

Исследование ортогональности лучей антенной решетки

И. В. Алиев, В. И. Носов

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ)

Аннотация: Технология множественного ввода – множественного вывода (MIMO) благодаря системе формирования луча и управления направлением луча (beamforming) является ключевой технологией, которая оказывает существенное влияние на повышение спектральной эффективности систем беспроводной связи пятого поколения (5G). Основная идея данной технологии – пространственное разделение пользователей, одновременная передача символов нескольких пользователей на одном элементе частотно-временного ресурса за счет их пространственного мультиплексирования. Благодаря возможности многократного использования одинаковых частотно-временных ресурсов в различных лучах общей антенной системы растет эффективность использования полосы частот. Однако широкое использование в соседних лучах одинаковых частотно-временных ресурсов приводит к возникновению помех между соседними лучами (межлучевая интерференция) в антенной системе. Оценка уровня этой интерференции является одной из наиболее важных процедур при пространственном планировании современных беспроводных сетей. В данной статье предложена новая методика определения влияния направления и ширины соседних лучей на уровень интерференции между этими лучами, позволяющая путём деления диаграммы направленности луча на доли, снижать уровень таких помех. Предложен также метод расположения соседних лучей, позволяющий уменьшить уровень интерференции между лучами. На основе проведённых исследований определён выигрыш от предложенной методики в скорости передачи в луче.

Ключевые слова: MIMO, формирование луча (beamforming), антенная решетка, методика определения межлучевой интерференции, ортогональные лучи.

Для цитирования: Алиев И. В., Носов В. И. Исследование ортогональности лучей антенной решетки // Вестник СибГУТИ. 2025. Т. 19, № 3. С. 76–94.
<https://doi.org/10.55648/1998-6920-2025-19-3-76-94>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Алиев И. В., Носов В. И., 2025

Статья поступила в редакцию 11.03.2025;
переработанный вариант – 29.04.2025;
принята к публикации 14.05.2025.

1. Введение

Системы сотовой связи следующего поколения 5G будут опираться на технологии, позволяющие значительно повысить пропускную способность сотовых сетей и обеспечить экономически эффективное и надежное покрытие. Технология MIMO в сочетании с технологиями формирования направленного радиолуча (beamforming) [1] будут играть ключевую роль в удовлетворении высоких требований пользователей к пропускной способности в сетях 5G.

Для достижения более высокой спектральной эффективности в MIMO системах используются антенные решетки. Антенные решетки – это совокупность многочисленных антенных элементов на базовых станциях (БС) и пользовательских терминалах, в которых сигналы соответствующим образом управляются с целью улучшения работы беспроводной мо-

бильной линии связи и повышения производительности системы. Технология формирования направленного радиолуча используется для улучшения соотношения сигнал/шум принимаемых сигналов, устранения нежелательных источников помех и концентрации излучения сигнала только в предполагаемом направлении с одновременным подавлением мощности интерференционного сигнала от других пользователей.

Многолучевые антенные решетки позволяют одновременно обслуживать большее количество абонентов, так как в различных пространственно-ортогональных передаются символы нескольких абонентов с использованием для них одних и тех же элементов частотно-временного ресурса, за счет чего возможно многократное увеличение спектральной эффективности. Применение технологии формирования луча требует решения дополнительной задачи, связанной с необходимостью оценки ограничений на взаимную ориентацию отдельных лучей АР. Широкое использование в соседних лучах одинаковых частотно-временных ресурсов приводит к возникновению межлучевой интерференции. Наличие межлучевой интерференции существенно ограничивает спектральную эффективность в системах М-ММО.

Многочисленные работы показывают важность анализа помех в мобильных сетях. За десятилетия разработано большое количество различных многолучевых антенн, предложены многочисленные технические решения, которые применяются в системах радиосвязи. Для систем 5G анализ внутрисистемных помех касается, например, межсотовых [2, 3] или межлучевых (или внутрисотовых) [4] помех. Однако большинство имеющихся в литературе работ посвящено анализу межсотовых, а не межлучевых помех.

Данная работа посвящена анализу оценки помех между полезным и мешающими лучами (межлучевая интерференция) общей АР. Уровень этой интерференции напрямую связан с пространственной ортогональностью между полезным и мешающими лучами. Если отношение сигнал/интерференционная помеха (SIR), т. е. отношение принимаемых мощностей полезного и мешающего лучей, выше, то пространственная ортогональность между этими лучами лучше. Оценка связи между угловым разделением полезного и мешающего лучей и SIR позволит оценить требуемое угловое разделение между отдельными лучами антенн и поможет оценить многие параметры ячеек М-ММО.

Целью данной работы является разработка методики определения влияния направления и ширины соседних лучей на уровень интерференции между ними. На основе этой методики производится определение количества пространственно-ортогональных лучей антенной системы. По количеству пространственно-ортогональных лучей мы можем определить минимальное расстояние между абонентскими терминалами, которые могут обслуживаться одновременно антенной системой в М-ММО с требуемым уровнем интерференции SIR, или максимальное количество равномерно распределенных абонентских терминалов, которые могут обслуживаться одновременно лучами антенной системы в М-ММО.

При исследовании межлучевых помех ориентация, параметры и форма диаграмм направленности отдельных антенн имеют решающее значение. В имитационных исследованиях могут использоваться реальные диаграммы направленности антенн или простые модели. Также учет параметров и диаграмм направленности антенных систем имеет огромное значение, особенно при анализе систем пространственного мультиплексирования. В данной работе рассматривается изменения направленности диаграммы направленности антенной решетки, которая происходит при изменении направления главного лепестка и не зависит от техники формирования луча. В данном случае оценка межлучевой интерференции ограничивается только многоэлементными антенными решетками.

Во втором и третьем разделах изложены теоретические аспекты проводимых исследований. Четвёртый раздел посвящён проводимым экспериментальным исследованиям.

2. Фазированные антенные решетки

Углы θ и φ характеризуют диаграмму направленности антенной решётки в вертикальной и горизонтальной плоскостях, соответственно (рис. 1,а).

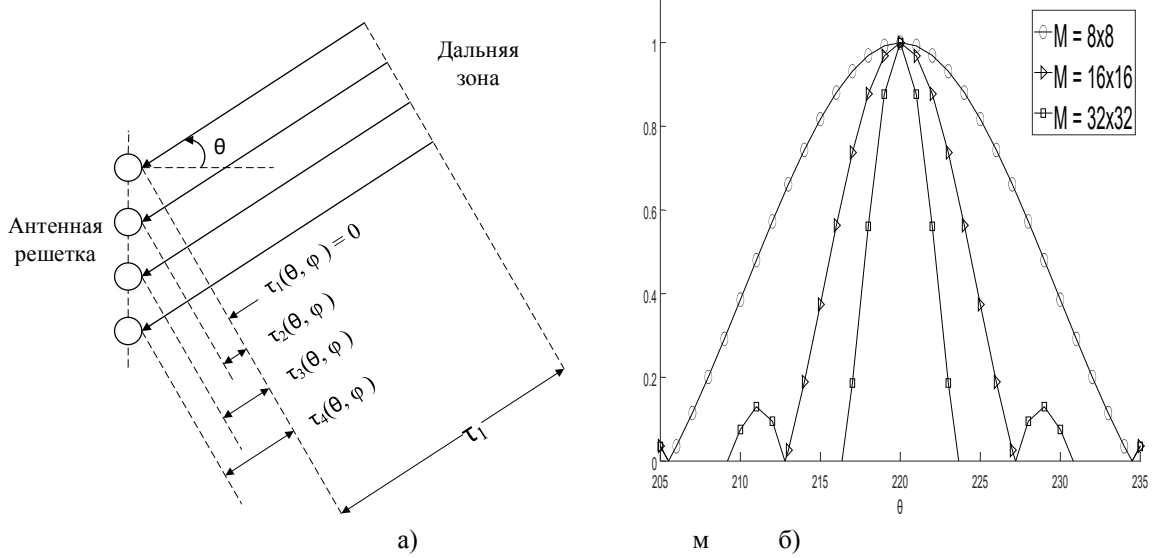


Рис. 1: а) фазированная антенна решетка, б) диаграмма направленности

Умножая сигнал каждого антенного элемента на соответствующий коэффициент управления, как показано на рис. 2, можно генерировать заданную диаграмму направленности антенной решетки.

Сигнал на выходе фазированной антенной решётки в узкополосном случае равен:

$$y(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M Str_m(f_0, \theta, \varphi), \quad (1)$$

$$Str_m(f_0, \theta, \varphi) = \exp \left[j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot \frac{x_m \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\varphi) + y_m \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\varphi) + z_m \cdot \sin(\theta)}{c} \right] \quad (2)$$

где $Str_m(f_0, \theta, \varphi)$ – коэффициент управления m -го элемента АР;

(θ, φ) – заданные направления;

(x_m, y_m, z_m) – координаты m -го элемента АР;

c – скорость света;

f_0 – несущая частота.

