

**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 03.03.03 «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 4-го курса магистратуры

_____ Понур К.А.

Нижний Новгород
2022 год

Содержание

Введение	4
1 Обзор методов оценки угла прихода	5
1.1 Характеристики канала связи миллиметровых длин волн	5
1.2 Обзор некоторых методов оценки угловой координаты источника излучения	5
1.2.1 Методы Фурье и Бартлетта	6
1.2.2 Метод максимального правдоподобия	9
1.2.3 Метод моноимпульса	10
1.2.4 Метод Кейпона	11
1.3 Структура пилотных сигналов в системах 5G NR	17
1.4 Пользовательская система антенных решеток	17
1.5 Антенная решетка базовой станции и система прозвонки	18
1.6 Оценка мощности	20
2 Однолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала в системе 5G NR	24
2.1 Иерархический поиск	24
2.2 Иерархический поиск с минимизацией СКО	26
2.3 Модифицированный алгоритм моноимпульса	32
2.4 Сканирование адаптивным методом бисекций	35
3 Многолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала	41
3.1 Иерархический поиск с минимизацией СКО	41
4 Результаты симуляций в модели канала Hotel Lobby	43
Техника безопасности	44

Обозначения и сокращения

Сокращения

AATLF	Adaptive Angle Tracking Loop Filter	KF	Kalman Filter
AIC	Akaike's Information Criterion	LCS	Local Coordinate System
AIP	Antenna in Package	LF	Loop Filter
AOA	Angle of Arrival	LOS	Line-of-Sight
AOD	Angle of Departure	MDL	Minimum Description Length
AWGN	Additive White Gaussian Noise	ML	Maximum Likelihood
BRP	Beam Refinement Protocol	MMSE	Minimal Mean Square Error
CCATLF	Constant Coefficient Angle Tracking Loop Filter	MPM	Minimal Polynomial Method
CDF	Cumulative Distribution Function	MS	Maximal Selection
CFAR	Constant False Alarm Ratio	MUSIC	MUltiple SIgnal Classification
CoMP	Coordinated Multipoint	MVDR	Minimum Variance Distortionless Response
CSI	Channel State Information	NLOS	Non Line-of-Sight
DCO	Digitally Controlled Oscillator	NR	New Radio
DKED	Double Knife-Edge Diffraction	PBCH	Physical Broadcast Channel
DVR	Digital Video Recorder	PDF	Probability Density Function
EG	Equal Gain	PSS	Primary Synchronization Signal
EKF	Extended Kalman Filter	RGB-D	Red-Green-Blue-Depth
FFT	Fast Fourier Transform	RS	Reference Signal
GCS	Global Coordinate System	SLS	Sector Level Sweep
HBF	Hybrid Beamforming	SSS	Secondary Synchronization Signal
HDTV	High Definition Television	SVD	Singular Value Decomposition
		TDM	Time Division Multiplexing
		ULA	Uniform Linear Array

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 АОА. Также, из этого свойства канала следует, что количество различимых 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 некоторых методов оценки угловой координаты источника излучения

Как показано выше, 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

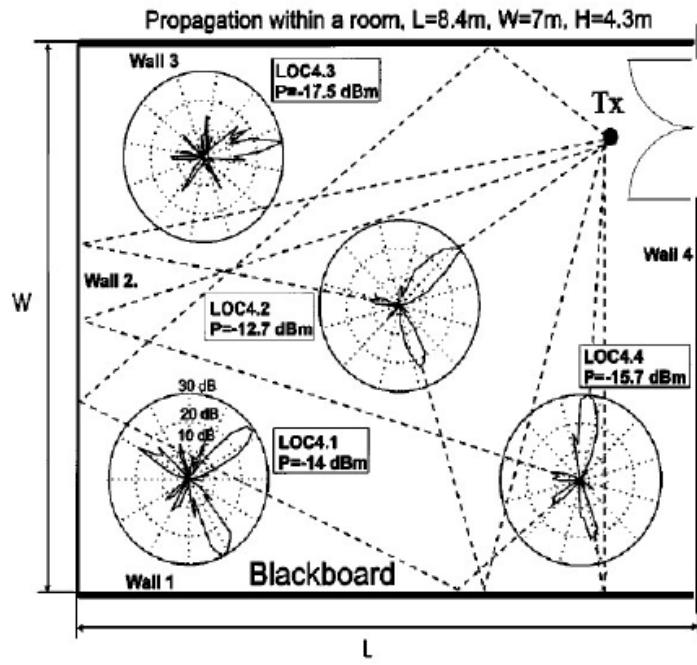


Рисунок 1.1 — Измерение АОА для определения пути распространения в помещении, измеренная мощность показана в полярных координатах, P – максимум измеренной мощности. Геометрические лучи показаны только для позиций 4.2 и 4.4 [3].

систем связи 5G NR – число цифровых портов обычно мало по сравнению с имеющимся количеством элементов антенной решетки.

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 представлены 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 $y(t)$ принятой антенной решеткой от некоторого удаленного ис-

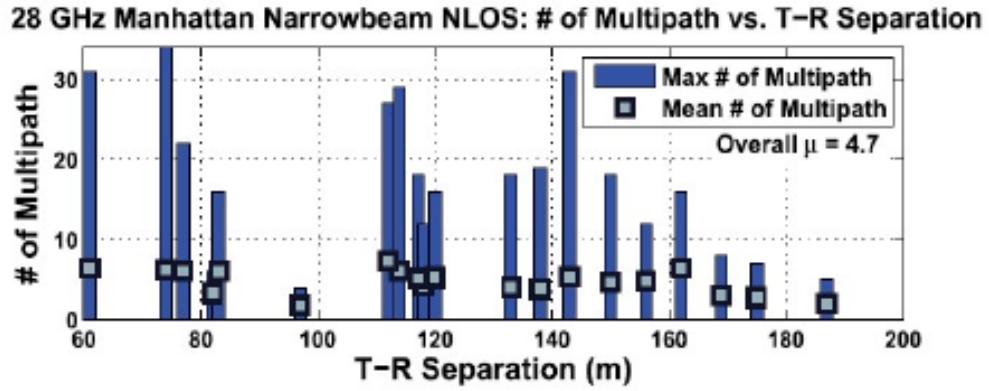


Рисунок 1.2 — Зависимость числа различных путей распространения для различных углов азимута и элевации от расстояния между источником и приемником. Среднее значение по всем измерениям составило $\mu = 4.7$. Измерения проводились с узкой диаграммой направленности в Манхэттене [5].

точника

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

где $\mathbf{s}(\varphi_{src})$ – фазирующий вектор, φ_{src} – угол прихода (AOA); 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 AP сигнала.

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

Оценкой АOA 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

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

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 (MLE) [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; 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 (MMSE)

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

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. Digital antenna array is required
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

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

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].

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 .

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

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 .

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 (??), $\hat{\mathbf{M}}$ корреляционная матрица (??). Искомая функция принимает следующий вид

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

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 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.

