

**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
МИЛЛИМЕТРОВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ СТАНДАРТА 5G NR**

«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 Первоначальная постановка задачи и обзор литературы	4
2 Channel features affecting beam management	4
2.1 Channel features regarding AoA estimation	4
3 Оценка угла прихода (Angle of arrival estimation)	4
3.1 Метод Фурье и метод средних периодограмм	6
3.2 Метод максимального правдоподобия	9
3.3 Monopulse	10
3.4 Minimum variance distortionless response estimator (Capon method)	13
4 Теория	16
4.1 Ограничения и мотивации	16
4.2 Описание системы и предположения	17
4.2.1 Структура пилотных сигналов	17
4.2.2 Пользовательская система антенных решеток	18
4.2.3 Антенная решетка базовой станции и система прозвонки	19
4.3 Оценка мощности	20
5 Однолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала	23
5.1 Базовый алгоритм	23
5.2 Иерархический поиск с минимизацией СКО	25
5.3 Алгоритм Auxiliary Beam	30
5.4 Сканирование адаптивным методом бисекций	32
6 Многолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала	38
6.1 Иерархический поиск с минимизацией СКО	38
Обозначения	40

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 системе 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.

Чтобы снизить сложность и стоимость реализации, гибридное аналогово-цифровое формирование луча с крупномасштабной антенной решеткой стать общим подходом к проектированию для решения проблемы более высоких потерь при распространении, а также для повышения эффективности использования спектра в связи миллиметрового диапазона в 5G NR.

Стандарт 5G NR предназначен для адаптироваться к различным архитектурам формирования луча и различным сценариям поведения.

Методы формирования ДН, используемые в миллиметровом канале, играют чрезвычайно важную роль из-за специфичных условий распространения и больших потерь мощности. Кроме того быстрые изменения канала оказывают сильнейшее влияние на производительность такой системы. Таким образом, точность формирования ДН играет крайне важную роль во всей технологии мм-связи.

В типичных системах миллиметрового диапазона поиск пары лучей пользователя (UE) и базовой станции (BS) выполняется с помощью периодического перебора пар возможных лучей с выбором наилучшей пары. Зачастую это делается путем полного перебора всех возможных пар. Такая процедура требует значительного времени и уязвима для некоторых каналов, например, вращение пользователя или блокировка пользователя препятствием.

Таким образом, основной целью этой работы является разработка быстрого, точного, надежного, а также эффективного с точки зрения вычислительной сложности алгоритма управления диаграммой направленности пользователя в практических сценариях. Поскольку тема достаточно обширная, мы коснемся лишь оценки АОА со стороны пользователя.

1 Первоначальная постановка задачи и обзор литературы

2 Channel features affecting beam management

2.1 Channel features regarding AoA estimation

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

- Малое влияние дифракции и высокие потери на проникновении
- Высокие потери при распространении
- Потери на шероховатостях отражающих поверхностей
- Заметные потери в среде распространения (воздух, пар, дождь и др.)
- 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 число количества сильных путей распространения, которые могут быть обнаружены, относительно невелико. То есть подтверждено результатами измерений каналов как для внутренних, так и для наружных сценариев.

Например, результаты измерения АОА для распространения в помещении представлен на рис. 2.1.

На рис. 2.2 представлены уникальные АОА в случае уличного сценария Манхэттен. Можно заметить, что среднее число хорошо различимых независимых путей распространения около 4-7 штук, 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.

Basing on the reviewed papers we can conclude that mmWave channel features allow one to single out several strong propagation paths and determine their AOAs.

3 Оценка угла прихода (Angle of arrival estimation)

Как показано выше, канал миллиметрового диапазона 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 луч. Это причина, почему определение угла прихода играет ключевую роль в некоторых случаях формирования ДН. Оценка угла прихода, которая также упоминается в литературе как

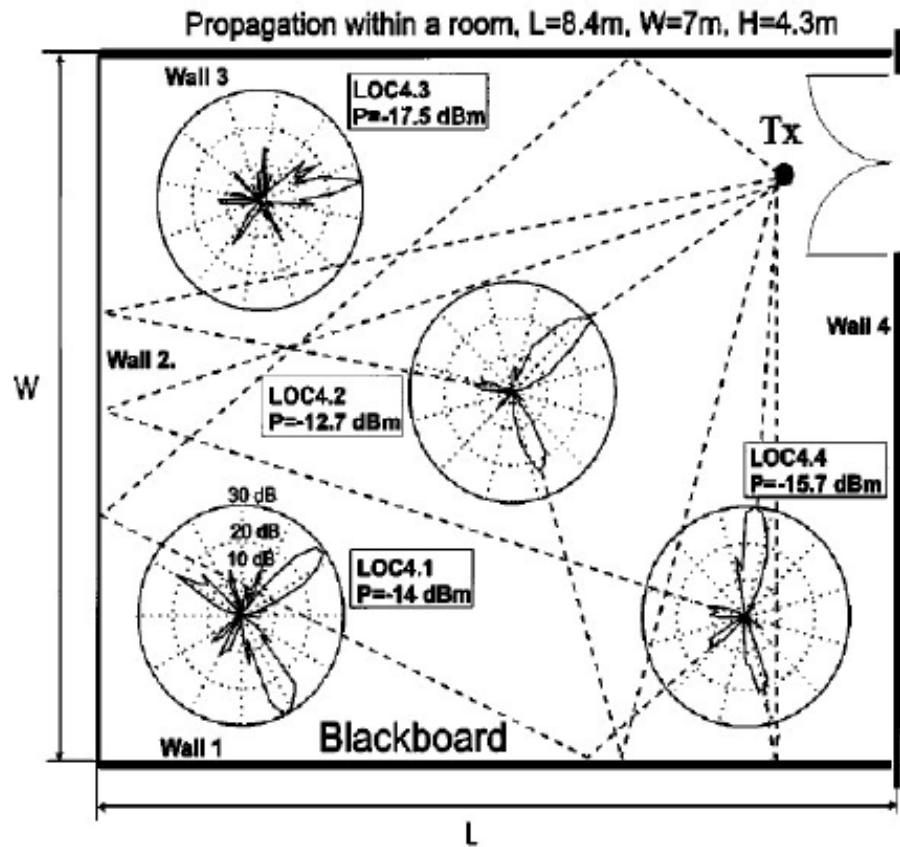


Рисунок 2.1 — Измерение АОА для определения пути распространения в помещении, измеренная мощность показана в полярных координатах, P – максимум измеренной мощности. Геометрические лучи показаны только для позиций 4.2 и 4.4 [3].

оценка угла места, обычно рассматриваемая в задачах радиолокации. Для этих задач уже разработаны алгоритмы и аппаратные реализации во времена зарождения радиолокации. Эти алгоритмы совершенствовались, с появлением фазированных антенных решеток. Этот опыт кажется чрезмерно полезным при наличие аппаратных ограничений систем связи миллиметрового диапазона при низком количестве цифровых портов по сравнению с имеющимся количеством антенных элементов. Другой набор алгоритмов пришел из приложений 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 сверхразрешение способность. С другой стороны, они требуют значительных вычислительных ресурсов. Кроме того, есть некоторые дополнительные специальные методы, такие как synthesizing a virtual aperture, позволяет достигать высокого разрешения и точности пеленгации. 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.

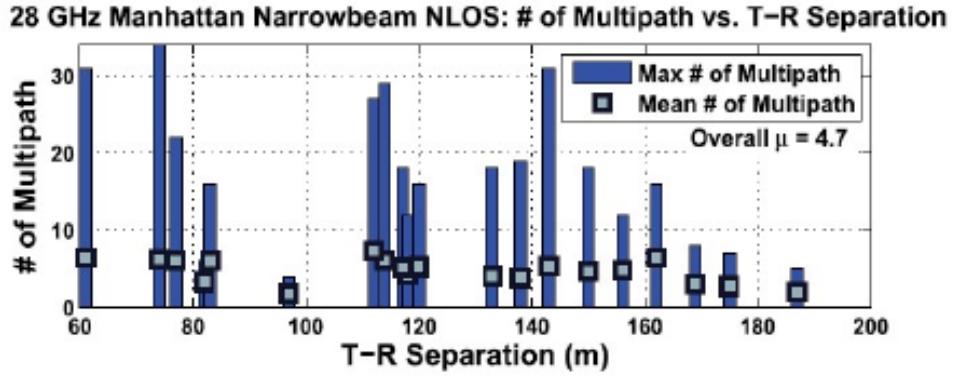


Рисунок 2.2 – 28 GHz unique antenna azimuth and elevation pointing angle, NLOS maximum and mean MPCs as a function of TX-RX separation distance for narrow-beam antenna measurements in Manhattan. The overall mean number of MPCs over all TX-RX antenna pointing angle combinations and TX-RX separation distances is also presented [5].

3.1 Метод Фурье и метод средних периодограмм

Простейший алгоритм оценки АОА называется бимформинг [6; 7]. В некоторой литературе этот метод также называется метод Фурье [8]. Основная идея заключается в максимизации мощности, принятой с определенного направления.

Определим сигнал $\vec{y}(t)$ принятой антенной решеткой от некоторого удаленного источника.

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

где $\vec{s}(\varphi_{src})$ весовой вектор источника сигнала, φ_{src} – угол прихода (АОА); $\vec{\xi}$ – вектор шума. A certain element of the steering vector is Каждый элемент весового вектора представляется в виде

$$\{\vec{s}(\varphi)\}_n = \exp\left\{-i(\vec{k}(\varphi), \vec{\rho}_n)\right\}, \quad (2)$$

где $\vec{k}(\varphi_{src})$ is n-ый волновой вектор, $\vec{\rho}_n$ радиус-вектор n-го элемента антенны. В случае эквидистантной антенной решетки (ULA), последнее уравнение приведется к виду

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

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

Чтобы получить максимальную мощность с какого-то направления φ необходимо сформировать соответствующую диаграмму направленности (бимформинг). Это делается с использованием так называемого вектора бимформинга $\vec{w}(\varphi) = \vec{s}(\varphi)/\|(\vec{s}(\varphi))\|$.

На практике, этот весовой вектор обычно модифицируется окном, выбранным для подавления уровня боковых лепестков ДН до необходимого уровня. Мы будем использовать нормированный, но не взвешенный вектор бимформинга, что делает мощность шума на выходе формирователя луча (принимаемую мощность) такой же, как на антенне.

Here we use a normalized but nonwindowed weight vector, which makes the noise power at the beamformer output (received power) the same as at the antenna elements [6].