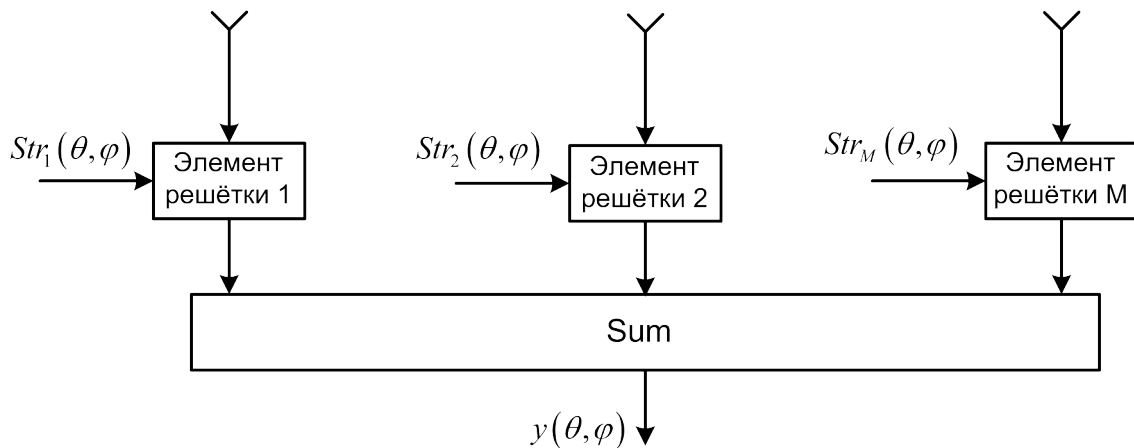


Рис. 2. Угловой контроль в фазированной антенной решётке

Диаграмма направленности, представленная на рис. 1 б), характеризует диаграмму направленности квадратной антенной решетки с расстоянием между антенными элементами,

равным половине длины волны. Размеры антенных решеток: $8 \times 8 = 64$, $16 \times 16 = 256$ и $32 \times 32 = 1024$.

Согласно рис. 1 б) ширина формируемого луча фазированной антенной решеткой зависит от количества антенных элементов, и ширина этого луча обратно пропорциональна размеру решетки. Чем больше размер решетки, тем меньше ширина главного луча диаграммы направленности [5, 6].

3. Параметры ДН антенных решеток

В многолучевых антенных решетках для формирования лучей используются массивы излучателей на основе линейных плоских антенных решеток [8, 9, 10]. В зависимости от числа излучателей в антенной решетке и их взаимного расположения необходимо учитывать ширину главного лепестка диаграммы направленности [11]. По характеру распределения излучателей в раскрыве антенны различают эквидистантные и неэквидистантные АР. В неэквидистантных АР в результате неравномерного распределения плотности излучения в раскрыве антенны можно получать диаграмму направленности с более низким уровнем боковых лепестков.

В данной статье будут рассматриваться плоские эквидистантные антенные решетки (рис. 3).

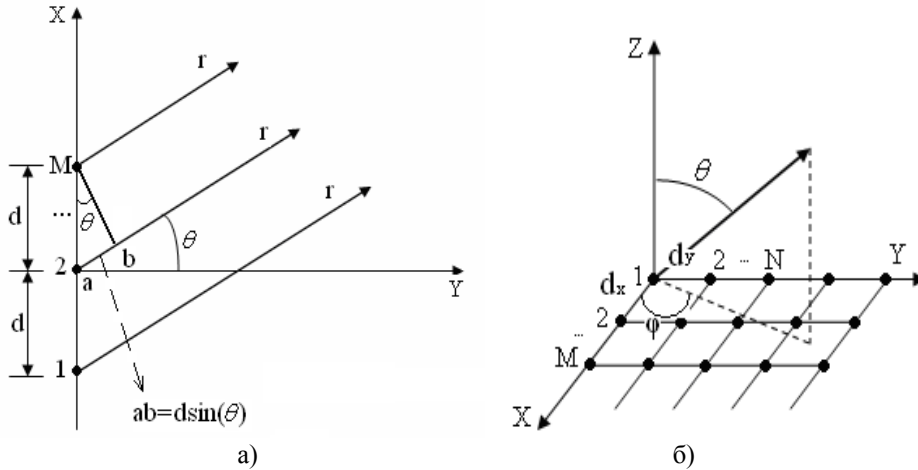


Рис. 3: а) одномерный массив излучателей из M элементов и б) двумерный массив излучателей из $M \times N$ элементов

Диаграмма направленности в комплексной форме для i -го луча линейной эквидистантной антенной решетки состоящей из M идентичных и изотропных излучателей определяется по выражению [11, 12]:

$$F_i(\theta) = \sum_{n=0}^{M-1} A_i \cdot e^{j(n-1)(kd \sin(\theta) + \beta_i)}, \quad (3)$$

где: $k = 2\pi/\lambda$ – коэффициент фазы электромагнитной волны в свободном пространстве;

λ – длина волны;

d – расстояние между элементами антенной решетки (рис. 3);

θ_i – угол направления максимума ДН i -го луча;

M – число элементов антенной решетки;

A_i и β_i – амплитуда и направление максимума ДН i -го луча антенной решетки соответственно;

$$\beta_i = -kd(\sin \theta_i).$$

С помощью соотношения $\sum_{n=0}^{N-1} a^n = \left(\frac{1-a^N}{1-a} \right)$ выражение (3) можно преобразовать следующим образом:

$$F_i(\theta) = A_i e^{j \frac{M d}{2} (k \sin(\theta) + \beta_i)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{M}{2} (k d \sin \theta + \beta_i)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} (k d \sin \theta + \beta_i)\right)}. \quad (4)$$

С учетом выражения (4), выражение для определения абсолютного значения ДН всей антенной решетки запишется следующим образом:

$$F(\theta) = \sum_{i=0}^{B-1} A_i \left| \frac{\sin\left(\frac{M \pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_i)\right)}{\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_i)\right)} \right|, \quad (5)$$

где B – количество формируемых антенной решеткой лучей.

Для двухмерной решетки с количеством элементов $M \times N$ ДН j -луча определяется как произведение ДН лучей двух линейных решеток, которые задаются в полярных координатах [9, 10, 11, 12]:

$$F_j = F_i(u) \cdot F_k(v), \quad (6)$$

где:

$$F_i(u) = \sum_{n=0}^{N-1} A_i \cdot e^{j(n-1)(k \cdot d_x \cdot u_i)}, \quad F_k(v) = \sum_{m=0}^{M-1} A_i \cdot e^{j(m-1)(k \cdot d_y \cdot v_k)},$$

$$u = \sin \theta \cos \varphi - \sin \theta_j \cos \varphi_j, \quad v = \sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_j \sin \varphi_j, \quad (7)$$

d_x и d_y – расстояние между элементами по оси X и по оси Y соответственно (рис. 3 б);

θ_j, φ_j – направления максимума ДН j -го луча.

Аналогично линейной решетке с помощью соотношения $\sum_{n=0}^{N-1} a^n = \left(\frac{1-a^N}{1-a} \right)$ из выражения (6) и выражения (7) получаем абсолютное значение ДН для луча двухмерной антенной решетки [7]:

$$F_j(u, v) = C_j \left| \frac{\sin\left(\frac{M \pi d_x}{\lambda} u\right)}{\sin\left(\frac{\pi d_x}{\lambda} u\right)} \right| \cdot \left| \frac{\sin\left(\frac{N \pi d_y}{\lambda} v\right)}{\sin\left(\frac{\pi d_y}{\lambda} v\right)} \right|, \quad (8)$$

где C_j – амплитуда j -го луча.

ДН антенной решетки определяется выражением [7]:

$$F_j(u, v) = \sum_{j=0}^{M \cdot N - 1} C_j \left| \frac{\sin\left(\frac{M \pi d_x}{\lambda} u\right)}{\sin\left(\frac{\pi d_x}{\lambda} u\right)} \right| \cdot \left| \frac{\sin\left(\frac{N \pi d_y}{\lambda} v\right)}{\sin\left(\frac{\pi d_y}{\lambda} v\right)} \right|. \quad (9)$$

Коэффициент усиления АР в логарифмическом масштабе $G(\theta, \varphi)$ определяется выражением:

$$F_{\text{норм}}(\theta, \varphi) = 20 \log_{10} \left(\frac{F(\theta, \varphi)}{F(0, 0)} \right). \quad (10)$$

В соответствии выражений (5) и (9), ширина луча ДН при неизменной длине волны зависит от количества излучателей антенной решетки M и N и расстояния между ними d : чем больше элементов в антенной решетке и чем больше расстояние между элементами, тем уже луч ДН. В ДН АР появляются боковые лепестки, максимумы которых равны по амплитуде

максимуму главного лепестка, когда расстояние между соседними элементами решетки составляет более половины длины волны несущей частоты [12]. Практически всегда, расстояние между элементами решетки выбирается равным $d = \lambda/2$.