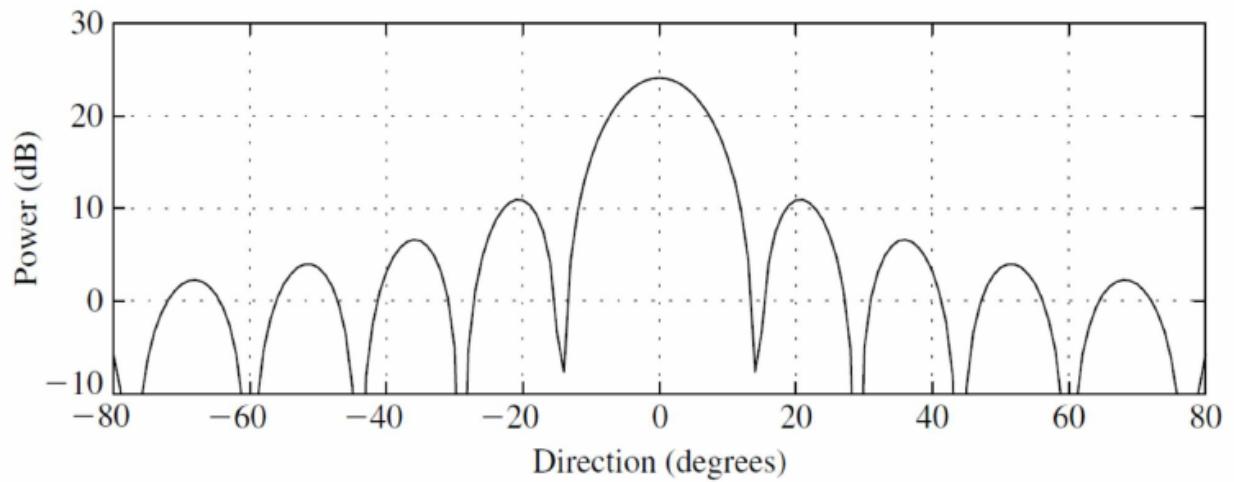


Рисунок 1.3 — ДН для 16-ти элементной эквидистантной линейной решетки ($\frac{d}{\lambda} = 0.5$), сформированной в направлении 0° [6].

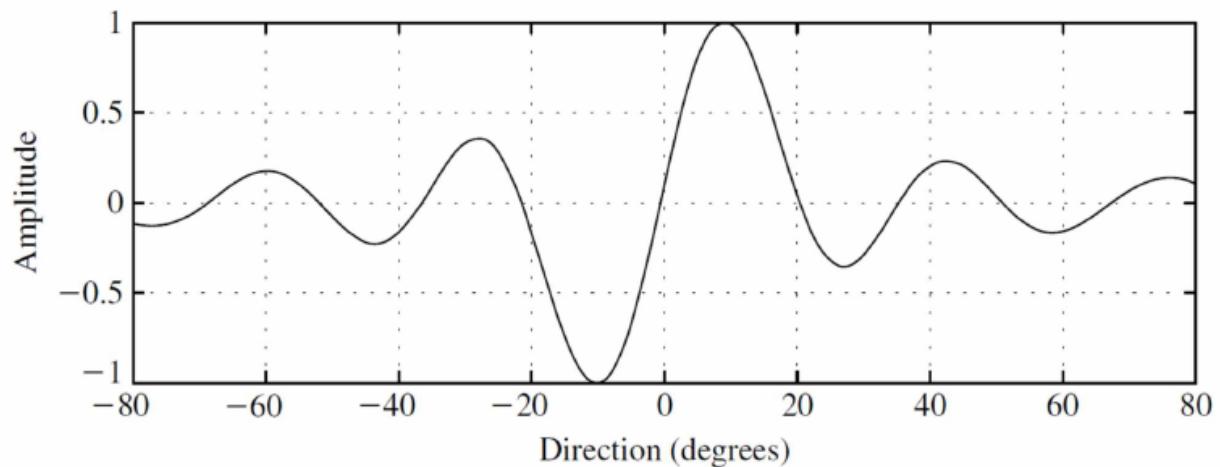


Рисунок 1.4 — Зависимость метрики $b(\varphi)$ для 16-ти элементной ULA [6]. Направление на источник – 0 град.

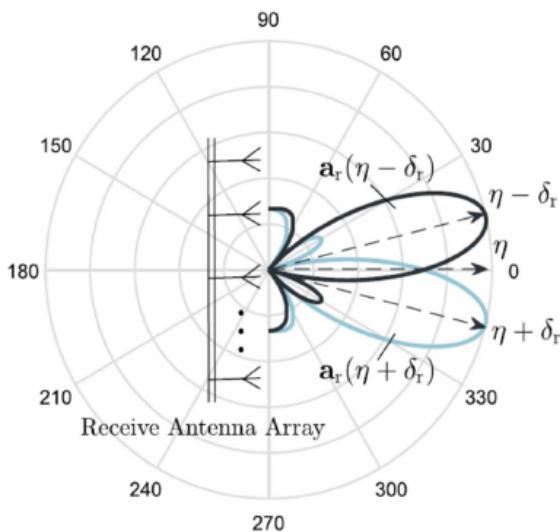


Рисунок 1.5 — Сформированные лучи моноимпульса [10]

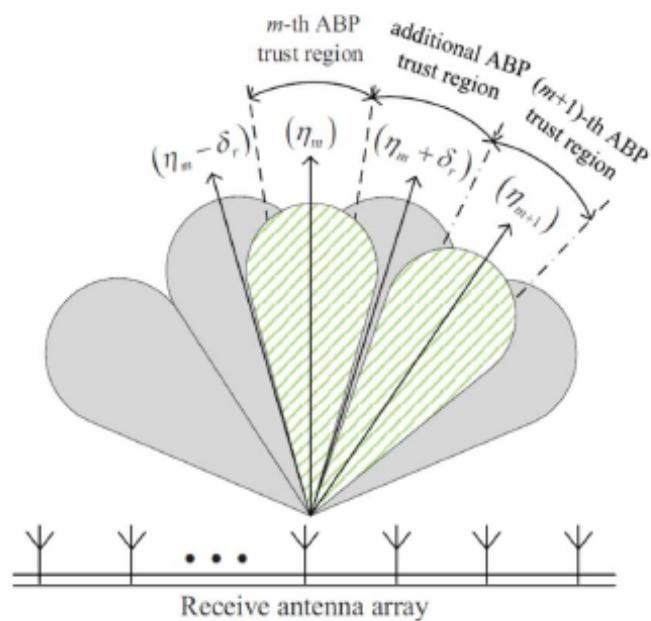


Рисунок 1.6 — Метод монопульса с дополнительной парой лучей [6]