На основе вектора бимформинга искомая функция будет следующей

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

Физически, функция $p(\varphi)$ является мощностью выходного сигнала антенной решетки. Тогда оценка АОА получается как значение угла φ , обеспечивающий максимум функции $p(\varphi)$.

$$\varphi = \operatorname{argmax} p(\varphi) \quad (5)$$

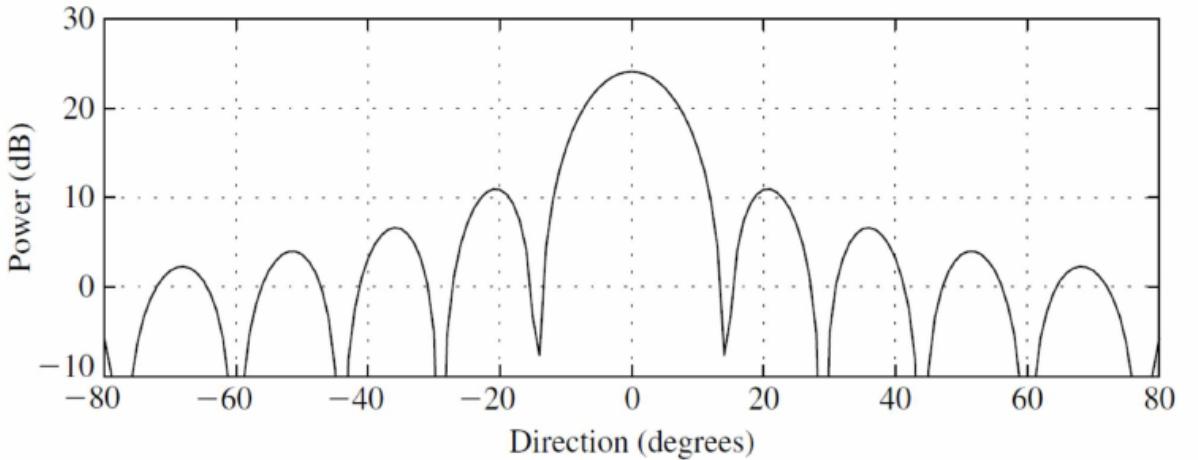


Рисунок 3.1 – ДН (невзвешенная) для 16-ти элементной эквидистантной линейной решетки ($\frac{d}{\lambda} = 0.5$), сформированной на направление 0 град. [6].

Отметим, что этот алгоритм соответствует обобщенной оценке максимального правдоподобия в случае модели (1) [6].

Для фазированной антенной решетки функция поиска может быть оценена во временной области посредством переключения луча. 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

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

где $\hat{\vec{M}}$ – оценка корреляционной матрицы принятого сигнала

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

Что касается уровня боковых лепестков, то он может повлиять на оценку АОА при

многолучевом распространении. Чтобы уменьшить уровень боковых лепестков антенна решетка взвешивается с некоторой оконной функцией, которая устанавливает пространственное распределение амплитуды. Наиболее распространены окна Хэмминга, Ханнинга, Бартлетта, Блэкмана, Чебышева и Кайзера. Обратите внимание, что выбор окна всегда компромисс между уровнем боковых лепестков (влияние помех) и шириной главного лепестка (разрешение). Например, окно Блэкмана обеспечивает самый низкий уровень боковых лепестков и самый широкий главный лепесток. В отличие от других фиксированных окон, окна Кайзера и Чебышева обеспечивают некоторую гибкость в настройке результирующих свойств диаграммы направленности. Окно Кайзера является аппроксимацией оптимального окна, которое максимизирует относительную мощность в главном лепестке [7]. Его часто выбирают вместо фиксированного окна, потому что оно имеет более низкий уровень боковых лепестков, когда он выбран, чтобы иметь ту же ширину основного лепестка, что и соответствующее фиксированное окно (или более узкая ширина основного лепестка для данного уровня бокового лепестка). Окно Чебышева имеет то свойство, что пиковый уровень боковых лепестков задается постоянным. При этом ограничении окно обеспечивает минимальную ширину главного лепестка. Подробное описание различных оконных функций и их сравнительный анализ можно найти в [7] [8].

Преимущества

1. Теоретически, метод Фурье и метод Бартлетта являются оптимальными решениями для оценки АОА в случай однолучевого канала.

Недостатки

1. На практике, точность поиска снижается из-за некоторых факторов. Во-первых, производная функции $p(\varphi)$ равна нулю в точке экстремума. Это приводит к «плоской» вершине и затрудняет точное определение точки экстремума. Во-вторых, необходимо обеспечить высокую дискретизацию по углу для обеспечения приемлемой оценки.
2. Решение может не подойти в случае достаточно мобильных пользователей, если поиск реализован с помощью сканирования во временной области.
3. Метод обеспечивает разрешающую способность, зависящую от ширины главного лепестка ДН. Увеличение SNR или времени сканирования не приводит к качественному улучшению разрешения. Это делает этот подход малопригодным для оценки многолучевого АОА.
4. В случае нескольких близко расположенных АОА наблюдается значительно смещение оценки (систематическая ошибка).

3.2 Метод максимального правдоподобия

При наличии нескольких путей распространения, оптимальная оценка АОА может быть получена с помощью максимально правдоподобной оценки (MLE). [6]. Соответствующая модель сигнала:

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

где J число путей распространения; $a_q(t)$ – комплексная амплитуда q -го луча, $\vec{s}(\varphi_q)$ 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 (MMSE)

$$d(\varphi_1, \dots, \varphi_J) = \sum_t \left| \vec{y}(t) - \sum_{q=1}^J a_q(t) \vec{s}(\varphi_q) \right|^2 \rightarrow_{\varphi_q} \min \quad (9)$$

Это уравнение может быть представлено в виде

$$d(\varphi_1, \dots, \varphi_J) = \sum_t \vec{y}^H(t) \vec{P}_\perp(\varphi_1, \dots, \varphi_J) \vec{y}(t) \rightarrow_{\varphi_q} \min \quad (10)$$

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

where \vec{P}_\perp is a projection matrix and $\vec{S} = [\vec{s}(\varphi_1) \dots \vec{s}(\varphi_J)]$. The minimization of $d(\varphi_1, \dots, \varphi_J)$ needs to be numerical. It is generally computationally intensive and require J -dimensional search. In general a “brute-force” search over a selected grid of values of $(\varphi_1, \dots, \varphi_J)$ is necessary, followed by interpolation in the neighborhood of the minimum point to compute the final estimate.

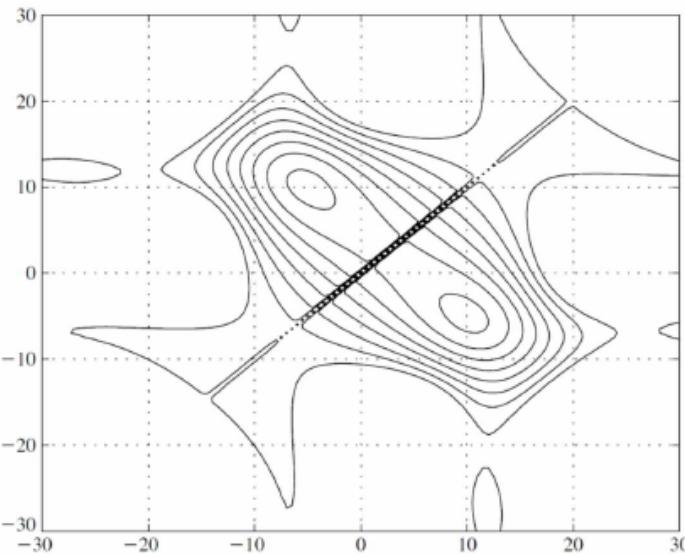


Рисунок 3.2—Maximum likelihood cost function (3.11) for an 8-elemennt ULA and two emitters at $\varphi_1 = -5^\circ$ and $\varphi_2 = 10^\circ$ [6]

Finally, we can distinguish the following pros and cons of this approach.

Advantages

1. ML estimator provides the optimal solution in case of multiple dominant propagation paths (AOAs).

Disadvantages

1. Digital antenna array is required
2. Excessively high computational cost (“brute force” search).
3. Maximum likelihood function does not allow one to estimate the number of AOAs. If the number of the propagation paths is not known, the method is not optimal. (AOAs).

3.3 Monopulse

A variation of the beamformer involves a method, often referred to as monopulse, commonly used in radar systems for target tracking. This method involves taking the difference between the outputs of two beams pointing in slightly different directions [6]. The search function is the following

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

where $p(\varphi)$ and $\vec{w}(\varphi)$ are defined as in section 3.2.1. The estimation of AOA is obtained as the value of angle φ which provides zero search function value

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

In fact, Δ can be on the order of one beamwidth and $b(\varphi)$ will still be well approximated by derivative of $p(\varphi)$ because $b(\varphi)$ is nearly linear over a significant range of angles around the zero-response point [6]. This property of the search function gives the opportunity to decrease the angle discretization rate and apply linear approximation to find AOA. Note, that this approach is often used together with a rough classical beamforming method that determines an angle range to accurate search. An additional feature of this algorithm is that the output is positive if the emitter is to the right of the direction in which the difference beam is pointed and negative if it is to the left. This ability to determine the direction of the emitter relative to the pointing direction by the sign of the response is useful in tracking applications [6].

Another variant of the algorithm is often called Monopulse Ratio or Amplitude Comparison Monopulse [10]. This algorithm requires coherent reception with two channels (RF-chains): sum and difference. The sum channel is formed with beam pattern which has a maximum for a certain direction. The difference beam pattern has a null for this direction. In [11] the algorithm which uses TDM for sum and difference channels is proposed and investigated. It employs cycle prefix of OFDM signal to receive two identical signals with different beam patterns using a single RF-chain and phased antenna array. This approach seems promising,

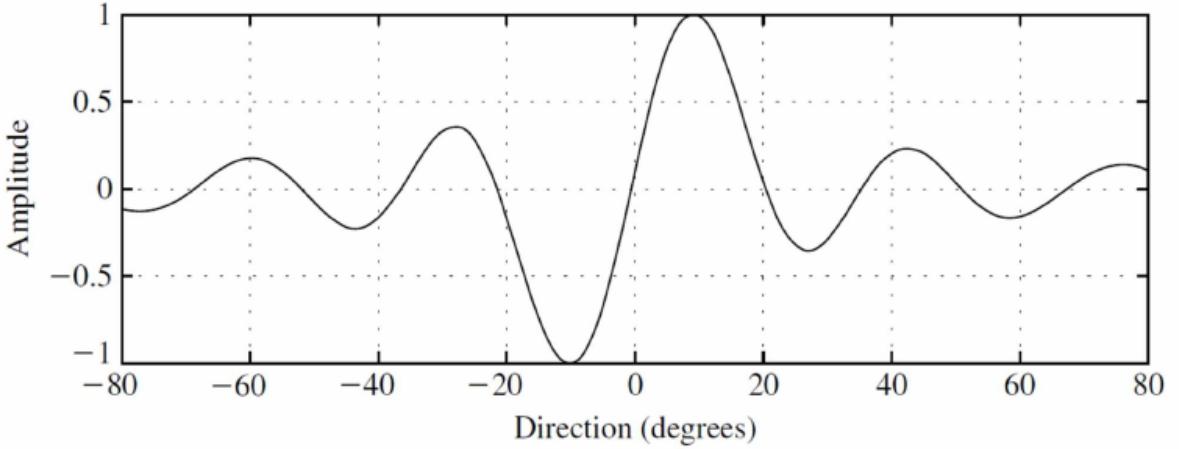


Рисунок 3.3 — Response of a monopulse system for 16-element ULA [6]. Source direction is 0 deg.

but there are some issues related to phase shifter switching delay and multipath propagation influence. The metric of monopulse ratio is [11]

$$\tan\left(\frac{N}{4}(\varphi_{src} - \varphi)\right) = \frac{\operatorname{Im}\left\{\sum_k y_d(k)y_s^*(k)\right\}}{\sum_k |y_s(k)|^2}, \quad (14)$$

where φ_{src} is actual AOA; φ is roughly estimated AOA via beam sweeping (it is the direction of the sum beam); N is number of antenna elements; $y_s(k)$ and $y_d(k)$ are signals f the sum and difference channels respectively.

