pi/lambda)^(-2)*EK(1)*EN(1)*[1 0 0 0]'*[1 0 0 0]; J2=EK(1)*EN(3)*Delta^2*(sin(theta))^2*[0 0 1 0]'*[0 0 1 0]; J3=EK(3)*EN(1)*rf^2*[0 1 0 -1]'*[0 1 0 -1]; J=gamma*(J1 + J2 + J3); % FIM первичных измерений JP=T'*J*T; % преобразование в FIM оценки координат % вычисление РЕВ с наличием и отсутствием синхронизации tmp=inv(JP(1:3,1:3)); PEB(1)=sqrt(trace(tmp(2:3,2:3))); tmp=inv(JP); PEB(2)=sqrt(trace(tmp(2:3,2:3)));

5.6. Результаты расчета РЕВ

Рассмотрим результаты расчета нижней границы погрешности оценок координат РЕВ для рассмотренных выше сценариев в зависимости от параметров.

Рисунок 4 иллюстрирует зависимость РЕВ от ширины полосы частот W. Анализ графиков на рисунке 4 позволяет сделать следующие выводы: а) в условиях дальней зоны стандартная (узкополосная) и широкополосная модели показывают снижение РЕВ с увеличением W; у широкополосной модели при неизвестном сдвиге синхронизации РЕВ выше более чем на три порядка по сравнению со случаем известного B; б) в условиях ближней зоны узкополосная и широкополосная (обобщенная) модели показывают снижение РЕВ при W > 100 МГц при известном сдвиге синхронизации B, а при неизвестном сдвиге синхронизации B наблюдается увеличение РЕВ.



Рис. 4. Зависимость РЕВ от ширины полосы частот

Рисунок 5 иллюстрирует зависимость РЕВ от разноса элементов антенной решетки Δ . Анализ графиков на рисунке 5 позволяет сделать следующие выводы: а) стандартная (узкополосная в дальней зоне) модель не зависит от Δ/λ ; б) обобщенная и узкополосная в ближней зоне модели показывают снижение РЕВ с увеличением Δ/λ как при известном, так и при неизвестном сдвиге синхронизации *B*; при малых Δ/λ и неизвестном сдвиге синхронизации *B* величина РЕВ выше; при достаточно больших Δ/λ с дальнейшим увеличением Δ/λ РЕВ начинает возрастать, что объясняется потерями при распространении радиоволн (РРВ), которые начинают сказываться с ростом Δ/λ ; в) широкополосная модель в дальней зоне при известном сдвиге синхронизации *B* в основном не зависит от Δ/λ , однако при достаточно больших Δ/λ с дальнейшим увеличением Δ/λ РЕВ начинает возрастать независимо от *B*, что объясняется значимыми потерями РРВ, которые начинают сказываться с ростом Δ/λ ; для малых $\Delta/\lambda < 1$ при неизвестном сдвиге синхронизации РЕВ выше более чем на три порядка по сравнению со случаем известного *B*.



Рис. 5. Зависимость РЕВ от разноса элементов антенной решетки

Рисунок 6 иллюстрирует зависимость РЕВ от расстояния между gNB и UE d. Анализ графиков на рисунке 6 позволяет сделать следующие выводы: а) с увеличением d все модели показывают увеличение PEB; при этом для случая неизвестного сдвига синхронизации B увеличение PEB более заветно; б) широкополосная модель дальней зоны корректно описывает PEB при d > 8 м, а при d < 8 м модель ближней зоны показывает более низкую величину PEB; в) на малых расстояниях при d < 2 м обобщенная модель показывает одинаковую величину PEB независимо от того, известен ли сдвиг синхронизации B, а с увеличением расстояния при d > 2 м величина PEB возрастает быстрее для случая неизвестного сдвига синхронизации B. Данные выводы подтверждают возможность совместной локализации и синхронизации UE в ближней зоне.



Рис. 6. Зависимость РЕВ от расстояния между gNB и UE



Рис. 7. Зависимость РЕВ от числа элементов антенной решетки



Рис. 8. Зависимость РЕВ от числа поднесущих

Из анализа графиков на рисунках 5 и 6 также следует, что наибольший вклад в снижение РЕВ дают эффекты ближней зоны, т.е. большого разноса Δ/λ и малого расстояния *d*. Рисунки 7 и 8 иллюстрируют зависимость РЕВ от числа элементов антенной решетки *N* и числа поднесущих *K* соответственно, из которых следует что увеличение *N* и *K* приводит к снижению РЕВ для всех моделей.

