

# ПРОСТРАНСТВЕННАЯ МОДЕЛЬ КАНАЛА С КЛАСТЕРИЗОВАННОЙ ЛИНИЕЙ ЗАДЕРЖКИ (CDL) ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИСТЕМ МИМО

**Бакулин Михаил Германович,**  
Московский технический университет связи и  
информатики, Москва, Россия, [m.g.bakulin@gmail.com](mailto:m.g.bakulin@gmail.com)

DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-8-38-48

**Бен Режеб Тауфик Бен Камель,**  
Московский технический университет связи и  
информатики, Москва, Россия, [benrejebt@yandex.ru](mailto:benrejebt@yandex.ru)

Manuscript received 15 June 2025;  
Accepted 20 July 2025

**Крейнделин Виталий Борисович,**  
Московский технический университет связи и  
информатики, Москва, Россия, [vitrkrend@gmail.com](mailto:vitrkrend@gmail.com)

**Панкратов Денис Юрьевич,**  
Московский технический университет связи и  
информатики, Москва, Россия, [dpankr@mail.ru](mailto:dpankr@mail.ru)

**Смирнов Алексей Эдуардович,**  
Московский технический университет связи и  
информатики, Москва, Россия, [smirnov.al.ed@gmail.com](mailto:smirnov.al.ed@gmail.com)

**Ключевые слова:** кластеризованная линия  
задержки, модель канала, МИМО, многолучевое  
распространение, антенные решетки,  
прекодирование

Понимание поведения беспроводных каналов очень важно для разработки эффективных и надежных систем связи. По результатам проведенных разработчиками систем связи исследований была выявлена потребность в моделях каналов с пониженной сложностью, которые можно использовать для быстрого моделирования с целью проведения сравнений между альтернативными системами на уровне канала (например, выбор модуляции и кодирования). Такие модели можно назвать моделями с пониженной сложностью. Они имеют характер хорошо известного класса моделей каналов с замираниями на линии задержки. Модель канала с кластеризованной линией задержки (Clustered Delay Line, CDL) использует статистический подход, который точно характеризует изменяющуюся во времени и частотно-селективную природу беспроводного канала связи, особенно в средах с кластеризованными многолучевыми компонентами [1]. Модель CDL оказывается ценным инструментом для разработки современных систем беспроводной связи, поскольку позволяет путем статистического моделирования получить характеристики, достаточно близкие к реальным условиям. В данной работе проведено исследование модели радиоканала с кластеризованной линией задержки. Приводится описание модели канала и параметров модели радиоканала. Дано описание пакета Matlab 5G Toolbox, используя который можно провести моделирование системы связи с МИМО-каналом с учетом направленных свойств антенной системы и условий распространения в модели канала CDL. Также статье приводятся результаты моделирования системы связи МИМО с различными вариантами модели CDL, а также сравнительный анализ этих результатов с аналогичными характеристиками системы МИМО, работающей с традиционной моделью канала с пространственно некоррелированными замираниями.

#### Информация об авторах:

**Бакулин Михаил Германович**, к.т.н., доцент кафедры "Теория электрических цепей", МТУСИ, Москва, Россия. ORCID 0000-0001-9086-8433  
**Бен Режеб Тауфик Бен Камель**, к.т.н., доцент, декан факультета "Радио и телевидение", МТУСИ, Москва, Россия. ORCID 0000-0003-3298-5599  
**Крейнделин Виталий Борисович**, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой "Теория электрических цепей", МТУСИ, Москва, Россия. ORCID 0000-0002-1185-471X  
**Панкратов Денис Юрьевич**, к.т.н., доцент, доцент кафедры "Системы и сети радиосвязи и телерадиовещания", МТУСИ, Москва, Россия. ORCID 0000-0001-6387-6235  
**Смирнов Алексей Эдуардович**, к.т.н., доцент кафедры "Информационная безопасность", МТУСИ, Москва, Россия. ORCID 0000-0001-5522-7323

#### Для цитирования:

Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Пространственная модель канала с кластеризованной линией задержки (CDL) для перспективных систем МИМО // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №8. С. 38-48.

#### For citation:

M.G. Bakulin, Taoufik Ben Rejeb, V.B. Kreyndelin, D.Yu. Pankratov, A.E. Smirnov, "Spatial channel model with clustered delay line (CDL) for advanced MIMO systems", T-Comm, 2025, vol. 19, no.8, pp. 38-48. (in Russian)

**Введение**

К настоящему времени разработано огромное количество моделей радиоканала для систем беспроводной связи [3, 4], [5, 6]. Основная проблема, возникающая при разработке и использовании моделей радиоканала, состоит в том, чтобы обеспечить достижение приемлемого компромисса между сложностью такой модели и ее адекватностью. Особенно трудно достичь такой компромисс в диапазонах сантиметровых и, тем более, миллиметровых волн [11, 15-18].