Уравнение (10) в плоскости θ при $\varphi, \varphi_0, \theta_0 = 0$ будет иметь вид

$$F_{\text{норм}}(\theta) = 20 \cdot \log_{10} \left\{ \frac{\left(\frac{\sin(M \cdot \pi \cdot \sin(\theta)/2)}{\left(\frac{\sin(\pi \cdot \sin(\theta))}{2} \right)} \right)}{\left(\frac{\sin(M \cdot \pi \cdot \sin(\alpha)/2)}{\left(\frac{\sin(\pi \cdot \sin(\alpha))}{2} \right)} \right)} \right\}, \text{ дБ.} \quad (11)$$

Используя уравнение (11) можно определить половину ширины главного лепестка ДН АР по уровню половинной мощности $\theta_{0,5}$ (или по уровню минус 3 дБ – $\theta_{-3\text{дБ}}$)

$$F_{\text{норм}}(\theta_{-3\text{дБ}}) = 20 \cdot \log_{10} \left\{ \frac{\left(\frac{\sin(M \cdot \pi \cdot \sin(\theta_{-3\text{дБ}})/2)}{\left(\frac{\sin(\pi \cdot \sin(\theta_{-3\text{дБ}}))}{2} \right)} \right)}{\left(\frac{\sin(M \cdot \pi \cdot \sin(\alpha)/2)}{\left(\frac{\sin(\pi \cdot \sin(\alpha))}{2} \right)} \right)} \right\} = -3 \text{ дБ.} \quad (12)$$

Также ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности можно определить по упрощенному выражению

$$2\theta_{0,5} = 0,89 \left(\frac{\lambda}{M \cdot d \cdot \cos \theta} \right) \text{ рад.} \quad (13)$$

Из выражения (13) видно, что ширина луча ДН обратно пропорциональна размеру решетки. Следовательно, чем больше размер решетки, тем больше возможное число пространственно ортогональных пользователей.

На основе выражений (12) и (13) для определения ширины главного лепестка диаграммы направленности плоских антенных решеток, составлена программа в системе MathCAD.

Значения коэффициента усиления (9) получены для квадратных плоских антенных решеток с изотропными антенными элементами при расстоянии между ними равном половине длины волны. Коэффициент усиления такой антенной решетки равен

$$G_{\text{изотр}} = 10 \cdot \log_{10} M^2 \quad (14)$$

В реальных условиях в качестве антенных элементов используются полуволновые вибраторы (ПВВ), которые имеют коэффициент усиления $G_{\text{ПВВ}} = 2,15$ дБи [8]. Тогда коэффициент усиления антенной решетки на основе полуволновых вибраторов будет равен

$$G_{\Sigma} = G_{\text{изотр}} + G_{\text{ПВВ}}, \text{ дБи.} \quad (15)$$

Полученные по уравнениям (9–15) значения коэффициента усиления и ширины диаграммы направленности главного лепестка ДН квадратных плоских антенных решеток приведены в табл. 1.

Таблица 1. Ширина диаграммы направленности главного лепестка ДН и коэффициента усиления квадратных плоских антенных решеток

Параметры АР	Размер антенной решетки, М×М					
	4×4 (16)	8×8 (64)	16×16	32×32	64×64	128×128

			(256)	(1024)	(4096)	(16384)
$2\theta_{0.5}$, град	26,82	12,78	6,35	3,17	1,58	0,79
$2\theta_0$, град	60	28,95	14,36	7,16	3,58	1,79
$G_{\text{изотр}}$, дБи	12,04	18,06	24,08	30,10	36,12	42,14
G_{Σ} , дБи	14,19	20,21	26,23	32,25	38,27	44,29

На рис. 4 представлены диаграммы направленности квадратных плоских антенных решёток с антенными элементами в виде полуволновых вибраторов при расстоянии между ними равным половине длины волны.

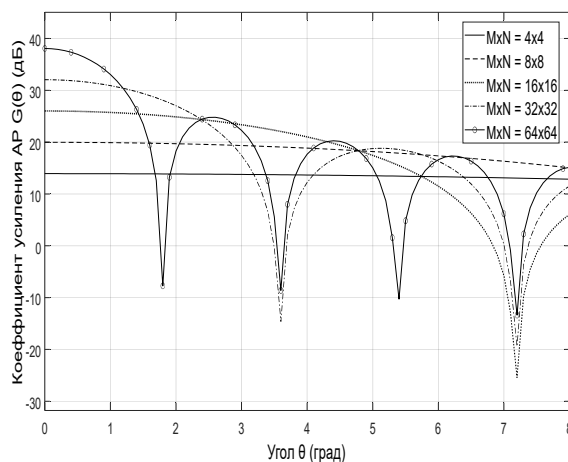


Рис. 4. Диаграммы направленности плоских антенных решёток на основе полуволновых вибраторов

Ширина ДН зависит от размера решетки Md , длины волны λ и величины отклонения луча θ , и происходит расширение ширины ДН по мере отклонения луча от направления нормали к решетке.

На практике, для обеспечения сплошного покрытия области обслуживания соседние лучи перекрываются, как правило, по уровню минус 3 дБ (рис. 5).

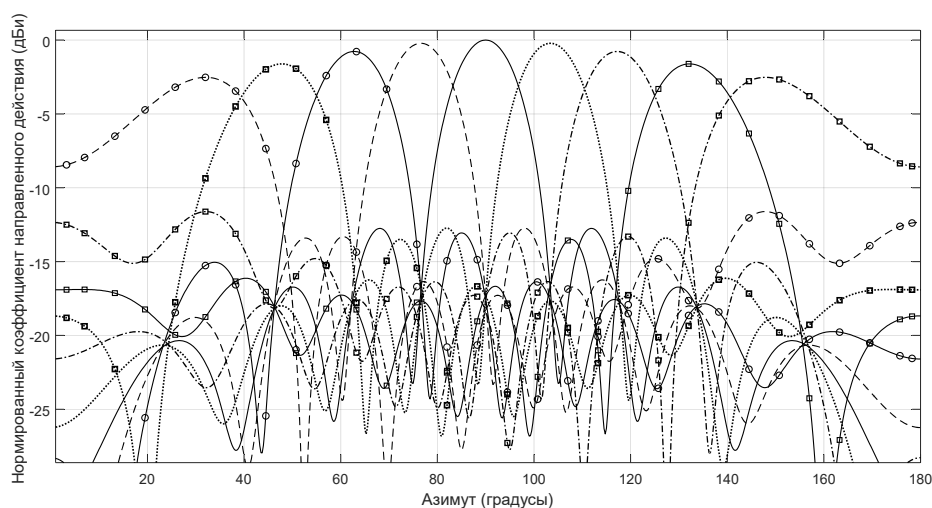


Рис. 5. Множественные лучи AP 8×8 перекрывающиеся по уровню -3 дБ

Для плоской AP при отклонении луча от электрической оси антенны уменьшается коэффициент направленного действия, увеличивается ширина луча и растет уровень боковых лепестков [17, 18]. Для определения уровня боковых лепестков и ширины главного лепестка антенной решетки при отклонении луча от направления нормали к решетке использовано

приложение Antenna Toolbox системы MATLAB. Моделирование производилось для квадратных плоских АР МхМ на основе полуволновых вибраторов. По результатам моделирования установлено, что ширина главного луча антенной решетки увеличивается в 2 раза и на 5дБ увеличивается уровень боковых лепестков при отклонении луча от электрической оси плоской антенной решётки на 60 градусов.

4. Методика определения межлучевой интерференции

Когда несколько лучей формируются АР одновременно, они могут привести к появлению межлучевой интерференции [13, 14, 15]. Однако использование ортогональных лучей позволяет избежать таких проблем. Ортогональные лучи представляют собой лучи, которые не влияют друг на друга, т.е. не создают помех друг другу. Когда ДН одного луча достигает своего максимума в определенной точке, ДН всех остальных лучей находятся на нуле. Ортогональные лучи не взаимодействуют друг с другом, поскольку имеют различные фазовые сдвиги и нулевую корреляцию.

При анализе влияния многолучевой антенной системы на уровень межлучевой интерференции от соседних лучей используется показатель отношения сигнал/интерференция (SIR).

$$SIR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_c}{P_{\text{инт}}} \right) \text{ дБ} \quad (16)$$

где P_c и $P_{\text{инт}}$ – принимаемые мощности полезного и интерференционного сигналов в антенне пользовательского терминала, переданных полезным лучом и соседними интерферирующими лучами, соответственно [19, 20, 21].

В предлагаемой методике для определения отношения сигнал/интерференция смежных лучей SIR предлагается сформировать в антенной решётке два смежных луча 1 и 2 в горизонтальной (вертикальной) плоскости в направлении пользовательского оборудования (рис. 6).