6. Моделирование метода позиционирования в ближней зоне

6.1. Инициализация параметров имитационной модели

имитационной модели работы алгоритма позиционирования и синхронизации.

Скрипт 6 содержит команды инициализации параметров

Скрипт 6. Инициализация параметров имитационной модели

% параметры имитационной модели	1
visualize=0;	% флаг визуализации БПФ и
оценки координат	
K =256;	% число поднесущих - 1
N = 128;	% число антенн - 1
fc = 28;	% несущая, ГГц
c = 0.3;	% скорость света, м/нс
lambda = c/fc;	% длина волны, м
Delta = lambda/2;	% разнос антенн, м
W = 0.1;	% ширина полосы, ГГц
Pt=1;	% мощность передатчика, мВт
N0 = 290*1.381e-23*1e3*1e9;	% СПМ шума, мВт/ГГц
(290K*Boltzmann)	
bias=20;	% сдвиг синхронизации UE, м
P = Pt/W*ones(1,K+1);	% энергия на поднесущую
Deltaf=W/(K+1);	% разнос поднесущих
rf=Deltaf/fc;	% соотношение
sigma=sqrt(10);	% корень квадратный коэффи-
циента отражателя	
steps=10;	% число расстояний из набора
для анализа	
sims=100;	% число реализаций ИМ на
каждое расстояние	
<pre>xaxisvec=logspace(-1,2,steps);</pre>	% вектор расстояний
iin=-N/2:1:N/2;	% массив iin для индексации
антенн	
iik=-K/2:1:K/2;	% массив iik для индексации
поднесущих	

Для исследования влияния условий ближней и дальней зоны на точность позиционирования в ИМ варьируется расстояние между UE и gNB; для этого в переменной xaxisvec в логарифмическом масштабе задается диапазон расстояний от 0,1 м до 100 м, а число вариантов расстояний *d*, для которых выполняется оценка координат UE, задается параметром steps.

6.2. Порядок работы имитационной модели

Скрипт 7 содержит программную реализацию основных циклов работы имитационной модели по оценке точности алгоритма позиционирования.

Скрипт 7. Основной цикл работы имитационной модели

```
for l=1:steps-1
    % формирование принятого сигнала
    for s=1:sims
        d=xaxisvec(1);
                                          % расстояние до UE
        theta=pi/2+(2*rand(1)-1)*pi/4; % AOA
        x=d*cos(theta);
                                          % х координата
        y=d*sin(theta);
                                          % у координата
        xUE=[x y];
        D=sqrt((x-iin*Delta).^2+y^2); % расстояние до каждой
антенны
        alphad=lambda./((4*pi*D));
                                          % амплитуда канала
        bias=rand(1)*100;
                                         % сдвиг синхронизации
UE, м
        psi=rand(1)*2*pi;
                                          % фаза канала
        Y=zeros(K+1,N+1);
        Ysc=zeros(K+1,N+1);
        % формирование сигнала QPSK
        si=2*(round(rand(1,K+1)))-1;
         sq=2*(round(rand(1,K+1)))-1;
         signals=sqrt(P/2).*(si+1i*sq);
        S=diag(signals);
        % формирование рассеивателя
        ds=rand(1)*100;
        thetas=rand(1)*pi;
        sx=ds*cos(thetas);
        sy=ds*sin(thetas);
        xsc=[sx sy];
        psisc=rand(1)*2*pi;
        % расстояние до каждой антенны
        Dsc=sqrt((sx-iin*Delta).^2+sy^2)+norm(xUE-xsc);
        Dscbs=sqrt((sx-iin*Delta).^2+sy^2);
        % амплитуды канала
        alphadsc=sigma*lambda./((4*pi*Dscbs*norm(xUE-xsc)));
        % цикл по элементам антенной решетки
        for n=-N/2:N/2
             ni=n+N/2+1;
             % формирование модели принятого сигнала в усло-
виях LOS
             Y(:,ni)=alphad(ni)*exp(1i*psi)*signals.'.*...
                 exp(-1i*2*pi/lambda*(D(ni)-D(N/2+1))...
-1i*2*pi/lambda*iik'*rf*(D(ni)-bias))+.
                 (randn(K+1,1)+1i*randn(K+1,1))*sqrt(N0/2);
             % формирование модели принятого сигнала в усло-
виях NLOS
             Ysc(:,ni)=Y(:,ni)+al-
phadsc(ni)*exp(li*psisc)*...
signals.'.*exp(-li*2*pi/lambda*...
                 (Dsc(ni)-Dsc(N/2+1))-.
                 ii*2*pi/lambda*iik'*rf*(Dsc(ni)-bias));
        end
        % использование единого массива АР при LOS, необходимо
знание В
        [x_hat2,~]=estimateLocation((inv(S'*S))*S'*Y,...
             lambda,Delta,W,c,0,d,bias,xUE,visualize);
        LocError2(1,s)=norm(xUE-x_hat2);
        % использование единого массива АР при NLOS, необ-
ходимо знание В
[x_hat2sc,~]=estimateLoca-
tion((inv(S'*S))*S'*Ysc,...
             lambda,Delta,W,c,0,d,bias,xUE,visualize);
        LocError2sc(1,s)=norm(xUE-x_hat2sc);
```

```
end
end
```