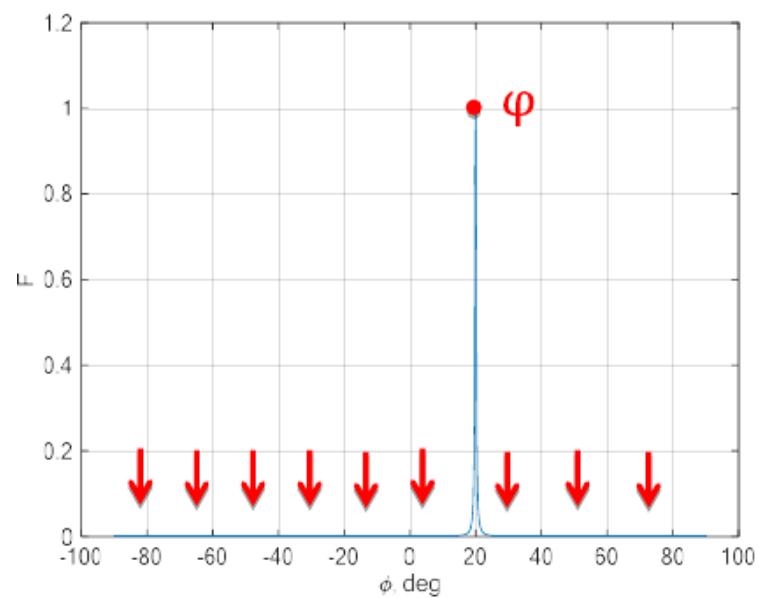


Рисунок 1.7 — Основная идея метода Кейпона

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. 1) мы выделили и разработали несколько подходов, отвечающих вышеперечисленным требованиям. Первый подход, в качестве базового алгоритма был выбран иерархический поиск (см. ??). Это простейший метод, который адаптивно аппроксимирует алгоритм Фурье (см. ??). 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. ??), 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 Algorithm*, 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 ?? представлены результаты моделирования.

1.3 Структура пилотных сигналов в системах 5G NR

Стандарт 5G NR включает два типа опорных сигналов, которые можно использовать для обучения луча: SS-burst и CSI-RS.

SS-burst представляет собой специальный набор опорных сигналов – блоков синхронизации (SS blocks), предназначенных для первоначального доступа. Пилотные сигналы занимают полосу в 127 поднесущих с шагом по частоте 125 кГц. Каждый блок синхронизации передается с уникальным весовым вектором, что позволяет за один SS блок прозвонить только одну пару лучей. 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.

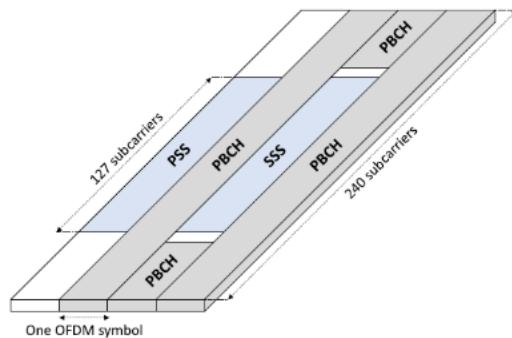


Рисунок 1.8 — Структура блока синхронизации

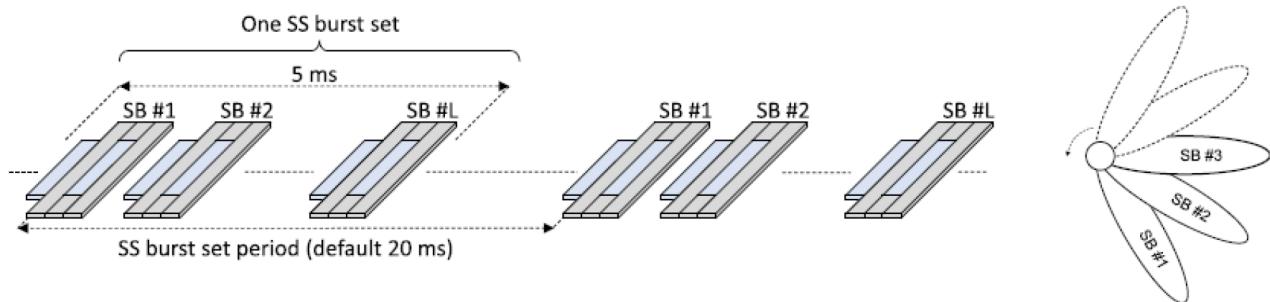


Рисунок 1.9 — Последовательность блоков синхронизации (SS-burst)

1.4 Пользовательская система антенных решеток

В данной работе разрабатываются алгоритмы для системы, состоящей из двух линейных эквидистантных антенных решеток, расположенных на противоположных сторонах устройства (см. 1.10). В данной конфигурации оборудования, у пользователя нет слепых зон в азимутальной плоскости.

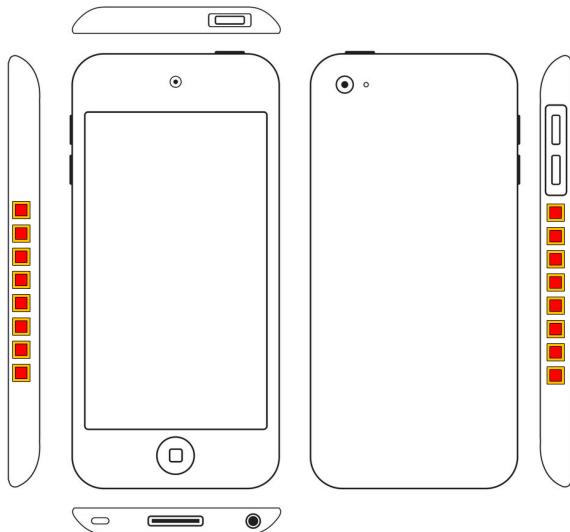


Рисунок 1.10 — Расположение антенных решеток на мобильном устройстве

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 1.11. 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, ослабление мощности -30 , 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.

1.5 Антенная решетка базовой станции и система прозвонки

Антеннная решетка базовой станции представляет собой эквидистантную плоскую антенную решетку с 12 строками и 16 столбцами с двумя цифровыми портами. Формирова-

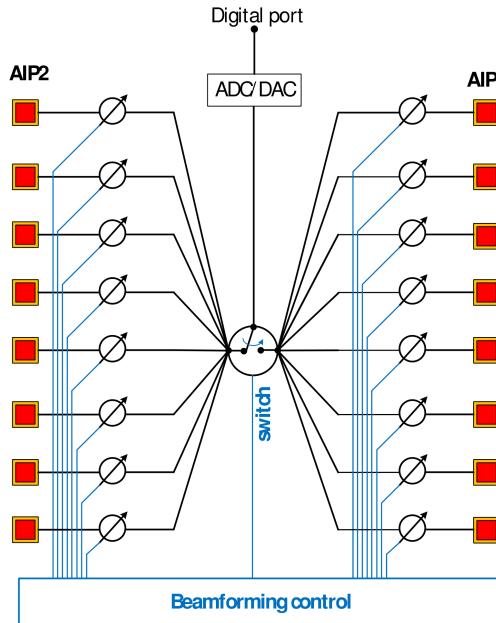


Рисунок 1.11 — В системе присутствует только один АЦП и независимые фазовращатели для каждого элемента АР

ние 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 дБ составляет 65° . Усиление составляет 8 дБи, **-30**, 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. 1.3), 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. 1.13), обеспечивая более широкую ДН в вертикальной плоскости
- Кодовая книга БС выбирается на основе метода Фурье (см. ??). Горизонтальная сетка обобщенных углов $-\pi + pi/16 : \pi/8 : \pi - \pi/16$. Вертикальная сетка обобщенных

