

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

**Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Национальный исследовательский
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского»**

Радиофизический факультет

Направление 03.04.03 «Радиофизика»
Направленность «Статистическая радиофизика»

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

**ОЦЕНКА УГЛОВОЙ КООРДИНАТЫ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ В
МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА
ДЛИН ВОЛН**

«К защите допущен»:

Зав. кафедрой статистической радиофизики
и мобильных систем связи,
профессор, д.ф.-м.н.

_____ Мальцев А.А.

Научный руководитель,
профессор, д.ф.-м.н

_____ Мальцев А.А.

Рецензент,
доцент, к.ф-м.н.

_____ Михеев П.В.

Консультант по технике безопасности,
доцент, к.ф.-м.н.

_____ Клемина А.В.

Студент 2-го курса магистратуры

_____ Понур К.А.

Нижний Новгород
2022 год

Содержание

Введение	3
1 Обзор методов оценки угла прихода	4
1.1 Характеристики канала связи миллиметровых длин волн	4
1.2 Обзор методов оценки угловой координаты источника излучения	4
1.2.1 Методы Фурье и Бартлетта	6
1.2.2 Метод максимального правдоподобия	8
1.2.3 Метод моноимпульса	9
1.2.4 Метод Кейпона	11
2 Однолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала в системе 5G NR	13
2.1 Структура пилотных сигналов в системах 5G NR	14
2.1.1 Последовательность блоков сигнала синхронизации	14
2.1.2 Пилотный сигнал CSI	14
2.2 Пользовательская система антенных решеток	15
2.3 Антенная решетка базовой станции и система прозвонки	17
2.4 Оценка мощности	18
2.5 Иерархический поиск	21
2.6 Иерархический поиск с минимизацией СКО	23
2.7 Модифицированный алгоритм моноимпульса	29
2.8 Сканирование адаптивным методом бисекций	31
3 Многолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала в системе 5G NR	38
3.1 Иерархический поиск с минимизацией СКО	38
3.2 Модифицированный моноимпульс	40
3.3 Модифицированный алгоритм бисекций	42
4 Результаты симуляций в модели канала IEEE 802.11ay «Hotel Lobby»	45
4.1 Однолучевые алгоритмы: стат. случай в LOS	47
4.2 Однолучевые алгоритмы: стат. случай в NLOS	49
4.3 Однолучевые алгоритмы: быстро меняющийся канал	50
4.4 Однолучевые алгоритмы: низкое ОСШ	52
4.5 Многолучевые алгоритмы: стат. случай в LOS	54
4.6 Многолучевые алгоритмы: стат. случай в NLOS	57
4.7 Многолучевые алгоритмы: быстро меняющийся канал	58
4.8 Многолучевые алгоритмы: низкое ОСШ	60
Заключение	63
Техника безопасности	65

Введение

Massive MIMO — один из многообещающих методов повышения спектральной эффективности и производительности сети для достижения целевой пропускной способности в несколько гигабит/с для систем пятого поколения. В системах 5G New Radio (NR) есть одно из главных отличий по сравнению с системой предыдущего поколения (4G) — это использование высокочастотных диапазонов миллиметровых волн (mmWave) в дополнение к диапазонам ниже 6 ГГц.

В системах пятого поколения связи 5G New Radio для повышения спектральной эффективности и производительности сети чаще всего применяются многоэлементные антенные решетки с аналого-цифровым формированием луча.

Стандарт 5G NR предназначен для адаптации к различным способам формирования диаграммы направленности. Методы формирования ДН, используемые в миллиметровом канале, играют чрезвычайно важную роль из-за особенностей распространения и больших потерь мощности. Кроме того быстрые изменения канала оказывают сильнейшее влияние на производительность системы. Поэтому точность формирования ДН играет крайне важную роль во всей технологии миллиметровой связи.

В системах миллиметрового диапазона поиск пары лучей пользователя (UE) и базовой станции (BS) выполняется с помощью сканирования пар возможных лучей и выбором оптимальной пары. Зачастую это делается путем полного перебора *всех* возможных пар. Такая процедура требует значительного времени и уязвима для быстро изменяющихся каналов таких как, например, вращение пользователя или блокировка пользователя препятствием.

Данная работа носит по большей части прикладной характер и основной её целью является разработка быстрого, точного и эффективного с точки зрения вычислительной сложности алгоритма формирования диаграммы направленности и оценки угла угловой координаты источника излучения.

1 Обзор методов оценки угла прихода

1.1 Характеристики канала связи миллиметровых длин волн

Миллиметровая модель канала имеет ряд особенностей, которые описаны во множестве литературных источников и мировых стандартах [1—5]. Основные особенности следующие:

- Малое влияние дифракции
- Высокие потери в канале связи
- Потери на шероховатостях отражающих поверхностей
- Пути распространения могут быть ассоциированы с геометрическими лучами

Последний пункт является наиболее важным с точки зрения алгоритмов оценки угла прихода волны (Angle of Arrival). Также, из этого свойства канала следует, что количество различных сильных путей распространения относительно невелико. Это подтверждено результатами измерений каналов как для внутренних, так и для наружных сценариев.

Например, результаты измерения АОА в помещении представлены на рис. 1.1. На рис. 1.2 представлены уникальные АОА в случае уличного сценария «Манхэттен». Можно заметить, что среднее число хорошо различимых независимых путей распространения $\mu = 4.7$, что достаточно мало.

На основе рассмотренных работ, можно сделать вывод, что в данной модели канала чаще всего можно выделить несколько сильнейших путей распространения и определить их АОА.

1.2 Обзор методов оценки угловой координаты источника излучения

Канал в миллиметровом диапазоне можно представить в виде набора геометрических лучей. Самые сильные лучи могут быть использованы для передачи данных. Как правило, диаграмма направленности антенны формируется по направлению луча прямой видимости (Line of Sight). Однако в случае не прямой видимости (Non Line of Sight), может быть выбран самый сильный отраженный геометрический луч.

Оценка угла прихода, часто рассматривается в задачах радиолокации. Для этих задач давно разработаны алгоритмы и аппаратные реализации ещё во времена зарождения радиолокации. Эти алгоритмы совершенствовались с появлением фазированных антенных решеток. Этот может оказаться очень полезным с учетом аппаратных ограничений систем связи 5G NR – число цифровых портов обычно мало по сравнению с имеющимся количеством элементов антенной решетки.

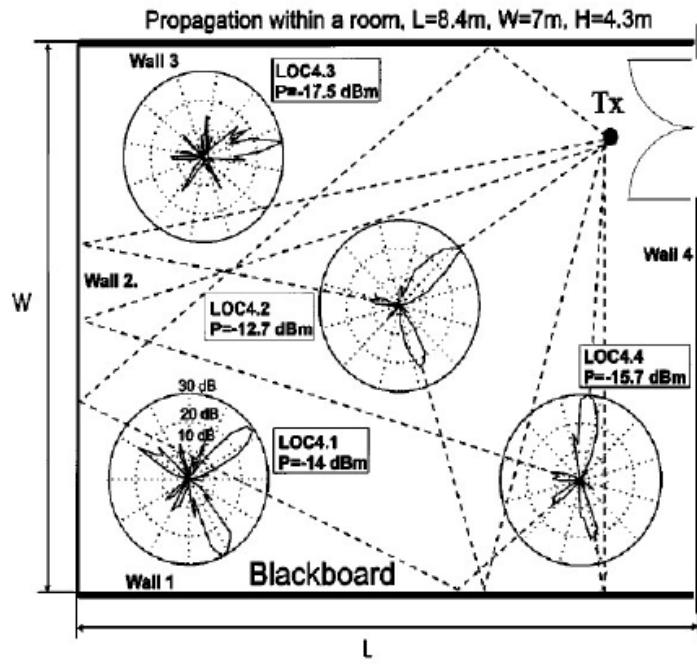


Рис. 1.1 — Измерение АОА для определения пути распространения в помещении, измеренная мощность показана в полярных координатах, P – максимум измеренной мощности. Геометрические лучи показаны только для позиций 4.2 и 4.4 [3].

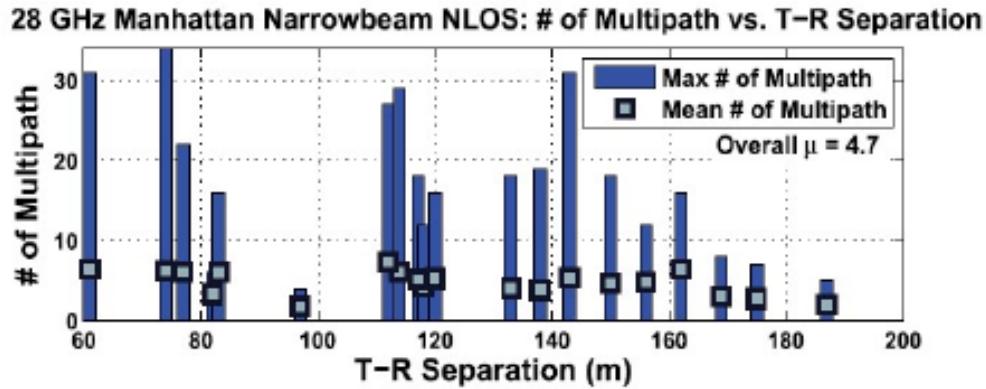


Рис. 1.2 — Зависимость числа различных путей распространения для различных углов азимута и элевации от расстояния между источником и приемником. Среднее значение по всем измерениям составило $\mu = 4.7$. Измерения проводились с узкой диаграммой направленности в Манхэттене [5].

Другой набор алгоритмов пришел из задач спектрального анализа. В них обычно предполагается, что сигнал каждой антенны принимается независимо. Эти алгоритмы очень эффективны и дают возможность оценить направления на несколько целей (лучей) одновременно и имеют сверхразрешающую способность, но с другой стороны, они требуют значительных вычислительных ресурсов.

В этом разделе мы рассмотрим и систематизируем существующие подходы к оценке АОА, которые нам удалось найти в открытых литературных источниках. Будут пред-

ставлены их преимущества и недостатки. На этапе моделирования в следующей части этой работы, мы сократим этот список и выделим наиболее перспективные методы.

1.2.1 Методы Фурье и Бартлетта

Простейшая алгоритм оценки АОА в зарубежной литературе называется бимформингом [6; 7] или методом Фурье [8]. Основная идея заключается в максимизации мощности, принятой с определенного направления.

Обозначим сигнал $\mathbf{y}(t)$ принятой антенной решеткой от некоторого удаленного источника

$$\mathbf{y}(t) = a(t)\mathbf{s}(\varphi_{src}) + \xi(t), \quad (1)$$

где $\mathbf{s}(\varphi_{src})$ – фазирующий вектор, φ_{src} – угол прихода (АОА); ξ – вектор шума. Каждый элемент фазирующего вектора представляется в виде

$$\{\mathbf{s}(\varphi)\}_n = \exp\{-i(\mathbf{k}(\varphi), \rho_n)\}, \quad (2)$$

где $\mathbf{k}(\varphi_{src})$ – волновой вектор плоской волны, ρ_n радиус-вектор n -го элемента антенны. В случае эквидистантной антенной решетки, последнее уравнение приведется к виду

$$\{\mathbf{s}(\varphi)\}_n = \exp\left\{i2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\varphi)n\right\}, \quad (3)$$

где d – расстояние между элементами антенной решетки, λ – длина волны излученного сигнала.

Чтобы получить максимальную мощность с некоторого направления φ необходимо сформировать соответствующую диаграмму направленности с помощью весового вектора антенной решетки $\mathbf{w}(\varphi) = \mathbf{s}(\varphi)/\|(\mathbf{s}(\varphi))\|$. Тогда, можно найти мощность излученного с АР сигнала.

$$p(\varphi) = |\mathbf{w}^H(\varphi)\mathbf{y}|^2. \quad (4)$$

Оценкой АОА будет являться значение аргумента φ , обеспечивающего максимум функции $p(\varphi)$

$$\varphi^* = \arg \max p(\varphi) \quad (5)$$

Для фазированной антенной решетки поиск φ^* может быть реализован во временной области с помощью сканирования диаграммой направленности. Если количество приемников (цифровых портов) равно количеству антенных элементов, искомая функция $p(\varphi)$ может быть оценена в цифровой области [7]. В литературе этот подход также называется методом Бартлетта [9].

Функция $p(\varphi)$ примет вид

$$p(\varphi) = \frac{\mathbf{s}^H(\varphi)\hat{\mathbf{M}}\mathbf{s}(\varphi)}{N^2}, \quad (6)$$

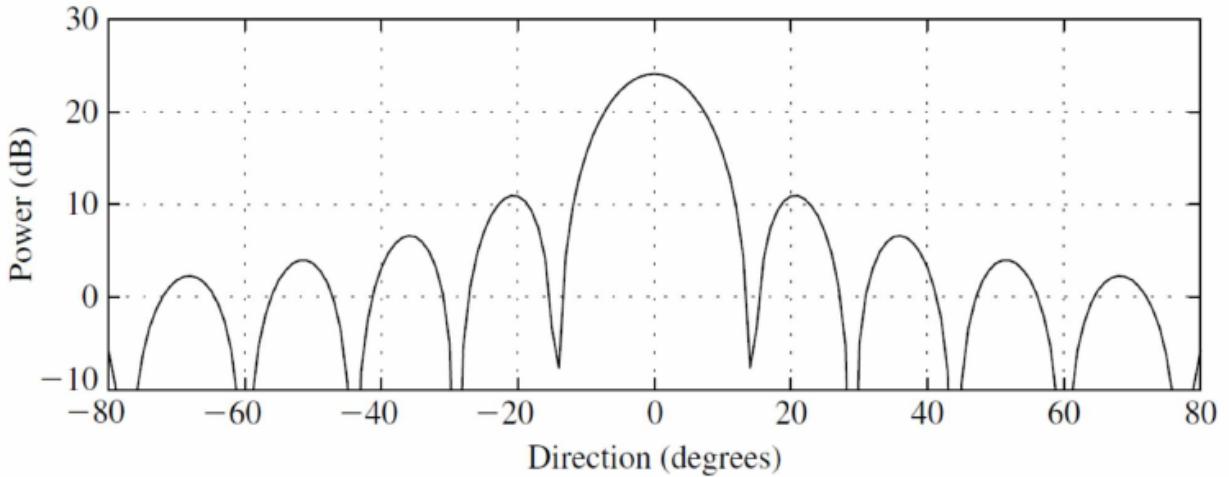


Рис. 1.3 — ДН для 16-ти элементной эквидистантной линейной решетки ($\frac{d}{\lambda} = 0.5$), сформированной в направлении 0° [6].

где $\hat{\mathbf{M}}$ — оценка корреляционной матрицы принятого сигнала

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L \mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t) \quad (7)$$

Преимущества

1. Теоретически, метод Фурье и метод Бартлетта являются оптимальными решениями для оценки АОА в случае однолучевого канала.
2. Легко технически реализуется на конечном устройстве и требует мало вычислительных мощностей.

Недостатки

1. На практике, точность поиска снижается. Это происходит, во-первых, потому что производная функции $p(\varphi)$ в направлении на максимум равна нулю и из-за «плоской» вершины сложно точно определить точку экстремума. Во-вторых, необходимо обеспечить высокую дискретизацию по углу для обеспечения приемлемой оценки.
2. Алгоритм может не подойти в случае быстро движущихся пользователей, если поиск реализован с помощью сканирования во временной области.
3. Метод обеспечивает разрешающую способность, зависящую от ширины главного лепестка ДН. Увеличение отношения сигнал/шум (ОСШ) или времени сканирования не приведет к качественному улучшению разрешения. Это делает этот подход малопригодным для оценки многолучевого АОА.
4. В случае нескольких близко расположенных АОА присутствует значительная систематическая ошибка.

1.2.2 Метод максимального правдоподобия

При наличии нескольких путей распространения, оптимальная оценка АОА может быть получена с помощью максимально правдоподобной оценки (Maximum Likelihood Estimator) [6].

Рассмотрим модель сигнала:

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{q=1}^J a_q(t) \mathbf{s}(\varphi_q) + \xi(t), \quad (8)$$

где J число путей распространения; $a_q(t)$ – комплексная амплитуда q -го луча, $\mathbf{s}(\varphi_q)$ – фазирующий вектор; φ_q – угол прихода (АОА) q -го луча и $\xi(t)$ – вектор белого гауссова шума.

Для этой модели канала критерий МП может быть записан как критерий минимума среднеквадратичной ошибки (Minimum Mean Square Error)

$$d(\varphi_1, \dots, \varphi_J) = \sum_t \left| (t) - \sum_{q=1}^J a_q(t) \mathbf{s}(\varphi_q) \right|^2 \rightarrow \min_{\varphi_q}. \quad (9)$$

Что можно переписать в виде

$$d(\varphi_1, \dots, \varphi_J) = \sum_t \mathbf{y}^H(t) \mathbf{P}_\perp(\varphi_1, \dots, \varphi_J) \mathbf{y}(t) \rightarrow \min_{\varphi_q}, \quad (10)$$

$$\mathbf{P}_\perp(\varphi_1, \dots, \varphi_J) = \mathbf{E} - \mathbf{S}(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H, \quad (11)$$

где \mathbf{P}_\perp – проекционная матрица, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(\varphi_1) \dots \mathbf{s}(\varphi_J)]$.

Минимизация $d(\varphi_1, \dots, \varphi_J)$ в общем случае производится численно и как правило требует больших вычислительных ресурсов для реализации J -мерной минимизации [6].

Преимущества

1. Обеспечивает оптимальное решение в случае нескольких сильных путей распространения

Недостатки

1. Требует большого количества цифровых портов
2. Требует больших вычислительных затрат
3. Не позволяет оценить количество доминирующих путей распространения. Если их количество неизвестно, метод становится неоптимальным.

1.2.3 Метод моноимпульса

Данная разновидность формирования ДН часто называется моноимпульсом и обычно используется в радиолокационных системах для задач слежения. Этот алгоритм использует разницу между мощностью двух измеренных лучей как метрику для оценки АОА [6]. Вводится следующая функция

$$b(\varphi) = \frac{1}{\Delta} \left(|\mathbf{w}^H(\varphi + 0.5\Delta)\mathbf{y}|^2 \right) - \left(|\mathbf{w}^H(\varphi - 0.5\Delta)\mathbf{y}|^2 \right) \approx \frac{dp(\varphi)}{d\varphi}, \quad (12)$$

где $p(\varphi)$ и $\mathbf{w}(\varphi)$ были определены в разделе 1.2.1, Δ – некоторый скаляр. Тогда, оценка АОА заключается в поиске такого угла φ , который обеспечивает нуль функции $b(\varphi)$

$$\varphi = \arg \{b(\varphi) = 0\}. \quad (13)$$

Величина Δ может быть порядка ширины луча, но $b(\varphi)$ всё равно будет хорошо аппроксимироваться производной $p(\varphi)$, поскольку $b(\varphi)$ почти линейна в большом диапазоне углов около нуля [6].

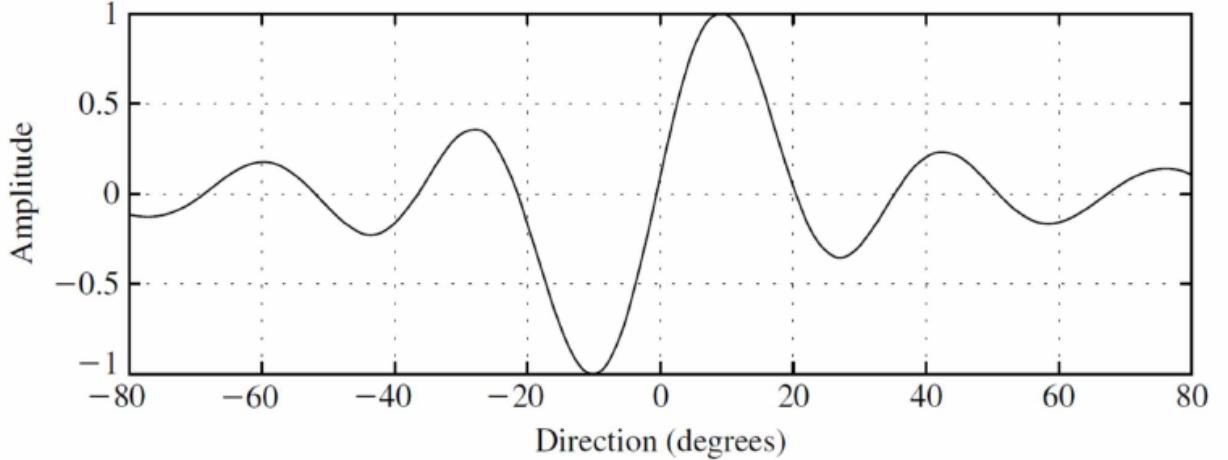


Рис. 1.4 — Зависимость метрики $b(\varphi)$ для 16-ти элементной ULA [6]. Направление на источник – 0 град.

В [10] представлена ещё одна реализация метода моноимпульса, не требующая поиска нуля функции (12)

$$\zeta_n = \frac{p(\eta_n - \delta) - p(\eta_n + \delta)}{p(\eta_n - \delta) + p(\eta_n + \delta)} = \frac{\sin(\psi - \eta_n) \sin \delta}{1 - \cos(\psi - \eta_n) \cos \delta} \quad (14)$$

$$\psi = \eta_n - \arcsin \left(\zeta_n \frac{\sin \delta}{\sin^2 \delta + \zeta_n^2 \cos^2 \delta} - \frac{\zeta_n \sqrt{1 - \zeta_n^2} \sin \delta \cos \delta}{\sin^2 \delta + \zeta_n^2 \cos^2 \delta} \right) \quad (15)$$

где $\psi_n = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \varphi$ – обобщенный угол главного лепестка с азимутальным направлением

φ , η — центральный угол между двумя лучами моноимпульса, n — индекс лучшей пары лучей, $\delta = \frac{\pi}{N}$, N — число элементов в АР, $p(\eta)$ мощность сигнала, измеренной с луча, направленного на обобщенный угол η .

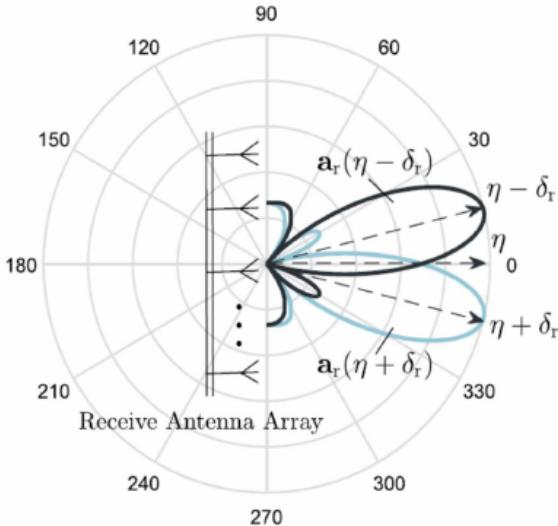


Рис. 1.5 — Сформированные лучи моноимпульса [10]

Как показано в [11], этот метод может давать неправильный результат, если фактический АОА находится вблизи максимума одной из двух сформированных ДН, а ОСШ достаточно низкое. В [11] для решения этой проблемы предлагается использовать ещё два дополнительных луча (см. рис. 1.6).