Модель канала CDL (Clustered Delay Line – кластеризованная линия задержки) – это разновидность статистической модели канала, которая представляет собой компромисс между детерминированным и статистическим подходами. Модели CDL учитывают эффекты временной дисперсии, вызванные многолучевым распространением, путем разделения путей сигнала с задержкой на кластеры [1]. Каждый кластер представляет собой группу близко расположенных путей сигнала со схожими характеристиками распространения.

В CDL учитываются рассеяния по углам прихода и отправления в сферических координатах по азимуту и подъему, используемые при сравнении антенн с разными диаграммами направленности [5]. Особенностью CDL-моделей, в отличие от геометрической модели радиоканала, является подход к определению мощности сигнала. Вместо точного расчета мощности сигнала, пришедшего от отдельных антенн и отдельных временных отчетов. Мощность описывается некоторым случайным распределением (Райса или Рэлея) относительно некоторого среднего значения мощности принимаемого сигнала.

В данной работе дано краткое описание модели канала MIMO на основе кластеров CDL, предложенной в техническом отчете 3GPP [2]. В целях простоты изложения ограничимся рассмотрением моделей в условиях отсутствия прямой видимости (Non-Line-Of-Sight – NLOS). Модели типа CDL разработаны для использования в диапазонах частот от 0.5 ГГц до 100 ГГц при максимальной полосе частот излучения 2 ГГц [1, 2]. Для сценария NLOS разработаны 3 модели: CDL-A, CDL-B и CDL-C, отличающиеся между собой параметрами кластеров. Отметим также для полноты изложения, что для условий наличия прямой видимости (Line-Of-Sight – LOS) разработаны еще две модели: CDL-D и CDL-E, которые также между собой отличаются параметрами кластеров. Разновидности модели CDL отличаются между собой также профилем, т.е. задержками и мощностями лучей.

В общем случае каждый кластер состоит из векторной суммы равномошных компонентов многолучевого сигнала (синусоид), каждая из которых имеет одинаковую или близкую задержку. Каждая компонента многолучевого сигнала имеет изменяющуюся фазу, но фиксированный угол прихода и угол излучения. Последние зависят от углового расширения на мобильной и базовой станциях соответственно. Мощность и задержки кластеров могут быть неоднородными и выбираются для достижения желаемого общего среднеквадратичного разброса задержек в канале. Модели CDL состоят из средней мощности, углов прихода, углов излучения и угловых разбросов на базовой и мобильной станции, связанных с каждым кластером в рамках моделей [13].

Перейдем к упрощенному описанию общей структуры модели CDL, следуя [2].

**1 Исходные данные для формирования модели канала CDL**

При построении модели CDL используется сферическая система координат, показанная на рис. 1 [2, 7, 8]. На этом рисунке использованы обозначения:

- $\hat{n}$  – вектор некоторого заданного направления;
- $\hat{\phi}$  – базисный вектор по азимуту;
- $\hat{\theta}$  – базисный вектор по зениту.

Пусть  $x, y, z$  – декартовы координаты точки, расположенной на сфере единичного радиуса. Тогда  $\rho = 1, \theta, \phi$  – сферические координаты этой точки, где  $\rho = 1$  – радиус сферы. В этом случае имеет место следующая связь между декартовыми и сферическими координатами:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \sin \theta \sin \phi \\ \cos \theta \end{bmatrix} \tag{1}$$

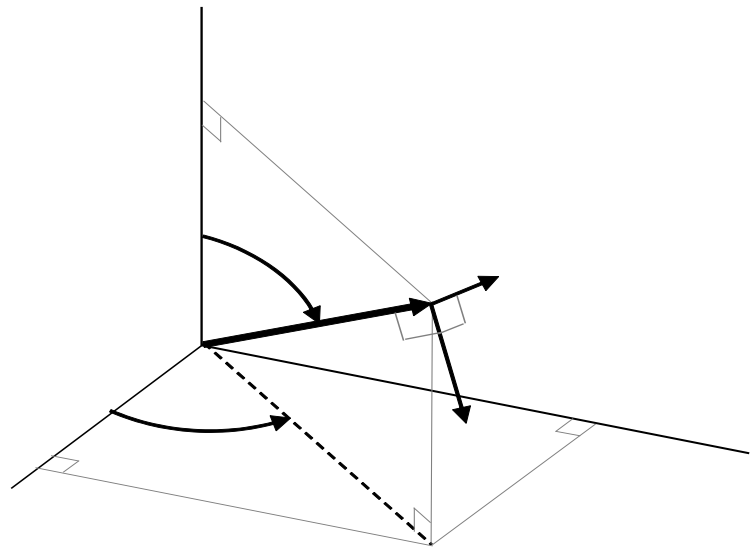


Рис. 1. Сферическая система координат

**Диаграмма направленности одного антенного элемента**

Ограничимся случаем, когда один антенный элемент имеет только одну вертикальную поляризацию. В этом случае имеет место следующее соотношение между диаграммами направленности антенного элемента по мощности  $A(\theta, \phi)$  и по напряженности поля  $F(\theta, \phi)$  [2, п.7.3.2]:

$$F(\theta, \phi) = \sqrt{A(\theta, \phi)} \tag{2}$$

Диаграммы направленности антенного элемента по мощности  $A(\theta, \phi)$  определяются соотношениями, приведенными в табл. 1 ([2, Table 7.3-1]).