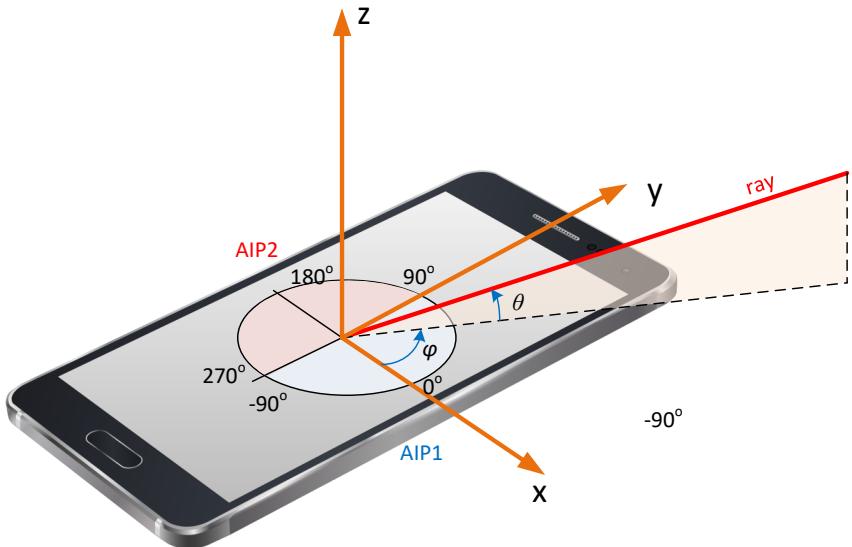


Рисунок 1.12 — Локальная система координат пользователя

углов $-3\pi/4 : \pi/4 : 0$.

- Представленная кодовая книга покрывает нижнюю половину пространства (см. 1.13), где, как ожидается, будет находиться пользователь.

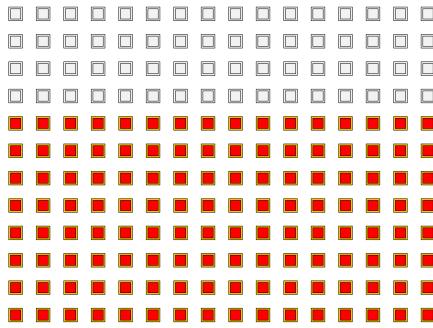


Рисунок 1.13 — Серые элементы антенной решетки отключены во время оценки угла прихода

1.6 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

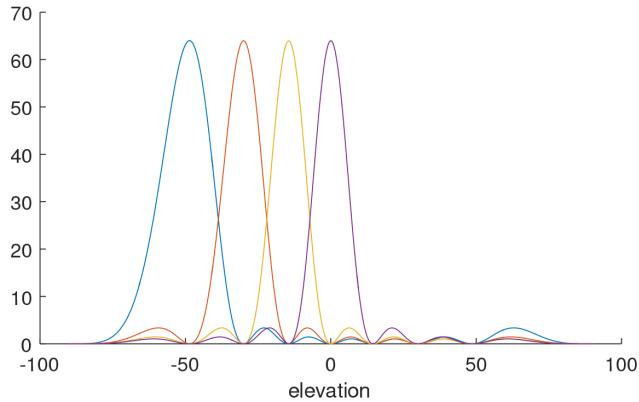


Рисунок 1.14 — ДН антенной решетки БС в вертикальной плоскости

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. Относи-

тельная систематическая ошибка δ_{s1} и относительная случайная ошибка δ_{r1} равны

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

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

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

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

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

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

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

образом, видим, смещена, меньше, случае. F , а лишь обеспечивает дополнительный выигрыш во временной области, относительную систематическую ошибку δ_{s2} и относительную случайную ошибку δ_{r2} следует определять как

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

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

$FQ > 1$ (т.е. $Q \geq 3$), гарантировать, $\delta_{s2} \leq \delta_{s1}$. Поэтому, ошибку ошибки, сказать, $\delta_{r2} \leq \delta_{r1}$, $|2|/\sigma^2 < 0.34$ (т.е. SNR -4.7 меньше).

Таким образом, второй подход к оценке мощности для моноимпульса (см. ??) и случаев с низкими ОСШ. Также, если задачей является оценка направления на основной луч в многолучевом канале, второй подход уменьшает помехи, вызванными остальными

ми 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 применяются 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 Однолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала в системе 5G NR

2.1 Иерархический поиск

Эффективность иерархического поиска, в результатах симуляции в разделе ?? он назван *baseline*, рассматривается как нижняя граница разработанных алгоритмов. Можно было бы в качестве базового алгоритма рассматривать метод Фурье (см. ??) 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 с ним результаты других алгоритмов оказалось не наглядно.

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 :

$$\mathbf{w}_u = \left[1 \quad \exp\{i\eta_u\} \quad \dots \quad \exp\{i(N-1)\eta_u\} \right]^T \quad (33)$$

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

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.

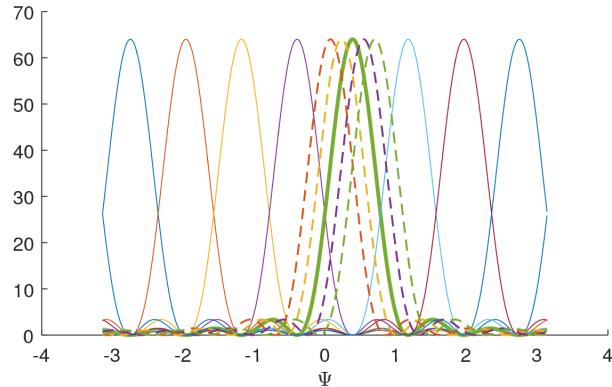


Рисунок 2.1 — Различные ДН, формируемые кодовой книгой на стороне пользователя.
 ψ – обобщенный угол, $N = 8, M = 4$

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 весовых 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

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

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

1. Sector Level Sweep Stage. BS periodically sweeps its beams. UE sequentially uses each beam of codebook (4.16) to measure power for each beam of BS. This procedure is performed for AIP1 and AIP2
2. We choose the best UE-BS beam pair and consider the selected UE's beam as the best sector with spatial frequency η_v .
3. Refinement procedure stage. BS periodically sweeps its beams. UE sequentially uses each beam of codebook (4.19) to measure power for each beam of BS.
4. We choose the best UE-BS beam pair among all measured at step 3 and measured for the central beam of the best sector at step 1. The spatial frequency of the selected UE's beam is $\hat{\psi}$.

Параметры алгоритма иерархического поиска представлены в таблице 1. Предполагается, что один SS-burst состоит из 64 RS и занимает 32 последовательных слота с периодом 20 мс.