$$y_s(t) = a(t)\vec{w}_s^H \vec{s}(\varphi_{src}) + \vec{w}_s^H \vec{\xi}(t) \quad (15)$$

$$y_d(t) = a(t)\vec{w}_d^H \vec{s}(\varphi_{src}) + \vec{w}_d^H \vec{\xi}(t) \quad (16)$$

For a linear antenna array the corresponding beamforming vectors are

$$\{\vec{w}_s(\varphi)\}_n = \exp\left\{i_2\pi \frac{d}{\lambda}\right\} \sin \varphi \quad (17)$$

$$\{\vec{w}_d(\varphi)\}_{n < \frac{N}{2}} = -\exp\left\{i_2\pi n \frac{d}{\lambda}\right\} \sin \varphi \quad (18)$$

$$\{\vec{w}_d(\varphi)\}_{n \geq \frac{N}{2}} = +\exp\left\{i_2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \varphi (n - 0.5N)\right\}, \quad (19)$$

Monopulse ratio is typically used to estimate a single AOA or resolvable angles (far spaced targets which are not located within the same beam). However, there are some modifications that use a complex monopulse ratio and allow one to detect the multiple targets in a certain beam and estimate their angle positions [13] [14]. As monopulse ratio requires a coherent signal reception using two channels with different beam patterns it is hardly appropriate for simple mm-wave system design which consists of only a single RF-chain and can set

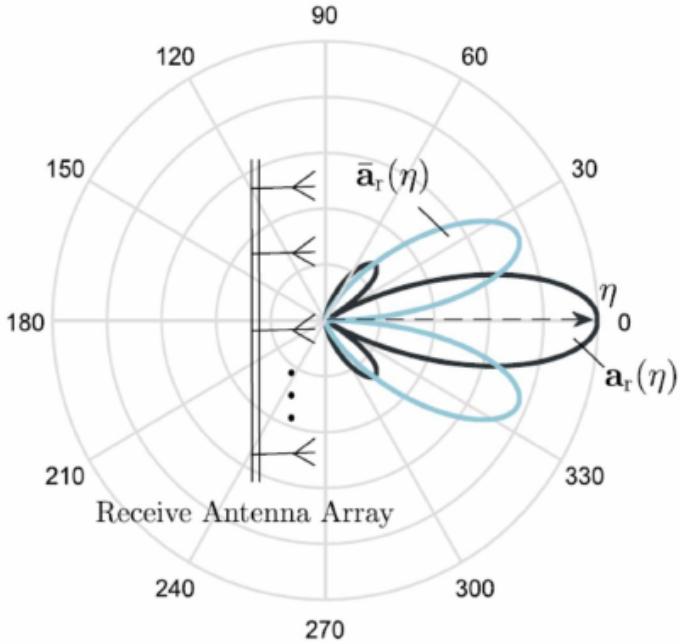


Рисунок 3.4 – Sum and difference beam patterns for monopulse ratio algorithm [12]

only predefined Fourier codebook beams. In [12] auxiliary beam approach is proposed which is similar to monopulse ratio. The principle difference consists of two points. Firstly, the auxiliary beam approach employs simple beams with a single main lobe as well as the original monopulse approach does. Secondly, it employs incoherent signal receptions for different beams and can be implemented using a single RF-chain.

$$\zeta_n = \frac{p(\eta_n - \delta) - p(\eta_n + \delta)}{p(\eta_n - \delta) + p(\eta_n + \delta)} = \frac{\sin(\psi - \eta_n) \sin \delta}{1 - \cos(\psi - \eta_n) \cos \delta} \quad (20)$$

$$\psi = \eta_n - \arcsin \left(\zeta_n \frac{\sin \delta}{\sin^2 \delta + \zeta_n^2 \cos^2 \delta} - \frac{\zeta_n \sqrt{1 - \zeta_n^2} \sin \delta \cos \delta}{\sin^2 \delta + \zeta_n^2 \cos^2 \delta} \right) \quad (21)$$

where $\psi_n = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \varphi$ is a spatial frequency for beam with mainlobe direction angle φ ; η is a central spatial frequency for auxiliary beams pair; n is the best auxiliary beams pair index; $\delta = \frac{\pi}{N}$; N is a number of antenna elements; $p(\eta)$ is power of received signal for beam with spatial frequency η .

It is noted in [14] that described auxiliary beam approach can provide wrong result if AOA is near direction of some auxiliary beam and SNR is low, because it can lead to error in pair selection. In [14] it is proposed to employ additional two beams in this case with the aim to overcome the problem.

Finally, we can distinguish the following pros and cons of this approach.

Преимущества

1. In practice, it is more convenient and precise than beamforming method because the search function is quite steep in the area near AOA.
2. It can be implemented using phased antenna array with single digital port (enable low

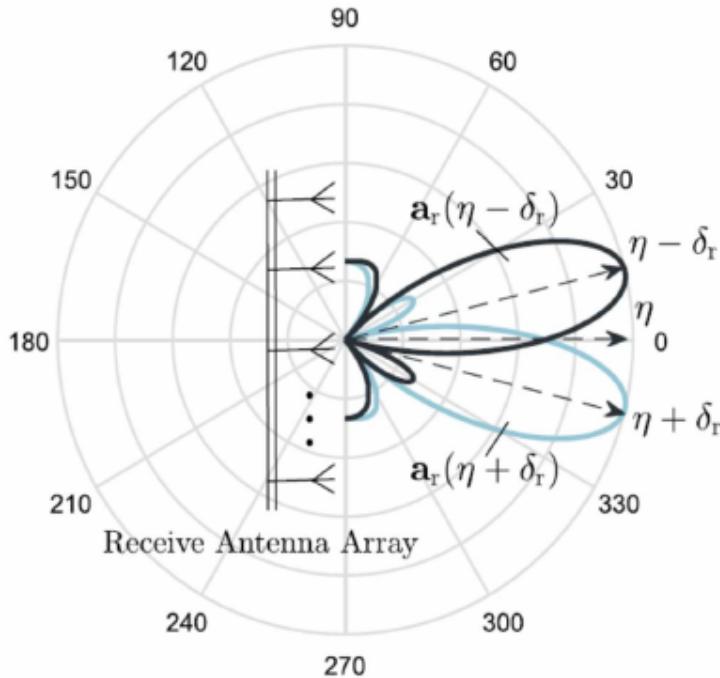


Рисунок 3.5 – Auxiliary beam approach patterns [12]

hardware cost).

3. Relatively low number of beams is necessary to evaluate AOA.
4. It potentially could be used together with beam tracking algorithms.
5. Multiple path AOAs estimation is potentially available using complex monopulse ratio.

Недостатки

1. As a variation of beamforming approach the original method provides low resolution ability which depends on beam pattern main lobe width. Increasing SNR or evaluation time does not lead to enhancement of resolution quality. The high resolution can be achieved using a coherent signal reception and complex multipath ratio only.
2. In case of close multipath AOA estimation, significant bias of direction (systematic error) is possible.

3.4 Minimum variance distortionless response estimator (Capon method)

Another approach similar to beamforming method is Minimum Variance Distortionless Response Estimator (MVDR) which is also referred to as Capon method [7] [8] [9]. The main idea of this approach is to form beamforming vector $\vec{w}(\varphi)$ to minimize signal power received from all directions (total received power) under constant gain for some direction φ .

The beamforming vector in this case is obtained as a solution of nonlinear programming task [7] [9].

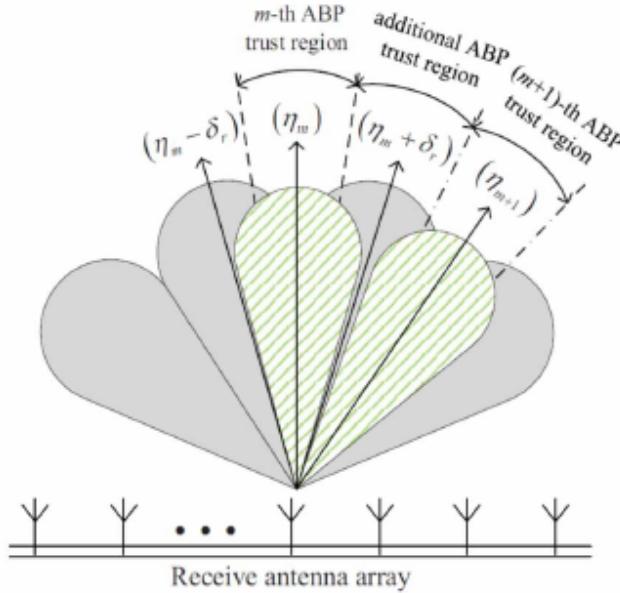


Рисунок 3.6 — Auxiliary beam approach and additional auxiliary beam pair [6]

$$\vec{w}(\varphi) = \frac{\hat{\vec{M}}^{-1}\vec{s}(\varphi)}{\vec{s}^H(\varphi)\hat{\vec{M}}^{-1}\vec{s}(\varphi)}, \quad (22)$$

where $s(\varphi)$ is a steering vector defined in (3.2) and $\hat{\vec{M}}$ is an estimated signal correlation matrix (3.7). That leads to the following search function:

$$p(\varphi) = \frac{1}{s^H(\varphi)\hat{\vec{M}}^{-1}\vec{s}(\varphi)} \quad (23)$$

The function represents the received power. The peaks of this function correspond to AOAs of propagation paths. The resolution of the method increases with SNR.

For this method we can distinguish the following pros and cons.

Преимущества

1. Capon method provides high AOA estimation accuracy.
2. The method can be used for multiple AOAs evaluation. It provides superresolution ability.
3. It can be implemented in the hardware as the search function has a physical meaning of received power.

Недостатки

1. The resolution is limited even the correlation matrix M is known precisely. If one desires to improve the potential resolution, it is necessary to increase SNR or the number of antenna elements.

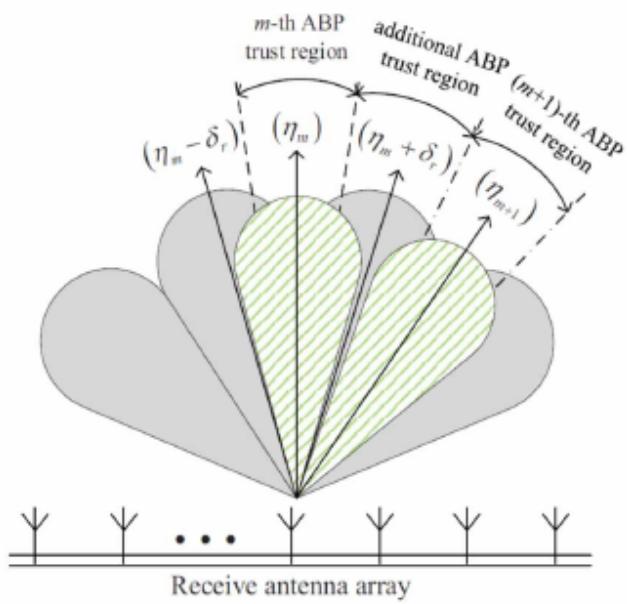


Рисунок 3.7 – The base idea of Capon method

2. Matrix inversion used in the method has high computational cost.

Кек

4 Теория

4.1 Ограничения и мотивации

Поскольку производительность системы mmWave зависит от точности формирования луча, основная задача этой работы заключается в разработке точного алгоритма оценки АOA. Рассматриваемая задача имеет множество существенных ограничений, которые учитываются в этом исследовании.