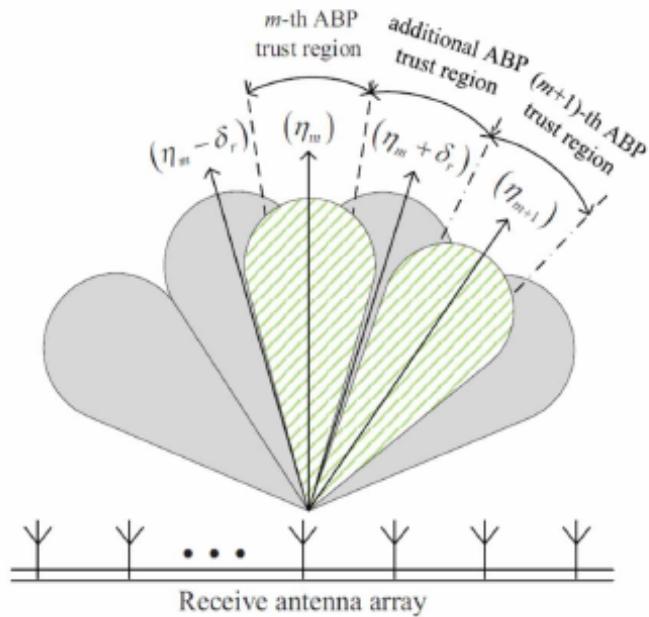


Рис. 1.6 — Метод монопульса с дополнительной парой лучей [6]

Преимущества

1. На практике, этот метод более точный, чем методы Барлетта или Фурье, поскольку производная достаточно быстро изменяется вблизи АОА.
2. Может быть реализован на фазированной антенной решетке с одним цифровым портом.
3. Для оценки необходимо небольшое количество измерений.

Недостатки

1. Поскольку является вариацией метода Фурье, его точность будет зависеть от ширины главного лепестка ДН. Увеличение ОСШ или времени оценки не приведет к улучшению результата.
2. В случае двух близко расположенных источников сигнала, может наблюдаться значительная систематическая ошибка.

1.2.4 Метод Кейпона

Другой алгоритм, основанный на методе Фурье – Minimum Variance Distortionless Response Estimator (MVDR), также называемый методом Кейпона [7—9]. Основная идея заключается в том, чтобы с помощью формирования ДН минимизировать мощность со всех направлений, при постоянном усилении для некоторого направления φ .

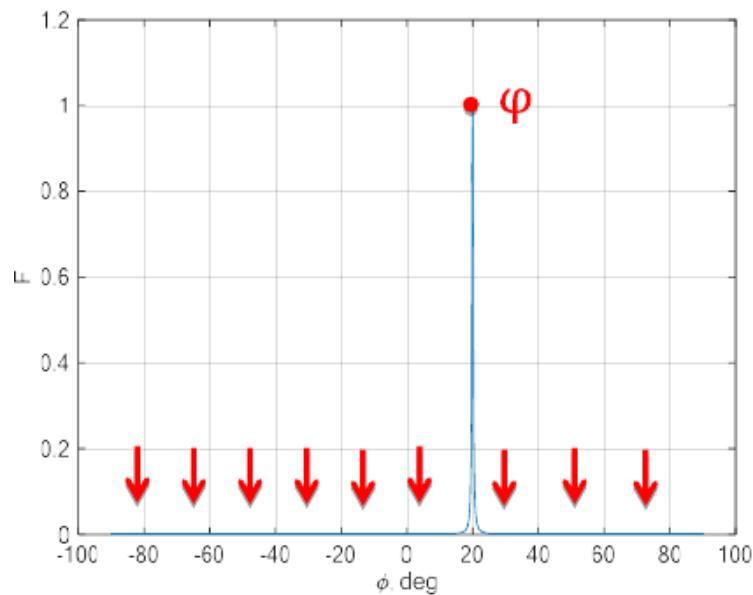


Рис. 1.7 — Основная идея метода Кейпона

Выбор весовой вектора в этом случае становится задачей нелинейного программирования [7; 9]

$$\mathbf{w}(\varphi) = \frac{\hat{\mathbf{M}}^{-1}\mathbf{s}(\varphi)}{\mathbf{s}^H(\varphi)\hat{\mathbf{M}}^{-1}\mathbf{s}(\varphi)}, \quad (16)$$

где $s(\varphi)$ – фазирующий вектор, определенный в (2), $\hat{\mathbf{M}}$ корреляционная матрица (7). Искомая функция принимает следующий вид

$$p(\varphi) = \frac{1}{s^H(\varphi)\hat{\mathbf{M}}^{-1}\mathbf{s}(\varphi)} \quad (17)$$

Выражение (17) представляет собой принятую мощность. Пики этой функции соответствуют найденными углам прихода.

Преимущества

1. Метод Кейпона обеспечивает высокую точность оценки АОА.
2. Может быть использован для нахождения нескольких АОА, благодаря сверхразрешению.
3. Может быть реализован аппаратно, поскольку функция (17) имеет смысл принятой мощности.

Недостатки

1. Разрешение ограничено, даже если корреляционная матрица \mathbf{M} известна точно. Для улучшения разрешения необходимо увеличивать ОСШ или количество элементов АР
2. Нахождение обратной матрицы, которое необходимо для этого метода, требует больших вычислительных затрат.

2 Однолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала в системе 5G NR

Поскольку производительность системы mmWave зависит от точности формирования ДН, основная задача этой работы заключается в разработке точного алгоритма оценки АOA. Рассматриваемая задача имеет множество существенных ограничений, которые учитываются в этом исследовании. Во-первых, разработанный алгоритм должен быть основан на пилотных сигналах стандарта 5G NR, то есть он должен иметь фиксированную дискретную временную структуру. Во-вторых, алгоритм должен выполняться на стороне пользователя и БС не может изменять свою схему прозвонки. В-третьих, при смене центрального направления ДН возникают скачки фазы, что требует дополнительных калибровок и затрудняет когерентный прием сигнала, поэтому желательно, чтобы алгоритм был основан только на измерениях мощности и не зависел от фазы сигнала.

На основе проведенного обзора литературы (см. раздел 1.2) были выделены и разработаны несколько подходов, отвечающих вышеперечисленным требованиям. В качестве базового алгоритма был выбран иерархический поиск (см. 2.5). Это простейший метод, который адаптивно аппроксимирует алгоритм Фурье (см. 1.2.1). Основной проблемой этого алгоритма будет ошибка квантования. В данной работе разработан новый алгоритм, основанный на идеи иерархического поиска. Он использует улучшенную схему измерения и получает оценку без ошибки квантования на основе критерия минимума среднеквадратичной ошибки (MMSE).

Второй рассматриваемый алгоритм основан на моноимпульсе (см. 1.2.3), идея которого была предложена в [10; 12], но только для одной антенной решетки. В данной работе этот алгоритм тестировался и модифицировался под выбранную аппаратную конфигурацию. Этот алгоритм также обеспечивает непрерывный результат.

Третий рассмотренный алгоритм, так называемый *Adaptive Compressed Sensing*, который был предложен в [13]. Этот алгоритм представляет собой схему бинарного поиска со специальной кодовой книгой. Это одно из самых простых и эффективных решений, среди подобных алгоритмов. Кроме того, он основан исключительно на мощностных характеристиках принятого сигнала. Однако описанное решение и кодовая книга подойдут только для очень больших антенных решеток со степенями свободы как по фазе, так и амплитуде. Для выбранной конфигурации, описанное в [13] нельзя применить напрямую, поэтому алгоритм пришлось модифицировать. Основным преимуществом этого алгоритма по сравнению с остальными двумя является малое время зондирования.

Все упомянутые выше алгоритмы были модифицированы для оценки многолучевого АOA.

В этом разделе приведено подробное описание алгоритмов, схем измерений. В разделе 4 представлены результаты моделирования.

2.1 Структура пилотных сигналов в системах 5G NR

Стандарт 5G NR включает два типа пилотных сигналов, которые можно использовать для определения угловой координаты источника: SS-burst и CSI-RS.

2.1.1 Последовательность блоков сигнала синхронизации

Чтобы пользователь (UE) мог найти базовую станцию (BS) при входе в систему, со стороны BS по нисходящей линии связи (Downlink) передается специальный сигнал синхронизации, состоящий из двух частей: первичного сигнала синхронизации (PSS) и вторичного сигнала синхронизации (SSS). Между PSS и SSS размещается PBCH – физический широковещательный канал, несущий основную системную информацию. В NR последовательность PSS, SSS, PBCH называется блоком сигнала синхронизации (SS block) [14]. Структура одного SS блока изображена на рис. 2.1. Пилотные сигналы PSS/SSS занимают полосу в 127 поднесущих с шагом по частоте 125 кГц. Каждый SS-блок передается с уникальным весовым вектором w , что позволяет за один SS блок прозвонить только одну пару лучей UE-BS (см. раздел 1.2.1). Последовательность SS-блоков объединяется в SS-burst (см. рис. 2.2). Максимальное количество SS блоков в SS-burst равно 64. SS-burst повторяются с периодом, находящимся в диапазоне от 5 до 160 мс [14]. В работе выбрано значение 20 мс.

Поскольку сигнал SS-burst всегда присутствует в системе 5G NR, предпочтительно использовать именно его для разработки различных алгоритмов управления ДН.

Однако SS-burst передается с достаточно большой периодичностью и в случае быстроменяющихся каналов его может быть недостаточно, чтобы получать достоверную информацию о канале (см. раздел 4.3). Поэтому в системе присутствует ещё один optionalный пилотный сигнал – CSI-RS.

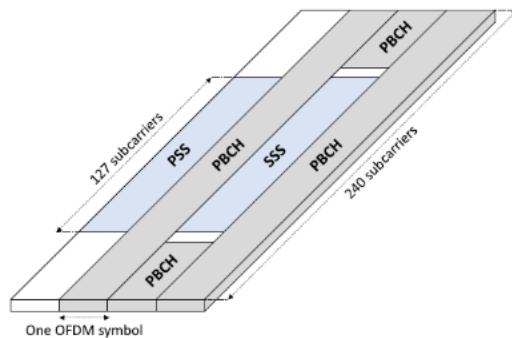


Рис. 2.1 — Структура блока синхронизации

2.1.2 Пилотный сигнал CSI

Для более детальной оценки состояния канала используется более гибкий дополнительный пилотный сигнал Channel State Information Reference Signal. CSI-RS занимает одну поднесущую в каждом PRB (см. рис. 2.3), то есть максимально 32 поднесущие на

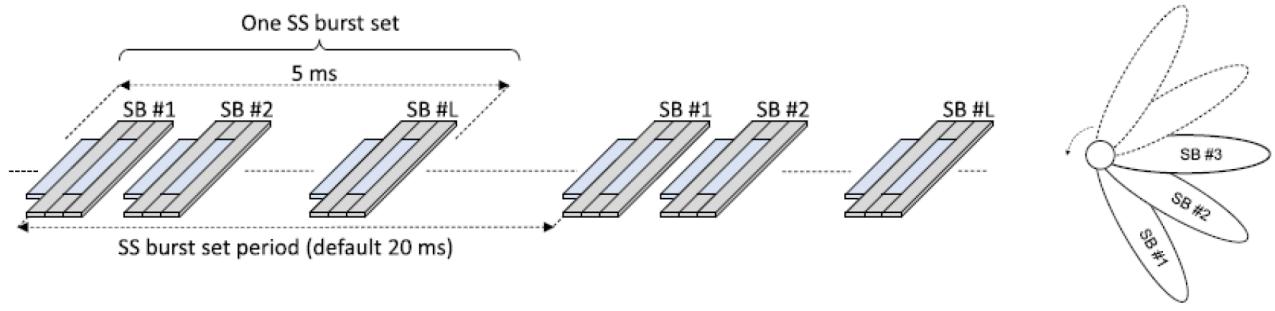


Рис. 2.2 — Последовательность блоков синхронизации (SS-burst)

всю частотную полосу. Он может передаваться периодически с периодом от 4 до 640 слотов, квазипериодически и апериодически [14]. В работе рассматривается периодическая последовательность с минимальным периодом в 4 слота. Если не указано обратного, везде в данной работе считать длительность слота равной 0.125 мс

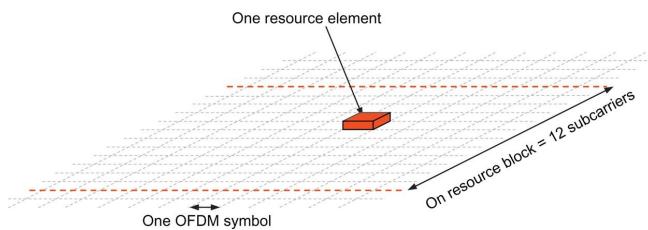


Рис. 2.3

2.2 Пользовательская система антенных решеток

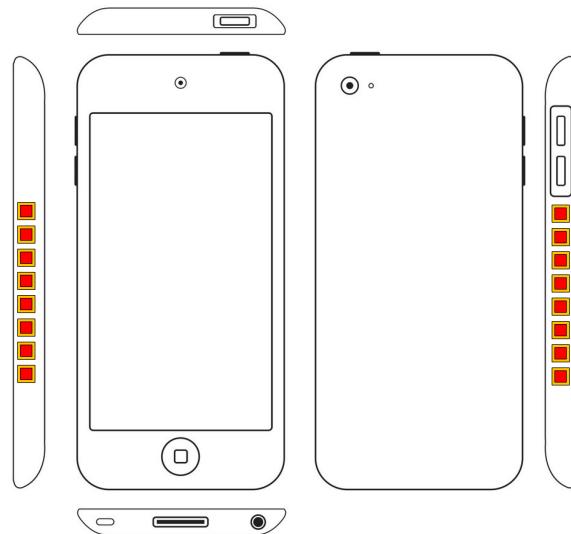


Рис. 2.4 — Расположение антенных решеток на мобильном устройстве

В данной работе разрабатываются алгоритмы для системы, состоящей из двух линейных эквидистантных антенных решеток, расположенных на противоположных сто-

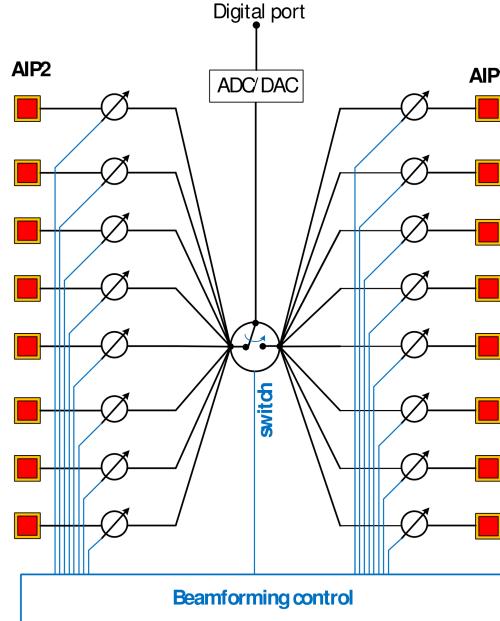


Рис. 2.5— В системе присутствует только один АЦП и независимые фазовращатели для каждого элемента АР

ионах устройства (см. 2.4). В данной конфигурации оборудования, у пользователя нет слепых зон в азимутальной плоскости.

Система содержит только один цифровой порт (АЦП). Таким образом, решетки не могут использоваться одновременно и возможно только переключение между ними.

Формирование ДН происходит с помощью непрерывных независимых аналоговых фазовращателями, как показано на 2.5. Диаграмма направленности каждого антенного элемента устанавливается в соответствии с таблицей 7.3-1 стандарта 3GPP TR 38.901. Ширина луча по уровню -3 дБ составляет 65° , усиление составляет 8 дБи, поляризация предполагается вертикальной.

Также стоит определить что подразумевается под угловой координатой источника излучения. Поскольку выбранная конфигурация АР линейна, невозможно одновременно азимутальный угол и угол места принятого излучения. Однако, линейная решетка может определить обобщенный угол ψ . Можно рассматривать некоторый эффективный азимутальный угол φ_{eff} в качестве угловой координаты источника, который удовлетворяет следующему уравнению

$$\psi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \varphi_{eff} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \varphi \cos \theta, \quad (18)$$

$$\varphi_{eff} = \arcsin(\sin \varphi \cos \theta), \quad (19)$$

где φ и θ – геометрические углы азимута и элевации источника в ЛКС пользователя (см. рис. 2.6).

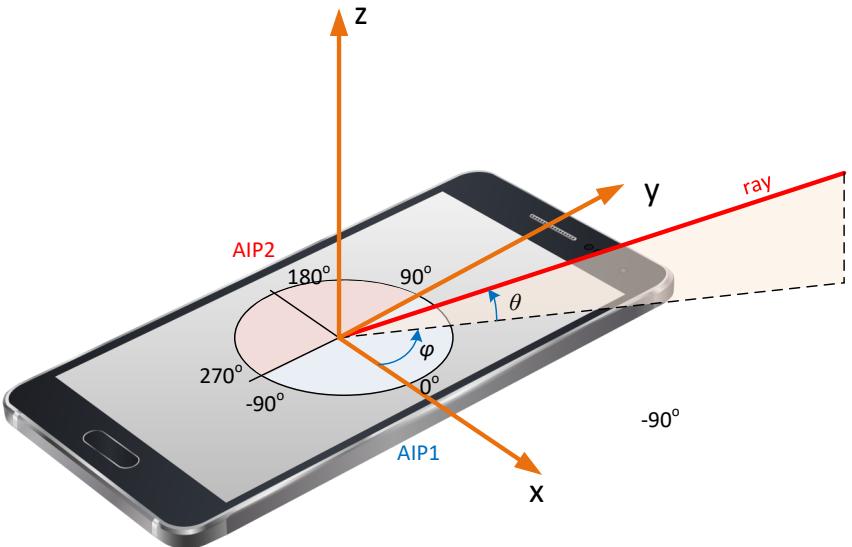


Рис. 2.6 — Локальная система координат пользователя

2.3 Антенная решетка базовой станции и система прозвонки

Антенная решетка базовой станции представляет собой эквидистантную плоскую антеннную решетку с 12 строками и 16 столбцами с двумя цифровыми портами. Формирование диаграммы направленности происходит независимыми непрерывными аналоговыми фазовращателями. Таким образом, можно одновременно прозвонить два луча, если это позволяет структура пилотного сигнала.

Диаграмма направленности антенного элемента устанавливается в соответствии с таблицей 7.3-1 стандарта 3GPP TR 38.901. Ширина луча элемента по уровню -3 dB составляет 65° . Усиление составляет 8 дБи , поляризация предполагается вертикальной.

В результате, мы имеем 192 пары ортогональных лучей для этой антенной решетки. Однако мы не сможем прозвонить их все за один SS-burst (см. 2.1), поскольку нам доступно только 64 возможных прозвонки. Для решения этой проблемы можно учесть две особенности. Во-первых, пользователи в пространстве перемещаются больше в горизонтальной плоскости, чем в вертикальной. Поэтому можно увеличить ширину луча в вертикальной плоскости и уменьшить количество лучей с различными углами элевации. Во-вторых, в mmWave системе пользователи обычно располагаются ниже БС, поэтому лучи соответствующие верхнему подпространству БС могут не рассматриваться.

Тогда, проблема решается следующим образом:

- Верхние 4 ряда антенной решетки БС отключаются (см. 2.7), обеспечивая более широкую ДН в вертикальной плоскости
- Кодовая книга БС выбирается на основе алгоритма Фурье (см. 1.2.1). Горизонтальная сетка обобщенных углов $-\pi + \pi/16 : \pi/8 : \pi - \pi/16$. Вертикальная сетка обобщенных углов $-3\pi/4 : \pi/4 : 0$.

- Представленная кодовая книга покрывает нижнюю половину пространства (см. 2.7), где, как ожидается, будет находиться пользователь.

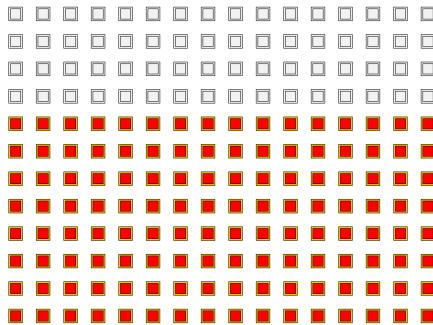


Рис. 2.7 — Серые элементы антенной решетки отключены во время оценки угла прихода на SS-burst

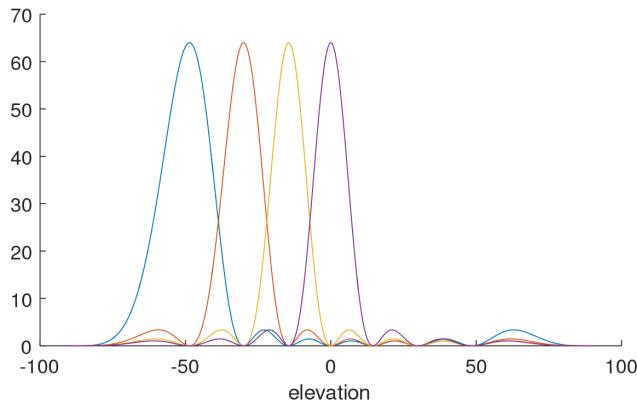


Рис. 2.8 — ДН антенной решетки БС в вертикальной плоскости

CSI-RS рассматривается как наиболее предпочтительный сигнал для быстро меняющегося канала. Но чтобы уменьшить время зондирования, количество зондируемых лучей БС должно быть значительно уменьшено. Предлагается использовать 8 ортогональных лучей в горизонтальной плоскости с квазизотропным распределением в вертикальной плоскости. Чтобы реализовать эту схему формирования луча, необходимо отключить все элементы, кроме первой половины первой строки (см. рис. 2.9).

2.4 Оценка мощности

Поскольку разрабатываемые алгоритмы должны быть основаны на мощности, ключевым моментом является способ измерения мощности сигнала. Для каждой пары лучей UE-BS у нас есть набор пилотных поднесущих, поэтому есть два пути измерения:

1. Усреднить мощность по всем пилотным поднесущим

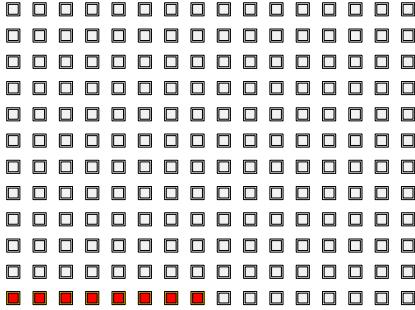


Рис. 2.9 — Серые элементы антенной решетки отключены во время оценки угла прихода на CSI-RS

2. Использовать Фурье преобразование по всем пилотным поднесущим, перейти от частотной характеристики канала к временной и оценить мощность как максимум импульсной характеристики канала

Возьмем для начала однолучевую модель канала. В этом случае сигнал, принятый на q -ой пилотной поднесущей примет вид

$$x_q = ae^{-i2\pi q \Delta f \tau} + \xi_q, \quad (20)$$

где a комплексная амплитуда луча, включающая в себя диаграмму направленность элемента, Δf расстояние между пилотными поднесущими в частотной области, τ – задержка распространения, ξ – комплексны белый гауссовый шум с мощностью σ^2 . Для первого варианта, оцененная мощность примет вид

$$\hat{p}_1 = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} |x_q|^2, \quad (21)$$

где Q – число пилотных поднесущих. После несложных вычислений, можем получить

$$\langle \hat{p}_1 \rangle = |a|^2 + \sigma^2. \quad (22)$$

$$D_1 = \langle p_1^2 \rangle - \langle p_1 \rangle^2 = \frac{1}{Q} (2|a|^2 \sigma^2 + \sigma^4), \quad (23)$$

где $\langle \dots \rangle$ – математическое ожидание, D – дисперсия оценки мощности.