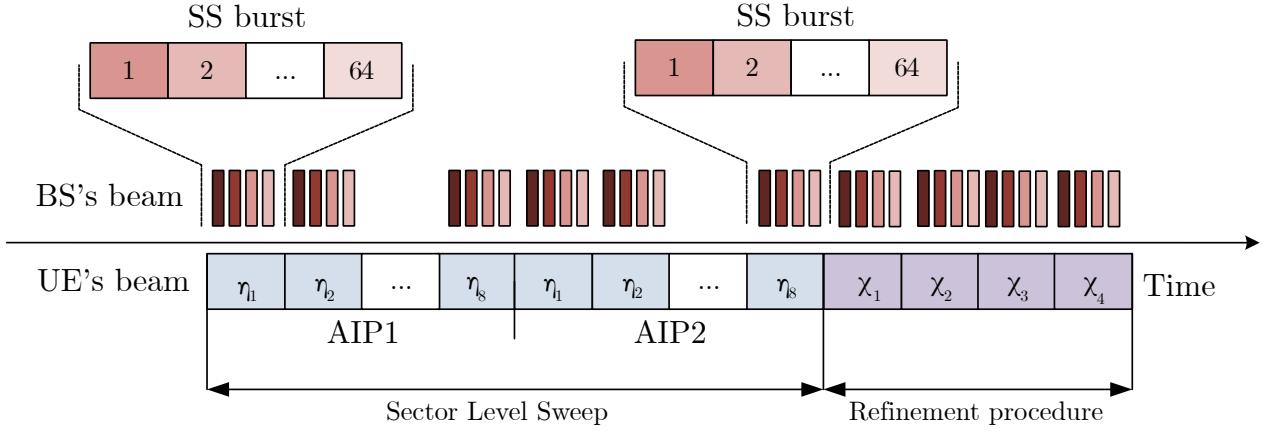


Рисунок 2.2 — Изображение процедуры иерархического поиска (*baseline*) во времени для двух антенных решеток. $N = 8, M = 4, 64$ луча BS

Таблица 1 — Параметры алгоритма иерархического поиска (*baseline*)

2.2 Иерархический поиск с минимизацией СКО

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

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

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

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 _____. 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, представляет собой наиболее подходящей аппроксимацией оптимального МП-оценки.

Однако, приближение спектра мощности с помощью иерархического поиска, каким он рассматривался в предыдущем разделе (??), 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 $\hat{\varphi} \approx \pm\pi$ или же просто при низком SNR, можно ошибиться с выбором антенной решетки и эта ошибка не будет исправлена в дальнейшем. С учетом этих 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. ?? представлен вид функции (47) во время процедуры уточнения для точной оценки угла прихода.

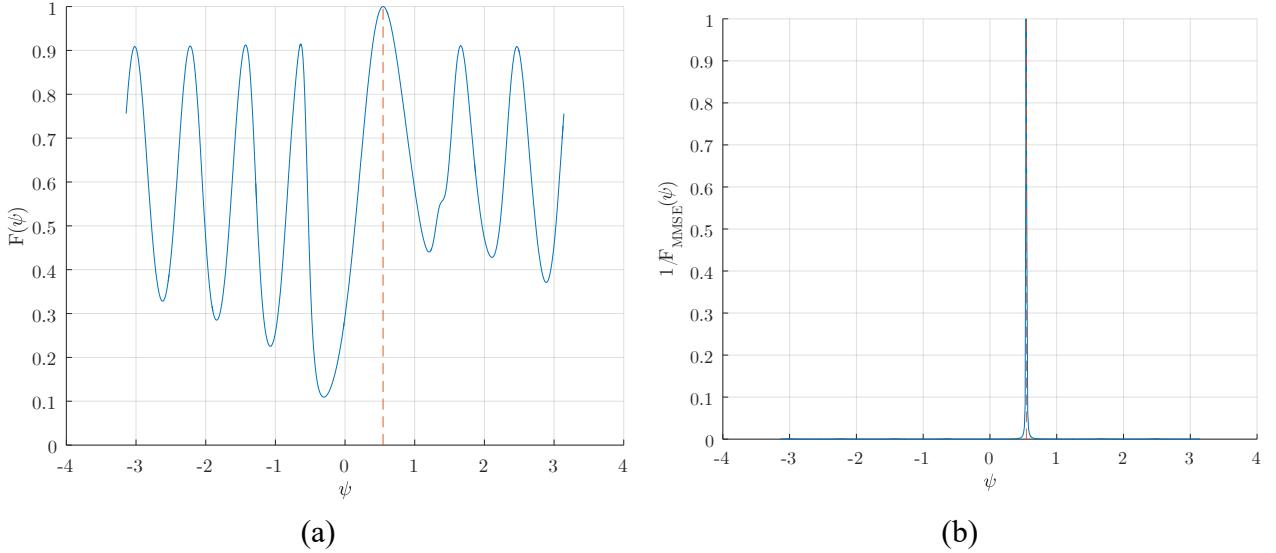


Рисунок 2.3 — ?? Инверсная нормированная $F_{MMSE}(\psi)$, ?? нормированная $F(\psi)$, $\psi = 10^\circ (\psi \approx 0.55)$, SNR = 30 дБ

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

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

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

Типичный график $\mu(\psi)$ представлен на рис. ???. 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 рассматри-

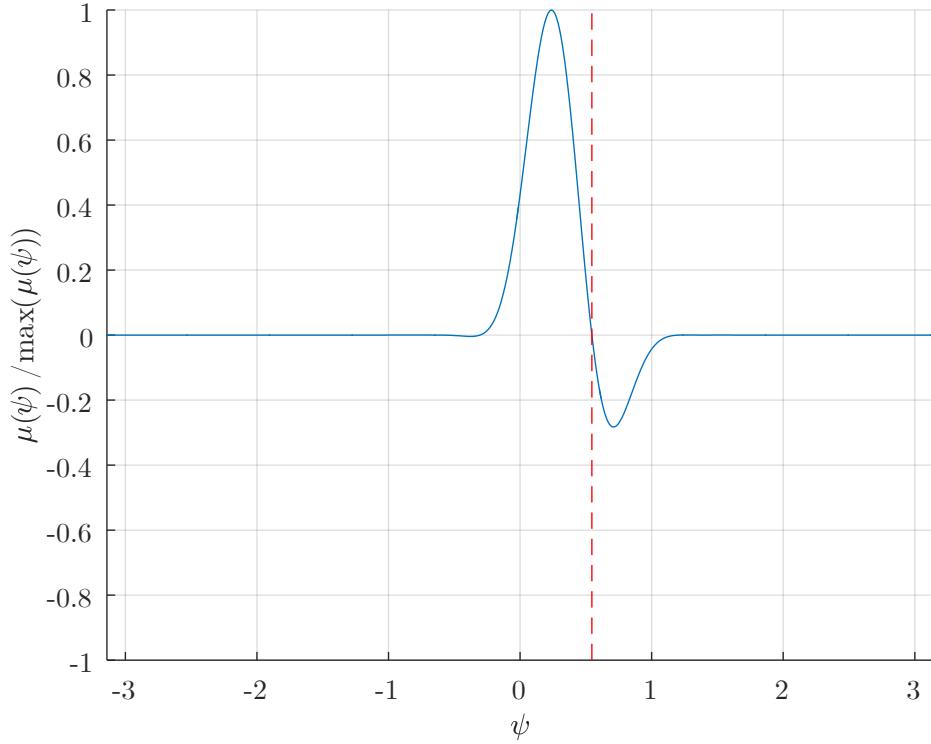


Рисунок 2.4 — Нормированная функции $\mu(\psi)$, $\psi = 10^\circ (\psi \approx 0.55)$, $SNR = 30$ дБ

вать только лучи, измеренные на этапе процедуры уточнения, и лучший луч, выбранный на этапе полного перебора. Кроме того, для процедуры поиска желательно, чтобы фактический угол прихода находился в середине рассматриваемых направлений лучей. Таким образом, мы должны модифицировать процедуру измерения на этапе дополнительных измерений. Некоторые примеры представлены на рис. 2.5. Сплошными серыми линиями показаны ДН лучей, формируемые на первом этапе оценки. (полного перебора). 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).