1. Алгоритм оценки АOA должен работать на пилотных сигналах стандарта NR. Таким образом, *он должен использовать весьма негибкую временную структуру*. Кроме того, алгоритм зависит от луча БС. стратегия зондирования, которая фиксируется для некоторых эталонных сигналов (например, ряд основанных на ДПФ лучи, применяемые БС во время вспышки СС).
2. *SS burst является более предпочтительным эталонным сигналом*, так как он не использует дополнительные ресурсы.
3. Желательно использовать общие опорные сигналы для всех пользователей, т.е. БС не могут использовать адаптивные стратегии звучания. Пользовательское оборудование имеет только один цифровой порт, а лучи формируются в аналоговой области. Таким образом, необходимо использовать некоторую стратегию звучания УЭ.
4. Пользовательское оборудование поддерживает формирование диаграммы направленности с помощью фазовращателей. *Нет свободы амплитуды степени векторе формирования луча*.
5. При переключении луча возникает проблема со скачком фазы. Это значительно усложняет когерентный прием для разных лучей и требует некоторого аппаратного решения и калибровки. *Таким образом, необходимо сосредоточиться на методах, основанных на мощности, где фаза сигнала не измеряется*.
6. Пользовательская антенная система состоит из *нескольких независимых решеток*, которые *нельзя использовать одновременно*. Каждая решетка покрывает только часть возможных АOA.
7. Алгоритм должен быть простым.

На основе проведенного обзора литературы (см. ??) мы выделили и разработали несколько подходов, отвечающих вышеперечисленным требованиям. Первый подход, в качестве базового алгоритма был выбран иерархический поиск (см. ??). Это простейший метод, который аппроксимирует алгоритм Фурье (оптимальное решение в случае однолучевого канала) адаптивным дискретным образом. Основной проблемой этого алгоритма будет ошибка квантования. В данной работе разработан новый алгоритм, основанный на концепции иерархического поиска. Он использует улучшенную схему из-

мерения и обеспечивает оценку без ошибки квантования на основе критерия минимума среднеквадратичной ошибки (MMSE).

Второй рассматриваемый алгоритм основан на моноимпульсе, идея которого была предложена в [12; 15], но только для одной антенной решетки. В данной работе этот алгоритм тестиировался и модифицировался под выбранную аппаратную конфигурацию. Этот алгоритм также обеспечивает непрерывный результат.

Последний рассмотренный алгоритм, так называемый *Adaptive Compressed Sensing Algorithm*, который был предложен в [16] для системы HBF (Чё это?) Этот алгоритм представляет собой схему бинарного поиска со специально разработанной 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 [16] нельзя применить напрямую, поэтому алгоритм пришлось модифицировать. Основным преимуществом этого алгоритма является сокращение времени зондирования.

Все упомянутые выше алгоритмы были модифицированы для оценки многолучевого АOA.

Далее мы приведем подробное описание алгоритмов, схем измерений и результатов моделирования.

4.2 Описание системы и предположения

4.2.1 Структура пилотных сигналов

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. Каждый блок синхронизации передается с уникальным весовым вектором. То есть только одна пара лучей пользователя и базовой станции может быть прозвонена за один SS блок. FR2 (mmWave) максимальное количество SS блоков в SS-burst равно 64. SS-burst повторяются с периодом, находящимся в диапазоне от 5 до 160 мс [17]. Мы рассматриваем значение по умолчанию 20 мс.

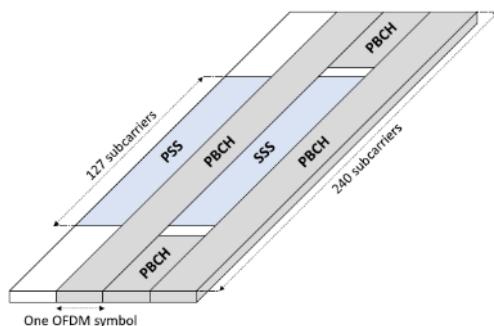


Рисунок 4.1 – Структура блока синхронизации

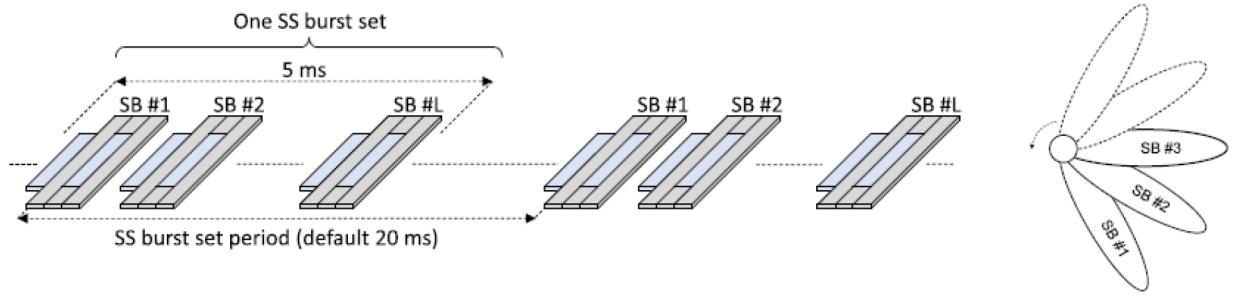


Рисунок 4.2 — Последовательность блоков синхронизации (SS-burst)

4.2.2 Пользовательская система антенных решеток

В данной работе разрабатываются алгоритмы для системы, состоящей из двух линейных эквидистантных антенных решеток, расположенных на противоположных сторонах устройства (см. 4.3). В данной конфигурации оборудования, у пользователя нет слепых зон в азимутальной плоскости.

Система содержит только один цифровой порт. 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 4.5. 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, ослабление мощности с задней стороны решетки составляет -30 дБ, поляризация предполагается вертикальной.

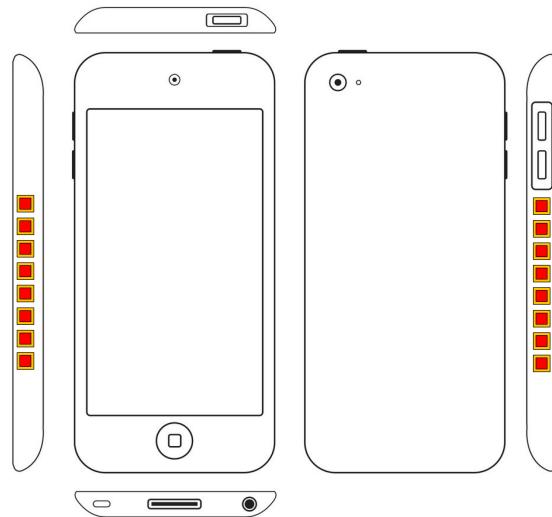


Рисунок 4.3 — Расположение антенных решеток на мобильном устройстве

Также стоит определить что мы подразумеваем под угловой координатой источника излучения. Поскольку выбранная антenna решетка линейна, она не может измерять одновременно азимутальный угол и угол места принятого излучения. Однако, линейная решетка может определить обобщенный угол ψ . Тогда мы можем рассматривать некоторый эффективный азимутальный угол φ_{eff} в качестве угловой координаты источника,

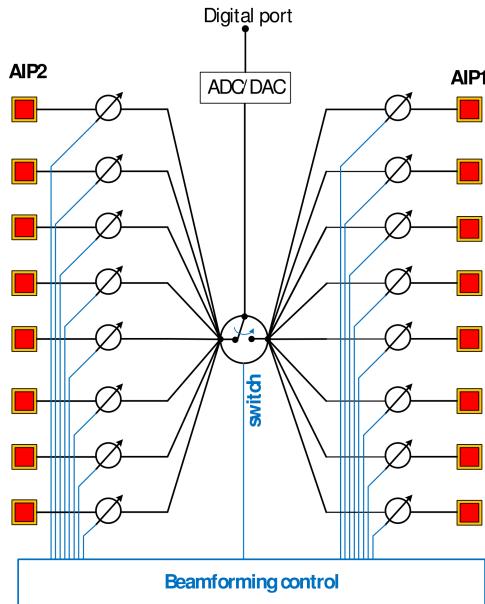


Рисунок 4.4

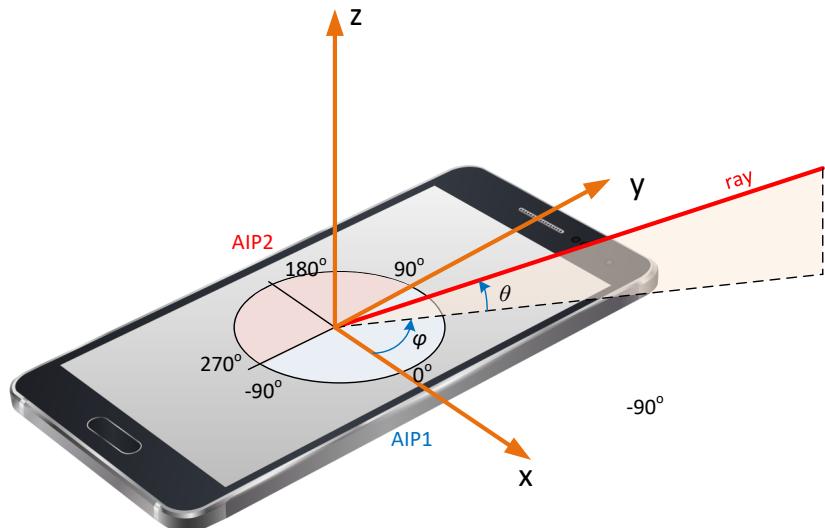


Рисунок 4.5 — Локальная система координат пользователя

который удовлетворяет следующему уравнению

$$\psi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \varphi_{eff} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \varphi \cos \theta, \quad (24)$$

$$\varphi_{eff} = \arcsin(\sin \varphi \cos \theta), \quad (25)$$

где φ и θ – геометрические углы азимута и элевации источника.

4.2.3 Антенная решетка базовой станции и система прозвонки

Антеннная решетка базовой станции представляет собой эквидистантную плоскую antennную решетку с 12 строками и 16 столбцами. Есть два цифровых порта. 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 дБ составляет 65° . Усиление составляет 8 дБи, ослабление мощности с задней стороны решетки составляет -30 дБ, 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. ??), поскольку нам доступно только 64 возможных прозвонки. Для решения этой проблемы учтем два факта. 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. ??), обеспечивая более широкую ДН в вертикальной плоскости
- Кодовая книга БС выбирается на основе БФП (см. ??). Горизонтальная сетка обобщенных углов $-\pi + pi/16 : \pi/8 : \pi - \pi/16$. Горизонтальная сетка обобщенных углов $-3\pi/4 : \pi/4 : 0$.
- Представленная кодовая книга покрывает нижнюю половину пространства (см. 4.6), где, как ожидается, будет находиться пользователь.