Во всех алгоритмах нас интересует $|a|^2$ или пропорциональная ей величина. Относительная систематическая ошибка δ_{s1} и относительная случайная ошибка δ_{r1} равны

$$\delta_{s1} = \frac{\langle \hat{p}_1 \rangle - |a|^2}{|a|^2} = \frac{\sigma^2}{|a|^2}, \quad (24)$$

$$\delta_{r1} = \frac{\sqrt{D_1}}{|a|^2} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sqrt{2 \frac{\sigma^2}{|a|^2} + \frac{\sigma^4}{|a|^4}}, \quad (25)$$

Для второго варианта, оцененная мощность будет вычисляться следующим образом

$$\hat{p}^2 = \max_n \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} x_q e^{-2\pi q n / Q} \right)^2, \quad (26)$$

где n – индекс в оцененной дискретной ИХ канала. Если предположить, что выбор максимума всегда осуществляется корректно, можно получить следующее

$$\langle \hat{p}_2 \rangle = |a|^2 F + \frac{1}{Q} \sigma^2. \quad (27)$$

$$D_2 = \langle \hat{p}_2^2 \rangle - \langle \hat{p}_2 \rangle^2 = \frac{2|a|^2 F \sigma^2}{Q}, \quad (28)$$

$$F = \max_n \frac{\sin^2[\pi Q(\Delta f \tau - n/Q)]}{Q^2 \sin^2[\pi(\Delta f \tau - n/Q)]}, \quad (29)$$

$$\frac{4}{\pi^2} \leq \frac{1}{Q^2 \sin^2[\frac{\pi}{2Q}]} \leq F \leq 1, \quad (30)$$

Относительную систематическую ошибку δ_{s2} и относительную случайную ошибку δ_{r2} следует определять как

$$\delta_{s2} = \frac{\langle \hat{p}_2 \rangle - F|a|^2}{F|a|^2} = \frac{1}{Q} \frac{\sigma^2}{F|a|^2}, \quad (31)$$

$$\delta_{r2} = \frac{\sqrt{D_1}}{F|a|^2} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sqrt{\frac{2\sigma^2}{F|a|^2}}. \quad (32)$$

Второй подход лучше применять к оценке мощности для моноимпульса (см. 1.2.3) и случаев с низкими ОСШ. Также, если задачей является оценка направления на основной луч в многолучевом канале, второй подход уменьшает помехи, вызванными остальными лучами. Однако в случае многолучевой оценки угла прихода второй подход приводит к большой сложности, из-за необходимости рассматривать трехмерную задачу для каждого возможного пути распространения.

Таким образом, в работе применяется следующая схема оценки мощности

1. Для оценки угловой координаты в многолучевом канале, используется первый подход (усреднение принятой мощности по пилотным поднесущим)
2. Для оценки угловой координаты в однолучевом канале, применяется второй подход (Time Of Arrival selection)

2.5 Иерархический поиск – *baseline*

Эффективность иерархического поиска, в результатах симуляции в разделе 4 он назван *baseline*, рассматривается как нижняя граница разработанных алгоритмов. Можно было бы в качестве базового алгоритма рассматривать метод Фурье (см. 1.2.1) и необходимый для него полный перебор по всем парам лучей (UE-BS), примененный к меняющемуся во времени каналу. Однако он дает слишком высокую ошибку дискретизации и сравнивать и редко применяется в реальных системах.

Алгоритм состоит из двух этапов: полного перебора всех пар лучей UE-BS и процедуры дополнительных измерений. На первом этапе пользователь использует ортогональную кодовую книгу, покрывающую диапазон углов от $-\pi$ до π :

$$\mathbf{w}_u = \begin{bmatrix} 1 & \exp\{i\eta_u\} & \dots & \exp\{i(N-1)\eta_u\} \end{bmatrix}^T, \quad (33)$$

$$\eta_u = -\pi \frac{N-1}{N} + 2\pi \frac{u-1}{N}, \quad (34)$$

где N – число элементов антенной решетки, u – индекс весового вектора, лежащий в интервале $[1 \dots N]$, η_u – обобщенный угол, соответствующий углу прихода сигнала следующим образом

$$\eta_u = 2\pi \frac{d}{\lambda_w} \sin \varphi_u, \quad (35)$$

где d – расстояние между элементами решетки, λ_w – длина волны. ДН, получаемые с помощью данной кодовой книги показаны на рис. 2.10 сплошными линиями.

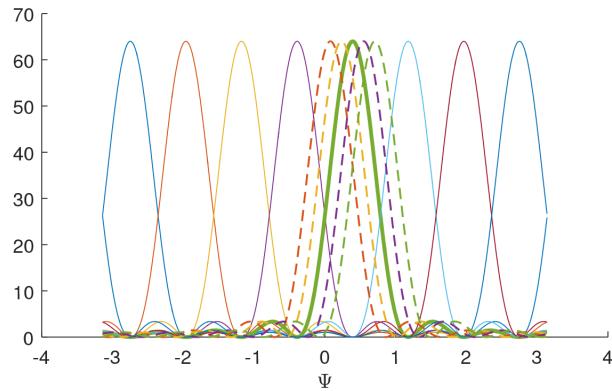


Рис. 2.10 — Различные ДН, формируемые кодовой книгой на стороне пользователя. ψ – обобщенный угол, $N = 8, M = 4$

Пусть v – индекс наилучшего весового вектора $\mathbf{w}_u^{(v)}$, который обеспечивает наибольшую принятую мощность на антенной решетке. Соответствующая ДН показана на рис. 2.10 толстой сплошной линией. Пусть p_v – мощность, измеренная для вектора $\mathbf{w}_u^{(v)}$. На этапе дополнительных измерений пользователь тестирует M дополнительных весо-

вых векторов, чтобы уменьшить ошибку дискретизации.

$$\mathbf{w}_q = \begin{bmatrix} 1 & \exp\{i\chi_q\} & \dots & \exp\{i(N-1)\chi_q\} \end{bmatrix}^T, \quad (36)$$

$$\chi_q = \eta_v + 2\pi \frac{q}{N(M+1)}, \quad (37)$$

где $q = -0.5M, \dots, -1, +1, \dots, +0.5M$. Сформированные дополнительные ДН показаны на рис.2.10 пунктирными линиями. Обозначим $p_0 = p_v$ и $\chi_0 = \eta_v$. Отметим, что для процедуры уточнения не нужно проводить измерения χ_0 , поскольку оно уже было сделано на предыдущем этапе. Наонец, путь распространения с обобщенным углом $\hat{\psi}$ оценивается как один из $\chi_q \in \{\chi_{-0.5M}, \dots, \chi_0, \dots, \chi_{+0.5M}\}$, обеспечивающий наибольшую измеренную мощность p_q . Угол прихода соответствующего луча оценивается как

$$\hat{\varphi} = \arcsin \frac{\psi \lambda_w}{2\pi d}. \quad (38)$$

Процедура измерения алгоритма представлена на рис. 2.11 и происходит следующим образом:

Шаг 1: Этап сканирования по грубой сетке углов (Sector Level Sweep Stage). BS периодически переключает свои лучи. UE последовательно использует каждый луч из кодовой книги (33) и измеряет мощность на каждом луче BS.

Шаг 2: Выбирается пара лучей UE-BS с наибольшей измеренной мощностью. Обозначим направление лучшего луча пользователя обобщенным углом η_v .

Шаг 3: Процедура уточнения (дополнительных измерений). BS периодически переключает лучи. UE Пользователь последовательно использует лучи из кодовой книги (36) и измеряет мощность на каждой паре лучей UE-BS

Шаг 4: Выбирается лучшая пара лучей UE-BS среди всех измеренных на шаге 3 и шаге 1. Пусть выбранный луч UE имеет пространственную частоту $\hat{\psi}$.

Шаг 5: Если пара лучей UE-BS соответствовала AIP1, то $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi}$, где $\hat{\varphi}$ вычисляется из (38). Если выбранная пара лучей соответствовала AIP2, то $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi} + \pi$.

Параметры алгоритма иерархического поиска представлены в таблице 2.1, а его временнáя структура на рис. 2.11. Предполагается, что один SS-burst состоит из 64 RS и занимает 32 последовательных слота с периодом 20 мс. Для CSI-RS считаем, что период следования равен 4 слотам (0.5 мс) и могут быть прозвонены два луча на двух разных цифровых портах.

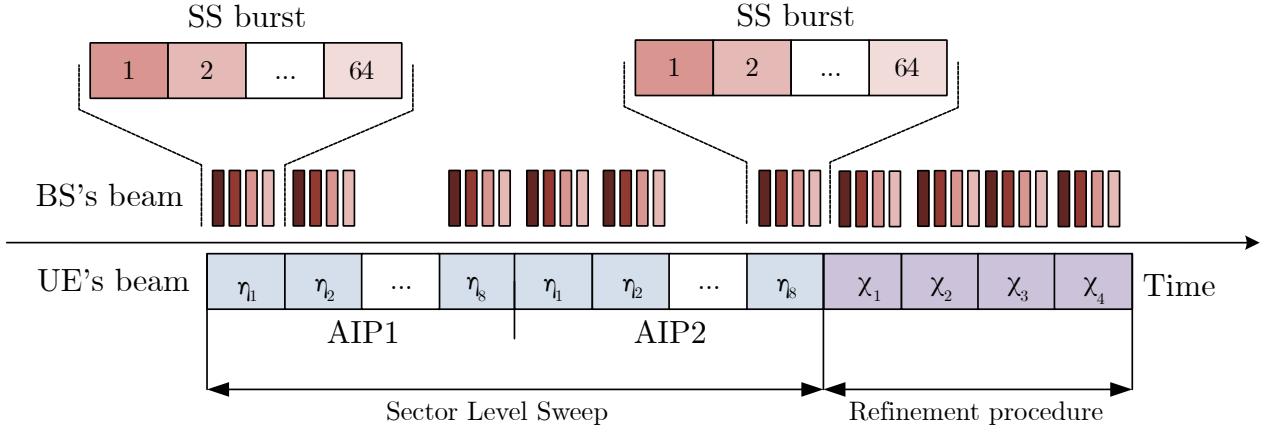


Рис. 2.11 — Изображение процедуры иерархического поиска (*baseline*) во времени для двух антенных решеток. $N = 8$, $M = 4$, 64 луча BS

Таблица 2.1 — Параметры алгоритма иерархического поиска

Структура RS	SS-burst	CSI-RS
$N / M / AIPs$	8 / 4 / 2	8 / 4 / 2
Число просканированных лучей (UE/BS)	20 / 64	20/8
Суммарное число RS	1280	160
Необходимое время	384 мс	40 мс

2.6 Иерархический поиск с минимизацией СКО – $hSearchMMSE$

В теории оценивания АОА доказано, что наилучшее решение дает максимально правдоподобная оценка (Maximum Likelihood Estimator). Рассматривая случай однолучевого канала, можно представить уравнение (10) в виде

$$d(\varphi) = \sum_q \mathbf{y}^H(q) \mathbf{y}(q) - \sum_q |\mathbf{y}^H(q) \mathbf{s}(\varphi)|^2 \rightarrow \min_{\varphi}, \quad (39)$$

$$\sum_q |\mathbf{y}^H(q) \mathbf{s}(\varphi)|^2 = \hat{p}(\varphi) \rightarrow \max_{\varphi}, \quad (40)$$

где \mathbf{y} – вектор принятого антенной решеткой сигнала, $\mathbf{s}(\varphi)$ – фазирующий вектор. Выражение (40) имеет смысл мощности, принимаемой с вектором $\mathbf{s}(\varphi)$, обеспечивающим максимум ДН в направлении φ . Максимизация этого значения есть ни что иное, как непрерывное сканирование лучом и получение пространственного распределения мощности.

На практике, мы не можем применить этот оптимальный алгоритм по нескольким причинам. Во-первых, мы можем оценить только дискретный спектр мощности. Разумеется, можно применить некоторые методы интерполяции, но это будет только приближение. Во-вторых, у нас есть сильные ограничения по времени, особенно в случае динамического канала. Таким образом, метод иерархического поиска, который адаптивно

измеряет дискретный спектр мощности, представляется наиболее подходящей аппроксимацией оптимального МП-оценки.

Однако, приближение спектра мощности с помощью иерархического поиска, каким он рассматривался в предыдущем разделе (2.5), не является удачной аппроксимацией. Прежде всего потому что это приближение с ошибкой дискретизации. К тому же, если искомая угловая координата источника лежит на стыке двух антенных решеток $\hat{\varphi} \approx \pm\pi/2$ или же просто при низком ОСШ, можно ошибиться с выбором антенной решетки и эта ошибка не будет исправлена в дальнейшем. С учетом этим недостатков, был разработан улучшенный алгоритм иерархического поиска.

На первый взгляд, проблема дискретизации может быть решена с помощью МП-оценки, адаптированного к последовательному измерению отклика мощности луча. Однако полученная в этом случае функция правдоподобия сложна для анализа (здесь предполагается, что амплитуда принимаемого сигнала имеет распределение Райса).

$$F_{ML}(\psi, a) = \prod_m \frac{1}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{\hat{p}_m + af_m(\psi)}{\sigma^2} I_0 \left(\frac{2\sqrt{\hat{p}_m a f_m(\psi)}}{\sigma^2} \right) \right\} \rightarrow \max_{\psi, a}, \quad (41)$$

где \hat{p}_m – измеренная мощность на m -ом луче, σ^2 – мощность шума, a – «мощность» некоторого пути распространения, $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя, $f_m(\psi)$ – усиление АР для m -го луча в направлении обобщенного угла χ_m , $\psi = 2\pi \frac{d}{\lambda_w} \sin \varphi$ – обобщенный угол, а φ – угол прихода.

$$f_m(\psi) = \frac{\sin^2(0.5N(\psi - \chi_m))}{\sin^2(0.5(\psi - \chi_m))}. \quad (42)$$

Поскольку мы пытаемся найти простое решение, мы предлагаем взять в основу критерий минимума СКО, вместо МП-оценки.

$$F_{MMSE}(\psi, a) = \sum_m (\hat{p}_m - af_m(\psi))^2 \rightarrow \min_{\psi, a} \quad (43)$$

В первую очередь, необходимо исключить параметр a из уравнения (43).

$$\frac{\partial}{\partial a} F_{MMSE}(\psi, a) = \sum_m 2f_m(\psi)(\hat{p}_m - af_m(\psi)) = 0 \quad (44)$$

$$a(\psi) = \left[\sum_m f_m(\psi) \hat{p}_m \right] \left[\sum_m f_m^2(\psi) \right]^{-1}. \quad (45)$$

Тогда, окончательный результат

$$F_{MMSE}(\psi) = \underbrace{\sum_m \hat{p}_m^2}_{\text{const}} - \left[\sum_m f_m(\psi) \hat{p}_m \right]^2 \left[\sum_m f_m^2(\psi) \right]^{-1} \rightarrow \max_{\psi} \quad (46)$$

$$F(\psi) = \left[\sum_m f_m(\psi) \hat{p}_m \right]^2 \left[\sum_m f_m^2(\psi) \right]^{-1} \rightarrow \max_{\psi} \quad (47)$$

На рис. 2.12 представлен вид функции (47) во время процедуры уточнения для точной оценки угла прихода.

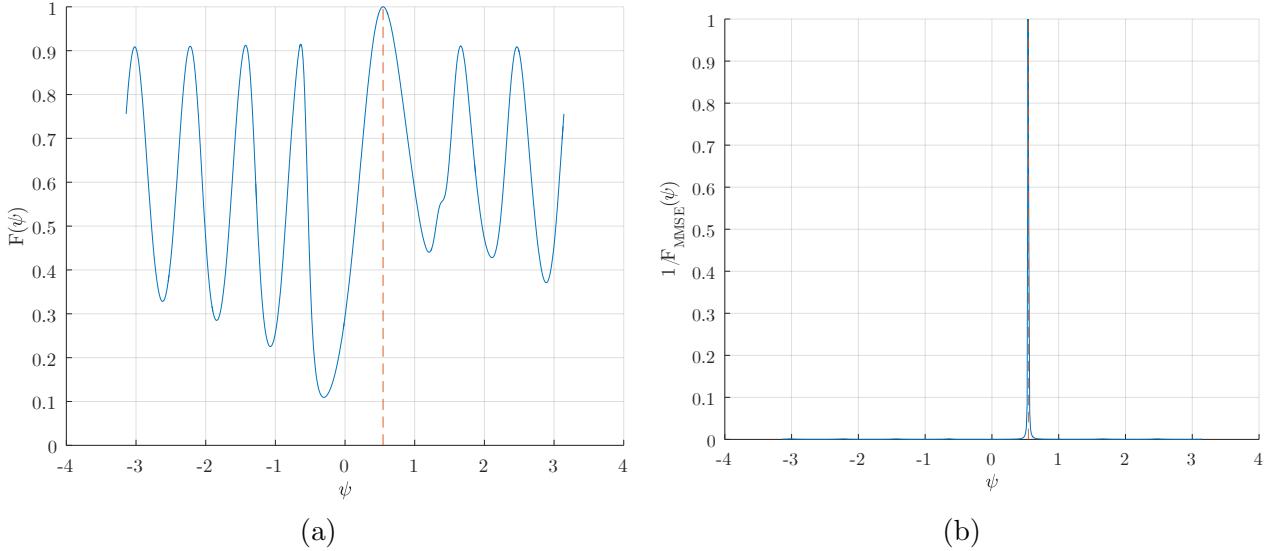


Рис. 2.12 — (а) Инверсная нормированная $F_{MMSE}(\psi)$, (б) нормированная $F(\psi)$, $\psi = 10^\circ (\psi \approx 0.55)$, SNR = 30 дБ

Прямое вычисление $F(\psi)$ и поиск его максимума ведет к большим вычислительным затратам. Можно применить условие $F'(\psi) = 0$ и получить следующее условие

$$\begin{aligned} \mu(\psi) &= \left(\sum_m f'_m(\psi) \hat{p}_m \right) \left(\sum_m f_m^2(\psi) \right) \\ &\quad - \left(\sum_m f_m(\psi) \hat{p}_m \right) \left(\sum_m f_m(\psi) f'_m(\psi) \right) = 0, \end{aligned} \quad (48)$$

$$\begin{aligned} f'_m(\psi) &= \frac{\sin(0.5N(\psi - \chi_m))}{2 \sin^3(0.5(\psi - \chi_m))} \times [(N-1) \sin(0.5(N+1)(\psi - \chi_m)) - \\ &\quad -(N+1) \sin(0.5(N-1)(\psi - \chi_m))] \end{aligned} \quad (49)$$

Типичный график $\mu(\psi)$ представлен на рис. 2.13. Можно заметить, что вокруг заданного $\psi \approx 0.55$ (красная вертикальная линия) есть область где $\mu(\psi)$ положительна слева и отрицательна справа. Поэтому, если известна грубая оценка угла прихода, что и происходит на первом этапе алгоритма), можно методом дихотомии быстро найти АОА с машинной точностью.

Заметим, что лучи вокруг фактического направления АОА вносят основной вклад в (47), потому что они имеют более высокие веса. Таким образом, мы можем рассматривать только лучи, измеренные на этапе процедуры уточнения, и лучший луч, выбранный на этапе перебора по грубой сетке (Sector Level Sweep). Кроме того, для процедуры поис-

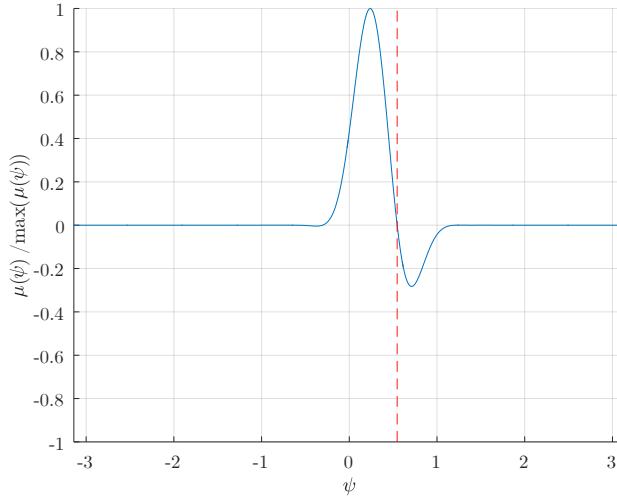


Рис. 2.13 — Нормированная функции $\mu(\psi)$, $\psi = 10^\circ$ ($\psi \approx 0.55$), $SNR = 30$ дБ

Алгоритм 1 Метод дихотомии для оценки угла прихода для улучшенного алгоритма иерархического поиска (hSearchMMSE)

```

 $\psi_{left} = \psi_{min}$ 
 $\psi_{right} = \psi_{max}$ 
 $\psi_{old} = \psi_{min}$ 
 $\Delta\psi = \infty$ 
while  $\Delta\psi > \varepsilon$  do
     $\hat{\psi} = 0.5(\psi_{left} + \psi_{right})$ 
    if  $\mu(\psi) < 0$  then
         $\psi_{right} = \hat{\psi}$ 
    else
         $\psi_{left} = \hat{\psi}$ 
    end if
     $\Delta\psi = |\hat{\psi} - \psi_{old}|$ 
end while
return  $0.5(\psi_{left} + \psi_{right})$ 

```

ка желательно, чтобы фактический угол прихода находился в середине рассматриваемых направлений лучей. Таким образом, мы должны модифицировать процедуру измерения на этапе дополнительных измерений. Примеры представлены на рис. 2.14. Сплошными серыми линиями показаны ДН лучей, формируемые на первом этапе оценки (SLS). Сплошная красная линия — ДН лучшего луча, выбранного на первой стадии. Штриховые линии — ДН лучей на этапе уточнения. Наконец, лучи, используемые в (48), отмечены цветными кривыми.

Всего, мы имеем два случая. В первом случае фактический угол прихода лежит вблизи лучшего луча и мы проводим дополнительные измерения вокруг этого луча. Во втором случае фактический угол прихода лежит посередине между лучшим и соседним лучами. Следовательно, нам необходимо провести дополнительные измерения между ними. В этом случае весовые векторы формируются с помощью выражений (36) и (50).