Первый внешний цикл for l=1:steps служит для исследования влияния расстояния d(1) между UE и gNB на точность позиционирования. Второй внутренний цикл for s=1:sims служит для усреднения погрешностей оценок координат при различных угловых расположениях UE относительно gNB, т.е. при фиксированном расстоянии d(1) и вариации угла прихода сигнала θ (3). Во внутреннем цикле после инициализации местоположения UE реализуются следующие процедуры. Сначала выполняется генерирование сигнала квадратурной фазовой манипуляции QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying). Затем инициализируется случайное в заданной области местоположение одного рассеивателя с координатами xsc; если в сценарии прямой видимости LOS рассеиватели отсутствуют, то в сценарии отсутствия прямой видимости NLOS рассеиватели служат для оценки точности позиционирования по однократно отраженным МЛК. В третьем внутреннем цикле for n=-N/2:N/2 по числу элементов антенной решетки реализуется формирование обобщенной модели принятого сигнала (11) с записью в переменную Ү для условий LOS и в переменную Ysc для условий NLOS. После выхода из цикла по числу элементов АР выполняется непосредственно позиционирование UE функцией estimateLocation.

В представленной выше программной реализации (скрипт 7) показан пример вызова функции estimateLocation для метода позиционирования единым массивом антенной решетки при известном сдвиге синхронизации *В* для условий LOS и NLOS.

Далее рассмотрим программную реализацию метода позиционирования, реализованного в функции estimateLocation.

6.3. Программная реализация метода позиционирования

Скрипт 8 содержит фрагменты программной реализации метода позиционирования и синхронизации в функции estimateLocation. Результатом работы является оценка координат x_hat и оценка сдвига синхронизации B_hat.

Скрипт 8. Реализация метода позиционирования и синхронизации

```
function [x_hat,B_hat]=estimateLocation(Y,lambda,Delta,W,c,...
useSubArray,dbar,bias,xUE,visualize)
K=size(Y,1)-1; N=size(Y,2)-1;
maxRange=(K+1)/W*c; rangeRes=c/W;
spatialFreqRes=lambda/(Delta*(N+1)); spatial-
FreqRange=lambda/Delta;
% оценка N для проверки стандартной (узкополосной в дальней зоне)
модели
Ntilde=min(N+1,...
min(ceil(sqrt(max(dbar,1)*lambda/(2*Delta^2))),ceil(10*c/(W
```

```
mın(ceil(sqrt(max(dbar,1)*lambda/(2*Delta^2))),ceil(10*c/(W
*Delta))));
% обработка блоков размера Ntilde
```

Ntest=floor((N+1)/Ntilde); Ntest=max(Ntest,1);

for n=1:Ntest

starti=(n-1)*Ntilde+1; % первая антенна составного массива endi=n*Ntilde; % последняя антенна составного массива