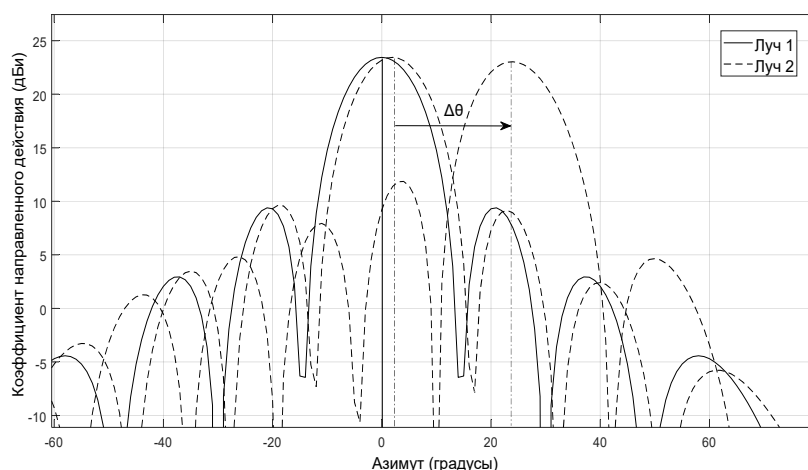


Рис. 6. Изменение направления излучения мешающего луча 2 относительно полезного луча 1 на примере АР 8×8

Каждый из двух анализируемых лучей использует один и тот же частотно-временной ресурс. Луч антенны пользовательского терминала направлен в сторону БС на луч 1. Изменяя направление луча 2 на угол $\Delta\theta$, будем оценивать влияние угла разделения лучей $\Delta\theta$ на базовой станции на уровень интерференции в сигнале, принимаемом пользовательским терминалом. Так как мешающий 2 и полезный 1 лучи исходят от одной и той же антенной си-

стемы, то для $\Delta\theta = 0$ имеем $P_c = P_{\text{ит}}$ и, согласно выражению (16), $SIR = 0$ дБ. Постепенно изменяя направление максимального излучения второго луча на угол $\Delta\theta$, определяем значения отношения сигнал/интерференция (SIR) на входе приемника пользовательского терминала.

Для проведения исследований по предлагаемой методике по определению значения отношения сигнал/интерференция (SIR) на входе приемника пользовательского терминала разработана соответствующая модель в Matlab. По полученным результатам моделирования определены условия пространственной ортогональности смежных лучей. Так, на рис. 7 приведены результаты моделирования по определению влияния угла разделения между лучами $\Delta\theta$ на SIR для AP 8×8 .

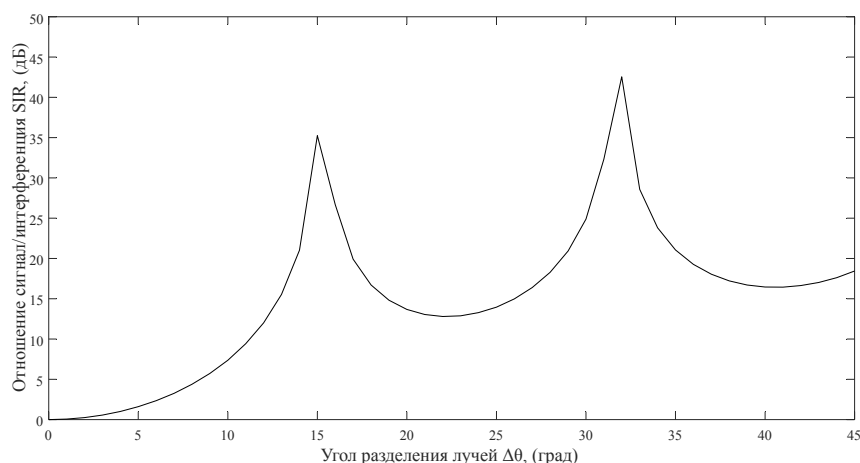


Рис. 7. Влияние угла разделения между лучами на SIR для AP 8×8

Из рис. 7 видно, что для AP 8×8 SIR не опускается ниже 13 дБ. Это соответствует уровню первых боковых лепестков плоских квадратных AP (рис. 5). Из рис. 7 следует также, что максимальное значение SIR получается при разносе между лучами $\Delta\theta = n \times \theta_0$, где θ_0 соответствует половине ширины главного лепестка AP по первым нулям (табл. 1). Тогда соседние лучи для квадратной плоской антенной решетки 8×8 будут пересекаться на уровне минус 4 дБ (рис. 8).

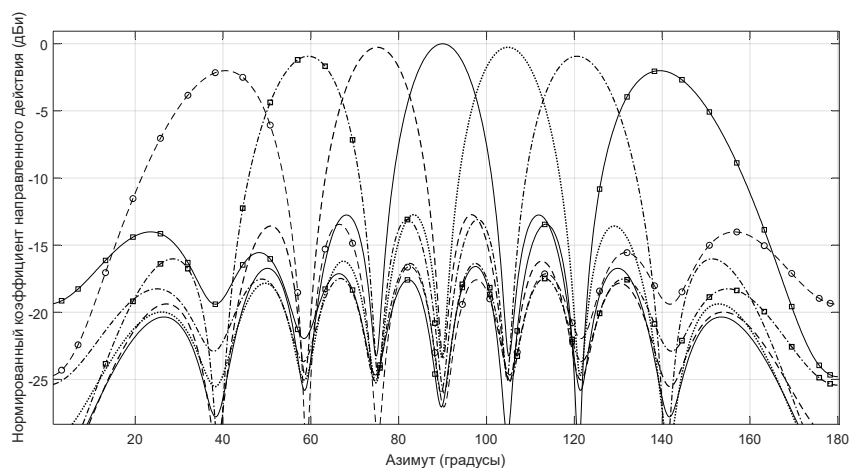


Рис. 8. Множественные лучи AP 8×8 перекрывающиеся по уровню -4 дБ

В сотовых системах связи используется технология OFDM, которая предполагает передачу широкополосного сигнала посредством независимой модуляции большого числа ортогональных поднесущих частот (SC – sub carrier), расположенных с определенным шагом по частоте [16]. Один OFDM-символ содержит набор всех модулированных подне-

сущих частот. Во временной области OFDM-символ включает поле данных (полезная информация) и так называемый циклический префикс (защитный интервал).

Каждая поднесущая частота модулируется посредством 2-, 4-, 16-, 64-и 256-позиционной квадратурной фазово амплитудной модуляции (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM или 256-QAM). Соответственно спектральной интенсивности γ , один модуляционный символ на одной поднесущей частоте содержит 1, 2, 4, 6 или 8 бит. При стандартном префиксе символьная скорость составит 14000 символов/с, что соответствует, при FDD-дуплексе, агрегатной скорости R_{sc} от 14 до 112 кбит/с на поднесущей частоте (табл.2).

Таблица 2. Зависимость спектральной эффективности и скорости на поднесущей частоте от позиционности модуляции

M	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
γ , бит/с×Гц	1	2	4	6	8
R_{sc} , кбит/с	14	28	56	84	112

В соответствии с ресурсной сеткой назначается определенный диапазон канальных ресурсов в частотно-временной области в каждом слоте каждому абонентскому устройству (АУ). Ячейка ресурсной сетки – так называемый ресурсный элемент RE – соответствует одной поднесущей частоте в частотной области и одному OFDM-символу – во временной. Ресурсные элементы образуют ресурсный блок RB – минимальную информационную единицу в канале. Ресурсный блок занимает 12 поднесущих частот с разносом $\Delta f = 15$ кГц, т. е. 180 кГц и семь или шесть OFDM-символов, в зависимости от типа циклического префикса так, чтобы общая длительность слота составляла 0,5 мс.

В зависимости от ширины доступной полосы частот канала Δf_{ch} , число ресурсных блоков N_{RB} составляет от 6 до 100 в ресурсной сетке (табл. 3).

Таблица 3. Зависимость числа поднесущих частот и ресурсных блоков от ширины полосы канала

Δf_{ch} , МГц	1,4	3	5	10	15	20
N_{RB}	6	15	25	50	75	100
N_{sc}	72	180	300	600	900	1200

Так сигнал с полосой 10 МГц содержит 50 ресурсных блоков или 600 поднесущих частот, что дает общую агрегатную скорость в канале от 33,6 до 100,8 Мбит/с в зависимости от позиционности модуляции (табл. 4).

Таблица 4. Зависимость скорости в канале с полосой 10 МГц от позиционности модуляции

M	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
R_{sc} , кбит/с	14	28	56	84	112
R_{ch} , Мбит/с	8,4	16,8	33,6	50,4	67,2

На рис. 9 представлена рассчитанная с помощью разработанной программы зависимость SIR от угла раскрытия ДН луча θ для AP 8×8 при пересечении смежных лучей по уровню минус 3 дБ (рис. 5). При этом ширина ДН луча составляет $\pm 6^\circ$ (рис. 9) и величина SIR при такой ширине ДН находится на уровне 0,2 дБ.