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

Вопрос в том, как мы можем определить, где находится фактический угол прихода

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

```

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 измерений, 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. BS производит сканирование лучом, UE последовательно использует все лучи из своей кодовой книги (??) для измерения мощности на каждом луче BS. Процедура выполняется для обоих AP.

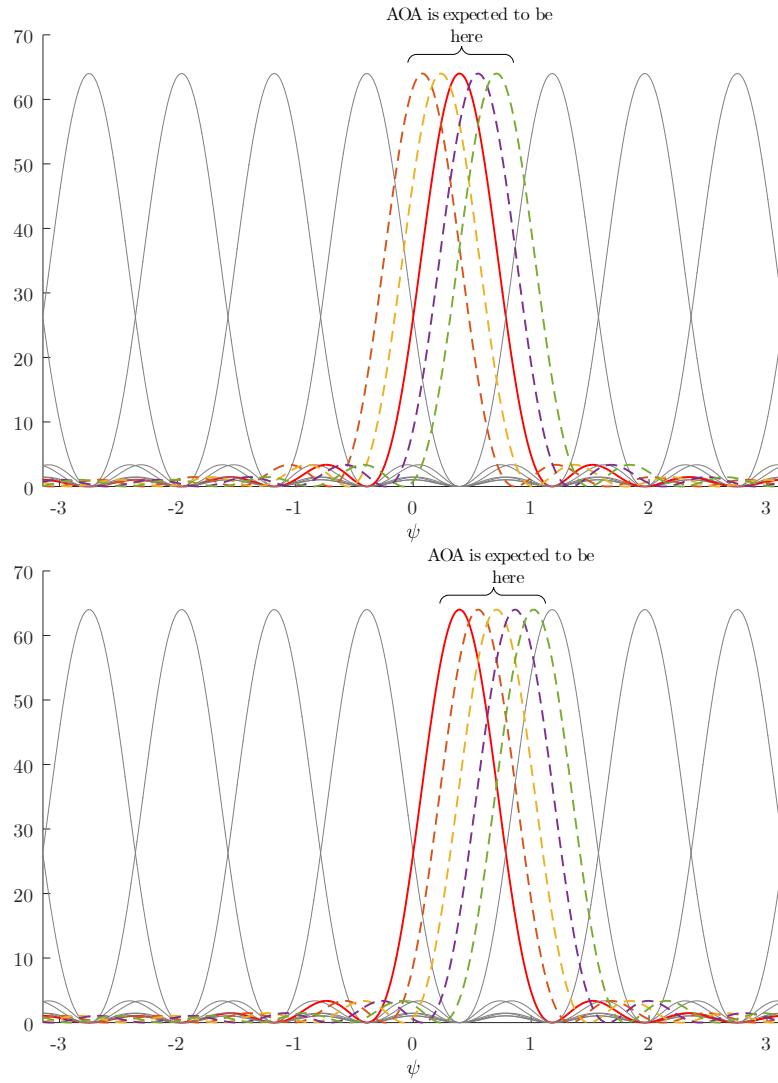


Рисунок 2.5

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. 2.6) используя метрику (??). 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 (??). В остальных случаях используется (50). Знак «-» соответствует H_1 , а «+» соответствует H_3 .

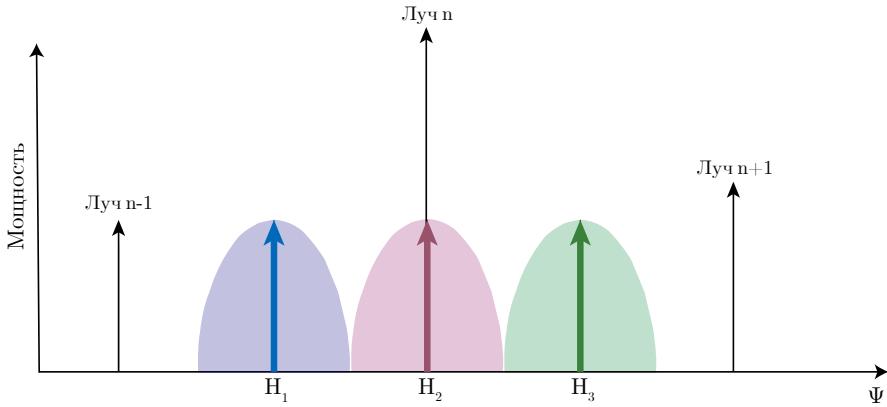


Рисунок 2.6 — Выбор гипотез перед дополнительными измерениями. Черные стрелки принадлежат лучам из первой стадии прозвонки, цветные стрелки показывают центральные направления для различных гипотез

Таблица 2 — Параметры алгоритма hSearchMMSE

Параметр	SS burst
N / M / AIPs	8 / 4 / 2
Число просканированных лучей (UE/BS)	20 / 64
Суммарное число RS	1280
Необходимое время (слот 0.125 мс)	384 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 $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi} + \pi$.

Временная структура алгоритма иерархического поиска с минимизацией среднеквадратичной ошибки (*hSearchMMSE*) представлена на рис. 2.10. Параметры алгоритма представлены в таб. 3.

2.3 Модифицированный алгоритм моноимпульса

Идея алгоритма основанного на монопульсе, также известного как *Auxiliary Beam*, была предложена в [10] и [12]. В отличие от обычных алгоритмов монопульса (см. раздел ??), AuxBeam основан на мощности и не требует сложного измерения 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. 2.7), 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

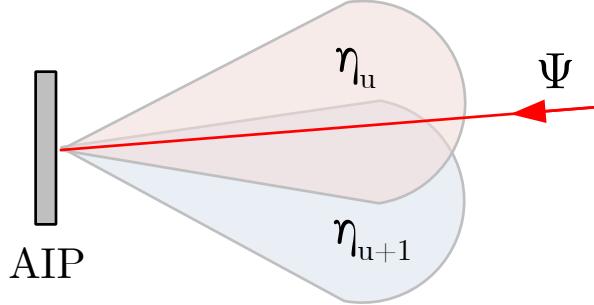


Рисунок 2.7 — Конфигурация лучей для AuxBeam

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. 2.8. В ре-

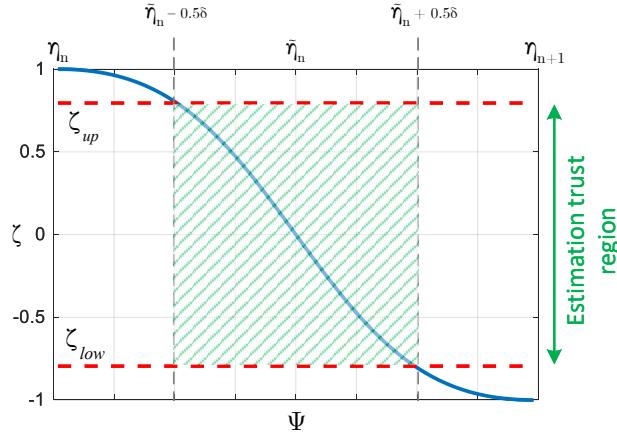


Рисунок 2.8 — Зависимость метрики $\zeta(\psi)$ для алгоритма AuxBeam

альной 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. 2.8.

Если условие доверительного интервала не выполняется, следует провести дополнительные измерения на смещенных 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 сканирования. BS производит сканирование лучом, UE последовательно использует все лучи из кодовой книги (??) и (??) для измерения мощности на каждом луче BS. Процедура выполняется для обоих AIP.

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. ??.