Таблица 1

Диаграммы направленности антенного элемента по мощности

Параметр	Величина параметра
Диаграмма направленности в вертикальной плоскости, дБ	$A_{дБ}(\theta, \phi = 0^\circ) = -\min\left\{12\left(\frac{\theta - 90^\circ}{\theta_{3дБ}}\right)^2, SLA_v\right\}$ где $\theta_{3дБ} = 65^\circ, SLA_v = 30 дБ$ и $\theta \in [0^\circ, 180^\circ]$
Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости, дБ	$A_{дБ}(\theta = 90^\circ, \phi) = -\min\left\{12\left(\frac{\phi}{\phi_{3дБ}}\right)^2, A_{max}\right\}$ где $\phi_{3дБ} = 65^\circ, A_{max} = 30 дБ$ и $\phi \in [-180^\circ, 180^\circ]$
Диаграмма направленности в пространстве, дБ	$A_{дБ}(\theta, \phi) = -\min\{-A_{дБ}(\theta, \phi = 0^\circ) + A_{дБ}(\theta = 90^\circ, \phi), A_{max}\}$

В таблице 1 использованы обозначения: SLA (SideLobe Attenuation) – величина ослабления боковых лепестков диаграммы направленности, выраженная в дБ;  $\theta_{3дБ}$  – ширина диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости по уровню 3 дБ;  $\phi_{3дБ}$  – ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости по уровню 3 дБ.

Максимальный коэффициент усиления одного антенного элемента составляет 8 дБ [2]. Для дальнейшего использования необходимо перевести значения  $A_{дБ}(\theta, \phi)$  из логарифмической шкалы в линейную:

$$A(\theta, \phi) = 10^{0.1 \cdot A_{дБ}(\theta, \phi)} \quad (3)$$

**Расширение задержки DS (Delay Spread).**

Величина расширения задержки DS определяется в зависимости от условий распространения радиоволн (сценариев). К их числу относятся [13]:

- RMa – сельская местность, большой масштаб (Rural Macro);
- UMa – городская застройка, большой масштаб (Urban Macro);
- UMi – городская застройка, малый масштаб (Urban Micro);
- Indoor-Office – внутри помещений.

Среднеквадратичные значения разброса задержек для моделей CDL нормированы, и их можно масштабировать по задержкам таким образом, чтобы достичь желаемого среднеквадратичного разброса задержек. Масштабированные задержки могут быть получены в соответствии со следующим выражением [12]:

$$\tau_{n, scaled} = \tau_{n, model} \cdot DS_{desired} \quad (4)$$

где  $\tau_{n, model}$  – нормированное значение задержки для  $n$ -го кластера в CDL,  $\tau_{n, scaled}$  – новое значение задержки для  $n$ -го кластера,  $DS_{desired}$  – целевое расширение задержек.

Целевые значения расширения задержек приведены в таблице 2, а диапазоны частот в таблице 3 [12].

Таблица 2

Целевые значения расширения задержки

Частота	Сценарий	Целевое расширение задержки
FR1	UMi	100 нс
FR1	UMa	365 нс
FR2	UMi	60 нс
FR2	InO	30 нс

Таблица 3

Определение диапазонов частот

Обозначение частотного диапазона	Соответствующий диапазон частот
FR1	410 МГц – 7125 МГц
FR2	24250 МГц – 52600 МГц

Десятичный логарифм  $\lg DS$  расширения задержки DS является гауссовской случайной величиной с параметрами:

- $\mu_{\lg DS}$  – математическое ожидание;
- $\sigma_{\lg DS}$  – среднеквадратическое отклонение.

Десятичный логарифм  $\lg DS$  расширения задержки таким образом вычисляется следующим образом:

$$\lg DS = N\left(\mu_{\lg DS}, \sigma_{\lg DS}^2\right) \quad (5)$$

Для дальнейшего использования необходимо перевести значения  $\lg DS$  из логарифмической шкалы в линейную:

$$DS = 10^{\lg DS} \quad (6)$$

Значения параметров  $\mu_{\lg DS}$  и  $\sigma_{\lg DS}$  для сценариев UMi и UMa в случае NLOS приведены в таблице 4 ([2, Table 7.5-6]). Аналогичные значения для сценариев RMa и Indoor-Office приведены в таблице 5 ([2, Table 7.5-6]).