Знак в (47) зависит от положения лучшего соседнего луча (слева или справа).

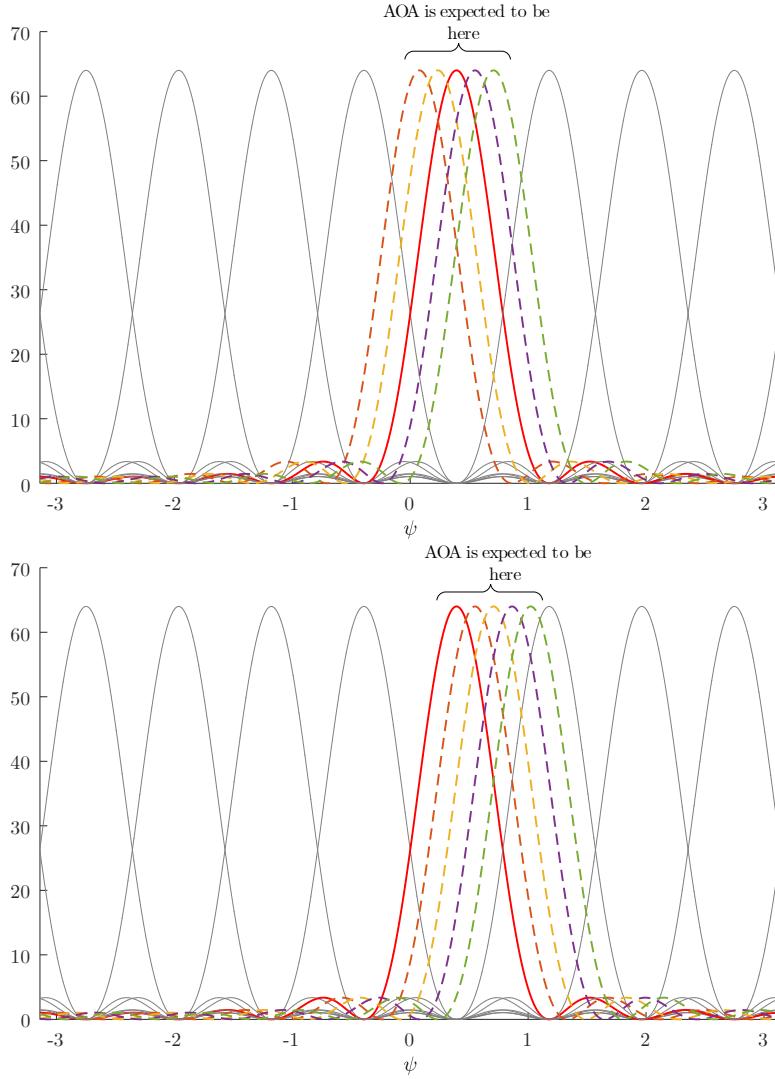


Рис. 2.14

$$\chi_q = \eta_v \pm 2\pi \frac{q}{N(M+1)}; \quad q = 1 \dots M. \quad (50)$$

Вопрос в том, как мы можем определить, где находится фактический угол прихода до этапа дополнительных измерений. Предлагается использовать метрику (47) для проверки трех гипотез:

- H_1 – угол прихода находится между лучшим лучем и левым соседним лучом
- H_2 – угол прихода находится вблизи лучшего луча
- H_3 – угол прихода находится между лучшим лучем и правым соседним лучом

Если η_v – пространственная частота наилучшего луча на этапе основных измере-

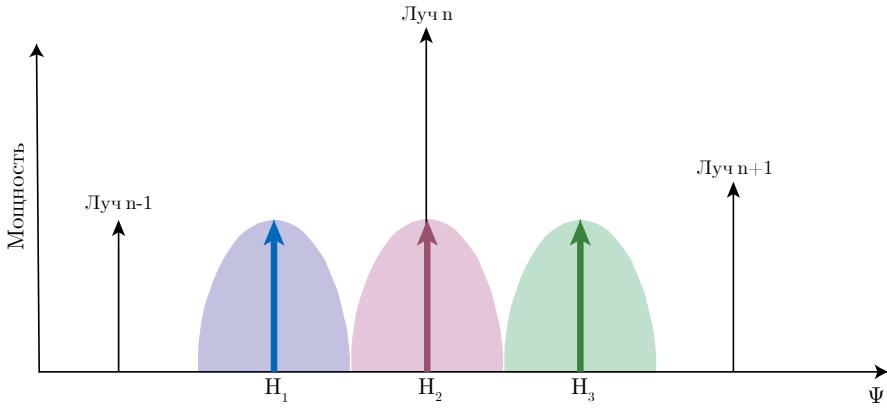


Рис. 2.15 — Выбор гипотез перед дополнительными измерениями. Чёрные стрелки принадлежат лучам из первой стадии прозвонки, цветные стрелки показывают центральные направления для различных гипотез

ний, выбранная нами метрика будет равна

$$F_{H_n} = \left[\sum_{m=v-1}^{v+1} f_m(\psi_{H_n}) \hat{p}_m \right]^2 \left[\sum_{m=v-1}^{v+1} f_m^2(\psi_{H_n}) \right]^{-1} \quad (51)$$

$$f_m(\psi_{H_n}) = \frac{\sin^2(0.5N(\psi_{H_n} - \eta_m))}{\sin^2(0.5(\psi_{H_n} - \eta_m))}. \quad (52)$$

$$\psi_{H_1} = \frac{\eta_{v-1} + \eta_v}{2}; \quad \psi_{H_2} = \eta_v; \quad \psi_{H_3} = \frac{\eta_{v+1} + \eta_v}{2}; \quad (53)$$

Тогда структурная схема алгоритма будет следующей

Шаг 1: Этап полного перебора по грубой сетке (SLS). BS производит сканирование лучом, UE последовательно использует все лучи из своей кодовой книги (33) для измерения мощности на каждом луче BS. Процедура выполняется для обоих AP.

Шаг 2: Выбирается лучшая пара лучей UE-BS и рассматривается выбранный луч UE как лучший сектор с пространственной частотой η_v .

Шаг 3: Проверяются гипотезы H_1 , H_2 и H_3 (см. 2.15) используя метрику (51). Выбирается гипотеза с наибольшим значением метрики. Отметим, что если в качестве лучшего луча выбирается первый луч UE ($v = 1$), то гипотеза H_1 не тестируется. Аналогично, не тестируется гипотеза H_3 для последнего луча с индексом $v = 8$.

Шаг 4: Этап дополнительных измерений. BS также производит сканирование лучом. UE последовательно использует все лучи из кодовой книги (36) для измерения мощности на каждом луче BS. Если выбрана гипотеза H_2 , для формирования кодовой книги используется (37). В остальных случаях используется (50). Знак «-» соответствует H_1 , а «+» соответствует H_3 .

Таблица 2.2 — Параметры алгоритма hSearchMMSE

Структура RS	SS-burst	CSI-RS
N / M / AIPs	8 / 4 / 2	8 / 2 / 2
Число просканированных лучей (UE/BS)	20 / 64	18 / 8
Суммарное число RS	1280	144
Необходимое время (слот 0.125 мс)	384 мс	36 мс

Шаг 5: Выполняется алгоритм поиска Алг. 1, используя условие МСКО (48). В уравнение подставляется мощность лучшего луча, измеренная на шаге 2 и мощность лучей из шага 4. Луч BS выбирается таким же, как в лучшей паре на шаге 2.

Шаг 6: Рассчитывается угол прихода $\hat{\varphi}$ на основе предполагаемой пространственной частоты. Если лучшая пара лучей UE-BS относится к AP#1, то $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi}$. Если лучшая пара UE-BS относится к AP#2, то $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi} + \pi$.

Временна́я структура алгоритма иерархического поиска с минимизацией среднеквадратичной ошибки (*hSearchMMSE*) совпадает с *baseline* и представлена на рис. 2.10. Параметры алгоритма представлены в таб. 2.2.

2.7 Модифицированный алгоритм монопульса – *AuxBeam*

Идея алгоритма основанного на монопульсе, также известного как *Auxiliary Beam*, была предложена в [10] и [12]. В отличие от обычных алгоритмов монопульса (см. раздел 1.2.3), AuxBeam основан на мощности и не требует сложного измерения комплексной амплитуды. Кроме того, для зондирования требуется достаточно малое количество лучей, и он совместим с алгоритмами слежения.

Основная идея в следующем. Пусть η_u и η_{u+1} – обобщенные углы лучей такие, что $\eta_u < \psi < \eta_{u+1}$ (см. рис. 2.16), где ψ – обобщенный угол прихода волны. Пусть η_{u+1} ортогонален η_u , то есть $\eta_{u+1} = \eta_u + 2\delta$, где $\delta = \pi/N$ и $\tilde{\eta}_u = 0.5(\eta_u + \eta_{u+1})$ – центральное направление. Тогда можно рассмотреть следующую метрику, однозначно зависящую от

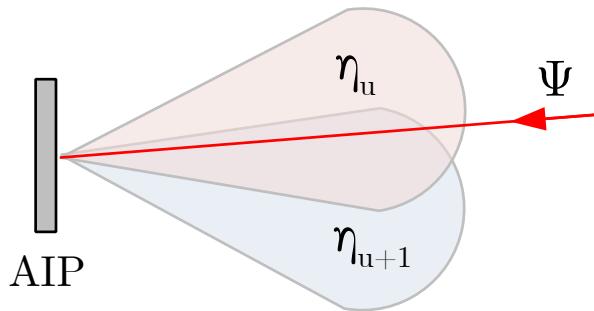


Рис. 2.16 — Конфигурация лучей для AuxBeam

угла прихода

$$\zeta(\psi) = \frac{f_u(\psi) - f_{u+1}(\psi)}{f_u(\psi) + f_{u+1}(\psi)} = -\frac{\sin(\psi - \tilde{\eta}_u) \sin \delta}{1 - \cos(\psi - \tilde{\eta}_u) \cos \delta} \quad (54)$$

$$f_u(\psi) = \frac{\sin^2(0.5N(\psi - \eta_u))}{\sin^2(0.5(\psi - \eta_u))} \quad (55)$$

Зависимость метрики $\zeta(\psi)$ от обобщенного угла прихода представлена на рис. 2.17. В

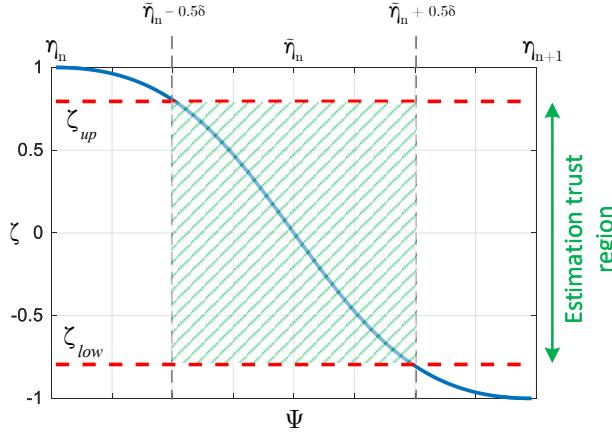


Рис. 2.17 — Зависимость метрики $\zeta(\psi)$ для алгоритма AuxBeam

реальной системе метрика $\hat{\zeta}$ может быть оценена следующим образом

$$\hat{\zeta} = \frac{\hat{p}_u - \hat{p}_{u+1}}{\hat{p}_u + \hat{p}_{u+1}}, \quad (56)$$

где \hat{p}_u — мощность измеренная на u -ом луче. Эта оценка получается смещенной, поскольку \hat{p}_u включает мощность шума. Чтобы избежать этого, в знаменателе можно вычесть удвоенную мощность шума, но это может обратить метрику в бесконечность при малом SNR. И, поскольку, функция $\zeta(\psi)$ достаточно полога на краях интервала (η_u, η_{u+1}) , это приводит к высокому воздействию шума на метрику при вычислении обратной функции.

Кроме того, если угол прихода находится рядом с центральным направлением определенного луча, мы можем выбрать другой луч так, что условие $\eta_u < \psi < \eta_{u+1}$ не будет выполняться. Чтобы этого не произошло, предлагается ввести условие на доверительный интервал $\zeta_{low} < \hat{\zeta} < \zeta_{up}$, который изображен зеленой штриховкой на рис. 2.17.

Если условие доверительного интервала не выполняется, следует провести дополнительные измерения на смешенных лучах. Если оно выполняется, можно оценить угол прихода как

$$\hat{\psi} = \tilde{\eta}_u - \arcsin \left(\frac{\hat{\zeta} \sin \delta}{\sin^2 \delta + \hat{\zeta}^2 \cos^2 \delta} - \frac{\hat{\zeta} \sqrt{1 - \hat{\zeta}^2} \sin \delta \cos \delta}{\sin^2 \delta + \hat{\zeta}^2 \cos^2 \delta} \right) \quad (57)$$

Шаг 1: Этап SLS. BS производит сканирование лучом, UE последовательно использует все

Таблица 2.3 — Параметры алгоритма AuxBeam

Структура RS	SS burst	CSI-RS
N / M / AIPs	8 / 0 или 2 / 2	8 / 0 или 2/2
Число просканированных лучей (UE/BS)	16 или 18 / 64	16 или 18 / 8
Суммарное число RS	1024 или 1152	128 или 144
Необходимое время (слот 0.125 мс)	304 или 344 мс	32 или 36 мс

лучи из кодовой книги (33) для измерения мощности на каждом луче BS. Процедура выполняется для всех AP.

Шаг 2: По результатам измерений, выбирается лучшая пара лучей UE-BS. Для того же луча BS, выбирается самый сильный сосед, первого найденного луча. Используя измеренную мощность для выбранных лучей вычисляется метрика (56). Пример выбранных лучей UE представлен на рис. 2.18.

Шаг 3: Если условие $\zeta_{low} < \hat{\zeta} < \zeta_{up}$, выполняется оценка обобщенного угла прихода $\hat{\psi}$ используя (57) и пропускается шаг 4.

Шаг 4: Пусть η_v — обобщенный угол лучшего луча UE. Проводятся измерения на обобщенных углах $\eta_{v+0.5} = \eta_v - \delta$ и $\eta_{v-0.5} = \eta_v + \delta$. Дополнительные лучи показаны на рис. 2.18 пунктирными линиями. Далее вычисляется метрика (56) и оценивается обобщенный угол прихода $\hat{\psi}$ (см. (57)).

Шаг 5: Рассчитывается угол прихода $\hat{\phi}$ на основе предполагаемой пространственной частоты. Если лучшая пара лучей UE-BS относится к AP1, то $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\phi}$. Если лучшая пара UE-BS относится к AP2, то $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\phi} + \pi$.

Временная структура алгоритма AuxBeam представлена на рис. 2.19. Параметры алгоритма представлены в таб. 2.3.

2.8 Сканирование адаптивным методом бисекций – ACS

Еще один многообещающий метод — Adaptive Compressed Sensing , идея которого описана [13]. Базовая концепция следующая. Пусть имеется сетка возможных обобщенных углов прихода волны $\psi_q = -\pi \frac{(Q-1)}{Q} + \frac{2\pi}{Q}(q-1)$, где Q — размер сетки. Мы можем представить сигнал, измеренный пользователем (UE) для фиксированного луча BS, как

$$y = \mathbf{w}^H \mathbf{S} \mathbf{a} + \xi, \quad (58)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}(\psi_1) & \mathbf{s}(\psi_2) & \dots & \mathbf{s}(\psi_q) \end{bmatrix}, \quad (59)$$

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} 1 & \exp\{i\psi\} & \dots & \exp\{i(N-1)\psi\} \end{bmatrix}^T, \quad (60)$$

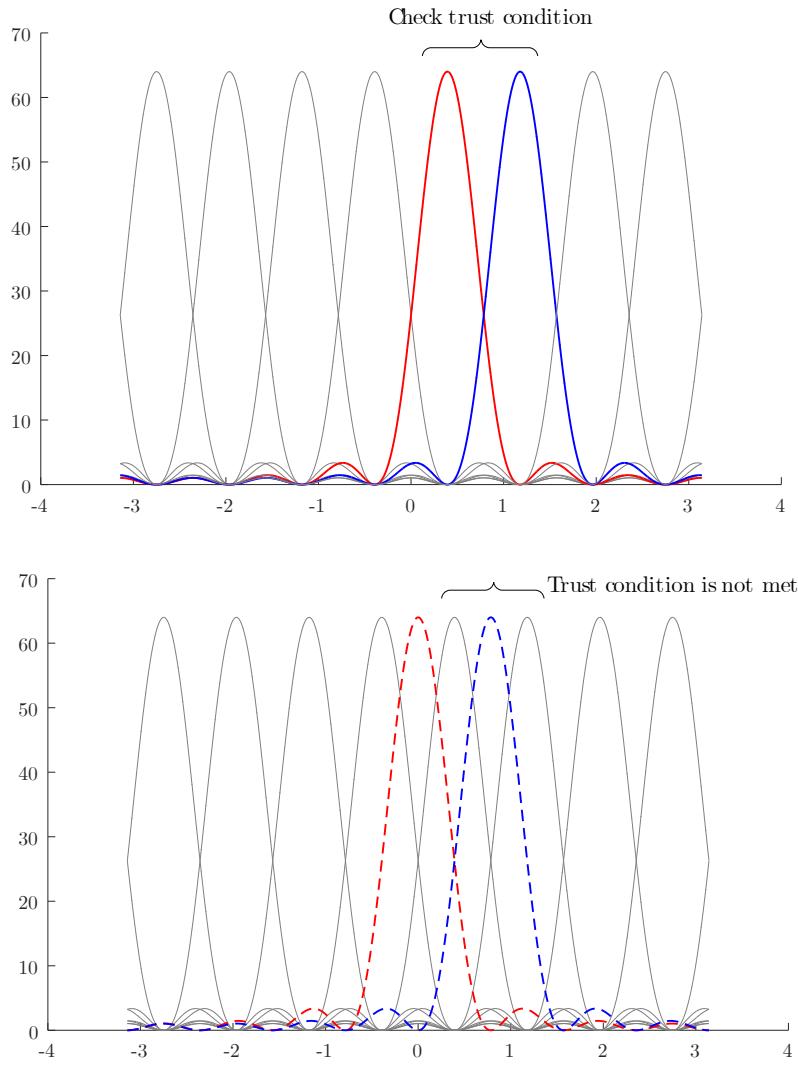


Рис. 2.18 — Два варианта выбора лучей UE для алгоритма AuxBeam. Верхний – в случае выполнения условия на доверительный интервал, нижний – в обратном случае.

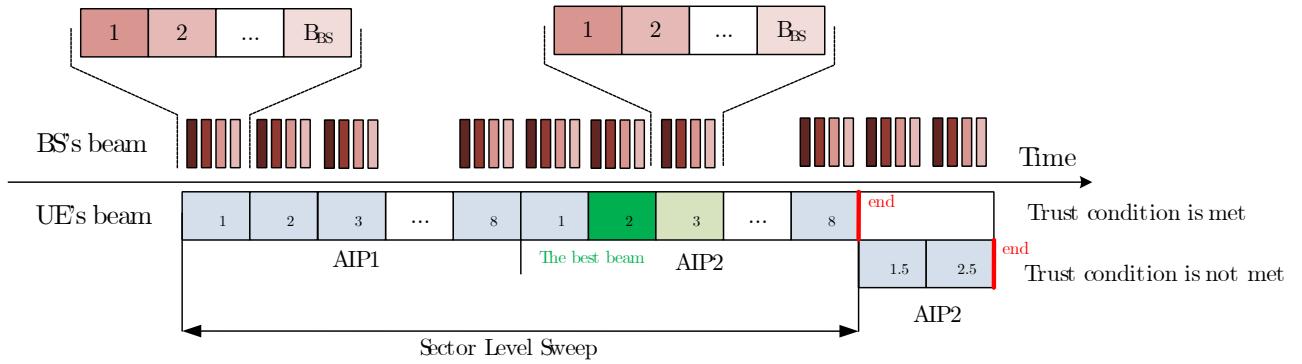


Рис. 2.19 — Изображение *AuxBeam* во времени для двух антенных решеток. $N = 8$, $M = 4, 64$ луча BS

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & a & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (61)$$

где \mathbf{w} – весовой вектор пользователя, $\mathbf{s}(\psi)$ – фазирующий вектор, N – число эле-

ментов в антенной решетке, ξ – вектор шума, \mathbf{z} – вектор комплексной амплитуды размерности $(Q \times 1)$, где все элементы нулевые, кроме одного, отвечающему фактическому углу прихода излучения на решетку. Основная задача алгоритмов этого семейства – восстановить вектор \mathbf{a} используя количество измерений $L \ll Q$. Если мы рассмотрим некоторую кодовую книгу \mathbf{W} размером $(N \times L)$, чьи столбцы являются весовыми векторами для луча пользователя, результат сканирования будет следующим

$$y = \mathbf{W}^H \mathbf{S} \mathbf{a} + \xi, \quad (62)$$

В работе [13], авторы утверждают, что их адаптивный алгоритм более эффективен, чем обычный алгоритм бисекции. В адаптивном алгоритме процедура зондирования разбита на несколько этапов и кодовая книга \mathbf{W} текущего этапа зависит от предыдущих результатов. Понятно, что если нас не интересует значение a , то вектор \mathbf{a} может быть сжат до вектора \mathbf{z} . Этот вектор кодирует позицию ненулевого элемента в векторе \mathbf{a} (индекс q) и требует только $\log(Q)$ итераций.