% апроксимация центра составного массива

loc(n,:)=[(starti+Ntilde/2)*Delta-N/2*Delta 0]; % используется более высокая размерность БПФ в пространственном домене

```
Nfft=10*N; Kfft=K+1;
    Yn=Y(:,starti:endi);
                            % захват наблюдения в составном
массиве АР
    % добавление нулей для БПФ более высокой размерности
    Yn=[Yn zeros(K+1,Nfft-Ntilde); zeros(Kfft-K-1,Nfft)];
    tmp=abs(ifft2(Yn));
    if (visualize)
        figure(n); mesh(1:Nfft,1:Kfft,tmp);
        xlabel('пространственный индекс'); ylabel('частот-
ный индекс'):
        title(['# используемых элементов AP = ' num2str(Ntilde)]);
    end
    mv=max(tmp(:)); [Ri,Ai]=find(tmp==mv);
    RangeEstimate(n)=mod((Ri-1)*rangeRes*(K+1)/(Kfft),maxRange);
    SF=lambda/(Delta*(Nfft))*Ai; % пространственная частота
    AOAestimate(n)=-acos(SF)+pi; % оценка AOA
end
if (or(Ntest==1,var(AOAestimate)==0))
    % позиционирование единым массивом AP
    RangeEstimate=RangeEstimate+bias:
    x_hat=[RangeEstimate*cos(AOAestimate) RangeEsti-
mate*sin(AOAestimate)];
else
    % позиционирование составными массивами АР: используем
только
    % углы для оценки координат и затем дальности для син-
хронизации
    x hat=intersect-
Lines(loc(Ntest/2,:),loc(Ntest/2+1,:),..
        AOAestimate(Ntest/2),AOAestimate(Ntest/2+1));
    if (visualize)
        for k1=1:Ntest
```

line([loc(k1,1) loc(k1,1)+ 4*dbar*cos(AOAestimate(k1))],...

```
[0 4*dbar*sin(AOAestimate(k1))]); hold on
end
```

plot(xUE(1),xUE(2),'r*'); plot(x_hat(1),x_hat(2),'b*');

end

```
for k1=1:Ntest
```

```
% оценка сдвига синхронизации в составном массиве
b_hat(k1)=norm(x_hat-loc(k1,:))-RangeEstimate(k1);
end
```

B_hat=mean(b_hat); % среднее по оценкам сдвига синхронизации

end

Таблица 5 систематизирует аргументы функции estimateLocation приведенной выше программной реализации метода позиционирования (скрипт 8).

Таблица 5

Аргументы функции estimateLocation метода позиционирования

Аргумент	Описание
Y	матрица $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times (K+1)}$ принятого сигнала
lambda	длина волны $\lambda_c = c/f_c$, м (6)
Delta	разнос элементов антенной решетки $\Delta = \lambda_c/2$, м (5)
W	ширина полосы частот, Гц
с	скорость света, $c = 3 \cdot 10^8$ м/с
useSubArray	признак использования метода составных масси- вов АР
dbar	варьируемое расстояние между gNB и UE, м
bias	сдвиг синхронизации UE относительно gNB, м
XUE	истинные координаты UE, используются для визуализации
visualize	признак визуализации

Первой процедурой функции estimateLocation является определение числа поднесущих K=size(Y,1)-1 и числа элементов AP N=size(Y,2)-1 из размерности матрицы Y.

Затем определяются пределы оцениваемой дальности maxRange=(K+1)/W*с и ее разрешения rangeRes=c/W через соотношение скорости света с, ширины полосы W и числа поднесущих К. Также определяются пределы пространственной частоты spatialFreqRange=lambda/Delta и ее разрешения spatialFreqRes=lambda/(Delta*(N+1)) через соотношение длины волны lambda, разнос элементов AP Delta и число элементов АР N. Затем выполняется оценка числа элементов Ntilde составных массивов антенной решетки в зависимости от параметров lambda, Delta, W, N, а также варьируемого расстояния dbar между gNB и UE. Число составных массивов антенной решетки определяется команлой Ntest=floor((N+1)/Ntilde). Дальнейшая обработка первичных измерений выполняется в цикле for n=1:Ntest по числу составных массивов Ntest. Для каждого составного массива AP вычисляются индексы первого starti=(n-1)*Ntilde+1 и последнего endi=n*Ntilde элемента AP с фазовым центром loc(n,:)=[(starti+Ntilde/2)*Delta-N/2*Delta 0]. Для повышения пространственного разрешения двумерного БПФ выполняется добавление нулей в матрицу принятого сигнала Ү. Далее от дополненной нулями матрицы Yn берется модуль двумерного обратного БПФ tmp=abs(ifft2(Yn)). Apryмeнты [Ri,Ai]=find(tmp==mv) максимума mv=max(tmp(:)) переменной tmp определяют первичные измерения: оценка расстояния вычисляется как RangeEstimate(n)=mod((Ri-1)*rangeRes*(K+1)/