Таблица 4

Параметры  $\mu_{\lg DS}$  и  $\sigma_{\lg DS}$  для сценариев UMi и UMa

Сценарии	UMi	UMa
$\lg DS = \mu_{\lg DS}, дБ$	$-0.24 \log_{10}(1 + f_c) - 6.83$	$-6.28 - 0.204 \log_{10}(f_c)$
$\lg DS = \sigma_{\lg DS}, дБ$	$0.16 \log_{10}(1 + f_c) + 0.28$	0,39

Таблица 5

Параметры  $\mu_{\lg DS}$  и  $\sigma_{\lg DS}$  для сценариев RMa и Indoor-Office

Сценарии	RMa	Indoor-Office
$\lg DS = \mu_{\lg DS}, дБ$	-7,43	$-0.28 \log_{10}(1 + f_c) - 7.173$
$\lg DS = \sigma_{\lg DS}, дБ$	0,48	$0.10 \log_{10}(1 + f_c) + 0.055$

Величина  $f_c$  в таблицах 4 и 5 является несущей частотой сигнала и измеряется в ГГц.

**Формирование задержек кластеров.**

Задержки кластеров  $\tau'_n$  имеют экспоненциальное распределение:

$$\tau'_n = -r_\tau DS \ln(X_n), n = 1; 2; \dots N. \quad (7)$$

где расширение задержки DS вычисляется с помощью выражений (5) и (6);  $X_n \sim \text{uniform}(0,1)$  – равномерно распределенные на отрезке  $[0,1]$  случайные величины;  $r_\tau$  – коэффициент пропорциональности ( $r_\tau = 2.1$  для сценария UMi,  $r_\tau = 2.3$  для сценария UMa,  $r_\tau = 1.7$  для сценария RMa,  $r_\tau = 3.0$  для сценария Indoor-Office) [2].

Далее задержки кластеров  $\tau'_n$  подвергаются нормировке путем вычитания минимальной задержки и последующей сортировке в порядке возрастания:

$$\tau_n = \text{sort}(\tau'_n - \min(\tau'_n)), n = 1; 2; \dots N. \quad (8)$$

Отметим, что, задержка первого луча принимается равной нулю, т.е.,  $\tau_1 = 0$ .

**Формирование мощностей кластеров.**

Мощности кластеров  $P_n$  зависят от значений задержки  $\tau_n$ :

$$P_n = \exp\left\{-\tau_n \frac{r_\tau - 1}{r_\tau DS}\right\} \cdot 10^{-0.1 Z_n}, n = 1; 2; \dots N. \quad (9)$$

где  $Z_n$  – независимые гауссовские случайные величины, учитывающая затенение и измеряемые в дБ:

$$Z_n \sim N(0, \zeta^2), n = 1; 2; \dots N. \quad (10)$$

где, в свою очередь, величина среднеквадратического отклонения  $\zeta = 3$  дБ для всех рассматриваемых сценариев [2].

После нормировки имеем следующие значения мощностей всех кластеров:

$$P_n = \frac{P'_n}{\sum_{n=1}^N P'_n}, n = 1; 2; \dots N. \quad (11)$$

**2 Описание алгоритма формирования коэффициентов передачи канала**

Рассмотрим процесс формирования коэффициентов передачи канала при использовании модели CDL по шагам [2].

**Шаг 1.** Вычисление значения углов прихода по азимуту с помощью следующего уравнения:

$$\phi_{n,m,AOA} = \phi_{n,AOA} + c_{ASA} \alpha_m, n = 1; 2; \dots N, m = 1; 2; \dots M. \quad (12)$$

где  $\phi_{n,AOA}$  – азимутальный угол прихода сигнала (Angle-Of-Arrival – AOA) для  $n$ -го кластера;  $N = 23$  – число кластеров;  $c_{ASA}$  – среднеквадратический угловой разброс азимутальных углов прихода сигнала (Azimuth Spread of Arrival – ASA)

внутри кластера;  $\alpha_m$  – относительное угловое смещение  $m$ -го луча внутри кластера;  $M = 20$  – число лучей в одном кластере;  $\phi_{n,m,AOA}$  – угол прихода  $m$ -го луча в  $n$ -м кластере.

Значения величин  $\alpha_m$  для модели CDL-A, используемые в формулах (12)...(15), приведены в таблице 6 ([2], Table 7.5-3).