На первом шаге считаем, что ненулевой элемент имеет индекс от 1 до $Q/2$ ($z_1 = 0$) или $Q/2 + 1$ до Q ($z_1 = 1$). Для этого нам необходимо сформировать кодовую книгу \mathbf{W} размерности $(N \times 2)$, которая удовлетворяет условию

$$\mathbf{S}^H \mathbf{W} = \alpha \mathbf{G}, \quad (63)$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & \dots & 1 \end{pmatrix}^T, \quad (64)$$

где \mathbf{G} – матрица $(Q \times 2)$ и α – нормировочный множитель. Физически это означает, что первый весовой вектор должен обеспечивать однородную структуру ДН по обобщенным углам $\psi_1 \dots \psi_{Q/2}$ и подавлять ДН в направлениях $\psi_{Q/2+1} \dots \psi_Q$. Второй весовой вектор должен сделать противоположное. Приближенное решения для кодовой книги \mathbf{W} получается следующим

$$\mathbf{W} = \alpha (\mathbf{S} \mathbf{S}^H)^{-1} \mathbf{S} \mathbf{G} \quad (65)$$

Кодовый вектор, при котором будет принята наибольшая мощность будет соответствовать первому приближению направления на источник. Пусть $z_1 = 0$. Тогда на следующем шаге мы должны определить z_2 . Это означает, что ненулевой элемент лежит между индексами 1 или $Q/4$ ($z_2 = 0 | z_1 = 0$) или между индексами $Q/4 + 1$ и $Q/2$ ($z_2 = 1 | z_1 = 0$). В этом случае матрица \mathbf{G} определяется как

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}^T. \quad (66)$$

Таким образом, ненулевые элементы в матрице \mathbf{G} определяются сканированием

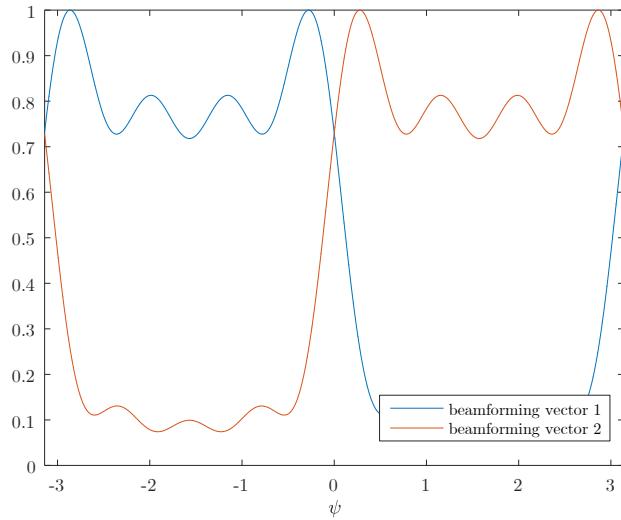


Рис. 2.20 — ДН для первого шага алгоритма $Q = 40$, $N = 8$

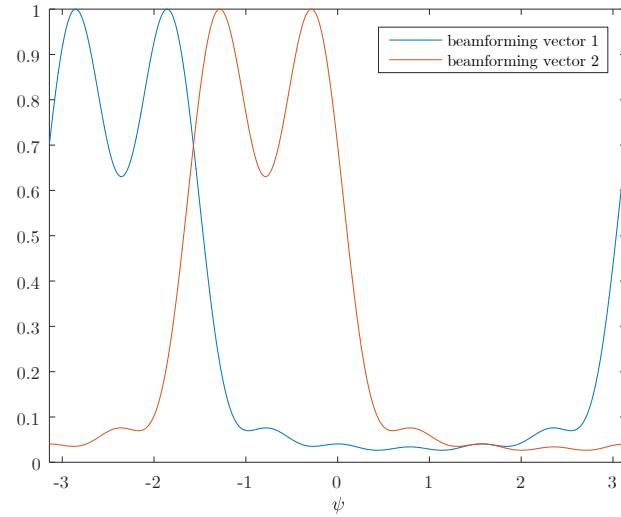


Рис. 2.21 — ДН для второго шага алгоритма, если $z_1 = 0$, $Q = 40$, $N = 8$

необходимого индекса луча. Процедура продолжается до тех пор, пока не будет определен последний элемент z . Проблема в том, что с выбранной в данной работе аппаратной конфигурации пользователя мы не можем применить (65), поскольку у нас не хватает степеней свободы, чтобы обеспечить равномерное формирование направленности в одной области пространства и полностью подавить другие. Поэтому, мы предлагаем некоторую модификацию этого алгоритма на основе дихотомии, следуя физическим принципам вышеизложенного.

Шаг 1: BS периодически переключает свои лучи, UE использует следующий весовой вектор $\mathbf{w} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ для каждой АПР. Физически это означает, что отключаются все элементы АР, кроме одного. ДН всей решетки совпадает с ДН элемента и становится квазивсенаправленной. Выбирается та АПР, где результирующая измеренная

мощность оказывается больше.

Шаг 2: BS периодически переключает свои лучи. Обозначим $\eta_{left} = -\pi$, $\eta_{right} = +\pi$. На стороне пользователя применяется следующая кодовая книга

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_1\} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \exp\{i\eta_2\} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (67)$$

$$\eta_1 = \frac{3}{4}\eta_{left} + \frac{1}{4}\eta_{right}; \quad \eta_2 = \frac{1}{4}\eta_{left} + \frac{3}{4}\eta_{right} \quad (68)$$

Если первый вектор бимформинга обеспечил наибольшую принятую мощность, то $\eta_{right} = 0.5(\eta_{left} + \eta_{right})$. В другом случае $\eta_{left} = 0.5(\eta_{left} + \eta_{right})$.

Шаг 3: BS периодически переключает свои лучи. Пользователь использует следующую кодовую книгу

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_1\} & \exp\{i2\eta_1\} & \exp\{3i\eta_1\} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \exp\{i\eta_2\} & \exp\{i2\eta_2\} & \exp\{3i\eta_2\} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (69)$$

$$\eta_1 = \frac{3}{4}\eta_{left} + \frac{1}{4}\eta_{right}, \quad \eta_2 = \frac{1}{4}\eta_{left} + \frac{3}{4}\eta_{right} \quad (70)$$

Если первый вектор бимформинга обеспечил наибольшую принятую мощность, то $\eta_{right} = 0.5(\eta_{left} + \eta_{right})$. В другом случае $\eta_{left} = 0.5(\eta_{left} + \eta_{right})$.

Шаг 4: BS периодически переключает свои лучи. Пользователь использует следующую кодовую книгу

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_1\} & \exp\{i2\eta_1\} & \dots & \exp\{i(N-1)\eta_1\} \\ 1 & \exp\{i\eta_2\} & \exp\{i2\eta_2\} & \dots & \exp\{i(N-1)\eta_2\} \end{pmatrix} \quad (71)$$

$$\eta_1 = \frac{3}{4}\eta_{left} + \frac{1}{4}\eta_{right}, \quad \eta_2 = \frac{1}{4}\eta_{left} + \frac{3}{4}\eta_{right} \quad (72)$$

Если первый вектор бимформинга обеспечил наибольшую принятую мощность, то $\eta_{right} = 0.5(\eta_{left} + \eta_{right})$. В другом случае $\eta_{left} = 0.5(\eta_{left} + \eta_{right})$.

Шаг 5: Предыдущий шаг повторяется, пока не достигается желаемая точность. Отметим, что ширина ДН начиная с этого шага перестает меняться, изменяется только направление луча.

Шаг 6: Вычисляем угол прихода используя оцененный обобщенный угол $\hat{\psi} = 0.5(\eta_{left} + \eta_{right})$. Если на шаге 1 была выбрана первая решетка, то $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi}$, в противном случае $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi} + \pi$.

Временная структура метода бисекций (*Compressed Sensing*) представлена на рис. 2.23. Параметры алгоритма представлены в таб. 2.4.

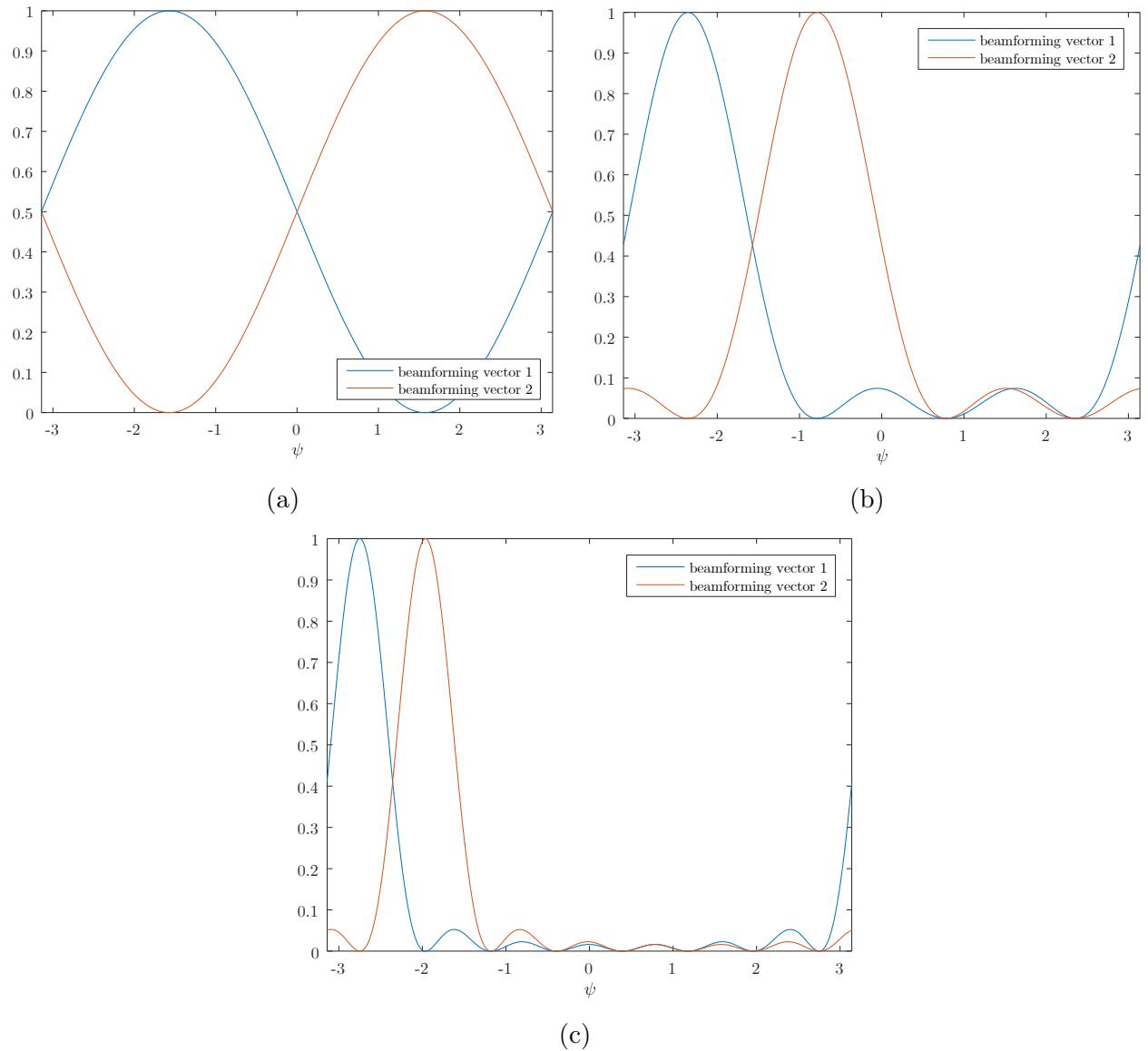


Рис. 2.22—Диаграммы направленности, формируемые кодовыми книгами (а) – (67);
 (б) – (69); (в) – (71);

Таблица 2.4—Параметры метода бисекций

Число уровней / Q (для одной AP)	8 / 128	8 / 128
Число просканированных лучей (UE/BS)	16 / 64	16 / 8
Суммарное число RS	1024	128
Необходимое время (слот 0.125 мс)	304 мс	32 мс

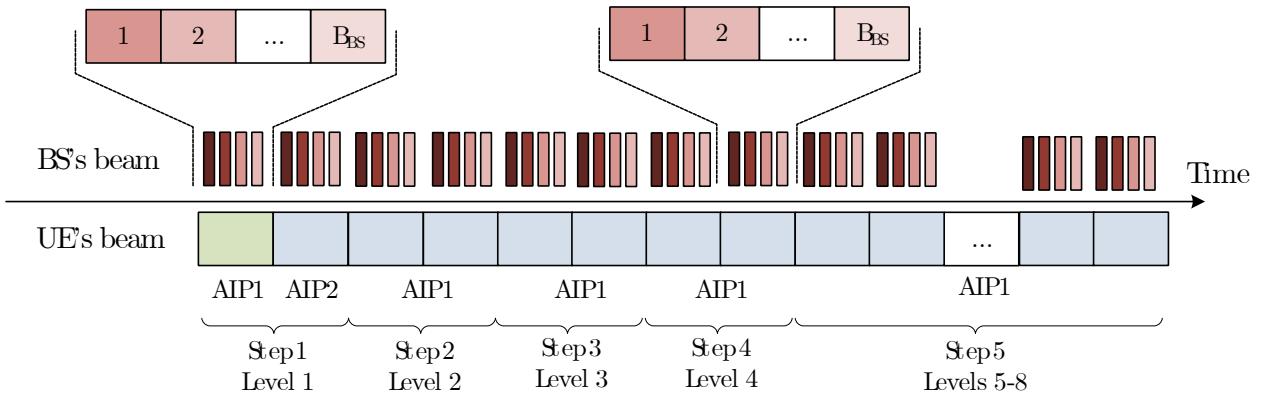


Рис. 2.23 — Временная структура алгоритма *ACS*

3 Многолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала в системе 5G NR

3.1 Иерархический поиск с минимизацией СКО – $hSearchMMSE$

Однолучевая версия алгоритма $hSearchMMSE$, описанная в разделе 2.6, может быть расширена на многолучевую. Однако, этот алгоритм есть аппроксимация метода Фурье (непрерывного сканирования лучом), $hSearchMMSE$ имеет характерные недостатки. Во-первых, разрешение ограничено шириной луча, но в контексте нашей системы это не настолько критично. Второй недостаток более серьезный, он связан с эффектов утечки мощности через боковые лепестки ДН. Это означает, что мы можем ошибочно распознать основной путь распространения, обнаруженный боковым лепестком, как запасной путь. Чтобы избежать подобной ошибки, необходимо установить порог мощности для обнаружения запасного пути. Этот порог должен учитывать утечку мощности через боковые лепестки и шумовое воздействие.

$$Th_1^{mn} = A_n \frac{\sin^2(0.5N(\eta_u - \hat{\psi}_1))}{\sin^2(0.5(\eta_u - \hat{\psi}_1))} + 9\sigma^2, \quad (73)$$

$$Th_2^{mn} = GA_n \frac{\sin^2(0.5N(\eta_u - \hat{\psi}_1))}{\sin^2(0.5(\eta_u - \hat{\psi}_1))} + 9\sigma^2, \quad (74)$$

где n – индекс луча базовой станции, n – индекс луча пользователя, A_n – «мощность» основного луча, включающая в себя ДН базовой станции, G – ослабление мощности элемента антенной решетки при приеме тыльной стороной решетки (-23 дБ), η_u – направление луча пользователя в обобщенных координатах, $\hat{\psi}_1$ – оцененный угол прихода основного луча, σ^2 – мощность шума, множитель 9 добавлен исходя из правила 3σ . Идея второго слагаемого в выражениях (73),(64) в том, чтобы уменьшить вероятность ложной тревоги из-за шума. Порог Th_1 используется для следующей решетки, той на которой был определен основной луч, а порог Th_2 для запасной решетки. Величина A_n может быть оценена, используя уравнение

$$A_n = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} \hat{p}_{mn} \frac{\sin^2(0.5(\hat{\psi}_1 - \chi_m))}{0.5N_{rx}(\hat{\psi}_1 - \chi_m)}, \quad (75)$$

где χ_m – обобщенный угол, найденный на этапе сканирования (см. раздел (2.6)), \hat{p}_{mn} – измеренная мощность на m -ом луче UE во время этапа дополнительных измерений и n -ом луче BS. Стоит отметить, что A_n для каждого луча очищается независимо.

Пошагово алгоритм выглядит следующим образом.

Шаг 1: BS производит сканирование лучом. UE последовательно использует каждый луч из кодовой книги (33) для измерения мощности на каждом луче BS. Эта процедура выполняется для AIP1 и AIP2. Мощность измерения на этом этапе сохраняется в

матрицах \mathbf{P}_1 и \mathbf{P}_2 соответственно. Каждый элемент матрицы соответствует определенным парам лучей UE и BS.

Шаг 2: Выбирается лучшая пара лучей UE-BS. Обозначим обобщенный угол лучшего луча как η_{v1} и индекс лучшего луча BS как q_1 .

Шаг 3: Тестируются гипотезы H_1 , H_2 , H_3 (см. рис. 2.16) с помощью (51). Мощность на соседний лучах пользователя ($u = v - 1$, $u = v + 1$) измеряется на одинаковых лучах BS с индексом q_1 . Выбирается гипотеза с наибольшей метрикой (51).

Шаг 4: БС периодически сканирует своими лучами. UE последовательно использует каждый луч кодовой книги (4.19) для измерить мощность для каждого луча БС. Если выбрана гипотеза H_2 , (4.20) используется для формирования кодовой книги. В противном случае используется (4.33). Знак «-» соответствует H_1 . Знак «+» соответствует H_3

Шаг 5: Мы выполняем алгоритм поиска, представленный в листинге 1, используя условие MMSE (48)). Мы используем мощность измеряется для лучшего луча на шаге 2 и лучей на шаге 4. Предполагается, что луч БС одинаков. как в лучшей паре на шаге 2 (т.е. имеет индекс q_1). Пусть $\hat{\psi}_1$ – предполагаемая пространственная частота первого пути распространения

Шаг 6: Выполняется оценка «мощности» используя (75) для каждого луча БС.

Шаг 7: Выбираем максимальный элемент матриц P_1 или P_2 (другая пара лучей UE-BS), который превышают пороги (73) или (74). Пусть это будут индексы (v_2 и q_2). Обратите внимание, что если АИР2 обнаружил основной путь, порог Th_1 применяется для матрицы P_2 (т.е. $P_{2un} > Th_{1un}$) и наоборот. Также мы должны исключить элементы, соответствующие балке, которая была выбрана на шаге 2 (v_1) для соответствующий АИП. Если выбранный луч v_2 является соседом v_1 , влияние основного пути на угол атаки оценка чрезмерно высока (утечка боковых лепестков). Таким образом, в этом случае мы предлагаем изменить АИР и выберите другую лучшую пару лучей. Пусть это также будет (v_2 и q_2).

Шаг 8: Мы проверяем гипотезы H_1 , H_2 и H_3 для пары лучей, выбранной на шаге 7. Гипотеза H_1 не проверено, если мы выбрали первый луч UE ($v_2 = 1$) или луч с индексом ($v_2 = v_1 + 1$). Гипотеза H_3 не тестируется, если мы выбрали последний луч UE ($v_2 = 8$) или луч с индексом ($v_2 = v_1 - 1$).

Шаг 9: БС периодически сканирует своими лучами. UE последовательно использует каждый луч кодовой книги (4.19) для измерить мощность для каждого луча БС. Если выбрана гипотеза H_2 , (37) используется для формирования кодовой книги. В противном случае используется (50). Знак «-» соответствует H_1 . Знак «+» соответствует H_3 .

Шаг 10: Мы выполняем алгоритм поиска, представленный в листинге 1, используя условие MMSE (48). В уравнение подставляем мощность, измеренную для луча, выбранного на шаге 7, и лучей на шаге 9. Луч БС предполагается таким же, как и в выбранной паре на шаге 7 (т.е. имеет индекс q_2). Пусть $\hat{\psi}_2$ оценивается пространственно частота первого пути распространения.

Шаг 11: Мы рассчитываем АОА на основе оценок пространственных частот $\hat{\psi}_1$ и $\hat{\psi}_2$. Если выбрана пара лучей UE-BS связанная с AIP1, $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi}$ используя (38). Если она связана с AIP2, $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi} + \pi$. Результат получается в радианах.

Временная диаграмма описанного алгоритма представлена на рис. 3.1. Параметры алгоритма представлены в таб. 3.1.

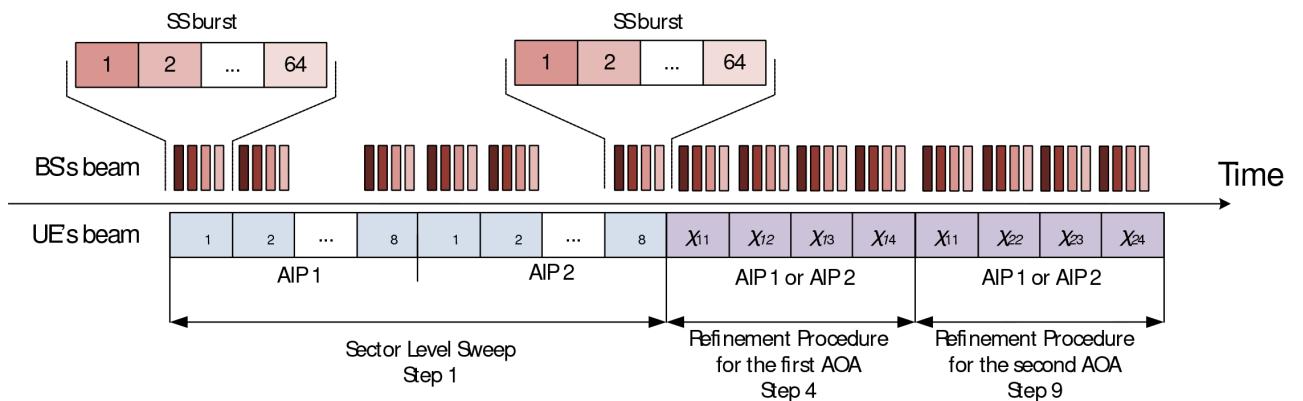


Рис. 3.1

Таблица 3.1 — Параметры многолучевого алгоритма hSearchMMSE

Структура RS	SS burst	CSI-RS
N / M / AIPs	8 / 4 / 2	8 / 2 / 2 / 2
Число просканированных лучей (UE/BS)	24 / 64	20 / 8
Суммарное число RS	1536	160
Необходимое время (слот 0.125 мс)	464 мс	40 мс

3.2 Модифицированный монопульс – AuxBeam

Алгоритм вспомогательного луча (см. 2.7) может быть расширен в многолучевом случае аналогично тому, как hSearchMMSE (см. 3.1). На этот алгоритм также влияют сильно боковые лепестки ДН, но эта проблема может быть решена порогом, описанным выше. Мы предоставляем здесь детальное описание алгоритма.

Шаг 1: БС прозванивает все свои лучи, UE последовательно использует каждый вектор кодовой книги (33) и (34) для измерения мощности на каждом луче БС. Измеренная

мощность сохраняется в матрицах $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2$ соответственно. Каждый элемент матрицы соответствует определенной паре лучей UE-BS.

Шаг 2: Выбирается лучшая пара лучей UE-BS на основе измеренной мощности. Обозначим лучший луч UE индексом v_1 , а лучший луч BS – q_1 . Для одинаковых лучей BS выбирается сильнейший луч, соседний лучшему. Обозначим этот луч w_1 . Вычисляется метрика (56), где $u = \min(v_1, w_1)$. Пример выбранных лучей пользователя показан на рис. 2.18 цветными линиями.

Шаг 3: Если условие на доверительный интервал $\zeta_{low} < \hat{\zeta}_1 < \zeta_{up}$ выполняется (см. (56)), производится оценка обобщенного угла прихода ψ_1 с помощью (57) и шаг 4 пропускается.

Шаг 4: Обозначим η_{v_1} обобщенный угол лучшего луча пользователя. На этом шаге производятся дополнительные измерения в направлениях $\eta_{v_1-0.5} = \eta_{v_1} - \delta$ и $\eta_{v_1+0.5} = \eta_{v_1} + \delta$. Дополнительные лучи показаны на рис. 2.18 пунктирными линиями. Далее вычисляется метрика (56) для этих лучей ($u = v_1 - 0.5$) и оценивается обобщенный угол прихода ψ_1 , используя (57)

Шаг 5: Оценивается «мощность» основного пути распространения (75) для каждого луча BS.