(Kfft), maxRange), а оценка угла прихода командой AOAestimate(n)=-acos(SF)+рі через параметр пространственной частоты SF=lambda/(Delta*(Nfft))*Ai. Рисунок 9 иллюстрирует пример двумерного пространственного спектра принятого сигнала при обработке единым массивом антенной решетки, по которому извлекаются по одной оценке первичных измерений d (1) и θ (3). Оценка d (1) записывается в переменную RangeEstimate(n), а оценка θ (3) в переменную AOAestimate(n).



Рис. 9. Пример двумерного пространственного спектра принятого сигнала

В таком случае оценка координат UE $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}, \hat{y}]^T$ при известных координатах фазового центра gNB $\mathbf{x}_0 = [x_0, y_0]^T$ определяется выражением:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x}_0 + d[\cos(\theta), \sin(\theta)]^T; \tag{80}$$

где оценки координат равны соответственно (рис. 10,а):

$$\hat{x} = x_0 + d\cos(\theta); \tag{81}$$

$$\hat{y} = y_0 + d\sin(\theta). \tag{82}$$



Рис. 10. Сценарии позиционирования единым массивом и составными массивами

При первичной обработке составными массивами антенной решетки получается Ntest оценок первичных измерений d(1) и $\theta(3)$. В таком случае оценку координат UE можно оценить как точку пересечения хотя бы двух линий, которые характеризуются углами $\theta(3)$. Допустим, фазовые центры двух составных массивов AP gNB имеют координаты $\mathbf{x}_1 = [x_1, y_1]^T$, $\mathbf{x}_2 = [x_2, y_2]^T$ (

рис. 10,б). Для первого составного массива антенной решетки с координатами неизвестные координаты UE можно выразить через угол прихода θ_1 следующим образом:

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{y} - y_1}{\hat{x} - x_1} \right). \tag{83}$$

Из выражения (83) следует, что UE располагается на линии направления угла прихода сигнала θ_1 , описываемой выражением:

$$\hat{y} = y_1 + \tan \theta_1 \cdot (\hat{x} - x_1).$$
 (84)

Аналогичное выражение можно записать для линии направления угла прихода сигнала θ_2 второго составного массива антенной решетки:

$$\hat{y} = y_2 + \tan \theta_2 \cdot (\hat{x} - x_2).$$
 (85)

Объединяя выражения (84) и (85), получим оценку координаты \hat{x} для UE:

$$\hat{x} = \frac{y_2 - y_1 + \tan \theta_1 x_1 - \tan \theta_2 x_2}{\tan \theta_1 - \tan \theta_2}.$$
(86)

Подставив оценку координат UE \hat{x} (86) в одно из выражений (84) или (85), получим оценку координат UE \hat{y} .

Скрипт 9 содержит программную реализацию функции оценки координат путем поиска точки пересечения двух линий направлений прихода, задаваемых углами theta1 и theta2, исходящих из фазовых центров составных массивов

с координатами loc1 и loc2 соответственно, расположенных на оси x, т.е. при $y_1 = y_2 = 0$;

рис. 11 иллюстрирует пример оценки координат UE в результате пересечения двух линий углов прихода сигнала.

Скрипт 9. Реализация функции поиска точки пересечения линий АОА

```
function x_hat = intersectLines(loc1,loc2,theta1,theta2)
% вычисление точки пересечения отрезка из точки [loc1(1) 0]
c направлением
% AOA theta1 и отрезка из точки [loc2(1) 0] с направлением
AOA theta2
T1=tan(theta1);
T2=tan(theta2);
x=(loc1(1)*T1-loc2(1)*T2)/(T1-T2);
y=x*T1-loc1(1)*T1;
x_hat=[x y];
```



Рис. 11. Пример оценки координат в результате пересечения двух линий углов прихода

При позиционировании составными массивами антенной решетки по углам прихода сигнала полученная оценка расстояния d(1) может дополнительно использоваться для установления неизвестного сдвига синхронизации B путем усреднения оценок b_hat(k1) в цикле по числу составных массивов Ntest:

for k1=1:Ntest

% оценка сдвига синхронизации в составном массиве b_hat(k1)=norm(x_hat-loc(k1,:))-RangeEstimate(k1); end