Таблица 6

Значения величин  $\alpha_m$  для модели CDL-A

Номер луча $m$ внутри кластера	Величина относительного углового смещения луча $\alpha_m$
1, 2	$\pm 0.0447$
3, 4	$\pm 0.1413$
5, 6	$\pm 0.2492$
7, 8	$\pm 0.3715$
9, 10	$\pm 0.5129$
11, 12	$\pm 0.6797$
13, 14	$\pm 0.8844$
15, 16	$\pm 1.1481$
17, 18	$\pm 1.5195$
19, 20	$\pm 2.1551$

Значения величин  $\alpha_m$  для моделей CDL-B, CDL-C, CDL-D и CDL-E здесь с целью экономии места не приводятся, но они могут быть найдены в [2].

Далее производится вычисление значений угла излучения по азимуту (Angle-Of-Departure – AOD)  $\phi_{n,m,AOD}$   $m$ -го луча в  $n$ -м кластере:

$$\phi_{n,m,AOD} = \phi_{n,AOD} + c_{ASD} \alpha_m, n = 1; 2; \dots N, m = 1; 2; \dots M. \quad (13)$$

где  $\phi_{n,AOD}$  – азимутальный угол излучения для  $n$ -го кластера;  $c_{ASD}$  – среднеквадратический угловой разброс азимутальных углов излучения сигнала (Azimuth Spread of Departure – ASD) внутри кластера;  $\phi_{n,m,AOD}$  – угол излучения  $m$ -го луча в  $n$ -м кластере.

Аналогично производится вычисление углов прихода по зениту с помощью следующего уравнения:

$$\theta_{n,m,ZOA} = \theta_{n,ZOA} + c_{ZSA} \alpha_m, n = 1; 2; \dots N, m = 1; 2; \dots M. \quad (14)$$

где  $\theta_{n,ZOA}$  – зенитный угол прихода сигнала (Zenith-Of-Arrival – ZOA) для  $n$ -го кластера;  $c_{ZSA}$  – среднеквадратический угловой разброс зенитных углов прихода сигнала (Zenith Spread of Arrival – ZSA) внутри кластера;  $\theta_{n,m,ZOA}$  – зенитный угол прихода  $m$ -го луча в  $n$ -м кластере.

Далее производится вычисление углов прихода по зениту с помощью следующего уравнения:

$$\theta_{n,m,ZOD} = \theta_{n,ZOD} + c_{ZSD} \alpha_m, n = 1; 2; \dots N, m = 1; 2; \dots M. \quad (15)$$

где  $\theta_{n,ZOD}$  – зенитный угол излучения сигнала (Zenith-Of-Departure – ZOD) для  $n$ -го кластера;  $c_{ZSD}$  – среднеквадратический угловой разброс зенитных углов излучения сигнала

(Zenith Spread of Departure – ZSD) внутри кластера;  $\theta_{n,m,ZOD}$  – зенитный угол излучения  $m$ -го луча в  $n$ -м кластере.

Значения величин  $\phi_{n,AOA}$ ,  $\phi_{n,AOD}$ ,  $\theta_{n,ZOA}$ ,  $\theta_{n,ZOD}$ , используемые в формулах (12)...(15), приведены в Табл. 7. Значения величин  $c_{ASA}$ ,  $c_{ASD}$ ,  $c_{ZSA}$ ,  $c_{ZSD}$ , также используемые в формулах (12)...(15), приведены в таблице 8.

Таблица 7

Основные параметры модели CDL-A

Номер кластера	Нормированная задержка	Нормированная мощность, дБ	$\phi_{n,AOD}$ , град	$\phi_{n,AOA}$ , град	$\theta_{n,ZOD}$ , град	$\theta_{n,ZOA}$ , град
1	0.0000	-13.4	-178.1	51.3	50.2	125.4
2	0.3819	0	-4.2	-152.7	93.2	91.3
3	0.4025	-2.2	-4.2	-152.7	93.2	91.3
4	0.5868	-4	-4.2	-152.7	93.2	91.3
5	0.4610	-6	90.2	76.6	122	94
6	0.5375	-8.2	90.2	76.6	122	94
7	0.6708	-9.9	90.2	76.6	122	94
8	0.5750	-10.5	121.5	-1.8	150.2	47.1
9	0.7618	-7.5	-81.7	-41.9	55.2	56
10	1.5375	-15.9	158.4	94.2	26.4	30.1
11	1.8978	-6.6	-83	51.9	126.4	58.8
12	2.2242	-16.7	134.8	-115.9	171.6	26
13	2.1718	-12.4	-153	26.6	151.4	49.2
14	2.4942	-15.2	-172	76.6	157.2	143.1
15	2.5119	-10.8	-129.9	-7	47.2	117.4
16	3.0582	-11.3	-136	-23	40.4	122.7
17	4.0810	-12.7	165.4	-47.2	43.3	123.2
18	4.4579	-16.2	148.4	110.4	161.8	32.6
19	4.5695	-18.3	132.7	144.5	10.8	27.2
20	4.7966	-18.9	-118.6	155.3	16.7	15.2
21	5.0066	-16.6	-154.1	102	171.7	146
22	5.3043	-19.9	126.5	-151.8	22.7	150.7
23	9.6586	-29.7	-56.2	55.2	144.9	156.1