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. ?? пунктирными линиями. Далее вычисляется метрика (56) и оценивается обобщенный угол прихода $\hat{\psi}$ (см. (57)).

Шаг 5: Рассчитывается угол прихода $\hat{\varphi}$ на основе предполагаемой пространственной частоты. Если лучшая пара лучей UE-BS относится к AIP1, то $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi}$. Если лучшая пара UE-BS относится к AIP2, то $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi} + \pi$.

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

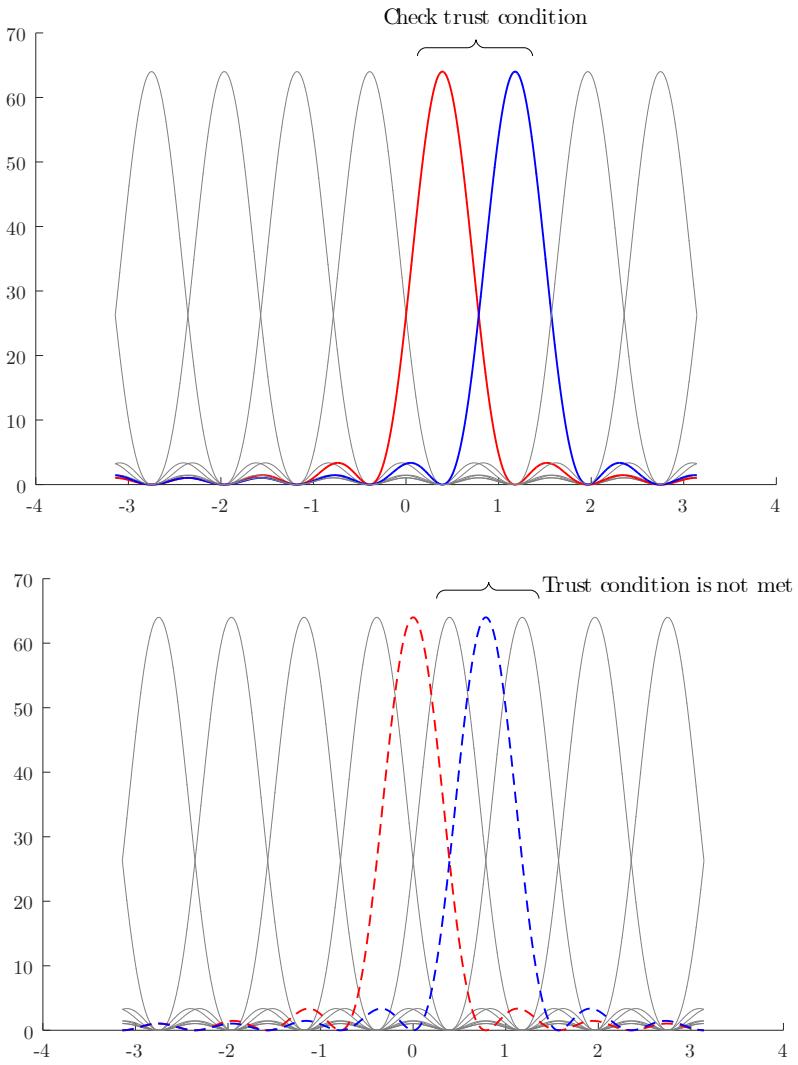


Рисунок 2.9 — Два варианта выбора лучей UE для алгоритма AuxBeam. Верхний – в случае выполнения условия на доверительный интервал, нижний – в обратном случае.

2.4 Сканирование адаптивным методом бисекций

Еще один многообещающий метод — Compressed Sensing Algrorithm, 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

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

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

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

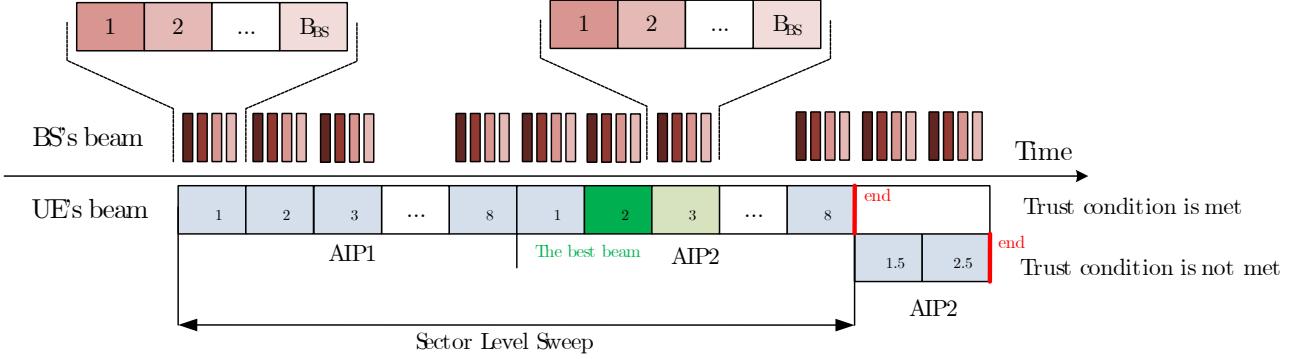


Рисунок 2.10 — Изображение процедуры иерархического поиска (baseline) во времени для двух антенных решеток. $N = 8$, $M = 4$, 64 луча BS

Таблица 3 — Параметры алгоритма AuxBeam

Параметр	SS burst
$N / M / \text{AIPs}$	8 / 0 или 2 / 2
Число просканированных лучей (UE/BS)	16 или 18 / 64
Суммарное число RS	1024 или 1152
Необходимое время (слот 0.125 мс)	304 или 344 мс

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

где \mathbf{w} – весовой вектор пользователя, $\mathbf{s}(\psi)$ – диаграммообразующий вектор, N – число элементов 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

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

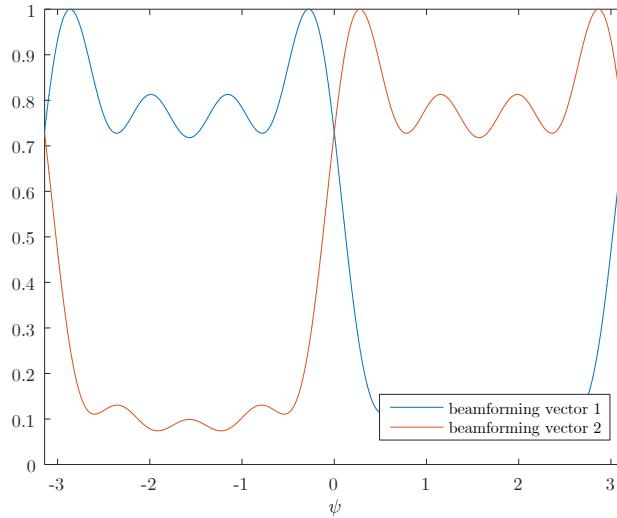


Рисунок 2.11 — ДН для первого шага алгоритма $Q = 40$, $N = 8$

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 $Q/2$ ($z_1 = 1 | z_1 = 0$). В этом случае матрица \mathbf{G} определяется как

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

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

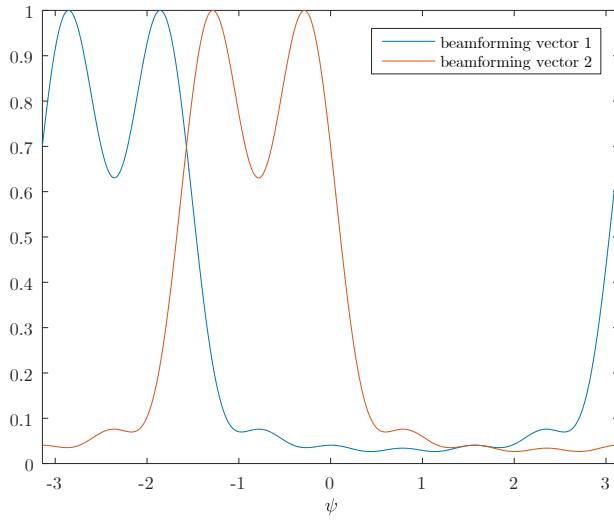


Рисунок 2.12 — ДН для второго шага алгоритма, если $z_1 = 0, Q = 40, N = 8$

ходимого 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 $\mathbf{w} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T$ для каждой АР. Физически это означает, что отключаются все элементы АР, кроме одного. ДН всей решетки совпадает с ДН элемента и становится квазивсенаправленной. Выбирается та АР, 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

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

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

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 ко-