B_hat=mean(b_hat); % среднее по оценкам сдвига синхронизации

6.4. Результаты моделирования метода позиционирования в ближней зоне

Оценим точность работы описанных методов позиционирования единым и составными массивами AP; в первом случае сдвиг синхронизации B предполагается всегда известным, а во втором случае выполняется совместная локализация и синхронизация при неизвестном B, а также локализация при известном B. Анализ проводится в условиях наличия единственной компоненты луча прямой видимости LOS, а также в условиях прямого и однократно отраженного луча при отсутствии прямой видимости NLOS. Рисунок 12 иллюстрирует зависимость корня из среднеквадратической ошибки (СКО, RMSE – Root Mean Squared Error) оценки координат UE в зависимости от расстояния *d* между gNB и UE.



Рис. 12. Зависимость RMSE от расстояния между gNB и UE

Анализ графиков на рисунке 12 позволяет сделать следующие выводы. Во-первых, наличие однократно отраженной многолучевой компоненты в условиях отсутствия прямой видимости NLOS приводит к увеличению RMSE для всех сценариев позиционирования. Это можно объяснить тем, что отраженная МЛК в условиях NLOS проявляется на двумерном пространственном спектре принятого сигнала как отдельный максимум, который не всегда можно отличить от луча прямой видимости LOS вследствие недостаточного разрешения по задержке; при ширине полосы $W = 100 \text{ M}\Gamma\mu$, разрешение составляет порядка c/W = 3 м. Также при увеличении расстояния между gNB и UE до d > 15 м получим, что $\tilde{N} \rightarrow 1$, поэтому МЛК становятся неразличимы. Во-вторых, увеличение расстояния между gNB и UE приводит к увеличению RMSE для всех сценариев позиционирования. В частности, при позиционировании составным массивом на расстоянии между gNB и UE d < 10 м RMSE при известном сдвиге синхронизации значительно ниже, чем при неизвестном В. В-третьих, использование метода составных массивов приводит к меньшему показателю RMSE по сравнению с методом позиционирования единым массивом антенной решетки. В-четвертых, одновременная локализация и синхронизация при неизвестном *B* реализуема на расстояниях между gNB и UE d < 5 м как в условиях LOS, так и в NLOS, что объясняется использованием эффекта кривизны фронта волны в ближней зоне.

7. Заключение

Оценка пределов точности однопозиционного метода оценки координат и синхронизации передающих пользовательских устройств UE по метрике PEB показала, что наибольший вклад в снижение PEB и возможность совместной локализации и синхронизации UE дают эффекты ближней зоны, т.е. большой разнос элементов антенной решетки и малое расстояние между gNB и UE.

Проверка практической реализуемости однопозиционного метода оценки координат и синхронизации UE с пространственной обработкой составными массивами антенной решетки на единственной приемной базовой станции gNB показала дециметровую точность на удалении UE от gNB до пяти метров в условиях наличия и отсутствия прямой видимости.

Финансирование

Научная статья подготовлена в рамках прикладных научных исследований СПбГУТ, регистрационный номер 1023031600087-9-2.2.4;2.2.5;2.2.6;1.2.1;2.2.3 в ЕГИСУ НИОКТР.

Литература

1. Фокин Г.А. Комплекс моделей и методов позиционирования устройств в сетях пятого поколения: дис. ... докт. техн. наук.: 05.12.13 / Фокин Григорий Алексеевич. Санкт-Петербург, 2021. 499 с.

2. Фокин Г.А., Владыко А.Г. Позиционирование транспортных средств в сверхплотных сетях радиодоступа V2X/5G с использованием расширенного фильтра Калмана // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 4. С. 45-59.

3. 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.

4. Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. Ш Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных статей. СПбГ: СПбГУТ, 2014. С. 124-128.

5. Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных статей в 2 томах: сборник научных статей в 2 томах. СПб.: СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 122-126.

6. Chen H., Sarieddeen H., Ballal T., Wymeersch H., Alouini M.-S., Al-Naffouri T.Y. A Tutorial on Terahertz-Band Localization for 6G Communication Systems // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2022. Vol. 24. № 3. P. 1780-1815.

7. Wymeersch H. et al. 6G Radio Requirements to Support Integrated Communication, Localization, and Sensing // 2022 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit), Grenoble, France. 2022. P. 463-469.