Таблица 8

Дополнительные параметры модели CDL-A

Название параметра	$c_{ASD}$ , град.	$c_{ASA}$ , град.	$c_{ZSD}$ , град.	$c_{ZSA}$ , град.	XPR, дБ
Величина параметра	5	11	3	3	10

**Шаг 2.** Составление пар лучей как по азимуту, так и по высоте (зениту).

Производится группирование в пары  $\{\phi_{n,m,AOD}, \phi_{n,m,AOA}\}$  случайным образом значений углов  $\phi_{n,m,AOD}$  и  $\phi_{n,m,AOA}$  в пределах  $n$ -го кластера. Аналогичным образом производится случайное группирование в пары  $\{\theta_{n,m,ZOD}, \theta_{n,m,ZOA}\}$  значений углов  $\theta_{n,m,ZOD}$  и  $\theta_{n,m,ZOA}$  в пределах  $n$ -го кластера. Кроме того, производится случайное группирование в пары  $\{\phi_{n,m,AOD}, \theta_{n,m,ZOD}\}$  значений углов  $\phi_{n,m,AOD}$  и  $\theta_{n,m,ZOD}$  в пределах  $n$ -го кластера.

**Шаг 3.** Формирование коэффициентов кросс-поляризации.

Коэффициент кросс-поляризации (cross polarization Power Ratio – XPR)  $\kappa_{n,m}$  для  $m$ -го луча в  $n$ -м кластере выражается следующим образом:

$$\kappa_{n,m} = 10^{X/10}, n = 1; 2; \dots N, m = 1; 2; \dots M. \quad (16)$$

где  $X$  – величина XPR, выраженная в дБ (см. табл. 8).

**Шаг 4.** Формирование коэффициентов передачи канала.

Используется процедура, описанная на Шагах 10 и 11 в [2, подпункт 4.5], Все кластеры при этом считаются ‘слабыми’.

**Формирование случайных начальных фаз** [2, подпункт 7.5, Шаг 10].

Формирование независимых случайных начальных фаз  $\{\Phi_{n,m}^{\theta\theta}, \Phi_{n,m}^{\theta\phi}, \Phi_{n,m}^{\phi\theta}, \Phi_{n,m}^{\phi\phi}\}$ ,  $n = 1; 2; \dots N, m = 1; 2; \dots M$ , для  $m$ -го луча в  $n$ -м кластере для четырех возможных поляризационных комбинаций  $(\theta\theta, \theta\phi, \phi\theta, \phi\phi)$ . Распределение всех этих фаз – равномерное в интервале  $[-\pi; \pi]$ .

**Формирование коэффициентов передачи канала для всех кластеров между всеми приемными и передающими антеннами** [2, подпункт 7.5, Шаг 11].

Выражение для  $n$ -й компоненты коэффициента передачи канала  $H_{u,s,n}^{NLOS}(t)$ ,  $n = 1; 2; \dots N, u = 1; 2; \dots U, s = 1; 2; \dots S$ , в случае NLOS имеет вид:

$$H_{u,s,n}^{NLOS}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \left[ \begin{matrix} F_{rx,u,\theta}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}) \\ F_{rx,u,\phi}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}) \end{matrix} \right]^T \times \begin{matrix} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\theta}) & \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\phi}) \\ \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\phi\theta}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{\phi\phi}) \end{matrix} \quad (17)$$

$$\times \begin{matrix} F_{tx,s,\theta}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \\ F_{tx,s,\phi}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \end{matrix} \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \bar{d}_{rx,u}}{\lambda_0}\right) \times \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{tx,n,m}^T \bar{d}_{tx,s}}{\lambda_0}\right) \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \bar{v}}{\lambda_0} t\right)$$

где  $F_{rx,u,\theta}$  и  $F_{rx,u,\phi}$  – диаграммы направленности  $u$ -го элемента приемной антенны в зенитной и азимутальной плоскостях, соответственно;  $F_{tx,s,\theta}$  и  $F_{tx,s,\phi}$  – аналогичные диаграммы направленности  $S$ -го элемента передающей антенны;  $P_n$  – мощность  $n$ -го кластера;  $M$  – число лучей в одном кластере;  $n = 1; 2; \dots N$  – номер кластера;  $u = 1; 2; \dots U$  – номер приемного антенного элемента;  $s = 1; 2; \dots S$  – номер передающего антенного элемента;  $U$  – число приемных антенных элементов;  $S$  – число передающих антенных элементов.