Шаг 6: Выбираются максимальные значения из матриц $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2$, превышающие пороги (73) или (74). Пусть выбранные значения соответствуют индексам $v_2 \neq v_1$ и $q_2 \neq q_1$. Отметим, что если ψ_1 был обнаружен на второй АР, то порог Th_1 применяется для матрицы P_2 и наоборот.

Шаг 7: Для одинаковых лучей BS с индексом q_2 выбирается сильнейший сосед луча UE с индексом v_2 . Обозначим индекс этого соседа w_2 . Если $w_2 = v_1$ или $w_2 = w_1$, невозможно корректно завершить алгоритм поиска запасного луча. Поэтому предлагается выбрать другую АР и найти два самых сильных соседних луча v_2 и w_2 .

Шаг 8: Используя измеренную мощность с шагов 6 и 7, вычисляется метрика (56), где $u = \min(v_2, w_2)$.

Шаг 9: Если выполняется условие на доверительный интервал $\zeta_{low} < \hat{\zeta}_2 < \zeta_{up}$, оценивается обобщенный угол прихода $\hat{\psi}_2$ используя (57) и шаг 10 пропускается.

Шаг 10: Пусть η_{v_2} – обобщенный угол сильнейшего луча пользователя, выбранного на шаге 6 или 7. Выполняются дополнительные измерения в направлениях $\eta_{v_2-0.5} = \eta_{v_2} - \delta$, $\eta_{v_2+0.5} = \eta_{v_2} + \delta$ и вычисляется метрика (56) для этих направлений ($u = v_2 - 0.5$) и оценивается $\hat{\psi}_2$.

Шаг 11: Рассчитывается АОА на основе оценок пространственных частот $\hat{\psi}_1$ и $\hat{\psi}_2$. Если выбрано UE- Пара лучей БС связана с АИП1, $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi}$ определенной в (38). Если это связано с АИР2, $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi} + \pi$. Результат получается в радианах.

Таблица 3.2 — Параметры алгоритма AuxBeam

Структура RS	SS burst	CSI-RS
N / M / AIPs	8 / 0,2 или 4/2	8 / 0,2 или 4/2
Число просканированных лучей (UE/BS)	16,18 или 20/64	16 / 18 или 20/8
Суммарное число RS	1024, 1152 или 1280	128, 144 или 160
Необходимое время (слот 0.125 мс)	304, 344, или 384 мс	32, 36 или 40 мс

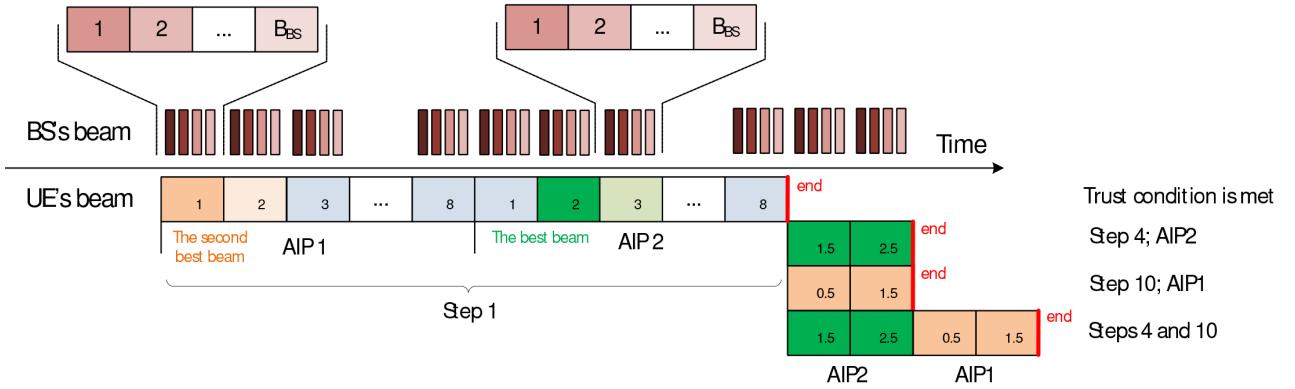


Рис. 3.2

3.3 Модифицированный алгоритм бисекций – ACS

В случае многолучевого распространения сигнала вектор \mathbf{a} (см. (61)) содержит несколько ненулевых элементов. Предположим, что ненулевых элементов всего два, что соответствует двум возможным путям распространения. В соответствии с [13], на каждой итерации поиска следует разделить вектор \mathbf{a} на четыре части и выбрать две лучших из них. Физическая интерпретация этой процедуры поиска представлена на рис. 3.3, где каждый сектор соответствует определенной ДН в соответствии с правилом генерации кодовой книги. Таким образом, на каждом уровне алгоритма мы измеряем четыре разных луча и выбираем два лучших, чтобы разделить каждый из них на две половины. Однако, после 3-ей итерации ширина ДН перестает меняться из-за недостаточного количества элементов в АР пользователя. Получается, что во время работы алгоритма «запасным» лучом всегда будет выбираться луч лежащий в одном кластере с основным лучом.

Для решения этой проблемы предлагается следующая модификация. Далее предполагается, что обобщенный угол $-\pi < \eta < \pi$ соответствует первой АР, а обобщенный угол $\pi < \eta < 3\pi$ – второй АР.

Шаг 1: Уровень 1. БС независимо переключает свои лучи. Введем $\eta_1 = -\pi/2$, $\eta_2 = +\pi/2$, $\eta_3 = 3\pi/2$ и $\eta_4 = 5\pi/2$. Пользователь измеряет принятую мощность на каждомлуче

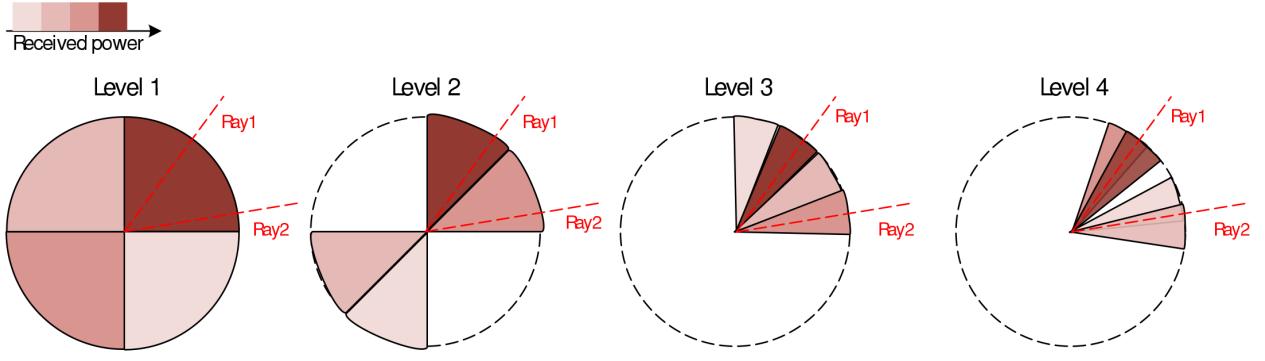


Рис. 3.3

БС и каждом луче из следующей кодовой книги

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_1\} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \exp\{i\eta_2\} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \exp\{i\eta_3\} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \exp\{i\eta_4\} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T \quad (76)$$

Пусть η_{v1} и η_{v2} – обобщенные углы, в направлении которых была принята наибольшая мощность на этом шаге.

Шаг 2:

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_1\} & \exp\{i2\eta_1\} & \exp\{i3\eta_1\} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \exp\{i\eta_2\} & \exp\{i2\eta_2\} & \exp\{i3\eta_2\} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \exp\{i\eta_3\} & \exp\{i2\eta_3\} & \exp\{i3\eta_3\} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \exp\{i\eta_4\} & \exp\{i2\eta_4\} & \exp\{i3\eta_4\} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T \quad (77)$$

Шаг 3: Уровень 2. БС независимо переключает свои лучи. Введем $\eta_1 = \eta_{v1} - \pi/4$, $\eta_2 = \eta_{v1} + \pi/4$, $\eta_3 = \eta_{v2} - \pi/4$ и $\eta_4 = \eta_{v2} + \pi/4$. Пользователь измеряет принятую мощность на каждом луче БС и каждом луче из следующей кодовой книги

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_1\} & \exp\{i2\eta_1\} & \dots & \exp\{i7\eta_1\} \\ 1 & \exp\{i\eta_2\} & \exp\{i2\eta_2\} & \dots & \exp\{i7\eta_2\} \\ 1 & \exp\{i\eta_3\} & \exp\{i2\eta_3\} & \dots & \exp\{i7\eta_3\} \\ 1 & \exp\{i\eta_4\} & \exp\{i2\eta_4\} & \dots & \exp\{i7\eta_4\} \end{pmatrix}^T \quad (78)$$

Обновляются значения η_{v1}, η_{v2} .

Шаг 4: БС независимо переключает свои лучи. Введем $\eta_1 = \eta_{v1} - \pi/2^l$, $\eta_2 = \eta_{v1} + \pi/2^l$, где l – индекс текущего уровня. После шагом 3 и 4, $l = 4$. Пользователь измеряет принятую

мощность на каждом луче БС и каждом луче из следующей кодовой книги

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_1\} & \exp\{i2\eta_1\} & \dots & \exp\{i7\eta_1\} \\ 1 & \exp\{i\eta_2\} & \exp\{i2\eta_2\} & \dots & \exp\{i7\eta_2\} \end{pmatrix}^T \quad (79)$$

Обновляется η_{v_1} и повторяется шаг 4 до тех пор, пока не будет достигнута необходимая точность. Получаем $\hat{\psi}_1 = (\eta_{v_1} + \pi) \bmod (2\pi) - \pi$, где $(x \bmod y)$ – остаток от деления x на y .

Шаг 5: БС независимо переключает свои лучи. Введем $\eta_3 = \eta_{v_2} - \pi/2^l$, $\eta_4 = \eta_{v_2} + \pi/2^l$, где l – индекс текущего уровня. На текущем шаге $l = 4$. Пользователь измеряет принятую мощность на каждом луче БС и каждом луче из следующей кодовой книги

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_3\} & \exp\{i2\eta_3\} & \dots & \exp\{i7\eta_3\} \\ 1 & \exp\{i\eta_4\} & \exp\{i2\eta_4\} & \dots & \exp\{i7\eta_4\} \end{pmatrix}^T \quad (80)$$

Обновляется η_{v_2} и повторяется шаг 5 до тех пор, пока не будет достигнута необходимая точность. Получаем $\hat{\psi}_2 = (\eta_{v_2} + \pi) \bmod (2\pi) - \pi$, где $(x \bmod y)$ – остаток от деления x на y .

Шаг 6: Из оцененных $\hat{\psi}_1$ и $\hat{\psi}_2$, вычисляются углы прихода. Если $-\pi < \eta_v < \pi$, $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi}$. Если $\pi < \eta_v < 3\pi$, $\varphi_{AOA} = \hat{\varphi} + \pi$.

Таблица 3.3 — Параметры алгоритма ACS

Структура RS N / M / AIPs	SS burst	CSI-RS
	8	8
Число просканированных лучей (UE/BS)	32/64	32/8
Суммарное число RS	2048	256
Необходимое время (слот 0.125 мс)	624 мс	64 мс

4 Результаты симуляций в модели канала IEEE 802.11ay «Hotel Lobby»

Эффективность разработанных алгоритмов была исследована с помощью численного моделирования. Использовалась реалистичная модель канала на основе трассировки лучей, описанная в стандарте IEEE 802.11ay [2]. Сценарий «Hotel Lobby» рассматривался как базовый сценарий. Параметры симуляции представлены в таб. 2.2. По умолчанию максимальное количество переотражений в процедуре трассировки лучей установлено равным 2.

Обычный сценарий Hotel Lobby предоставляет канал с лучом прямой видимости (LOS) (см. рис. 4.1а). Для того, чтобы убрать луч прямой видимости (NLOS), посередине комнаты была установлена дополнительная стена (см. рис. 4.1б).

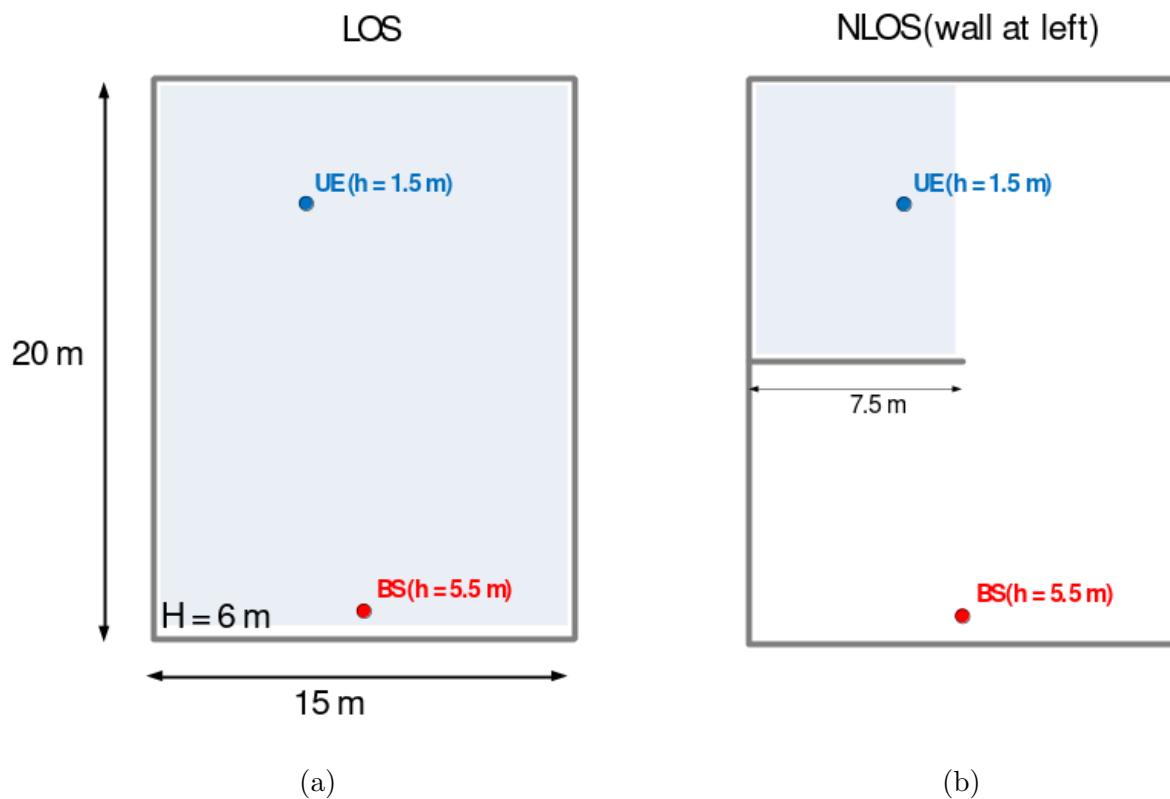


Рис. 4.1 — Схема расположения БС и пользователя в сценариях (а) LOS и (б) NLOS

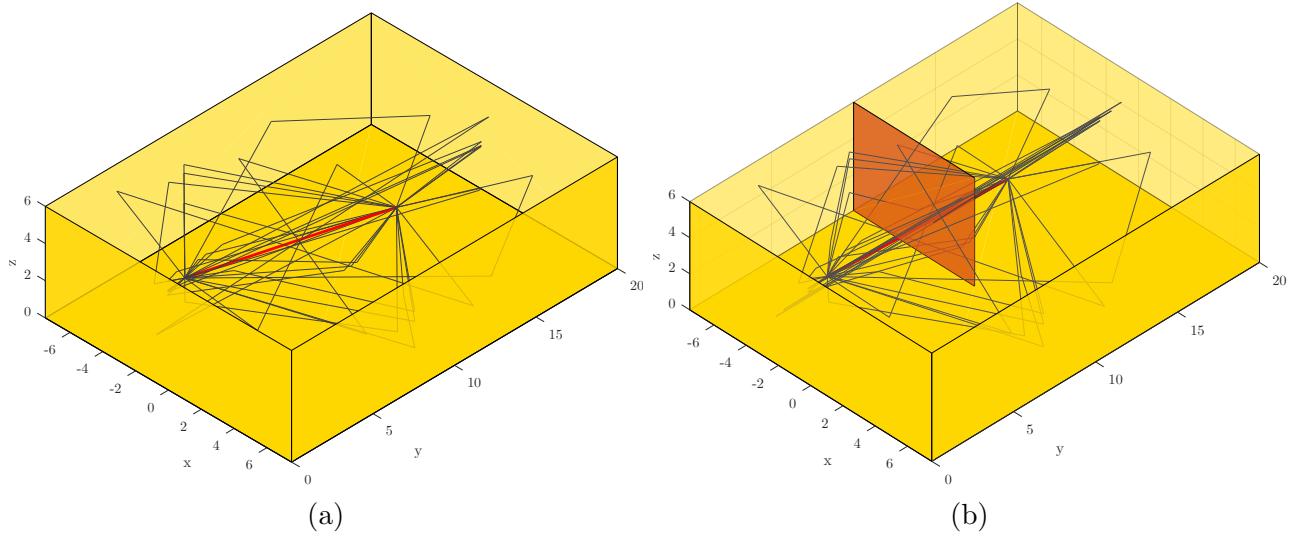


Рис. 4.2 — Геометрические лучи в сценариях (а) LOS и (б) NLOS. Красным цветом отмечен LOS-луч

В работе выполняется Монте-Карло моделирование: пользователь вбрасывается случайным образом в закрашенных синим областях на рис. 4.1. Обе антенные решетки пользователя лежат в горизонтальной плоскости. Азимут всех вброшенных пользователей также определялся случайным образом. Количество независимых экспериментов составило 10000.

Были рассмотрены 4 различных сценария:

1. Статичный LOS канал
2. Статичный NLOS канал
3. Быстро изменяющийся NLOS канал
4. Случай низкого ОСШ

В случае быстро меняющегося канала пользователи вращались в горизонтальной плоскости с угловой скоростью 100 град/с. Дополнительное описание сценария с низким ОСШ приведено в разделе 4.4. Другие параметры моделирования и системы приведены в таблице 4.1.

Для оценки точности оцененного АОА, производилось его сравнение с эффективным азимутальным углом (19) некоторого геометрического луча из модели. В случае однолучевых алгоритмов это в качестве этого луча выбирался самый сильный путь распространения. В представленных результатах разница между оцененным АОА и эффективным азимутом геометрического луча отмечается как «еггог». Для оценки точности многолучевых алгоритмов выполнялась более сложная процедура. Во-первых, сортировался список геометрических лучей в порядке убывания коэффициента передачи. Далее удалялись те лучи, которые находились в пределах ширины ДН вокруг самого сильного

Таблица 4.1 — Параметры системы

Параметр	Значение
Окружение	IEEE 802.11ay Hotel Lobby
Несущая частота	28 ГГц (FR2)
Ширина полосы	50 МГц
Частота дискретизации	61.44 МГц
Размер БПФ	512
Число используемых поднесущих	384
Число поднесущих в пилотном сигнале	127 (SS burst) или 32 (CSI-RS)
Расстояние между поднесущими	120 кГц
Температура шума	300 К
Мощность шума на поднесущую	-114 дБм

из них. После этого следующий в списке лучей рассматривался как самый сильный и процедура повторялась до конца всего списка.

Обозначим φ_1 и φ_2 как оценку АOA для основного и запасного лучей соответственно. Пусть Ψ – список геометрических АOA, а ψ_1 — АOA сильнейшего геометрического луча. Ошибка определения основного луча ψ_1 определялась как наименьшая величина между $|\varphi_1 - \psi_1|$ и $|\varphi_2 - \psi_1|$. Пусть наименьшая ошибка определилась на угле φ_1 . Ошибка определения запасного луча $\min(\Psi - \varphi_2)$, т.е. ближайший геометрический луч будет считаться опорным для резервного луча.

В качестве показателей эффективности рассматривались следующие метрики:

- Функция распределения ошибки (CDF) оценки АOA
- Среднеквадратичная ошибка (СКО)
- Среднее значение ошибки (CDF = 0.5)
- Значение CDF по уровню 0.8 и 0.9

Предполагается, что алгоритмы работают, если ошибка меньше удвоенной ширины ДН ($25, 2^\circ$). СКО учитывает только эксперименты, в которых алгоритмы работают успешно. Вероятность отказа работы алгоритма также измерялась.

Однолучевые разработанные алгоритмы сравнивались с базовым алгоритмом иерархического поиска (см. раздел 2.5). В случае многолучевости базовая линия отсутствует.

Во всех случаях оценивалось типичное значение ОСШ, которое определялось как отношение мощности сигнала и шума на одну поднесущую при идеальном формировании луча.

4.1 Однолучевые алгоритмы: стат. случай в LOS

В первую очередь, однолучевые алгоритмы были протестированы в статическом LOS сценарии. В качестве пилотного сигнала был выбран SS-burst, мощность передат-

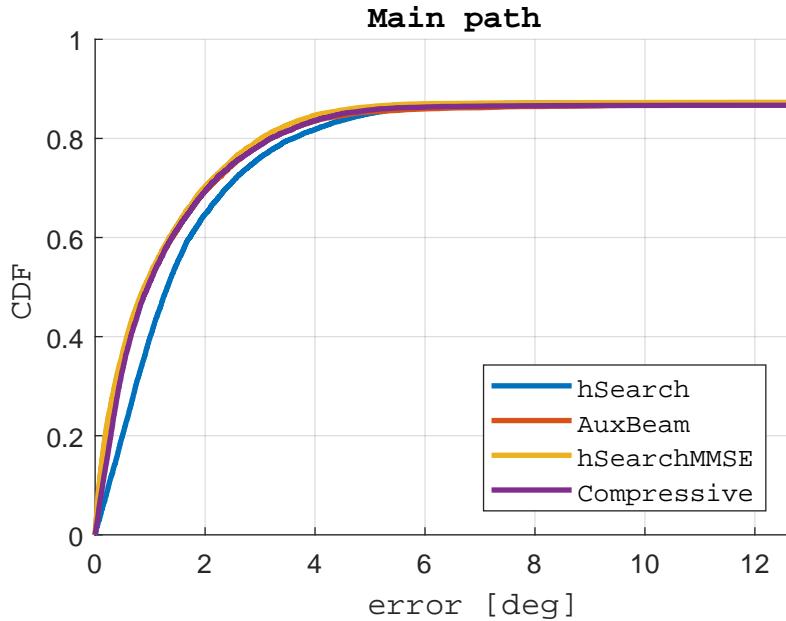


Рис. 4.3 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Стат. случай, LOS

чика -15 дБм. ОСШ на одну поднесущую было от 10 до 40 дБ в большинстве случаев. Приблизительно в 2% случаев, ОСШ находилось в интервале от -10 дБ до 10 дБ.

Результаты моделирования представлены на рис. 4.3 и таб. 4.2.