8. Wymeersch H. et al. Integration of Communication and Sensing in 6G: a Joint Industrial and Academic Perspective // 2021 IEEE 32nd

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Helsinki, Finland. 2021. P. 1-7.

9. Wymeersch H., Seco-Granados G. Radio Localization and Sensing-Part I: Fundamentals // IEEE Communications Letters. 2022. Vol. 26. № . P. 2816-2820.

10. Wymeersch H., Seco-Granados G. Radio Localization and Sensing-Part II: State-of-the-Art and Challenges // IEEE Communications Letters. 2022. Vol. 26. № 12. P. 2821-2825.

11. Behravan A. et al. Positioning and Sensing in 6G: Gaps, Challenges, and Opportunities // IEEE Vehicular Technology Magazine. 2023. Vol. 18. \mathbb{N}_{2} 1. P. 40-48.

12. Abu-Shaban Z., Zhou X., Abhayapala T., Seco-Granados G., Wymeersch H. Error Bounds for Uplink and Downlink 3D Localization in 5G Millimeter Wave Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. Vol. 17. № 8. P. 4939-4954.

13. Abu-Shaban Z., Wymeersch H., Abhayapala T., Seco-Granados G. Single-Anchor Two-Way Localization Bounds for 5G mmWave Systems // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2020. Vol. 69. № 6. P. 6388-6400.

14. *Guerra A., Guidi F., Dardari D.* Position and orientation error bound for wideband massive antenna arrays // 2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW), London, UK. 2015. P. 853-858.

15. *Guerra A., Guidi F., Dardari D.* Single-Anchor Localization and Orientation Performance Limits Using Massive Arrays: MIMO vs. Beamforming // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. Vol. 17. P. 5241-5255.

16. Shahmansoori A., Garcia G.E., Destino G., Seco-Granados G., Wymeersch H. Position and Orientation Estimation Through Millimeter-Wave MIMO in 5G Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. Vol. 17. № 3. P. 1822-1835.

17. Wymeersch H. A Fisher Information Analysis of Joint Localization and Synchronization in near Field // 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), Dublin, Ireland. 2020. P. 1-6.

18. *Huang Y.-D., Barkat M.* Near-field multiple source localization by passive sensor array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1991. Vol. 39. № 7. P. 968-975.

DEVELOPMENT AND EVALUATION OF 6G TRANSCEIVER POSITIONING METHODS IN THE NEAR FIELD

Grigoriy A. Fokin, The Bonch-Bruevich SPbSUT, St. Petersburg, Russia, gri-hafokin@gmail.com, fokin.ga@sut.ru Abstract

Radio interface technologies of sixth-generation 6G networks continue the trends of improving 5G NR, among which the determining factors are the transition to the millimeter wave range, an increase in frequency bandwidth to hundreds of megahertz and an increase in the size of antenna arrays to several dozen at gNB base stations and UE user devices. Together with an increase in the density of transceiver devices and a corresponding decrease in the distance between the gNB and the UE to a few meters, the above factors lead to the need to take into account the spherical wave front and the near-field effect, which in networks of previous generations of decimeter waves when studying communication and positioning issues by radio engineering methods were usually neglected. In connection with the transition to the range of submillimeter or terahertz waves with a bandwidth of up to gigahertz and the further increase in the size of antenna arrays to hundreds and thousands, taking into account the near-field effect for 6G networks is already becoming mandatory. In positioning problems, the near-field effect can serve as an additional source of information due to the spherical wave front and, with proper spatial processing, increase the accuracy of coordinate estimates. Along with localization, near-field conditions also open up additional gNB and UE synchronization opportunities. This work is devoted to the development of mathematical and simulation models to establish the accuracy limits and conditions for the practical feasibility of single-position estimation of coordinates and synchronization of UE user device transmitters at the gNB receiving base station in near-field conditions. The presented mathematical formalization and software implementation of the single-position positioning method showed the practical feasibility of joint localization and synchronization of the transmitting UE user device through spatial processing of signals by composite arrays of the antenna array at the receiving base station gNB with an accuracy of several decimeters at a distance of the UE from the gNB to five meters in conditions of presence and absence of line of sight.

Keywords: 6G, AOA, FIM, positioning, synchronization, near field, Spherical Wave Model, Plane Wave Model.