Диаграммы направленности  $F_{rx,u,\theta}$ ,  $F_{rx,u,\phi}$ ,  $F_{tx,s,\theta}$  и  $F_{tx,s,\phi}$  вычисляются с помощью соотношений (2) и (3) на основе данных из таблицы 1. Значения мощностей кластеров  $P_n$  вычисляются с помощью соотношений (7)...(11). Величина  $\hat{r}_{rx,n,m}$  представляет собой вектор с единичной длиной, зависящий азимутального угла прихода  $\phi_{n,m,AOA}$  и зенитного угла

прихода  $\theta_{n,m,ZOA}$ :

$$\hat{r}_{rx,n,m} = \begin{bmatrix} \sin \theta_{n,m,ZOA} \cos \phi_{n,m,AOA} \\ \sin \theta_{n,m,ZOA} \sin \phi_{n,m,AOA} \\ \cos \theta_{n,m,ZOA} \end{bmatrix}, n = 1; 2; \dots N, \\ m = 1; 2; \dots M. \quad (18)$$

Величина  $\hat{r}_{tx,n,m}$  представляет собой вектор с единичной длиной, зависящий азимутального угла излучения  $\phi_{n,m,AOD}$  и зенитного угла излучения  $\theta_{n,m,ZOD}$ :

$$\hat{r}_{tx,n,m} = \begin{bmatrix} \sin \theta_{n,m,ZOD} \cos \phi_{n,m,AOD} \\ \sin \theta_{n,m,ZOD} \sin \phi_{n,m,AOD} \\ \cos \theta_{n,m,ZOD} \end{bmatrix}, n = 1; 2; \dots N, \\ m = 1; 2; \dots M. \quad (19)$$

Вектор  $\bar{d}_{rx,u}$  представляет собой вектор ориентации  $u$ -го элемента приемной антенны; вектор  $\bar{d}_{tx,s}$  представляет собой вектор ориентации  $s$ -го элемента передающей антенны;  $\lambda_0$  – длина волны, соответствующая несущей частоте передаваемого сигнала.

Пусть антенные элементы расположены на плоскости XOZ (см. рис. 1). Для случая одной приемной антенны целесообразно ее поместить в начало координат:

$$\bar{d}_{rx} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Для  $S$ -го элемента передающей антенны при эквидистантном расположении (через  $\Delta$ ) на оси Z антенных элементов имеем:

$$\bar{d}_{tx,s} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ (s-1)\Delta \end{bmatrix}, s = 1; 2; \dots S. \quad (21)$$

Движение абонента со скоростью  $v$  учитывается путем использования вектора  $\bar{v}$ :

$$\bar{v} = v \cdot [\sin \theta_v \cos \phi_v, \sin \theta_v \sin \phi_v, \cos \theta_v]^T, \quad (22)$$

где  $\phi_v$  – угол наклона по азимуту вектора скорости движения абонента;  $\theta_v$  – угол наклона по зениту вектора скорости движения абонента.

Пусть  $s_s(t)$  – сигнал, поступающий на  $S$ -й элемент передающей антенны. Тогда на основе (17) можно записать следующее выражение для компоненты сигнала  $y_{u,s}(t)$  в  $u$ -м элементе приемной антенны, вызванной именно сигналом  $s_s(t)$ :

$$y_{u,s}(t) = \sum_{n=1}^N s_s(t - \tau_n) H_{u,s,n}^{NLOS}(t - \tau_n). \quad (23)$$

где  $\tau_n$  – величина задержки распространения сигнала для  $n$ -го кластера, которая вычисляется по формулам (7) и (8).

Рассмотрим теперь некоторые важные частные случаи.

**Случай одной приемной антенны ( $U = 1$ ).** На основе уравнения (17) можно записать:

$$H_{s,n}^{NLOS}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,\theta}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}) \\ F_{rx,\phi}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}) \end{bmatrix}^T \times \\ \times \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\theta}) & \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\phi}) \\ \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\phi\theta}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{\phi\phi}) \end{bmatrix} \quad (24) \\ \times \begin{bmatrix} F_{tx,s,\theta}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \\ F_{tx,s,\phi}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \end{bmatrix} \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \bar{d}_{rx}}{\lambda_0}\right) \times \\ \times \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{tx,n,m}^T \bar{d}_{tx,s}}{\lambda_0}\right) \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \bar{v}}{\lambda_0} t\right)$$

В (24) обозначено:  $\bar{d}_{rx}$  – вектор ориентации приемной антенны;  $F_{rx,\theta}$  и  $F_{rx,\phi}$  – диаграммы направленности приемной антенны в зенитной и азимутальной плоскостях, соответственно.