Таблица 4.2 — Стат. случай, LOS

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
Baseline (hSearch)	1.44	0%	0.13	108.44	0%
AuxBeam	1.73	20.2%	0.13	109.09	0.6%
hSearchMMSE4	1.32	-7.8%	0.13	108.65	0.2%
Compressive	1.28	-10.9%	0.13	109.12	0.6%

По результатам моделирования видно, что все разработанные алгоритмы показывают схожие результаты и все они лучше базовой линии (их кривые CDF находятся всегда левее базовой кривой). Наличие ошибок в данном случае вызвано эффектом замираний, приводящего к флюктуациям восстановляемого АОА относительно LOS направления. Замирания возникают из-за того, что помимо основного LOS луча, рядом находятся также лучи, отраженные от потолка, пола, стены рядом с БС и другие с первым порядком отражения, мощность не сильно меньше, чем у LOS луча. Все эти лучи имеют разный эффективный азимут (19), поэтому в некоторых измерениях восстанавливается не направление на главный луч, а направление на один из лучей главного кластера. Это приводит к высокому значению «ошибки» для всех алгоритмов, превышающей теоретическую.

Также можно заметить, что в 13% экспериментов ошибка оценки АOA составляет более 25.2° для всех алгоритмов. Это связано с «краевым эффектом», когда угол прихода близок к значению $\pm 90^\circ$ (см. рис. 2.6). Во-первых, эти направления равноправны с точки зрения волнового фронта и их нельзя различить с помощью АР. Это приводит к некоторым случайному скачкам около 180° . Эта проблема может частично решаться с помощью кодовой книги, где ни один луч не имеет направлений на $\pm 90^\circ$. Во-вторых, при таких значениях АOA появляется неоднозначность выбора между АР пользователя и поэтому выбор АР становится случайным. В результате на функции распределения появляется некоторая «полка» (см. рис. 4.4), вызванная этими двумя эффектами.

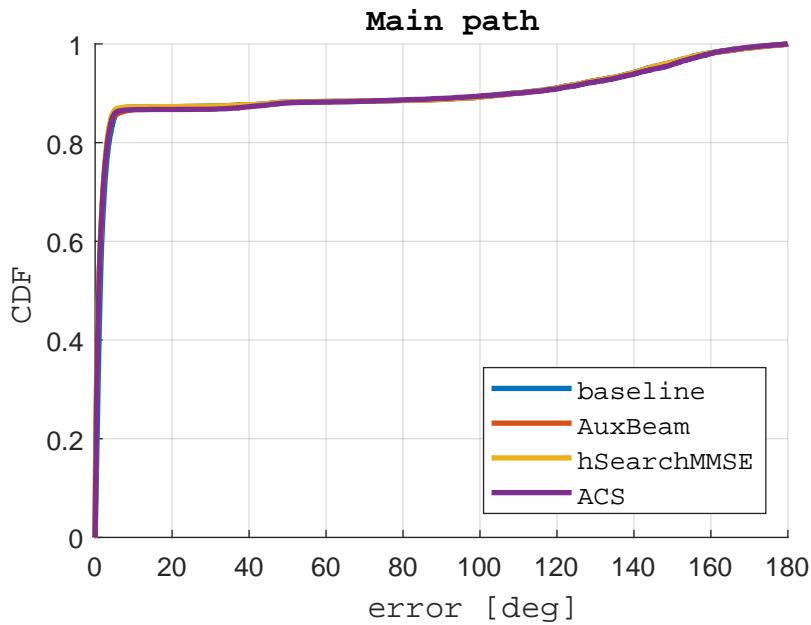


Рис. 4.4 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Стат. случай, LOS

4.2 Однолучевые алгоритмы: стат. случай в NLOS

Также разработанные алгоритмы тестировались на статическом NLOS сценарии. В качестве пилотного сигнала используется SS-burst, мощность передатчика равна -15 дБм. ОСШ на поднесущую составляет от -5 до 20 дБ в большинстве случаев. Приблизительно в 9% случаев значение ОСШ находилось в диапазоне от -25 до -5 дБ.

Результаты моделирования представлены на рис. 4.5 и таб. 4.2. Иерархический поиск (*baseline*, см. раздел 2.5) отмечен синим цветом, иерархический поиск с минимизацией СКО (*hSearchMMSE*, см. раздел 2.6) – оранжевым, модифицированный алгоритм моноимпульса (*AuxBeam*, см. раздел 2.7) – красным цветом, адаптивный алгоритм бинарного поиска (*ACS*, см. раздел 2.8) – фиолетовым.

В данном сценарии, разброс главного кластера геометрических лучей меньше, чем в LOS, поэтому точность определения АOA выше. Лучшим решением в данном случае

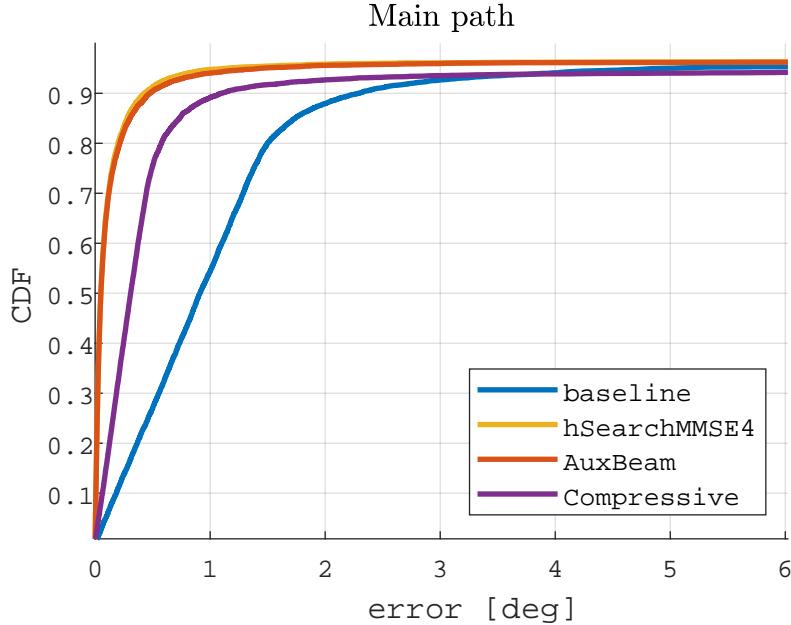


Рис. 4.5 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Стат. случай, NLOS

Таблица 4.3 — Стат. случай, NLOS

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
Baseline (hSearch)	1.58	0%	0.03	2.29	0%
AuxBeam	1.28	-18.9%	0.03	0.47	-79.3%
hSearchMMSE4	1.28	-19.2%	0.03	0.43	-81.2%
Compressive	1.33	-16.2%	0.05	1.10	-52.1%

являются *AuxBeam* и *hSearchMMSE*, поскольку они не имеют ошибки квантования. Их функции распределения и другие метрики практически одинаковы. *ACS*-алгоритм имеет конечную ошибку квантования $\Delta\psi = 0.0246(\Delta\varphi \approx 0.5^\circ)$, что и наблюдается в результатах. Также отметим, что несмотря на относительное низкое ОСШ на одну поднесущую, точность представленных алгоритмов достаточно высоки. Это происходит из-за усреднения по 127 пилотным поднесущим в SS-burst.

4.3 Однолучевые алгоритмы: быстро меняющийся канал

Интересным случаем является быстро меняющийся NLOS канал. Мощность передатчика равна 23 дБм. ОСШ на поднесущую в большинстве случаев составляет от 30 до 60 дБ. Примерно в 3% случаев ОСШ находится в диапазоне от 10 до 30 дБ.

Результаты симуляции представлены на рис.4.5 и таб. 4.3. Для SS-burst с периодом 20 мс процедура сканирования для этого сценария слишком долгая – от 300 до 380 мс, что соответствует углу поворота от 30 до 38 градусов (ширина ДН 12.6°). Лучше всего работает *ACS*-алгоритм, поскольку на начальных этапах он использует широкую ДН,

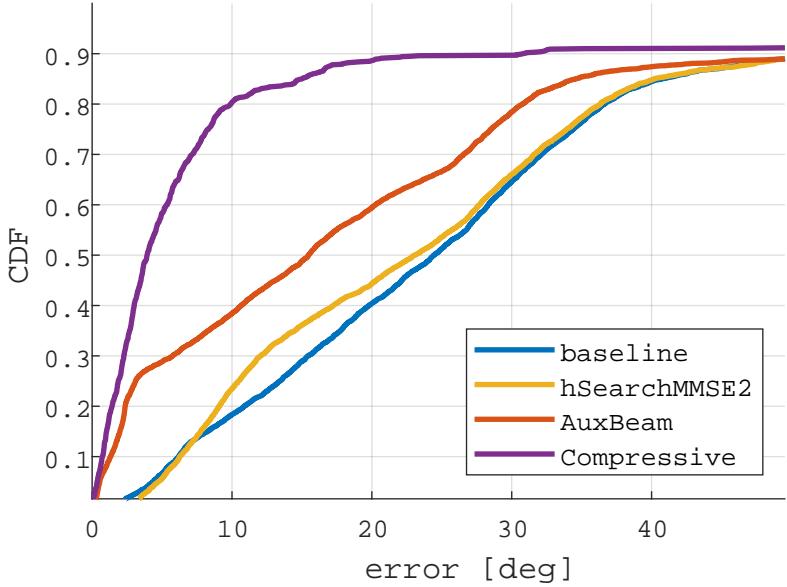


Рис. 4.6 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Динам. случай, NLOS, SS-burst

устойчивую к вращению пользователю.

Остальные алгоритмы работают плохо и ошибка оказывается равномерно распределенной в пределах поворота пользователя за время измерения. В среднем, продолжительность *AuxBeam* меньше, чем *hSearchMMSE*, что дает ему преимущество. Стоит отметить, что в 25 % случаев ошибка *AuxBeam* менее 3 град. Это соответствует начальным условиям, когда фактический АОА находится между двумя последними прозвоненными лучами и полученные измерения не успевают устареть.

Эффективность *hSearchMMSE* немного выше базового алгоритма, в силу его меньшей длительности: на этапе дополнительных измерений измерялись только 2 луча, т.е. общее количество измеренных лучей равно 18, в то время как у *baseline* – 20. Стоит отметить, что этап дополнительных измерений после процедуры SLS, работает по сильно устаревшим данным, что делает саму процедуру почти бесполезной.

Гораздо лучшее решение предоставляется с помощью CSI-RS (см. рис. 4.6 и таб. 4.3) в качестве пилотных сигналов. Продолжительность прозвонки в этом случае составляет от 32 до 40 мс, что соответствует повороту пользователя на 3.2 - 4.0 град.

В этом случае наилучшее решение дает алгоритм *AuxBeam*. Это происходит поскольку его длительность одна из самых низких. ACS алгоритм несмотря на такую же длительность работает значительно хуже, поскольку у него есть ошибка квантования. *hSearchMMSE*, несмотря на свою длительность, не имеют ошибки квантования и его эффективность во многих случаях совпадает с *AuxBeam*.

Таблица 4.4—Динам. случай, NLOS, SS-burst

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
Baseline (hSearch)	6.83	0%	0.48	53.20	0%
AuxBeam	7.54	10.4%	0.33	58.18	9.4%
hSearchMMSE4	6.33	-7.3%	0.46	53.33	0.2%
Compressive	4.38	-36%	0.10	30.79	-42.1%

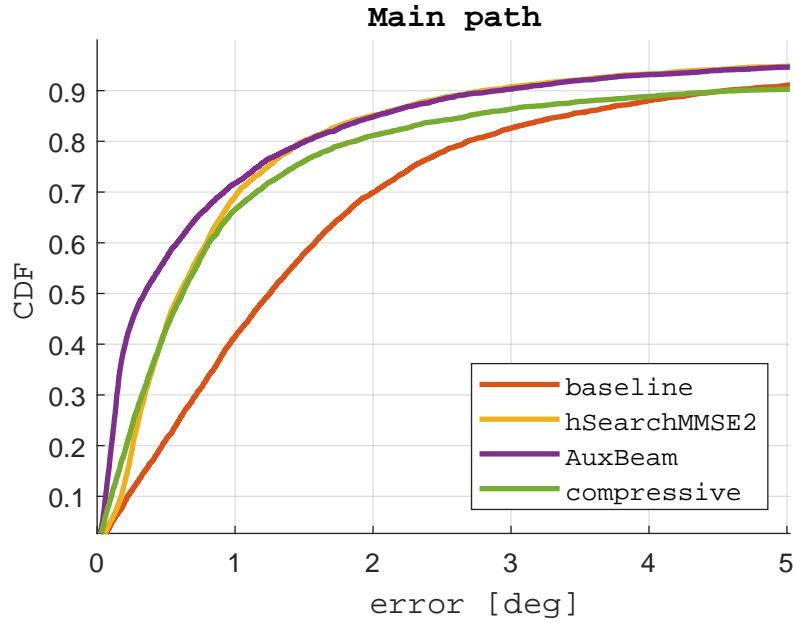


Рис. 4.7—Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Динам. случай, NLOS, CSI-RS

Таблица 4.5—Динам. случай, NLOS, CSI-RS

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
Baseline (hSearch)	1.96	0%	0.04	4.56	0%
AuxBeam	1.60	-18.2%	0.03	2.91	-36.1%
hSearchMMSE4	1.55	-20.7%	0.03	2.79	-38.7%
Compressive	2.02	3.3%	0.07	4.63	+1.7%

4.4 Однолучевые алгоритмы: низкое ОСШ

Чтобы протестировать алгоритмы в сценарии с низким ОСШ, большинство лучей были заблокированы с помощью дополнительной стены так, чтобы пользователь находился в отдельном помещении.

В симуляции моделировались отражения до 4-го порядка. В этом случае «самый сильный» луч входит в комнату через «дверь» и достигает пользователя после четырехкратного отражения. Геометрия представлена на рис. 4.8 (более слабые лучи тоже

присутствуют в симуляции, но они не изображены на рисунке). Положение пользователя было зафиксировано. Ориентация пользователя в горизонтальной плоскости была случайной.

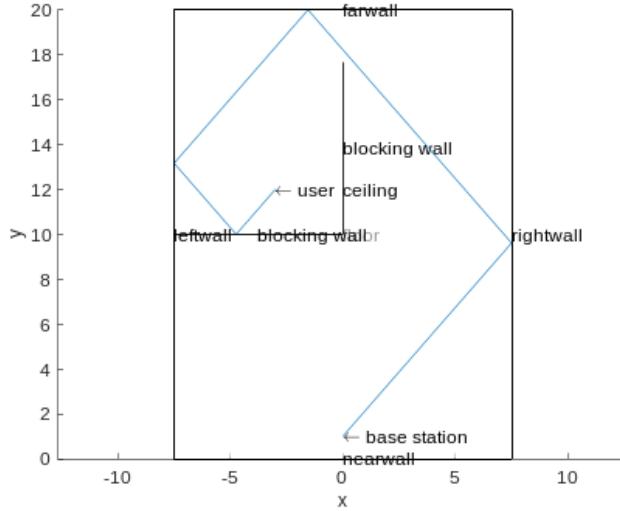


Рис. 4.8 — Геометрия симуляций для случая низкого ОСШ

Мощность передатчика равна -10 дБм. ОСШ на одну поднесущую находится в диапазоне от -47 до -25 дБ. В качестве опорного сигнала выбран SS-burst.

Результаты симуляции представлены на рис.4.9 и таб. 4.6. Иерархический поиск (*baseline* , см. раздел 2.5) отмечен синим цветом, разработанный иерархический поиск с минимизацией СКО (*hSearchMMSE* , см. раздел 2.6) – оранжевым ($M = 2$) и зеленым ($M = 4$), модифицированный алгоритм моноимпульса (*AuxBeam* , см. раздел 2.7) – красным цветом, адаптивный алгоритм бинарного поиска (*ACS* , см. раздел 2.8) – фиолетовым.

Таблица 4.6 — Низкое ОСШ

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
Baseline (hSearch)	3.79	0%	0.32	102.51	0%
AuxBeam	3.77	-0.5%	0.32	101.90	-0.6%
hSearchMMSE2	4.04	6.7%	0.32	103.48	0.9%
hSearchMMSE4	3.96	4.6%	0.32	103.91	1.4%
Compressive	7.74	104.4%	0.87	161.31	57.4%
				143.74	111.7%
				90.99	2829.8

Из результатов моделирования видно, все алгоритмы, кроме *ACS* работают хорошо в 68% случаев. При этом практически все алгоритмы проигрывают *baseline* в значении СКО (кроме *AuxBeam*). Наличие высоких ошибок оценки АОА не позволяют дать точную оценку СКО для приемлемого количества экспериментов. С точки зрения медианного значения ошибки ($CDF = 0,5$) кажется более подходящей метрикой. Оба

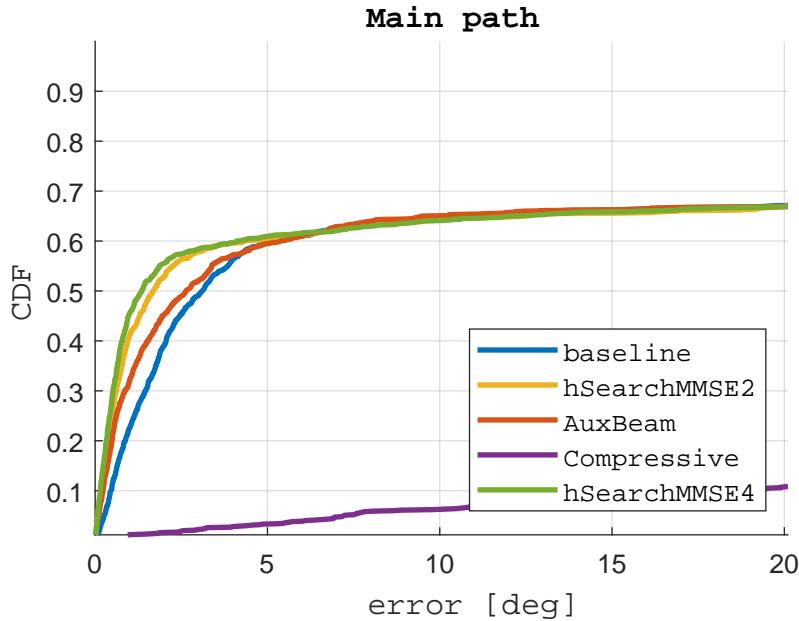


Рис. 4.9 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Стат. случай, LOS, основной луч

варианта *hSearchMMSE* и *AuxBeam* превосходят базовый уровень по этому показателю. Мы видим, что наилучшее решение дает алгоритм *hSearchMMSE* ($M = 4$).

Наихудшим решением в случае низкого ОСШ является *ACS*. На самом деле, этот алгоритм в данном случае не оценивает АОА, а лишь возвращает равномерно распределенное случайное значение. Это вызвано тем, что *ACS* на первых двух итерациях использует широкие ДН, что приводит низкому усилиению АР и высокой вероятности ошибки в выборе начального сектора.

4.5 Многолучевые алгоритмы: стат. случай в LOS

Многолучевые алгоритмы были протестированы в статическом LOS сценарии. В качестве опорного сигнала использовался SS-burst. Мощность передатчика была установлена равной 10 дБм. ОСШ на поднесущую составляло от 35 до 65 дБ в подавляющем большинстве случаев. Примерно в 3% случаев значение ОСШ находилось в диапазоне от 19 до 35 дБ.

Полученные результаты моделирования и показатели эффективности для основного луча представлены на рис. 4.10 и таб. 4.10. Полученные результаты моделирования и показатели эффективности запасного луча представлены на рис. 4.11 и в таб. 4.8.

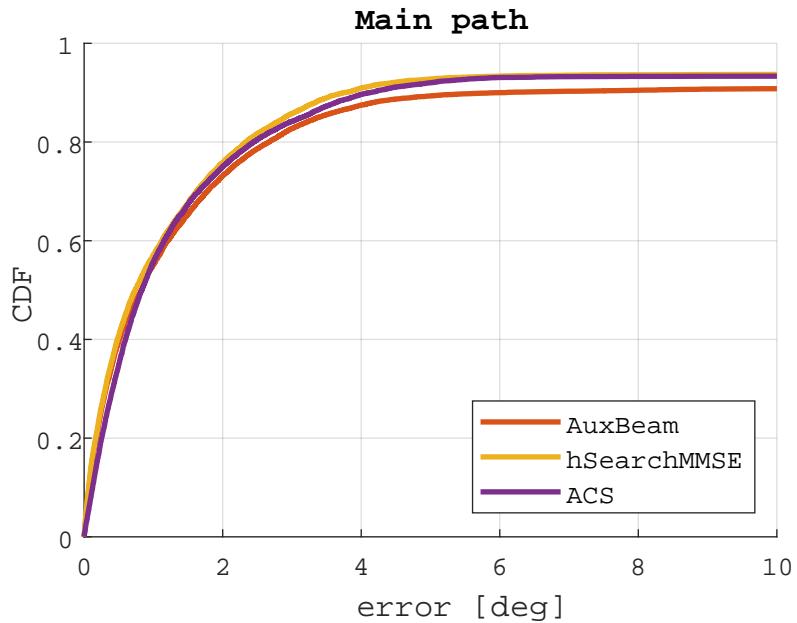


Рис. 4.10 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Стат. случай, LOS, основной луч

Таблица 4.7 — Стат. случай, LOS, основной луч

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
AuxBeam	1.65	0.09	6.01	2.67	0.80
hSearchMMSE4	1.25	0.06	3.75	2.33	0.74
Compressive	1.41	0.06	4.12	2.44	0.83

Для оценки угла прихода основного луча *AuxBeam*, *hSearchMMSE* и *ACS* показывают почти одинаковую эффективность. Тот же результат наблюдался и в случае однолучевых версий алгоритмов.

Для резервного луча *hSearchMMSE* в 10% случаев не нашел луча или он был ассоциирован с основным лучом. Подобные случаи исключались из набора данных в CDF и таблицах. Для *AuxBeam* это значение составило 5%, для *ACS* – 47%. Такой плохой результат *ACS* связан прежде всего с эффектом утечки мощности главного луча через боковые лепестки ДН.

По результатам моделирования можно сделать вывод, что *AuxBeam* и *hSearch-MMSE* позволяют достаточно хорошо оценить направление на запасной луч.