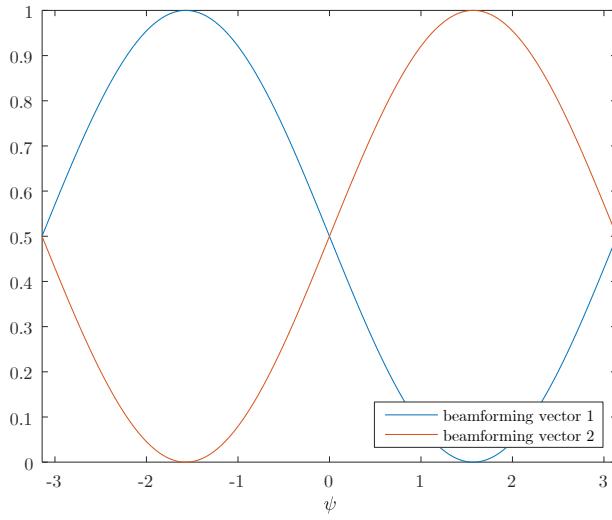


Рисунок 2.13

довую 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

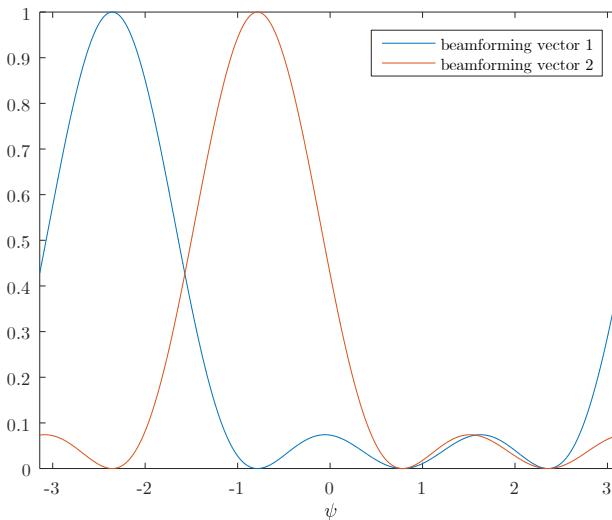


Рисунок 2.14

$\eta_{right} = 0.5(\eta_{left} + \eta_{right})$. В другом случае $\eta_{left} = 0.5(\eta_{left} + \eta_{right})$.

Шаг 4: BS периодически переключает свои лучи. Пользователь использует следующую ко-

довую 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

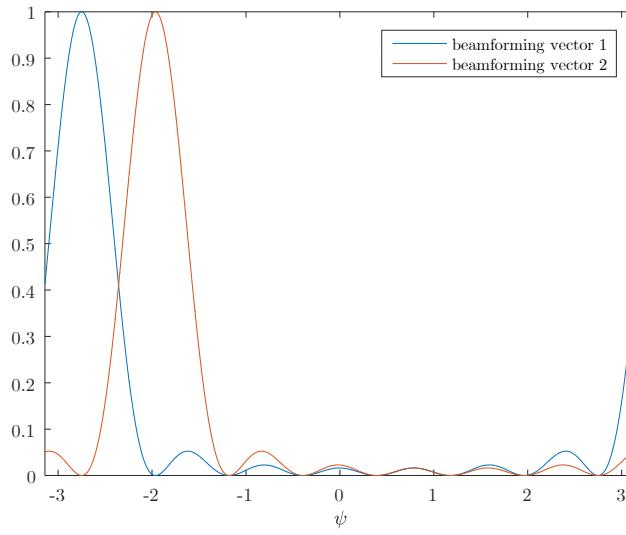


Рисунок 2.15

$\eta_{right} = 0.5(\eta_{left} + \eta_{right})$. 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 $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi} + \pi$.

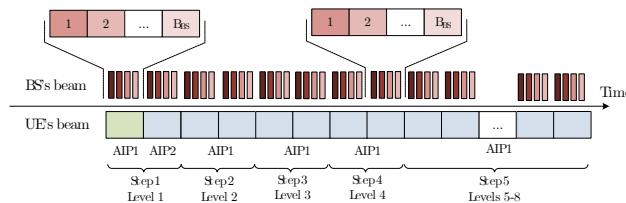


Рисунок 2.16

3 Многолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала

3.1 Иерархический поиск с минимизацией СКО

Однолучевая версия алгоритма hSearchMMSE, описанная в разделе ??, 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, m – 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),(66) в том, чтобы уменьшить вероятность ложной тревоги из-за шума. Порог Th_1 используется для следящей 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 ??), \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 очевивается независимо.

Пошагово алгоритм выглядит следующим образом.

Шаг 1: BS производит сканирование лучом. UE последовательно использует каждый луч из кодовой книги (??) для измерения мощности на каждом луче BS. Эта процедура выполняется для AIP1 и AIP2. Мощность измерения на этом этапе сохраняется в матрицах P_1 и 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. 2.7) 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:

4 Результаты симуляций в модели канала Hotel Lobby

Техника безопасности

При выполнении компьютерного моделирования на персональной электронно-вычислительной машине (ПЭВМ) соблюдалась техника безопасности в соответствии с СанПин 2.2.2/2.4.1340-03 [SanPin]. 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 поперечной 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 – 0.70.8; для стен – 0.50.6; для пола – 0.30.5. Поверхность пола в помещениях должна быть ровной, без выбоин, нескользкой, удобной для очистки и влажной уборки, обладать антистатическими 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. — Vol. 20, issue 3. — P. 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. — Vol. 32, issue 6. — P. 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. — Vol. 63, issue 9. — P. 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: Prentice Hall Inc, 2005. — P. 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. — Vol. 8, issue 5. — P. 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.