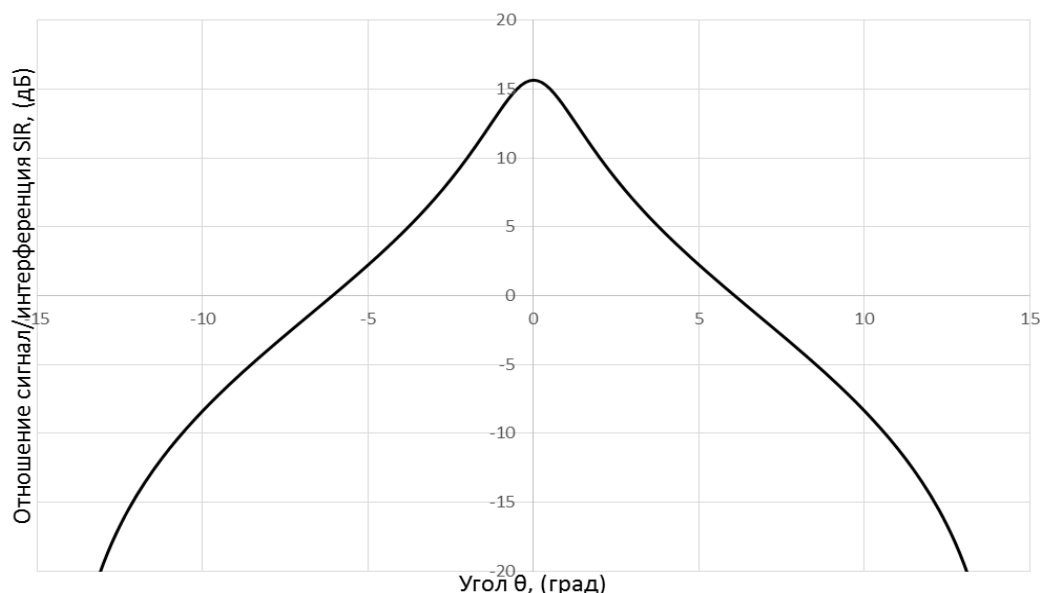


Рис. 9. Зависимость SIR от угла раскрытия ДН луча θ для АР 8×8 при пересечении смежных лучей по уровню минус 3 дБ

В табл. 5 представлена зависимость требуемых значений SIR от позиционности модуляции M .

Таблица 5. Зависимость требуемых значений SIR от позиционности модуляции M

M	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
SIR, дБ	1,9	4,9	12,05	18,29	24,4

В соответствии с рис. 9 и табл. 6 соседние (смежные) лучи при раскрытии ДН луча $\theta = \pm 6^\circ$ даже при модуляции BPSK не являются ортогональными. Ортогональность смежных лучей для модуляции BPSK выполняется только при $\theta = \pm 5^\circ$. То есть одинаковые наборы ресурсных блоков можно использовать в смежных лучах только при модуляции BPSK и раскрытии ДН лучей $\theta \leq \pm 5^\circ$. В соответствии с табл. 6 при полосе канала 10 МГц в этих условиях может быть обеспечена скорость в луче 8,4 Мбит/с.

Так как SIR в пределах раскрытия ДН луча имеет большую неравномерность (рис. 9), то для увеличения скорости передачи в нём предлагается использовать доли (fr – fraction) ДН луча, например $2\Delta\theta_{\text{fri}} = \pm 1^\circ, \pm 2^\circ, \pm 3^\circ, \pm 4^\circ, \pm 5^\circ, \pm 6^\circ$ (табл. 6 и рис. 10).

Таблица 6. Зависимость SIR, позиционности модуляции и спектральной эффективности от доли раскрытия ДН луча $2\Delta\theta_{\text{fri}}$ для АР 8×8 при $2\Delta\theta_{-3\text{дБ}} = \pm 6^\circ$

$2\Delta\theta_{\text{fri}}$	град.	SIR _{fri} , дБ	M_{fri}	R _{chi} , Мбит/с
$2\Delta\theta_{\text{fri}1}$	$\pm 1^\circ$	13,5	16	33,6
$2\Delta\theta_{\text{fri}2}$	$\pm 2^\circ$	10,0	4	16,8
$2\Delta\theta_{\text{fri}3}$	$\pm 3^\circ$	7,0	4	16,8
$2\Delta\theta_{\text{fri}4}$	$\pm 4^\circ$	4,5	2	8,4
$2\Delta\theta_{\text{fri}5}$	$\pm 5^\circ$	2,2	2	8,4
$2\Delta\theta_{\text{fri}6}$	$\pm 6^\circ$	0,2	Не орт	Не орт

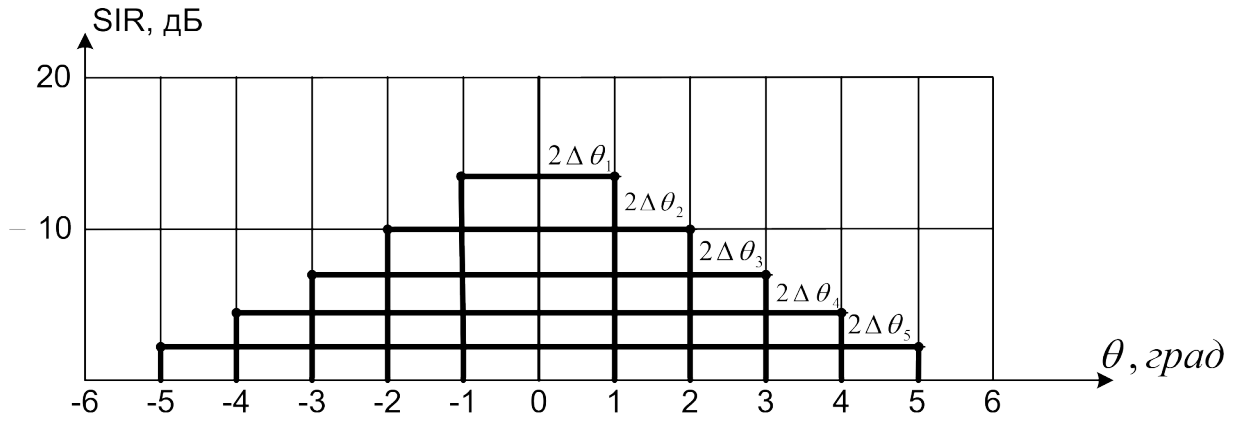


Рис. 10. Зависимость SIR от доли раскрыва диаграммы направленности антенной решётки 8×8 при $2\Delta\theta_{\text{злб}} = \pm 6^\circ$ для смежных лучей

Так как i -я доля раскрыва ДН луча $2\Delta\theta_{\text{fri}}$ с текущим значением SIR_{fri} занимает только часть от максимального значения раскрыва ДН $2\Delta\theta_{\text{макс}} = \pm 6^\circ$ (рис. 10), то необходимо определить относительную долю каждого i -го раскрыва ДН относительно его максимального значения

$$2\Delta\theta_{\text{fri отн}} = \frac{2\Delta\theta_{\text{fri } i}}{2\Delta\theta_{\text{макс}}} \quad (17)$$

При переходе от i -й доли раскрыва ДН луча к $i+1$ -й доле, добавленная доля раскрыва ДН $2\Delta\theta_{\text{fri доб}}$ составит

$$2\Delta\theta_{\text{fri доб}} = 2\Delta\theta_{\text{fri } i+1 \text{ отн}} - 2\Delta\theta_{\text{fri отн}} \quad (18)$$

В зависимости от значения SIR_{fri} в каждой доле раскрыва ДН луча (табл. 6) в соответствии с табл. 6 определяются допустимая позиционность модуляции M_i . При заданной полосе частот канала $\Delta f_{\text{ch}} = 10$ МГц скорость передачи цифрового сигнала в соответствии с табл. 5 будет равна

$$R_{\text{chi}} = R_{\text{sc}} \cdot N_{\text{scfri}} \quad (19)$$

Рассмотрим ортогональные смежные лучи для АР 8×8 при $2\Delta\theta_{\text{злб}} = \pm 6^\circ$ (табл. 6). Из табл. 6 следует, что смежные лучи остаются ортогональными при раскрыве ДН луча в пределах $\pm 5^\circ$. В ортогональных лучах можно использовать одинаковые наборы ресурсных блоков.