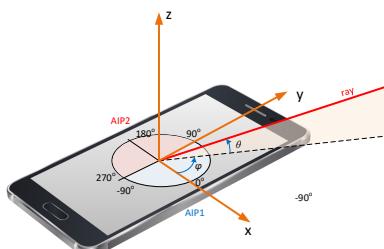


Рисунок 4.6 — Серые элементы антенной решетки отключены во время оценки угла прихода

4.3 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 у нас есть два пути:

1. Усреднить мощность по всем пилотным поднесущим

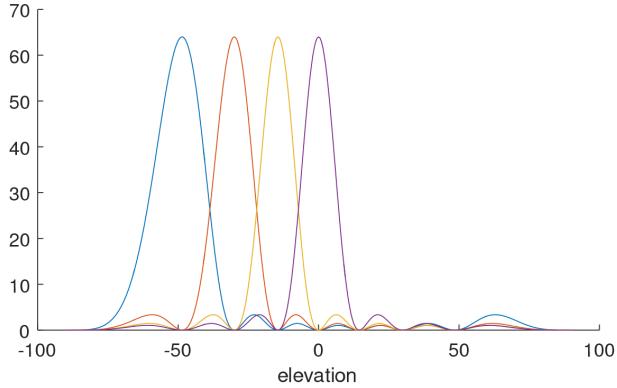


Рисунок 4.7 – ДН антенной решетки БС в вертикальной плоскости

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

$$x_q = ae^{-i2\pi q \Delta f \tau} + \xi_q, \quad (26)$$

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

$$\hat{p}_1 = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} |x_q|^2, \quad (27)$$

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

$$\langle \hat{p}_1 \rangle = |a|^2 + \sigma^2. \quad (28)$$

$$D_1 = \langle p_1^2 \rangle - \langle p_1 \rangle^2 = \frac{1}{Q} (2|a|^2 \sigma^2 + \sigma^4), \quad (29)$$

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

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

$$\delta_{s1} = \frac{\langle \hat{p}_1 \rangle - |a|^2}{|a|^2} = \frac{\sigma^2}{|a|^2}, \quad (30)$$

$$\delta_{r1} = \frac{\sqrt{D_1}}{|a|^2} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sqrt{2 \frac{\sigma^2}{|2|} + \frac{\sigma^4}{|a|^4}}, \quad (31)$$

Для второго варианта, оцененная мощность будет вычисляться следующим образом

$$\hat{p}^2 = \max_n \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} x_q e^{-2\pi q n / Q} \right)^2, \quad (32)$$

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

$$\langle \hat{p}_2 \rangle = |a|^2 F + \frac{1}{Q} \sigma^2. \quad (33)$$

$$D_2 = \langle \hat{p}_2^2 \rangle - \langle \hat{p}_2 \rangle^2 = \frac{2|a|^2 F \sigma^2}{Q}, \quad (34)$$

$$F = \max_n \frac{\sin^2[\pi Q(\Delta f \tau - n/Q)]}{Q^2 \sin^2[\pi(\Delta f \tau - n/Q)]}, \quad (35)$$

$$\frac{4}{\pi^2} \leq \frac{1}{Q^2 \sin^2[\frac{\pi}{2Q}]} \leq F \leq 1, \quad (36)$$

Таким образом, мы видим, что оценка мощности также смещена, но систематическая ошибка меньше, чем в первом случае. Так как любой постоянный коэффициент F не важен в алгоритмах, а лишь обеспечивает дополнительный выигрыш во временной области, относительную систематическую ошибку δ_{s2} и относительную случайную ошибку δ_{r2} следует определять как

$$\delta_{s2} = \frac{\langle \hat{p}_2 \rangle - F|a|^2}{F|a|^2} = \frac{1}{Q} \frac{\sigma^2}{F|a|^2}, \quad (37)$$

$$\delta_{r2} = \frac{\sqrt{D_1}}{F|a|^2} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sqrt{\frac{2\sigma^2}{F|a|^2}}. \quad (38)$$

Если мы используем только пилотные поднесущие для оценки мощности и $FQ > 1$ (т.е. $Q \geq 3$), мы можем гарантировать, что $\delta_{s2} \leq \delta_{s1}$. Поэтому, второй подход к оценке дает меньшую систематическую ошибку. Что касается случайной ошибки, мы можем сказать, что $\delta_{r2} \leq \delta_{r1}$, если $|^2|/\sigma^2 < 0.34$ (т.е. SNR на поднесущую составляет -4.7 dB или меньше).

Таким образом, второй подход к оценке мощности для алгоритма AuxBeam и случаев с низкими SNR. Также, если задачей является оценка угла на основной луч в многолучевом канале, второй подход уменьшает помехи, вызванными остальными лучами. Однако в случае многолучевой оценки угла прихода второй подход приводит к высокой сложности, поскольку мы должны рассматривать трехмерную задачу для каждого пути распространения.

Таким образом, в работе применяются следующая схема оценки мощности

1. Для оценки угловой координаты в однолучевом канале, мы применяем второй подход (TOA selection)

2. Для оценки угловой координаты в многолучевом канале, мы применяем первый подход (усреднение принятой мощности по пилотным поднесущим)

5 Однолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала

5.1 Базовый алгоритм

Эффективность базового алгоритма, также будем называть его *baseline*, рассматривается как нижняя граница разработанных алгоритмов. Первоначально базовый алгоритм рассматривался нами как полный перебор по всем параметрам лучей (UE-BS), примененный к эволюционировавшему во времени каналу. Однако он дает слишком высокую ошибку дискретизации и сравнивать с ним результаты других алгоритмов оказалось не наглядно. Поэтому в дальнейшем в этой работе под базовым алгоритмом будет пониматься алгоритм иерархического поиска. Алгоритм состоит из двух этапов: полного перебора всех пар лучей UE-BS и процедуры уточнения. На первом этапе пользователь использует ортогональную кодовую книгу, покрывающую диапазон углов от $-\pi$ до π :

$$\vec{w}_u = \begin{bmatrix} 1 & \exp\{i\eta_u\} & \dots & \exp\{i(N-1)\eta_u\} \end{bmatrix}^T \quad (39)$$

$$\eta_u = -\pi \frac{N-1}{N} + 2\pi \frac{u-1}{N}, \quad (40)$$

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

$$\eta_u = 2\pi \frac{d}{\lambda_w} \sin \varphi_u, \quad (41)$$

где d – расстояние между элементами решетки, λ_w – длина волны. ДН, получаемые с помощью данной кодовой книги показаны на рис. 5.10 сплошными линиями.

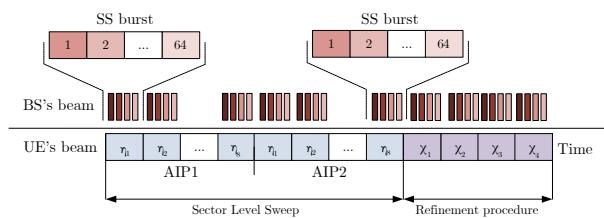


Рисунок 5.1 – Различные ДН, формируемые кодовой книгой на стороне пользователя.
 ψ – обобщенный угол, $N = 8$, $M = 4$

Пусть v – индекс наилучшего весового вектора $\vec{w}_u^{(v)}$, который обеспечивает наибольшую принятую мощность на антенной решетке. Соответствующая ДН показана на рис. 5.10 толстой сплошной линией. Пусть p_v – мощность, измеренная для вектора $\vec{w}_u^{(v)}$. На этапе процедуры уточнения пользователь тестирует M дополнительных весовых вект-

торов, чтобы уменьшить ошибку дискретизации.

$$\vec{w}_q = \begin{bmatrix} 1 & \exp\{i\chi_q\} & \dots & \exp\{i(N-1)\chi_q\}, \end{bmatrix}^T \quad (42)$$

$$\chi_q = \eta_v + 2\pi \frac{q}{N(M+1)}, \quad (43)$$

где $q = -0.5M, \dots, -1, +1, \dots, +0.5M$. Сформированные дополнительные ДН показаны на рис.5.10 пунктирными линиями.

Мы можем положить $p_0 = p_v$ 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

$$\hat{\psi} = \arcsin \frac{\psi \lambda_w}{2\pi d}. \quad (44)$$

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 $\hat{\psi}$.

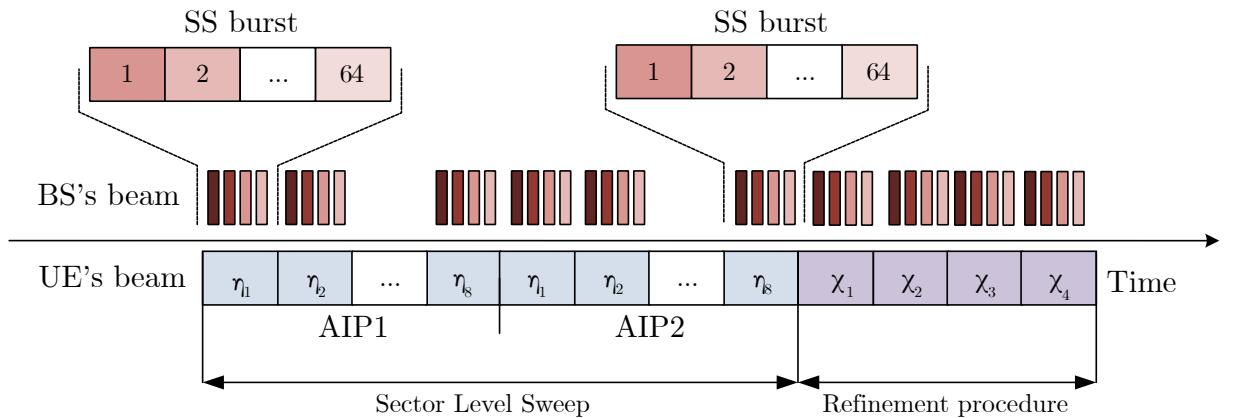


Рисунок 5.2 — Изображение процедуры иерархического поиска (baseline) во времени для двух антенных решеток. $N = 8$, $M = 4$, 64 луча BS

Таблица 1 — Параметры алгоритма иерархического поиска (baseline)

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.

5.2 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

$$d(\varphi) = \sum_q \vec{y}^H(q) \vec{y}(q) - \sum_q |\vec{y}^H \vec{s}(\varphi)|^2 \rightarrow \min_{\varphi}, \quad (45)$$

$$\sum_q |\vec{y}^H(q) \vec{s}(\varphi)|^2 = \hat{p}(\varphi) \rightarrow \max_{\varphi}, \quad (46)$$

где \vec{y} – вектор принятого антенной решеткой сигнала, $\vec{s}(\varphi)$ – диаграммобразующий вектор. Выражение (46) имеет смысл мощности, принимаемой с вектором $\vec{s}(\varphi)$, 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 управляем лучами дискретными фазовращателями и 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 МЛ-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 МЛ-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).

$$F_{ML}(\psi, a) = \prod_m \frac{1}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{\hat{p}_m + a f_m(\psi)}{\sigma^2} I_0 \left(\frac{2\sqrt{\hat{p}_m a f_m(\psi)}}{\sigma^2} \right) \right\} \rightarrow \max_{\psi, a}, \quad (47)$$

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.

$$f_m(\psi) = \frac{\sin^2(0.5N(\psi - \chi_m))}{\sin^2(0.5(\psi - \chi_m))}. \quad (48)$$

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

$$F_{MMSE}(\psi, a) = \sum_m (\hat{p}_m - af_m(\psi))^2 \rightarrow \min_{\psi, a} \quad (49)$$

В первую очередь, необходимо исключить параметр a из уравнения (49).

$$\frac{\partial}{\partial a} F_{MMSE}(\psi, a) = \sum_m 2f_m(\psi)(\hat{p}_m - af_m(\psi)) = 0 \quad (50)$$

$$a(\psi) = \left[\sum_m f_m(\psi) \hat{p}_m \right] \left[\sum_m f_m^2(\psi) \right]^{-1}. \quad (51)$$

Тогда, окончательный результат

$$F_{MMSE}(\psi) = \underbrace{\sum_m \hat{p}_m^2}_{\text{const}} - \left[\sum_m f_m(\psi) \hat{p}_m \right]^2 \left[\sum_m f_m^2(\psi) \right]^{-1} \rightarrow \max_{\psi} \quad (52)$$

$$F(\psi) = \left[\sum_m f_m(\psi) \hat{p}_m \right]^2 \left[\sum_m f_m^2(\psi) \right]^{-1} \rightarrow \max_{\psi} \quad (53)$$

На рис. ?? представлен вид функции (53) во время процедуры уточнения для точной оценки угла прихода.