References

1. Fokin G.A., "A set of models and methods for positioning devices in fifth generation networks," dis. ... doc. tech. sciences: 05.12.13 / Fokin Grigory Alekseevich. St. Petersburg, 2021. 499 p. (in Russian)

2. Fokin G.A., Vladyko A.G., "The Vehicles Positioning in Ultra-Dense 5G/V2X Radio Access Networks Using the Extended Kalman Filter," *Proceedings of Telecommunication Universities*, 2020, vol. 6, no. 4, pp. 45-59. (in Russian)

3. Fokin G.A., Vladyko A.G., "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, vol. 7, no. 2, pp. 51-67. (in Russian)

4. Kireev A.V., Fokin G.A., "Base station positioning in LTE networks by means of spatial signal processing. Actual problems of info telecommunications in science and education," *III International scientific-technical and scientific-methodical conference*: collection of scientific articles. St. Petersburg: SPbGUT, 2013, pp. 124-128. (in Russian)

5. Kireev A.V., Fokin G.A., "Positioning of radio emission sources in LTE networks using a circular antenna array. Actual problems of info telecommunications in science and education," *IV International scientific-technical and scientific-methodological conference*: collection of scientific articles in 2 volumes: collection of scientific articles in 2 volumes. St. Petersburg: SPbGUT, 2015, vol. 1, pp. 122-126. (in Russian)

6. Chen H., Sarieddeen H., Ballal T., Wymeersch H., Alouini M.-S., Al-Naffouri T.Y., "A Tutorial on Terahertz-Band Localization for 6G Communication Systems," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, vol. 24, no. 3, pp. 1780-1815.

7. Wymeersch H. et al., "6G Radio Requirements to Support Integrated Communication, Localization, and Sensing," 2022 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit), Grenoble, France, 2022, pp. 463-469.

8. Wymeersch H. et al., "Integration of Communication and Sensing in 6G: a Joint Industrial and Academic Perspective," 2021 IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Helsinki, Finland, 2021, pp. 1-7.

9. Wymeersch H., Seco-Granados G., "Radio Localization and Sensing-Part I: Fundamentals," *IEEE Communications Letters*, 2022, vol. 26, no. 12, pp. 2816-2820.

10. Wymeersch H., Seco-Granados G., "Radio Localization and Sensing-Part II: State-of-the-Art and Challenges," *IEEE Communications Letters*, 2022, vol. 26, no. 12, pp. 2821-2825.

11. Behravan A. et al., "Positioning and Sensing in 6G: Gaps, Challenges, and Opportunities," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2023, vol. 18, no. 1, pp. 40-48.

12. Abu-Shaban Z., Zhou X., Abhayapala T., Seco-Granados G., Wymeersch H., "Error Bounds for Uplink and Downlink 3D Localization in 5G Millimeter Wave Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, vol. 17, no. 8, pp. 4939-4954.

13. Abu-Shaban Z., Wymeersch H., Abhayapala T., Seco-Granados G., "Single-Anchor Two-Way Localization Bounds for 5G mmWave Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, vol. 69, no. 6, pp. 6388-6400.

14. Guerra A., Guidi F., Dardari D., "Position and orientation error bound for wideband massive antenna arrays," 2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW), London, UK, 2015, pp. 853-858.

15. Guerra A., Guidi F., Dardari D., "Single-Anchor Localization and Orientation Performance Limits Using Massive Arrays: MIMO vs. Beamforming," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, vol. 17, no. 8, pp. 5241-5255.

16. Shahmansoori A., Garcia G.E., Destino G., Seco-Granados G., Wymeersch H., "Position and Orientation Estimation Through Millimeter-Wave MIMO in 5G Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, vol. 17, no. 3, pp. 1822-1835.

17. Wymeersch H., "A Fisher Information Analysis of Joint Localization and Synchronization in near Field," 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), Dublin, Ireland, 2020, pp. 1-6.

18. Huang Y.-D., Barkat M., "Near-field multiple source localization by passive sensor array," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1991, vol. 39, no. 7, pp. 968-975.

Funding

The scientific article was prepared within the framework of applied scientific research SPbSUT, registration number 1023031600087-9-2.2.4;2.2.5;2.2.6;1.2.1;2.2.3 in the information system (https://www.rosrid.ru/information)

Information about author:

Grigoriy A. Fokin, doctor of technical sciences, docent, professor of the Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Telecommunications