Предположим, что в смежных лучах (рис. 10) с одинаковым частотно-временным ресурсом (ЧВР) используется полоса частот $\Delta f_{\text{ch}} = 10$ МГц. Тогда, в соответствии с формулами (17) ÷ (19), в первой доле ДН луча $2\Delta\theta_{\text{fri1}}$ обеспечивается скорость

$$R_{\text{fri1}} = R_{\text{ch1}} \cdot 2\Delta\theta_{\text{fri1 отн}} = R_{\text{ch1}} \cdot \frac{2\Delta\theta_{\text{fri1}}}{2\Delta\theta_{\text{макс}}} = 33.6 \cdot \frac{2}{12} = 5,6 \text{ Мбит/с} \quad (20)$$

Во второй доле ДН луча $2\Delta\theta_{\text{fri2}}$ обеспечивается скорость

$$R_{\text{fri2}} = R_{\text{ch2}} \cdot 2\Delta\theta_{\text{fri2 доб}} = 16.8 \cdot \frac{2}{12} = 2,8 \text{ Мбит/с} \quad (21)$$

Результаты остальных расчётов сведены в табл. 7.

Таблица 7. Зависимость SIR, позиционности модуляции и скорости передачи от доли раскрыва ДН луча $2\Delta\theta_{\text{fri}}$ для AP 8×8 при $2\Delta\theta_{-3\text{дБ}} = \pm 6^\circ$

$2\Delta\theta_{\text{fri}}$	град.	SIR _{fri} , дБ	M_{fri}	R_{fri} , Мбит/с
$2\Delta\theta_{\text{fri1}}$	$\pm 1^\circ$	13,5	16	5,6
$2\Delta\theta_{\text{fri2}}$	$\pm 2^\circ$	10,0	4	2,8
$2\Delta\theta_{\text{fri3}}$	$\pm 3^\circ$	7,0	4	2,8
$2\Delta\theta_{\text{fri4}}$	$\pm 4^\circ$	4,5	2	1,4
$2\Delta\theta_{\text{fri5}}$	$\pm 5^\circ$	2,2	2	1,4
$2\Delta\theta_{\text{fri6}}$	$\pm 6^\circ$	0,2	Не орт	-

При делении ДН луча на доли суммарную скорость передачи в одном луче, можно определить по формуле:

$$R_{\Sigma} = \sum_{i=1}^5 R_i = 14,0 \text{ Мбит/с} \quad (22)$$

Скорость передачи в луче без деления ДН луча на доли составит

$$R_{ray} = 8,4 \text{ Мбит/с} \quad (23)$$

В соответствии с выражениями (22) и (23) деление луча на доли позволяет увеличить скорость передачи в луче на 67%.

Далее рассмотрим предложенный в статье метод ортогонализации лучей, при котором соседние лучи пересекаются на уровне минус 4 дБ. На рис. 11 представлена рассчитанная с помощью разработанной программы зависимость SIR от угла раскрыва ДН луча θ для AP 8×8 при пересечении смежных лучей по уровню минус 4 дБ (рис. 8). При этом ширина ДН луча составляет $\pm 7^\circ$ (рис. 11) и величина SIR при такой ширине ДН находится на уровне минус 0,5 дБ.

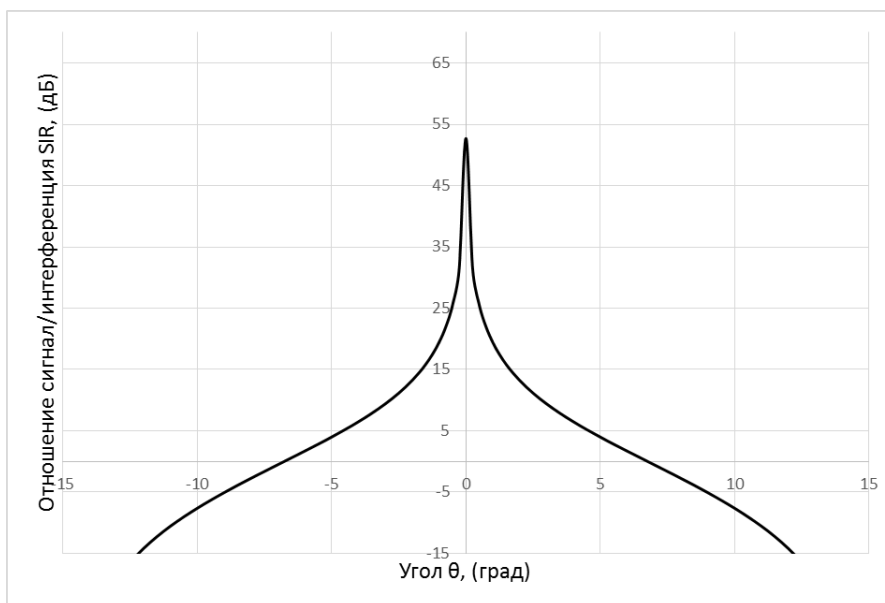


Рис. 11 Зависимость SIR от угла раскрыва ДН луча θ для AP 8×8 при пересечении смежных лучей по уровню минус 4 дБ

Так как SIR в пределах раскрыва ДН луча имеет большую неравномерность (рис. 11), то для увеличения скорости передачи в нём предлагается использовать доли ДН луча, например $2\Delta\theta_{\text{fri}} = \pm 1^\circ, \pm 2^\circ, \pm 3^\circ, \pm 4^\circ, \pm 5^\circ, \pm 6^\circ, \pm 7^\circ$ (табл. 8 и рис. 12).

Таблица 8. Зависимость SIR, позиционности модуляции и скорости передачи от доли раскрыва ДН луча $2\Delta\theta_{fi}$ для AP 8×8 при $2\Delta\theta_{-4дБ} = \pm 7^\circ$

$2\Delta\theta_{fi}$	град.	SIR _{fi} , дБ	M_{fi}	R_{chi} , Мбит/с
$2\Delta\theta_{fi1}$	$\pm 1^\circ$	19,4	64	50.4
$2\Delta\theta_{fi2}$	$\pm 2^\circ$	13,23	16	33.6
$2\Delta\theta_{fi3}$	$\pm 3^\circ$	9,4	4	16.8
$2\Delta\theta_{fi4}$	$\pm 4^\circ$	6,5	4	16.8
$2\Delta\theta_{fi5}$	$\pm 5^\circ$	4,0	2	8.4
$2\Delta\theta_{fi6}$	$\pm 6^\circ$	1,7	Не орг	-
$2\Delta\theta_{fi7}$	$\pm 7^\circ$	-0.5	Не орг	-

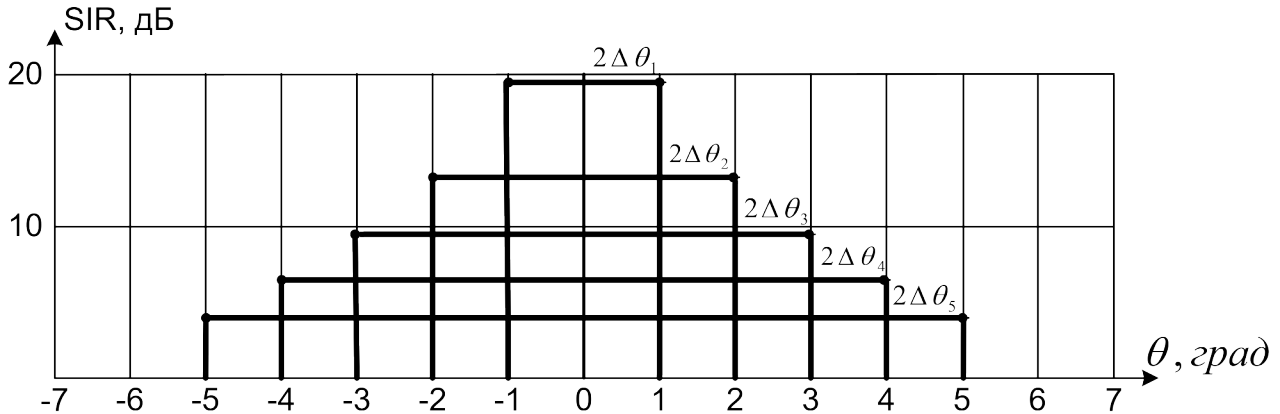


Рис. 12. Зависимость SIR от доли раскрыва диаграммы направленности антенной решётки 8×8 при пересечении смежных лучей на уровне минус 4 дБ

Рассмотрим ортогональные смежные лучи для AP 8×8 при $2\Delta\theta_{-4дБ} = \pm 7^\circ$ (табл. 8). Из табл. 8 следует, что смежные лучи остаются ортогональными при раскрыве ДН луча в пределах $\pm 5^\circ$. В ортогональных лучах можно использовать одинаковый частотно-временный ресурс (ЧВР).