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

$$\begin{aligned} \mu(\psi) &= \left(\sum_m f'_m(\psi) \hat{p}_m \right) \left(\sum_m f_m^2(\psi) \right) \\ &\quad - \left(\sum_m f_m(\psi) \hat{p}_m \right) \left(\sum_m f_m(\psi) f'_m(\psi) \right) = 0, \end{aligned} \quad (54)$$

$$\begin{aligned} f'_m(\psi) &= \frac{\sin(0.5N(\psi - \chi_m))}{2 \sin^3(0.5(\psi - \chi_m))} \times [(N-1) \sin(0.5(N+1)(\psi - \chi_m)) - \\ &\quad -(N+1) \sin(0.5(N-1)(\psi - \chi_m))] \end{aligned} \quad (55)$$

Некоторый 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

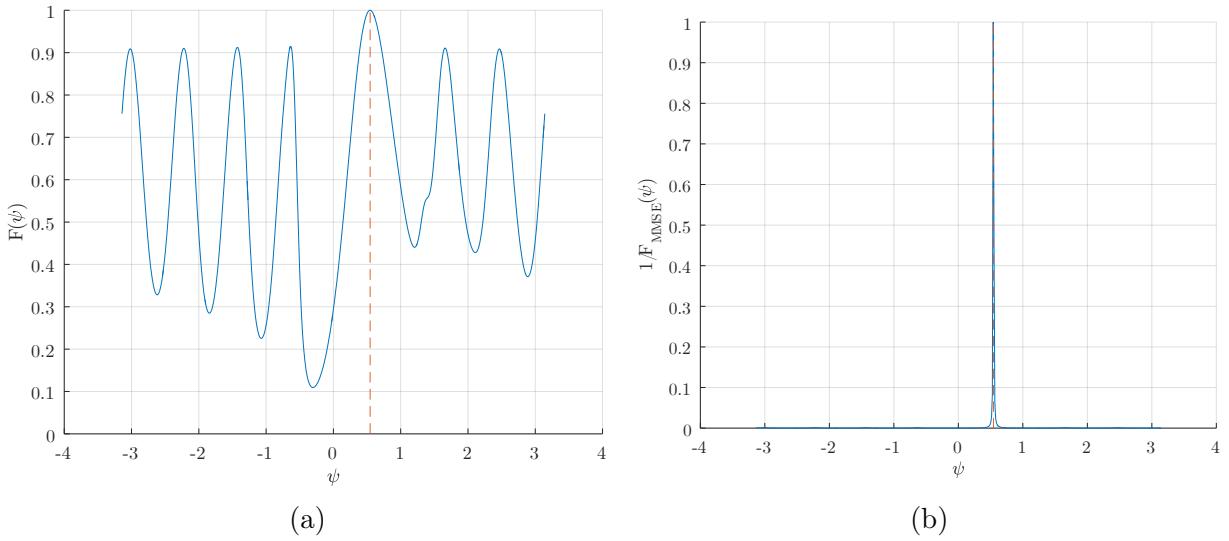


Рисунок 5.3 – ?? Инверсная нормированная $F_{MMSE}(\psi)$, ?? нормированная $F(\psi)$,
 $\psi = 10^\circ (\psi \approx 0.55)$, SNR = 30 дБ

и отрицательна справа. Поэтому, если известна грубая оценка угла прихода (что и происходит при иерархическом поиске), мы можем методом дихотомии быстро найти АОА с машинной точностью.

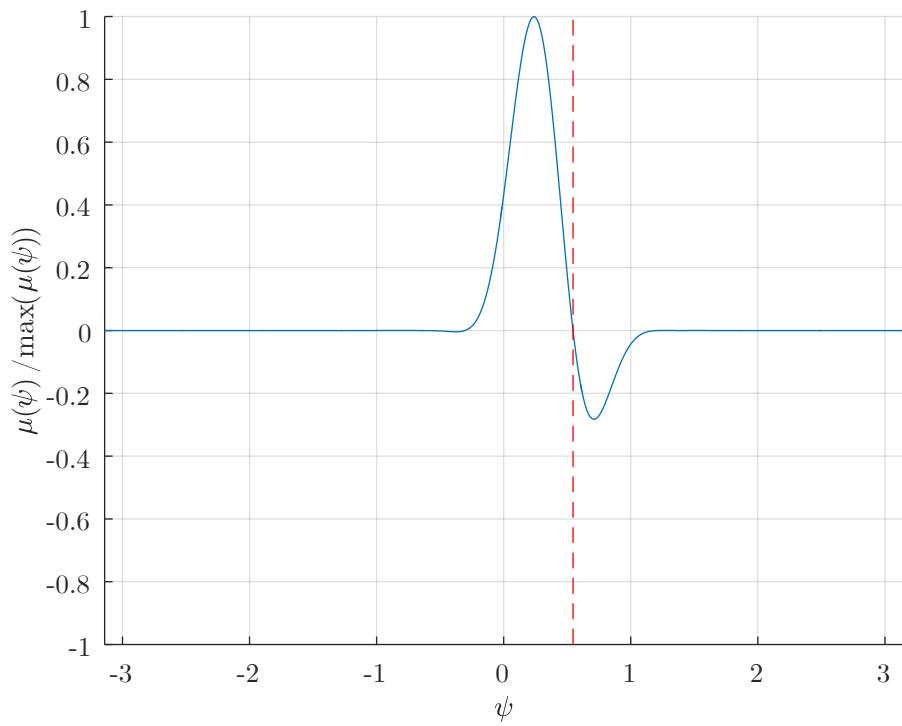


Рисунок 5.4 – Нормированная функции $\mu(\psi)$, $\psi = 10^\circ$ ($\psi \approx 0.55$), $SNR = 30$ дБ

Заметим, что лучи вокруг фактического направления АОА вносят основной вклад в (53), 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 развертки на уровне секторов. Кроме того, для процедуры поиска желательно, чтобы фактический угол атаки находился в середине рассматриваемых направлений лучей. Таким образом, мы должны модифицировать процедуру измерения