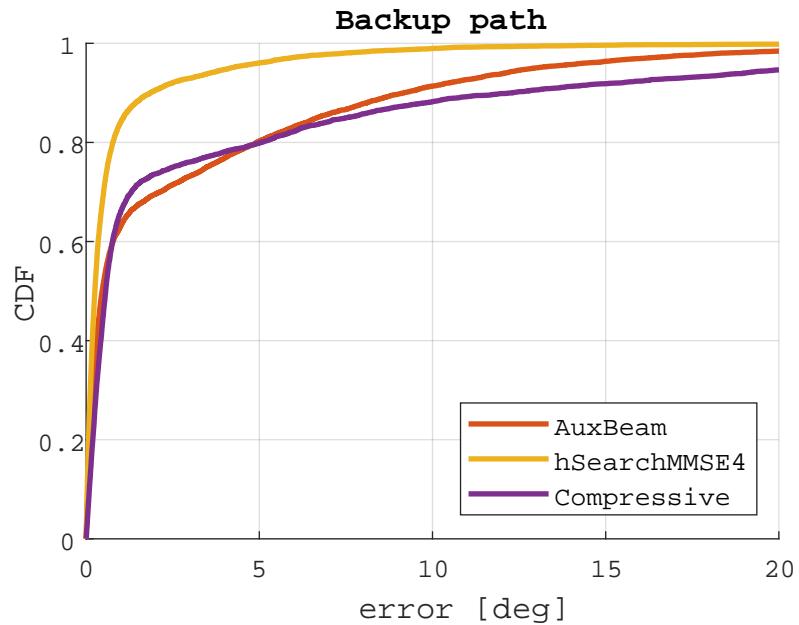


Рис. 4.11 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Стат. случай, LOS, запасной луч

Таблица 4.8 — Стат. случай, LOS, запасной луч

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
AuxBeam	4.37	0.01	9.16	4.92	0.46
hSearchMMSE4	1.89	0.00	1.86	0.77	0.25
Compressive	4.88	0.03	12.31	5.05	0.56

4.6 Многолучевые алгоритмы: стат. случай в NLOS

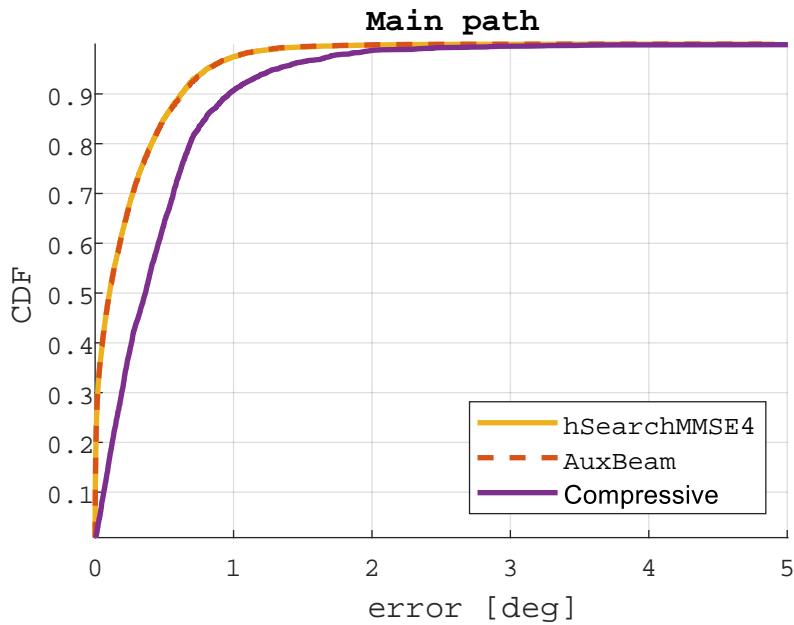


Рис. 4.12 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Стат. случай, NLOS, основной луч

Таблица 4.9 — Стат. случай, NLOS, основной луч

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
hSearchMMSE	0.31	< 0.001	0.60	0.38	0.11
AuxBeam	0.31	< 0.001	0.61	0.41	0.11
Compressive	0.68	< 0.001	0.97	0.69	0.36

Таблица 4.10 — Стат. случай, NLOS, запасной луч

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
hSearchMMSE	1.84	0.00	2.01	0.74	0.10
AuxBeam	4.26	0,01	9.09	5.98	0.61
Compressive	5.83	0.11	26.76	11,81	1.47

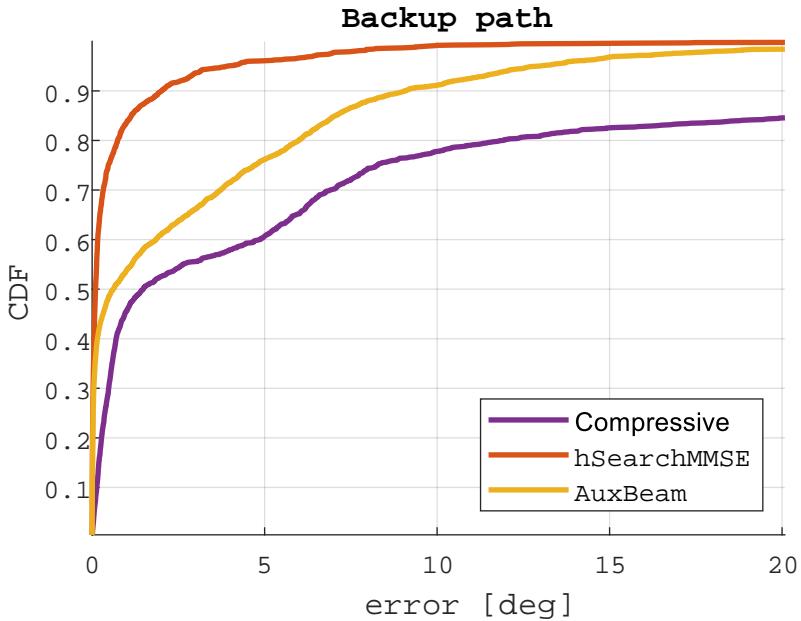


Рис. 4.13 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Стат. случай, NLOS, запасной луч

4.7 Многолучевые алгоритмы: быстро меняющийся канал

Другим интересным сценарием является быстро меняющийся канал NLOS. Здесь были приняты во внимание аналогичные результаты однолучевых алгоритмов (см. раздел 4.3) и использовался только CSI-RS. Мощность передатчика устанавливалась равным 23 дБм. Отношение сигнал-шум на поднесущую в подавляющем большинстве случаев составляло от 25 до 55 дБ. Примерно в 3% случаев значение SNR находилось в диапазоне от 10 до 25 дБ.

Полученные результаты моделирования и показатели эффективности для основного луча представлены на рис. 4.14 и в таб. 4.11. Полученные результаты моделирования и показатели эффективности для резервного луча представлены на рис. 4.15 и в таб. 4.12.

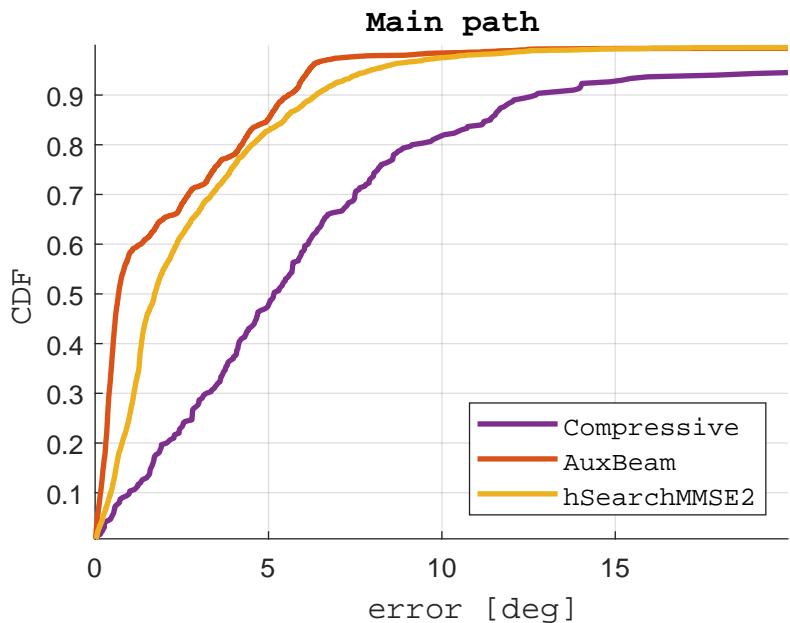


Рис. 4.14 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Динам. случай, NLOS, основной луч

Таблица 4.11 — Динам. случай, NLOS, основной луч

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
AuxBeam	2.41	0.01	5.58	4.23	0.68
hSearchMMSE4	2.63	0.00	6.37	4.52	1.72
ACS	4.94	0.02	12.71	9.14	5.15

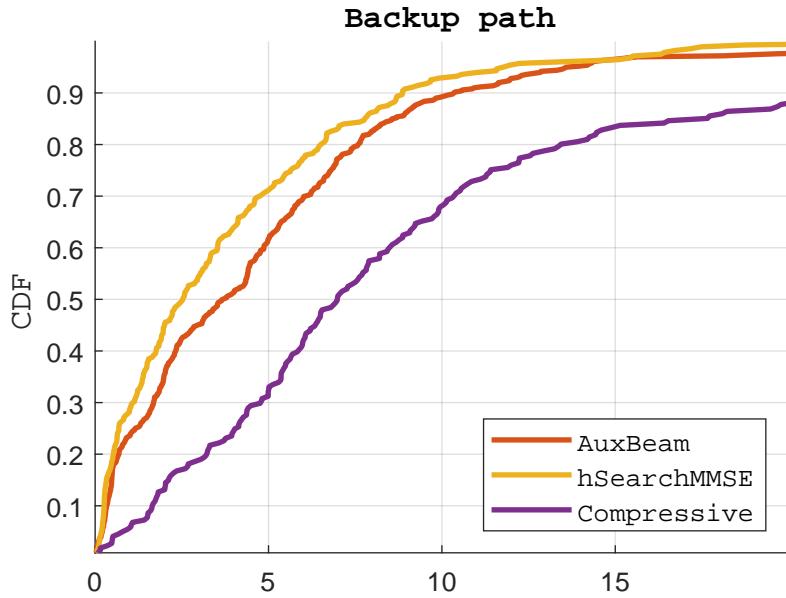


Рис. 4.15 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Динам. случай, NLOS, запасной луч

Таблица 4.12 — Динам. случай, NLOS, запасной луч

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
AuxBeam	4.32	0.01	10.10	7.03	3.38
hSearchMMSE4	4.28	0.01	10.52	6.93	2.84
ACS	5.22	0.09	22.44	13.36	6.98

Длительность алгоритмов находится в диапазоне от 32 до 64 мс, что соответствует повороту на 3.2 - 6.4 град. Мы снова видим, что наилучшее решение для основного луча дает кратчайший алгоритм, т.е. *AuxBeam* (требуется 32-40 мс). Второй результат показывает *hSearchMMSE*, продолжительность которого составляет 40 мс (всегда прозванивается два дополнительных луча на этапе уточнения).

Что касается резервного луча, то наибольшую эффективность обеспечивает *hSearch-MMSE* в силу своей короткой длительности и большей гибкости по сравнению с *AuxBeam*. *ACS* не нашел резервный путь в 26% всех случаев. Эти случаи были исключены из набора данных для получения CDF и метрик. Для других алгоритмов эти значения были менее 0.5%.

4.8 Многолучевые алгоритмы: низкое ОСШ

Многолучевые алгоритмы были протестированы в статическом сценарии NLOS с низким ОСШ. В качестве опорный сигнала был выбран SS-burst. Мощность передатчика

была установлена равной -25 дБм. Отношение сигнал-шум на поднесущую составило от -30 до 5 дБ в большинстве случаев. Примерно в 3% случаев значение ОСШ находилось в диапазоне от -80 до -30 дБ.

Полученные результаты моделирования для основного луча представлены на рис.4.16 и таб.4.13. Результаты моделирования для резервного пути представлены на рис. 4.17 и таб. 4.14.

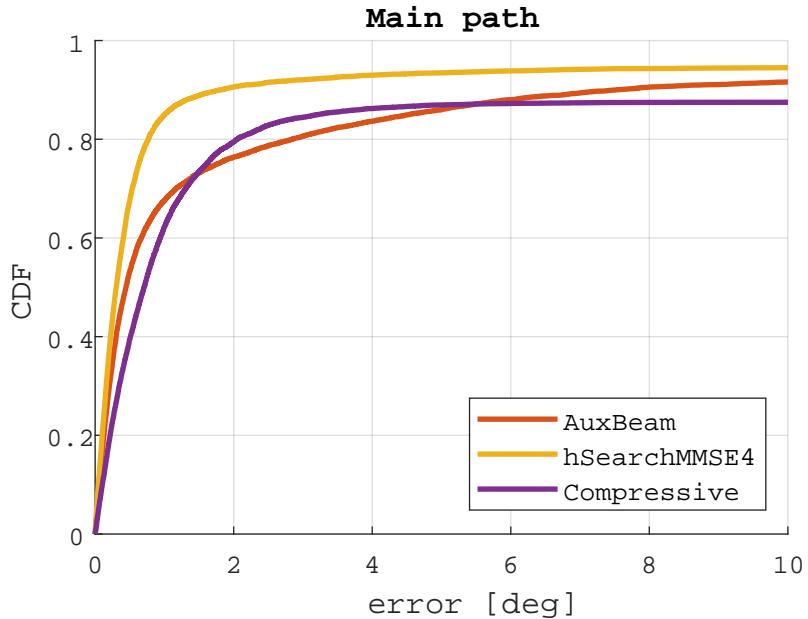


Рис. 4.16 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Низкое ОСШ, основной луч

Таблица 4.13 — Низкое ОСШ, основной луч

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
hSearchMMSE	0.31	< 0.001	0.60	0.38	0.11
AuxBeam	0.31	< 0.001	0.61	0.41	0.11
Compressive	0,68	< 0.001	0,97	0.69	0.36

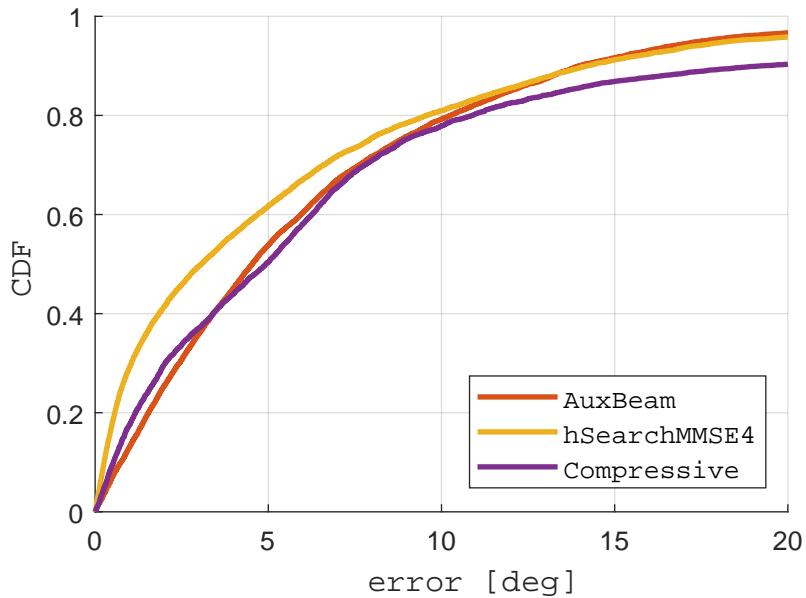


Рис. 4.17 — Функция распределения (CDF) ошибки определения угла прихода. Низкое ОСШ, запасной луч

Таблица 4.14 — Низкое ОСШ, запасной луч

Алгоритм	СКО, град	P_{fail}	CDF = 0.9, град	CDF = 0.8, град	CDF = 0.5, град
hSearchMMSE	1.84	0.00	2.01	0.74	0.10
AuxBeam	4.26	0.01	9.09	5.98	0.61
Compressive	5.83	0.11	26.76	11.81	1.47

Как и ожидалось, наилучшее решение дает алгоритм $hSearchMMSE$, который является аппроксимацией алгоритма Фурье и не имеет ошибки квантования. Что касается других алгоритмов, ACS не нашел резервный путь в 53% случаев, в то время как для $AuxBeam$ и $hSearchMMSE$ это значение составило 1-3%. Эти случаи были исключены из набора данных для получения CDF и таблиц. Также следует отметить, что $AuxBeam$ более подвержен влиянию низкого ОСШ по сравнению с $hSearchMMSE$. Это связано с нестабильностью метрики (56), особенно в случаях, когда сигнал подавляется ДН элементов АР, что ведет к чрезвычайно низкому ОСШ.

Заключение

В ходе данной работы проводилось исследование различных алгоритмов оценки угла прихода излучения в системе 5G NR с при наличии у пользователя двух антенных решеток (AP), расположенных на боковых гранях устройства, что является конструктивной особенностью многих современных средств связи.

Был получен новый многолучевой метод оценки угла прихода – многолучевой алгоритм иерархического поиска с минимизацией среднеквадратичной ошибки $hSearch-MMSE$.

Кроме того, были рассмотрены и модифицированы некоторые существующие алгоритмы:

- Алгоритм моноимпульса *Auxiliary Beam* (однолучевой и многолучевой)
- Алгоритм бинарного поиска *Adaptive Compressive Sensing* (однолучевой и многолучевой)

Эффективность разработанных алгоритмов исследовалась в нескольких сценариях и сравнивалась с выбранным базовым алгоритмом иерархического поиска

1. Статический канал с лучом прямой видимости (LOS)
2. Статический канал без луча прямой видимости (NLOS)
3. Быстро меняющийся NLOS канал
4. NLOS канал с низким отношением сигнал/шум

По результатам Монте-Карло моделирования в реалистичной модели канала «Hotel Lobby» можно привести следующие заключения:

- В статическом случае все рассмотренные алгоритмы превосходят базовый алгоритм. Лучшими являются *AuxBeam* и *hSearchMMSE*, поскольку они не имеют ошибки квантования.
- В случае быстро меняющихся каналов и SS-burst в качестве опорного сигнала, лучшим решением будет *ACS* алгоритм, поскольку он использует более широкие ДН, что способствует меньшему устареванию информации о канале во время продолжительного измерения и позволяет проследить правильное направление на первых итерациях алгоритма.
- В случае быстро меняющегося канала CSI-RS оказывается более эффективным, чем SS-burst. Лучшим решением в этом случае будет *AuxBeam*.
- При низком ОСШ, все алгоритмы значительно теряют в эффективности. Лучшим алгоритмом, с точки зрения среднего значения ошибки, является *hSearchMMSE*.

- В случае многолучевого статического канала, наибольшую эффективность и вероятность нахождения дополнительных лучей обеспечивает $hSearchMMSE$.
- В случае быстро меняющегося многолучевого канала, предлагается использовать $AuxBeam$ или $hSearchMMSE$ с pilotными сигналами CSI-RS
- В многолучевом канале с низким ОСШ лучшим решением будет $hSearchMMSE$

Техника безопасности

При выполнении компьютерного моделирования на персональной ЭВМ соблюдалась техника безопасности в соответствии с СанПин 2.2.2/2.4.1340-03 [15]. В помещениях для работы на компьютерах необходимым условием является наличие естественного и искусственного освещения. Естественное освещение реализуется через окна, ориентированные преимущественно на север и северо-восток. Не допускается размещение мест пользователей ПЭВМ в цокольных и подвальных помещениях. Искусственное освещение должно осуществляться системой общего равномерного освещения. Яркость светильников в зоне углов излучения от 50 до 90 градусов с вертикалью в продольной и попечной плоскостях должна составлять не более $200 \text{ кд}/\text{м}^2$, защитный угол светильников должен быть не менее 40 градусов. В случае работы преимущественно с документами, допускается применение комбинированного освещения: кроме общего устанавливаются светильники местного освещения, которые не должны создавать бликов на поверхности экрана и увеличивать его освещенность более 300 лк. Площадь одного рабочего места для взрослых пользователей должна составлять не менее 6 м^2 , а объем – не менее 20 м^3 . Для внутренней отделки помещений должны использоваться диффузно-отражающие материалы с коэффициентом отражения от потолка – 0.7–0.8; для стен – 0.5–0.6; для пола – 0.3–0.5. Поверхность пола в помещениях должна быть ровной, без выбоин, нескользкой, удобной для очистки и влажной уборки, обладать антistатическими свойствами. Микроклимат в помещениях, где установлены компьютеры, должен соответствовать санитарным нормам: температура воздуха в теплый период года должна быть не более 23–25 градусов Цельсия, в холодный – 22–24 градуса Цельсия; относительная влажность воздуха должна составлять 40–60; скорость движения воздуха – 0.1 м/с.

Для повышения влажности воздуха в помещениях следует применять увлажнители воздуха, заправляемые ежедневно дистиллированной или прокипяченной питьевой водой. Помещения перед началом и после окончания работы за компьютером следует проветривать. Экран видеомонитора должен находиться от глаз пользователя на оптимальном расстоянии 600-700 мм, но не ближе 500 мм с учетом размеров алфавитно-цифровых знаков и символов. При непрерывной работе с компьютером каждые 1-2 часа делать перерыв на 10-15 минут для отдыха и выполнения комплекса физкультурно-оздоровительных упражнений.

Список литературы

1. IEEE doc. 802.11-09/0334r8 Channel Models for 60 GHz WLAN Systems / A. Maltsev, A. Lomayev, A. Pudeyev, I. Bolotin, Y. Gagiev. — 04.2010.
2. *Maltsev A.* IEEE doc. 802.11-15/1150r9 Channel Models for IEEE 802.11ay. — 04.2017.
3. *Xu H., Kukshya V., Rappaport T.* Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2002. — Т. 20, вып. 3. — С. 620—630. — DOI: 10.1109/49.995521.
4. Millimeter Wave Channel Modeling and Cellular Capacity Evaluation / M. R. Akdeniz, Y. Liu, M. K. Samini, S. Sun, S. Rangan, E. Erkip // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2014. — Т. 32, вып. 6. — С. 1164—1179. — DOI: 10.1109/jsac.2014.2328154.
5. Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models for Future Wireless Communication System Design, / T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, S. Sun, S. Rangan, E. Erkip // IEEE Transactions on Communications. — 2015. — Т. 63, вып. 9. — С. 3029—3056. — DOI: 10.1109/tcomm.2015.2434384.
6. *Tuncer E., Friedlander B.* Classical and modern direction-of-arrival estimation. — 2009.
7. *Stoica P., Moses R.* Spetral analysis of signals, Upper Saddle River. — New Jersey: Prinentice Hall Inc, 2005. — С. 427.
8. *Allen B., Ghavami M.* Adaptive array systems: fundamentals and applications. — 2006.
9. *Godara L. C.* Smart Antennas. — 2004. — DOI: 10.1201/9780203496770.
10. *Zhu D., Choi J., Health W.* Auxiliary Beam Pair Enabled AoD and AoA Estimation in mmWave FD-MIMO Systems //. — 2016. — DOI: 10.1109/glocom.2016.7841616.
11. *Sherman S. M., Barton D. K.* Monopulse Principles and Techniques //. — Artech House Publishers, 2011.
12. Robust Beam Tracking Algorithm for mmWave MIMO Systems in Mobile Environments / S. Kim, H. Han, N. Kim, H. Park //. — 2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Fall), 2019. — DOI: 10.1109/vtcfall.2019.8891561.
13. Channel Estimation and Hybrid Precoding for Millimeter Wave Cellular Systems / A. Alkhateeb, O. E. Ayach, G. Leus, R. W. Health // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. — 2014. — Т. 8, вып. 5. — С. 831—846. — DOI: 10.1109/jstsp.2014.2334278.
14. *Dahlman E., Parkvall S., Skold J.* 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology // Academic Press. — 2018.
15. О введении в действие санитарно-эпидемиологических правил и нормативов : Сан-ПиН 2.2.2/2.4.1340-03. — 2003.