Предположим, что в смежных лучах (рис. 11, 12) с одинаковым частотно-временным ресурсом (ЧВР) используется полоса частот $\Delta f_{ch} = 10$ МГц. Тогда, в соответствии с формулами (17) ÷ (19), в первой доли ДН луча $2\Delta\theta_{fi1}$ обеспечивается скорость

$$R_{fr1} = R_{ch1} \cdot 2\Delta\theta_{fr1отн} = R_{ch1} \cdot \frac{2\Delta\theta_{fr1}}{2\Delta\theta_{\max}} = 50.4 \cdot \frac{2}{14} = 7,2 \text{ Мбит/с} . \quad (24)$$

Во второй доли ДН луча $2\Delta\theta_2$ обеспечивается скорость

$$R_{fr2} = R_{ch2} \cdot 2\Delta\theta_{fr2доб} = 33.6 \cdot \frac{2}{14} = 4,8 \text{ Мбит/с} . \quad (25)$$

Результаты остальных расчётов сведены в табл. 9.

Таблица 9. Зависимость SIR, позиционности модуляции и скорости передачи от доли раскрыва ДН луча $2\Delta\theta_i$ для AP 8×8 при $2\Delta\theta_{-3дБ} = \pm 6^\circ$

$2\Delta\theta_{fi}$	град.	SIR _{fi} , дБ	M_{fi}	R_{fi} , Мбит/с
$2\Delta\theta_{fi1}$	$\pm 1^\circ$	19,4	64	7.2
$2\Delta\theta_{fi2}$	$\pm 2^\circ$	13,23	16	4.8
$2\Delta\theta_{fi3}$	$\pm 3^\circ$	9,4	4	2.4

$2\Delta\theta_{fr4}$	$\pm 4^0$	6,5	4	2.4
$2\Delta\theta_{fr5}$	$\pm 5^0$	4,0	2	1.2
$2\Delta\theta_{fr6}$	$\pm 6^0$	1,7	Не орт	-
$2\Delta\theta_{fr7}$	$\pm 7^0$	-0,5	Не орт	-

При делении ДН луча на доли суммарную скорость передачи в одном луче, можно определить по формуле:

$$R_{\Sigma} = \sum_{i=1}^5 R_{fri} = 18,0 \text{ Мбит/с} \quad (26)$$

Скорость передачи в луче без деления ДН луча на доли составит

$$R_{ray} = 8,4 \text{ Мбит/с} \quad (27)$$

Из выражений (26) и (27) следует, что деление луча на доли при пересечении смежных лучей на уровне минус 4 дБ позволяет увеличить скорость передачи в луче более чем в два раза.

Из проведённых исследований следует, что предложенное размещение при пересечении смежных лучей на уровне минус 4 дБ обеспечивает выигрыш скорости передачи 28,5 % по сравнению с пересечением смежных лучей на уровне минус 3 дБ.

5. Заключение

Многочувствительные антенные решетки позволяют одновременно обслуживать большее количество абонентов, так как в различных пространственно-ортогональных лучах передаются символы нескольких абонентов с использованием для них одних и тех же элементов частотно-временного ресурса, за счет чего возможно многократное увеличение спектральной эффективности. Применение технологии формирования луча требует решения дополнительной задачи, связанной с необходимостью оценки ограничений на взаимную ориентацию отдельных лучей АР. Широкое использование в соседних лучах одинаковых частотно-временных ресурсов приводит к возникновению межлучевой интерференции. Наличие межлучевой интерференции существенно ограничивает спектральную эффективность в системах М-ММО.

В статье рассмотрены методы: формирования луча антенной решетки; определения параметров диаграммы направленности антенных решеток. Данная статья посвящена анализу оценки интерференционных помех между полезным и мешающими лучами (межлучевая интерференция) общей АР. Уровень этой интерференции напрямую связан с пространственной ортогональностью между полезным и мешающими лучами. Если отношение сигнал/интерференционная помеха (SIR) выше, то пространственная ортогональность между этими лучами лучше. Оценка связи между угловым разделением полезного и мешающего лучей и SIR позволит оценить требуемое угловое разделение между отдельными лучами антенн, и поможет оценить многие параметры ячеек М-ММО.

Целью данной работы является разработка методики определения влияния направления и ширины соседних лучей на уровень интерференции между ними. В предлагаемой методике для определения отношения сигнал/интерференция смежных лучей SIR предлагается сформировать в антенной решетке два смежных луча 1 и 2 в горизонтальной плоскости в направлении пользовательского оборудования. Каждый из двух анализируемых лучей использует один и тот же частотно-временный ресурс. Для проведения исследований по предлагаемой методике по определению значения отношения сигнал/интерференция на входе приемника пользовательского терминала разработана соответствующая модель в Matlab. По полученным результатам моделирования определены условия пространственной ортогональности смежных лучей.

Установлено, что для AP 8×8 SIR не опускается ниже 13 дБ. Это соответствует уровню первых боковых лепестков плоских квадратных AP. Для этой же AP показано, что максимальное значение SIR равное 30 – 35 дБ получается при разносе между лучами $\Delta\theta = \theta_0$, где θ_0 соответствует половине ширины главного лепестка AP по первым нулям. По этим полученным результатам предложено использовать в AP не стандартное пересечение соседних лучей по уровню минус 3 дБ, а их пересечение по уровню минус 4 дБ, что обеспечивает разнос соседних лучей на $\Delta\theta = \theta_0$.

Показано, что ортогональность лучей для плоской квадратной эквидистантной AP выполняется только для позиционностей модуляции $M = 2$ (BPSK). Было установлено, что SIR в пределах раскрыва ДН луча имеет большую неравномерность, поэтому для увеличения скорости передачи в нём предложено использовать доли ДН луча.

Установлено, что при пересечении соседних лучей по уровню минус 3 дБ суммарная скорость передачи, обеспечиваемая в одном луче, при делении его ДН на доли, составляет 14 Мбит/с. Если же луч не делить на доли, то скорость передачи в нём составит 8,4 Мбит/с. Таким образом, деление луча на доли позволяет увеличить скорость передачи в луче на 67%.

Также установлено, что при пересечении соседних лучей по уровню минус 4 дБ суммарная скорость передачи, обеспечиваемая в одном луче, при делении его ДН на доли, составляет 18 Мбит/с. Если же луч не делить на доли, то скорость передачи в нём составит 8,4 Мбит/с. Таким образом, деление луча на доли при пересечении смежных лучей на уровне минус 4 дБ позволяет увеличить скорость передачи в луче более чем в два раза.

Из проведённых исследований следует, что предложенное размещение соседних лучей при их пересечении на уровне минус 4 дБ обеспечивает выигрыш скорости передачи 28,5 % по сравнению с пересечением смежных лучей на уровне минус 3 дБ.

Литература

1. Ахмед И., Хаммари Х., Шахид А., Муса А., Ким К. С., Портер Э. Д., Моерман И. Обзор гибридных методов формирования луча в 5G: перспективы архитектуры и системной модели. *IEEE Commun. Surv. Tutor.* 2018, 20, 3060–3097.
2. Махмуд Н. Х., Педерсен К. И., Могенсен П. Межсотовая координация с учетом помех для систем 5G. *IEEE Access* 2017, 5, 2339–2350.
3. Фернандес Ф., Ашихмин А., Марцетта Т. Л. Межсотовые помехи в неинтегрированных крупномасштабных антенных системах TDD. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 2013, 31, 192–201.
4. Сюэ К., Ли Б., Цзо К., Янь З., Ян М. Пропускная способность сотовой сети 5G с межлучевыми помехами. В материалах Международной конференции IEEE 2016 по обработке сигналов, коммуникациям и вычислениям (ICSPCC), Гонконг, Китай, 5–8 августа 2016 г.; стр. 1–5.
5. Марцетта Т. Л. Несогласованная сотовая связь с неограниченным количеством антенн базовых станций // *IEEE Transactions on Wireless Communications*, том 9, № 11, ноябрь 2010 г.
6. Али Э., Исмаил М., Нордин Р. и Абдула Н. Ф. (2017). Методы формирования луча для систем Massive MIMO в 5G: обзор, классификация и тенденции для будущих исследований. Границы информационных технологий и электронной инженерии.
7. Слюсар В. И. Цифровое формирование луча в системах связи: будущее рождается сегодня / В. И. Слюсар // *Электроника*. – НТБ, 2001. – №1. – С. 6–12.
8. Кубанов В. П. Направленные свойства антенных решеток. – Самара: ПГУТИ, 2011. – 56 с.
9. Баланис К. А. Теория антенн: анализ и проектирование: второе издание / К. А. Баланис. – Нью-Йорк: John Willey & Sons, 1997. – 941 с.
10. Хансен Р. С. Антенны с фазированной решеткой / Р. С. Хансен. – Нью-Йорк: John Willey & Sons, 2001. – 489 с.