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  $0.5(\psi_{left} + \psi_{right})$ 

```

на этапе уточнения. Некоторые примеры представлены на рис. 5.5. Сплошными серыми линиями показаны ДН лучей, формируемые на первом этапе оценки. (развертки на уровне секторов). Сплошная красная линия — диаграмма лучшего луча, выбранного на первой стадии. Штриховые линии — ДН лучей на этапе уточнения. Наконец, лучи, используемые в (54), 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 (42) и (56).

$$\chi_q = \eta_v \pm 2\pi \frac{q}{N(M+1)}; q = 1 \dots M. \quad (56)$$

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

Вопрос в том, как мы можем определить, где находится фактический угол прихода до этапа дополнительных измерений. Предлагается использовать метрику (53) 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

$$F_{H_n} = \left[\sum_{m=v-1}^{v+1} f_m(\psi_{H_n}) \hat{p}_m \right]^2 \left[\sum_{m=v-1}^{v+1} f_m^2(\psi_{H_n}) \right]^{-1} \quad (57)$$

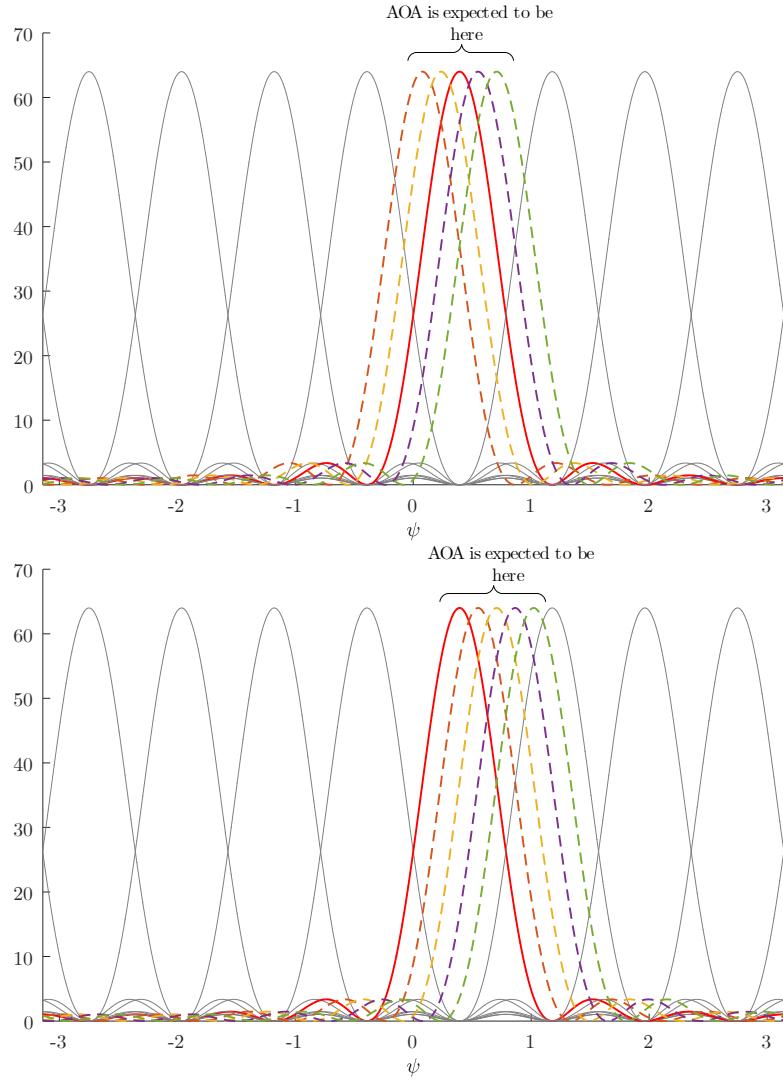


Рисунок 5.5

$$f_m(\psi_{H_n}) = \frac{\sin^2(0.5N(\psi_{H_n} - \eta_m))}{\sin^2(0.5(\psi_{H_n} - \eta_m))}. \quad (58)$$

$$\psi_{H_1} = \frac{\eta_{v-1} + \eta_v}{2}; \quad \psi_{H_2} = \eta_v \quad \psi_{H_1} = \frac{\eta_{v+1} + \eta_v}{2}; \quad (59)$$

Шаг 1: Этап сканирования. BS производит сканирование лучом, UE последовательно использует все лучи из кодовой книги (??) для измерения мощности на каждом луче BS. Процедура выполняется для обоих AIP.

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. 5.6) используя метрику (??). Выбирается гипотеза с наибольшим значением метрики. Отметим, что 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 (42) для измерения мощности на каждом луче BS. Если выбрана гипотеза H_2 , для формирования кодовой

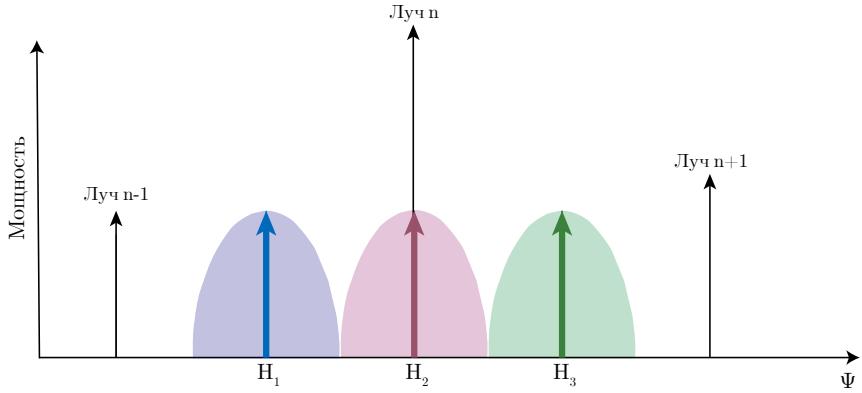


Рисунок 5.6 — Выбор гипотез перед дополнительными измерениями. Черные стрелки принадлежат лучам из первой стадии прозвонки, цветные стрелки показывают центральные направления для различных гипотез

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

книги используется (??). В остальных случаях используется (56). Знак «-» соответствует H_1 , а «+» соответствует H_3 .

Шаг 5: Выполняется алгоритм поиска Алг. 1, используя условие МСКО (54). 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 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 hSearchMMSE представлена на рис. 5.10. Параметры алгоритма представлены в таб. 3.

5.3 Алгоритм Auxiliary Beam

Идея алгоритма доп. луча (Auxiliary Beam) была предложена в [12] и [15]. 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. Таким образом, это хороший кандидат для модификаций.

Основная идея в следующем. Пусть η_u и η_{u+1} — обобщенные углы лучей такие, что $\eta_u < \psi < \eta_{u+1}$ (см. рис. 5.7), 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.

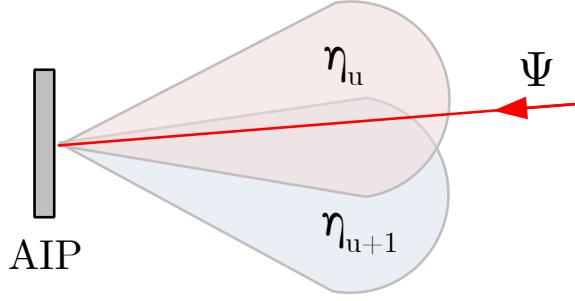


Рисунок 5.7 — Конфигурация лучей для AuxBeam

Тогда можно рассмотреть следующую метрику, однозначно зависящую от угла прихода

$$\zeta(\psi) = \frac{f_u(\psi) - f_{u+1}(\psi)}{f_u(\psi) + f_{u+1}(\psi)} = -\frac{\sin(\psi - \tilde{\eta}_u) \sin \delta}{1 - \cos(\psi - \tilde{\eta}_u) \cos \delta} \quad (60)$$

$$f_u(\psi) = \frac{\sin^2(0.5N(\psi - \eta_u))}{\sin^2(0.5(\psi - \eta_u))} \quad (61)$$

Зависимость метрики $\zeta(\psi)$ от обобщенного угла прихода представлена на рис. 5.8. В

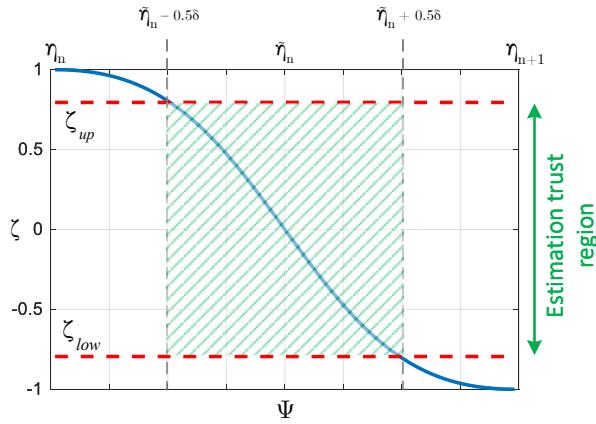


Рисунок 5.8 — Зависимость метрики $\zeta(\psi)$ для алгоритма AuxBeam

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

$$\hat{\zeta} = \frac{\hat{p}_u - \hat{p}_{u+1}}{\hat{p}_u + \hat{p}_{u+1}}, \quad (62)$$

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 $\zeta_{low} < \zeta < \zeta_{up}$, который изображен зеленой штриховкой на рис.

Таблица 3 – Параметры алгоритма AuxBeam

Параметр	SS burst
N / M / 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

5.8.

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

$$\hat{\psi} = \tilde{\eta}_u - \arcsin \left(\frac{\hat{\zeta} \sin \delta}{\sin^2 \delta + \hat{\zeta}^2 \cos^2 \delta} - \frac{\hat{\zeta} \sqrt{1 - \hat{\zeta}^2} \sin \delta \cos \delta}{\sin^2 \delta + \hat{\zeta}^2 \cos^2 \delta} \right) \quad (63)$$

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 (62). 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 (63) 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 (62) и оценивается обобщенный угол прихода $\hat{\psi}$ (см. (63)).

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. ??.

5.4 Сканирование аддитивным методом бисекций

Еще один многообещающий метод – Compressed Sensing Algrorithm, идея которого описана [16]. 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 пред-

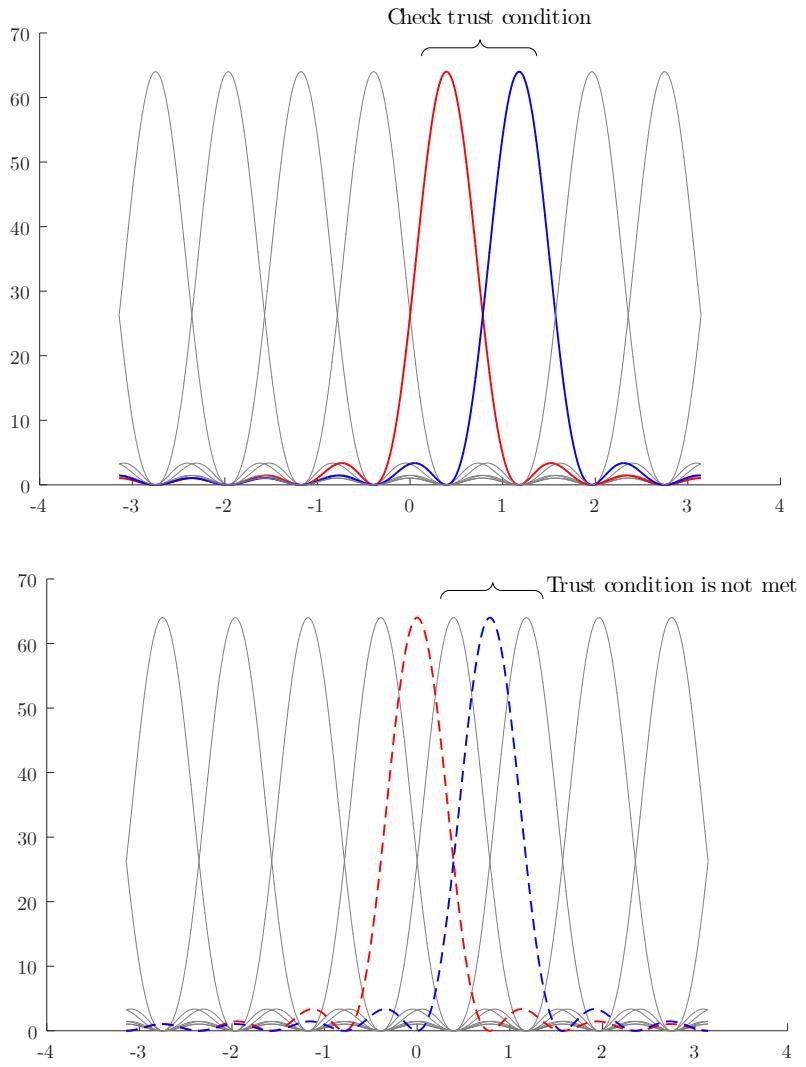


Рисунок 5.9 — Два варианта выбора лучей UE для алгоритма AuxBeam. Верхний – в случае выполнения условия на доверительный интервал, нижний – в обратном случае.

ставить сигнал, измеренный пользователем (UE) для фиксированного луча BS, как

$$y = \vec{w}^H \vec{S} \vec{a} + \vec{\xi}, \quad (64)$$

$$\vec{S} = \begin{bmatrix} \vec{s}(\psi_1) & \vec{s}(\psi_2) & \dots & \vec{s}(\psi_q) \end{bmatrix}, \quad (65)$$

$$\vec{s} = \begin{bmatrix} 1 & \exp\{i\psi\} & \dots & \exp\{i(N-1)\psi\} \end{bmatrix}^T, \quad (66)$$

$$\vec{a} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & a & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (67)$$

где \vec{w} – весовой вектор пользователя, $\vec{s}(\psi)$ – диаграммообразующий вектор, N – число элементов в антенной решетке, $\vec{\xi}$ – вектор шума, \vec{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 \vec{a} используя количество измерений $L \ll Q$. Если мы рассмотрим некоторую кодовую книгу \vec{W} размером $(N \times L)$, чьи столбцы являются весовыми

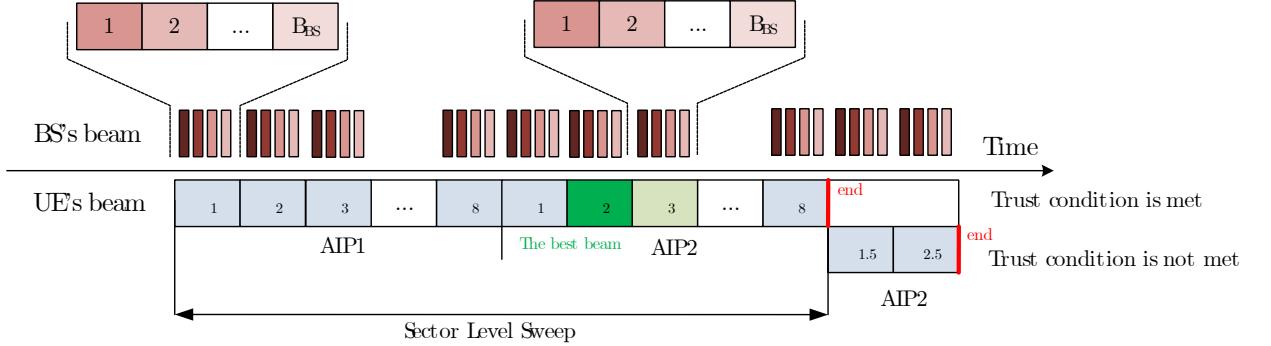


Рисунок 5.10 — Изображение процедуры иерархического поиска (baseline) во времени для двух антенных решеток. $N = 8$, $M = 4$, 64 луча BS

векторами для луча пользователя, результат сканирования будет следующим

$$y = \vec{W}^H \vec{S} \vec{a} + \vec{\xi}, \quad (68)$$

В работе [16], авторы утверждают, что их адаптивный алгоритм более эффективен, чем обычный алгоритм бисекции. В адаптивном алгоритме процедура зондирования разбита на несколько этапов и кодовая книга \vec{W} текущего этапа зависит от предыдущих результатов. Понятно, что если нас не интересует значение a , то вектор \vec{a} может быть сжат до вектора \vec{z} . Этот вектор кодирует позицию ненулевого элемента в векторе \vec{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 \vec{W} размерности $(N \times 2)$, которая удовлетворяет условию

$$\vec{S}^H \vec{W} = \alpha \vec{G}, \quad (69)$$

$$\vec{G} = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & \dots & 1 \end{pmatrix}^T, \quad (70)$$

где \vec{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 \vec{W} получается следующим

$$\vec{W} = \alpha (\vec{S} \vec{S}^H)^{-1} \vec{S} \vec{G} \quad (71)$$

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 $Q/2$

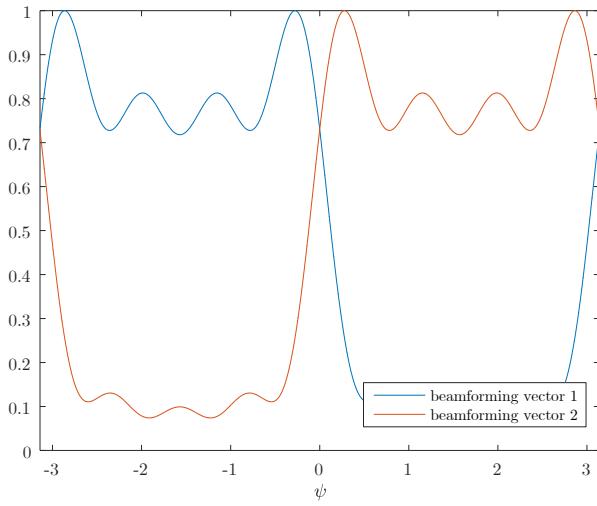


Рисунок 5.11 — ДН для первого шага алгоритма $Q = 40$, $N = 8$

$(z_1 = 1 | z_1 = 0)$. В этом случае матрица \vec{G} определяется как

$$\vec{G} = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}^T. \quad (72)$$

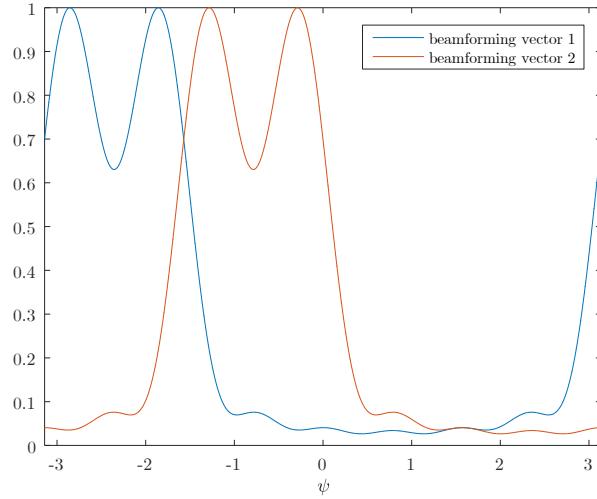


Рисунок 5.12 — ДН для второго шага алгоритма, если $z_1 = 0$, $Q = 40$, $N = 8$

Таким образом, ненулевые элементы в матрице \vec{G} определяются сканированием 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 (71), 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

тор $\vec{w} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ для каждой AIP. Физически это означает, что отключаются все элементы AP, кроме одного. ДН всей решетки совпадает с ДН элемента и становится квази-всенаправленной. Выбирается та AIP, 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

$$\vec{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_1\} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \exp\{i\eta_2\} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (73)$$

$$\eta_1 = \frac{3}{4}\eta_{left} + \frac{1}{4}\eta_{right}; \quad \eta_2 = \frac{1}{4}\eta_{left} + \frac{3}{4}\eta_{right} \quad (74)$$

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

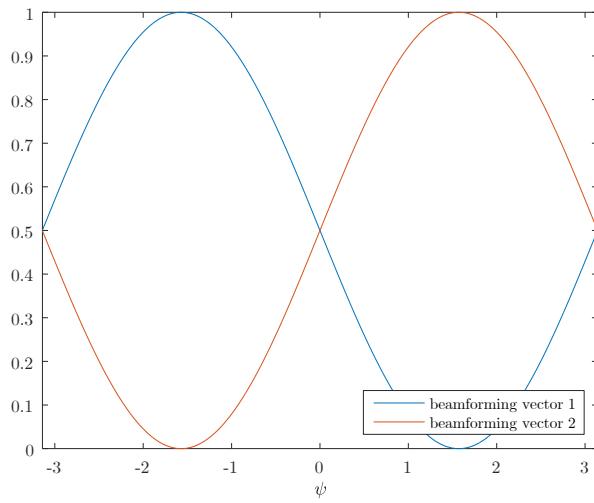


Рисунок 5.13

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

$$\vec{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_1\} & \exp\{i2\eta_1\} & \exp\{3i\eta_1\} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \exp\{i\eta_2\} & \exp\{i2\eta_2\} & \exp\{3i\eta_2\} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (75)$$

$$\eta_1 = \frac{3}{4}\eta_{left} + \frac{1}{4}\eta_{right}, \quad \eta_2 = \frac{1}{4}\eta_{left} + \frac{3}{4}\eta_{right} \quad (76)$$

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

$$\vec{W} = \begin{pmatrix} 1 & \exp\{i\eta_1\} & \exp\{i2\eta_1\} & \dots & \exp\{i(N-1)\eta_1\} \\ 1 & \exp\{i\eta_2\} & \exp\{i2\eta_2\} & \dots & \exp\{i(N-1)\eta_2\} \end{pmatrix} \quad (77)$$

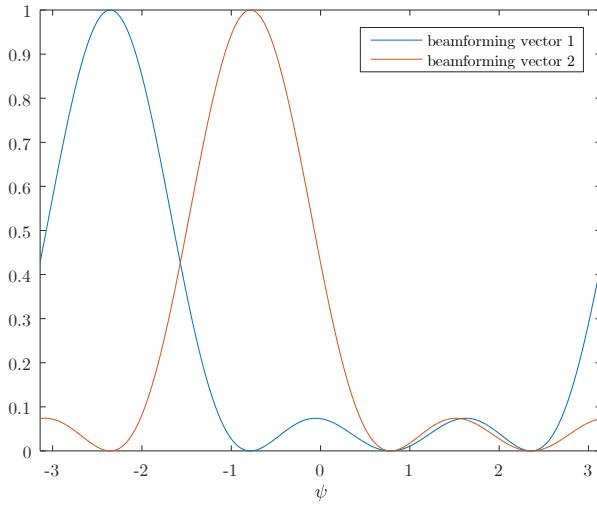


Рисунок 5.14

$$\eta_1 = \frac{3}{4}\eta_{left} + \frac{1}{4}\eta_{right}, \quad \eta_2 = \frac{1}{4}\eta_{left} + \frac{3}{4}\eta_{right} \quad (78)$$

Если первый вектор бимформинга обеспечил наибольшую принятую мощность,

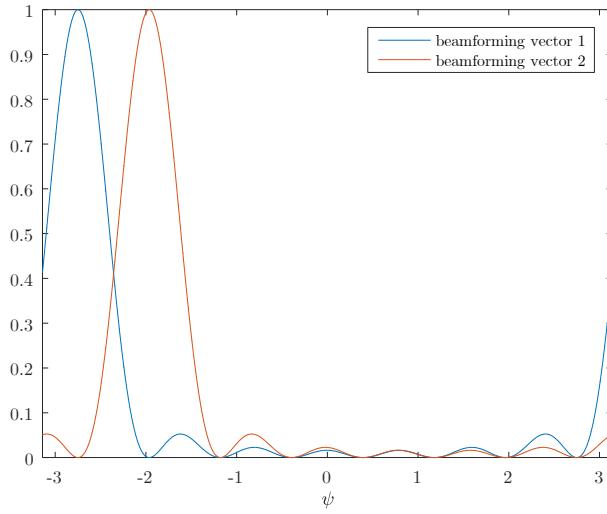


Рисунок 5.15

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 $\hat{\varphi}_{AOA} = \hat{\varphi} + \pi$.

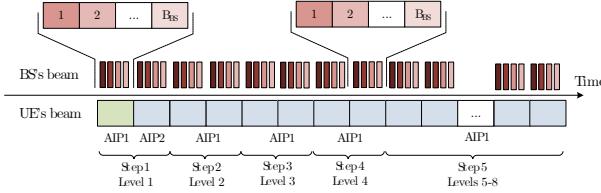


Рисунок 5.16

6 Многолучевые алгоритмы оценки угла прихода сигнала

6.1 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 эффектом 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.

$$Th_1^{mn} = A_n \frac{\sin^2(0.5N(\eta_u - \hat{\psi}_1))}{\sin^2(0.5(\eta_u - \hat{\psi}_1))} + 9\sigma^2, \quad (79)$$

$$Th_2^{mn} = GA_n \frac{\sin^2(0.5N(\eta_u - \hat{\psi}_1))}{\sin^2(0.5(\eta_u - \hat{\psi}_1))} + 9\sigma^2, \quad (80)$$

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 (79),(72) 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

$$A_n = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} \hat{p}_{mn} \frac{\sin^2(0.5(\hat{\psi}_1 - \chi_m))}{0.5N_{rx}(\hat{\psi}_1 - \chi_m)}, \quad (81)$$

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 оченивается 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 \vec{P}_1 и \vec{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. 5.7) с помощью (57). 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 (57).

Шаг 4:

Обозначения

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

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](https://doi.org/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](https://doi.org/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](https://doi.org/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. — 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](https://doi.org/10.1201/9780203496770).
10. *Mosca E.* Angle Estimation in Amplitude Comparison Monopulse Systems. — 1969. — DOI: [10.1109/taes.1969.309906](https://doi.org/10.1109/taes.1969.309906).
11. DOA estimation in Cyclic Prefix OFDM Systems in LOS mmWave Channel using Monopulse Ratio / H. Kim, J. Kim, K. H. Lee, K. S. Kim //. — 10/2018. — DOI: [10.1109/ictc.2018.8539399](https://doi.org/10.1109/ictc.2018.8539399).
12. *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](https://doi.org/10.1109/glocom.2016.7841616).
13. Detection of unresolved targets for plane array radar based on monopulse ratio / W. Luoshengbin, X. Zhenhai, L. Xinhua, D. Chong //. — 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR), 2016. — DOI: [10.1109/radar.2016.8059570](https://doi.org/10.1109/radar.2016.8059570).
14. *Sherman S. M., Barton D. K.* Monopulse Principles and Techniques //. — Artech House Publishers, 2011.
15. 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](https://doi.org/10.1109/vtcfall.2019.8891561).

16. Channel Estimation and Hybrid Precoding for Millimeter Wave Cellular Systems / A. Alkhateeb, O. E. Ayach, G. Leus, R. W. Heath // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. — 2014. — Vol. 8, issue 5. — P. 831–846. — DOI: 10.1109/jstsp.2014.2334278.
17. *Dahlman E., Parkvall S., Skold J.* 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology // Academic Press. — 2018.