11. *Гениатулин К. А.* Частотно-территориальное планирование системы подвижной спутниковой связи с зональным обслуживанием / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Вестник СибГУТИ: научный журнал. – Новосибирск, 2011, – № 1 (13). – С. 17–27.
12. *Гениатулин К. А.* Планирование систем спутниковой связи с зональным обслуживанием / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Вестник СибГУТИ: научный журнал. – Новосибирск, 2009, – № 4. – С. 11–22.
13. *Эль-Джабу Б.* Сотовая связь с использованием воздушных платформ / Б. Эль-Джабу, Р. Стил // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2001. – т. 50. – С. 686–700.
14. 64 ИЛИ 128 АНТЕНН? URL: <https://ma-mimo.ellintech.se/2018/08/22/64-or-128-antennas/> (дата обращения 15.02.2024).
15. *Эрикссон Дж., Карванен Дж. и Койвунен В.* (2000), Адаптивная оценка максимального правдоподобия распределения источников в модели ICA, Материалы второго международного семинара по анализу независимых компонентов и слепому разделению источников (ICA 2000), 227–232.
16. Data sheet 3GPP TS 38.214 version 16.2.0 Release 18 URL: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.214 (дата обращения 15.04.2025).
17. *Алиев И. В., Носов В. И.* Анализ проблемы развертывания при планировании покрытия сети 5G // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 2. С. 13–31.
18. *Носов В. И., Красиков М. С.* Исследование влияния боковых лепестков кольцевых антенных решеток на соотношение сигнал/шум в сетях подвижной спутниковой связи на основе технологии IMT-Advanced // Телекоммуникации. — 2018. — № 11, с. 23–29.
19. *Harry L. Van Trees* Optimum Array Processing Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory; John Wiley & Sons, Inc.: New York, NY, USA, 2002, p. 1470.
20. *Marzetta T. L.* “Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010.
21. *Vieira J., Malkowsky S., Nieman K., Miers Z., Kundargi N., Liu L., ... & Tufvesson F.* (2014, December). A flexible 100 antenna testbed for massive MIMO. In Globecom Workshops (GC Wkshps), 2014 (pp. 287–293).

Алиев Исфандиёр Вакосович

аспирант кафедры цифрового телерадиовещания и систем радиосвязи СибГУТИ, (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86) тел. +7 383 2698 254, e-mail: aliev_i_v@mail.ru.

Носов Владимир Иванович

д.т.н., профессор кафедры цифрового телерадиовещания и систем радиосвязи СибГУТИ, (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86) тел. +7 383 2698 254, e-mail: nvi@sibguti.ru
ORCID ID: 0000-0003-2671-4258.

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: *Каждый автор внес равную долю участия, как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.*

Investigation of the orthogonality of antenna array beams

Isfandier V. Aliev, Vladimir I. Nosov

Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS)

Abstract: Multiple input – multiple output (MIMO) technology, thanks to the beamforming and beam direction control (beamforming) system, is a key technology that has a significant impact on improving the spectral efficiency of fifth-generation (5G) wireless communication systems. The main idea of this technology is spatial separation of users, simultaneous transmission of symbols of several users on one element of the time-frequency resource due to their spatial multiplexing. Due to the possibility of repeated use of the same time-frequency resources in different beams of a common antenna system, the efficiency of using the frequency band increases. However, the widespread use of the same time-frequency resources in neighboring beams leads to interference between neighboring beams (interbeam interference) in the antenna system. Estimating the level of this interference is one of the most important procedures in spatial planning of modern wireless networks. This article proposes a technique for determining the influence of the direction and width of neighboring beams on the level of interference between these beams, which makes it possible to reduce the level of such interference by dividing the beam pattern into fractions. A new method of arranging adjacent beams is also proposed, which makes it possible to reduce the level of interference between the beams. Based on the conducted research, the gain from the proposed technique in the transmission rate in the beam has been determined.

Keywords: MIMO, beamforming, antenna array, technique for determining interbeam interference, orthogonal beams.

For citation: Aliev I.V., Nosov V.I. Investigation of the orthogonality of antenna array beams // Bulletin of SibGUTI. 2025. T. 19, No. 3. P. 76–94. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2025-19-3-76-94>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Aliev I. V., Nosov V. I., 2025

The article was submitted: 11.03.2025;
revised version: 29.04.2025;
accepted for publication 14.05.2025.

References

1. Ahmed I.; Khammari H.; Shahid A.; Musa, A.; Kim K. S.; Poorter E. D.; Moerman I. A Survey on Hybrid Beamforming Techniques in 5G: Architecture and System Model Perspectives. *IEEE Commun. Surv. Tutor.* 2018, 20, 3060–3097.
2. Mahmood N. H.; Pedersen K. I.; Mogensen P. Interference aware inter-cell rank coordination for 5G systems. *IEEE Access* 2017, 5, 2339–2350.
3. Fernandes F.; Ashikhmin A.; Marzetta T. L. Inter-cell interference in noncooperative TDD large scale antenna systems. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 2013, 31, 192–201.
4. Xue Q.; Li B.; Zuo X.; Yan Z.; Yang M. Cell capacity for 5G cellular network with inter-beam interference. In *Proceedings of the 2016 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)*, Hong Kong, China, 5–8 August 2016; pp. 1–5.
5. Marzetta T. L. Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas // *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 9, No. 11, November 2010.
6. Ali E., Ismail M., Nordin R., & Abdulah N. F. (2017). Beamforming techniques for massive MIMO systems in 5G: overview, classification, and trends for future research. *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*.
7. Slyusar V. I., Cifrovoe formirovanie luchy v sistemakh svyazi: buduscheye rojdaetsya segodnya [Digital beamforming in communication systems: the future is born today]. *Elektronika*, 2001, no. 1, pp. 6–12.

8. Kubanov V. P. Napravleniye svoystva antennoy reshyotok [Directional properties of antenna arrays]. Povoljskii gosudarstvennyi universitet telekommunikatsii i informatiki, Novosibirsk, 2011. 56 p.
9. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design: Second Edition / C. A. Balanis. – New York: John Wiley & Sons, 1997. – 941 c.
10. Hansen R. C. Phased Array Antennas / R. C. Hansen. – New York: John Wiley & Sons, 2001. – pp. 489.
11. Geniatullin K. A., Nosov V. I. Chastotno-territorial'noe planirovaniye sistemi podviynoy sputnikovoy svyazi s zonal'nim obslujivaniem [Frequency-territorial planning of mobile satellite communication system with zonal service]. *Vestnik SibGUTI*, Novosibirsk, 2011, no. 1 (13), pp. 17-27.
12. Geniatullin K. A., Nosov V. I. Planirovaniye system sputnikovoy svyazi s zonal'nim obslujivaniem [Planning of satellite communication systems with zonal services]. *Vestnik SibGUTI*, Novosibirsk, 2009, no. 4, pp. 11-22.
13. El-Jabu B. Cellular Communications Using Aerial Platforms / B. El-Jabu, R. Steele // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2001. – vol. 50. – P. 686-700.
14. 64 OR 128 ANTENNAS? URL: <https://ma-mimo.ellintech.se/2018/08/22/64-or-128-antennas/> (accessed 15.02.2024).
15. Eriksson J., Karvanen J. and Koivunen V. (2000), Source distribution adaptive maximum likelihood estimation in ICA model, Proceedings of the second international workshop on independent component analysis and blind source separation (ICA 2000), 227–232.
16. Data sheet 3GPP TS 38.214 version 16.2.0 Release 18 URL: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.214 (accessed 15.04.2025).
17. Aliev I. V., Nosov V. I. Analiz problemi razvyortivaniya pri planirovanii pokritiya seti 5G [Analysis of the deployment problem in planning 5G network coverage]. *Vestnik SibGUTI*, 2024, no. 2, pp. 13-31.
18. Nosov V. I., Krasikov M. S. Issledovanie vliyaniya bokovikh lepestkov kol'cevikh antennoy reshyotok na otnosheniye signal shum v setyakh podviynoy sputnikovoy svyazi na osnove tehknologii IMT-Advanced [Investigation of the influence of side lobes of ring antenna arrays on signal/noise ratio in mobile satellite networks based on IMT-Advanced technology]. *Telekommunikatsii*, 2018, no. 11, pp. 23-29.
19. Harry L. Van Trees Optimum Array Processing Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory; John Wiley & Sons, Inc.: New York, NY, USA, 2002, p. 1470
20. Marzetta T. L. "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 11, pp. 3590-3600, Nov. 2010.
21. Vieira J., Malkowsky S., Nieman K., Miers Z., Kundargi N., Liu L., ... & Tufvesson F. (2014, December). A flexible 100 antenna testbed for massive MIMO. In *Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2014 (pp. 287-293).

Isfandiyor V. Aliev

Postgraduate of the Department of Digital Broadcasting and Radio Communication Systems, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS), Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone: +7 383 2698 254, e-mail: aliev_i_v@mail.ru, ORCID ID: 0009-0007-0300-0494.

Vladimir I. Nosov

Dr. of Sci. (Engineering), Professor; Professor of the Department of Digital Broadcasting and Radio Communication Systems, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS), Russia, 630102, Novosibirsk, Kirov St. 86), phone: +7 383 2698 254, e-mail: nvi@sibguti.ru, ORCID ID: 0000-0003-2671-4258.