**Случай одной передающей антенны ( $S = 1$ ).** На основе уравнения (17) можно записать:

$$H_{u,n}^{NLOS}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,\theta}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}) \\ F_{rx,u,\phi}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}) \end{bmatrix}^T \times \\ \times \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\theta}) & \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\phi}) \\ \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\phi\theta}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{\phi\phi}) \end{bmatrix} \quad (25) \\ \times \begin{bmatrix} F_{tx,\theta}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \\ F_{tx,\phi}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \end{bmatrix} \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \bar{d}_{rx,u}}{\lambda_0}\right) \times \\ \times \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{tx,n,m}^T \bar{d}_{tx}}{\lambda_0}\right) \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \bar{v}}{\lambda_0} t\right)$$

В (25) обозначено:  $\bar{d}_{tx}$  – вектор ориентации передающей антенны;  $F_{tx,\theta}$  и  $F_{tx,\phi}$  – диаграммы направленности передающей антенны в зенитной и азимутальной плоскостях, соответственно.

### 3 Возможности упрощения реализации модели CDL

Общие выражения для модели CDL – формулы (17) и (23). Они весьма трудоемки для практического применения, поэтому целесообразно рассмотреть возможности их упрощения. Сделаем следующие предположения:

• Диаграммы направленности всех приемных антенных элементов одинаковы:

$$F_{rx,u,\theta} = F_{rx,\theta}, F_{rx,u,\phi} = F_{rx,\phi}, u = 1; 2; \dots U. \quad (26)$$

• Диаграммы направленности всех передающих антенных элементов одинаковы:

$$F_{tx,s,\theta} = F_{tx,\theta}, F_{tx,s,\phi} = F_{tx,\phi}, s = 1; 2; \dots S. \quad (27)$$

Таблица 8

Заметим, что эти предположения на практике почти всегда выполняются. С учетом (26) и (27) выражение (17) может быть переписано в следующей форме:

$$H_{u,s,n}^{NLOS}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M G_{u,s,n,m} \cdot \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \cdot \bar{d}_{rx,u}}{\lambda_0}\right) \times \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{tx,n,m}^T \cdot \bar{d}_{tx,s}}{\lambda_0}\right) \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \cdot \bar{v}}{\lambda_0} t\right) \quad (28)$$

где

$$G_{u,s,n,m} = G_{n,m}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}, \kappa_{n,m}, \Phi_{n,m}^{\theta\theta}, \Phi_{n,m}^{\theta\phi}, \Phi_{n,m}^{\phi\theta}, \Phi_{n,m}^{\phi\phi}, \theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) = \begin{bmatrix} F_{rx,u,\theta}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}) \\ F_{rx,u,\phi}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\theta}) & \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\phi}) \\ \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\phi\theta}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{\phi\phi}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} F_{tx,s,\theta}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \\ F_{tx,s,\phi}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \end{bmatrix} \quad (29)$$

Величины  $G_{u,s,n,m}$  – случайные и независимые для различных  $u$  и  $s$ .

После подстановки (29) в (23) можно записать следующее выражение для компоненты сигнала  $y_{u,s}(t)$  в  $u$ -м элементе приемной антенны, вызванной именно сигналом  $s_s(t)$ :

$$y_{u,s}(t) = \sum_{n=1}^N s_s(\tau_n) H_{u,s,n}^{NLOS}(t - \tau_n) = \sum_{n=1}^N s_s(\tau_n) \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M G_{u,s,n,m} \cdot \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \cdot \bar{d}_{rx,u}}{\lambda_0}\right) \times \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{tx,n,m}^T \cdot \bar{d}_{tx,s}}{\lambda_0}\right) \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \cdot \bar{v}}{\lambda_0} \tau_n\right) \quad (30)$$

Нужно отметить, что выполнение условий (26) и (27) приводит к весьма существенному упрощению исходной модели CDL (17) и (23).

#### 4 Моделирование системы связи MIMO с каналом CDL с использованием пакета Matlab

Модель канала CDL системы MIMO, описываемая формулами (17) и (23), реализована в версии Matlab 2023b и более поздних версиях [9, 10]. Она является частью пакета 5G Toolbox и предназначена для моделирования каналов связи в системах 5G NR (New Radio). Модель CDL основана на рекомендациях 3GPP (3rd Generation Partnership Project) и позволяет моделировать многолучевое распространение сигналов с учетом кластеризации задержек и углов. В настоящее время стандартизованы и определены параметры для пяти моделей: CDL-A, CDL-B, CDL-C, CDL-D и CDL-E. Их особенности и свойства приведены в таблице 8.

В Matlab для моделирования каналов CDL используется объект `nrCDLChannel`. Этот объект позволяет задавать множество параметров, которые определяют характеристики канала.

Особенности, свойства и области применения моделей CDL

Тип модели	Особенности и свойства
CDL-A	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Характеризуется одним сильным кластером и большим количеством лучей.</li> <li>○ Используется для сценариев NLOS с высокой корреляцией между антеннами.</li> <li>○ Подходит для моделирования каналов в условиях, где нет прямой видимости, но есть доминирующий кластер (например, в городских условиях с умеренным рассеянием).</li> </ul>
CDL-B	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Имеет несколько кластеров с умеренными задержками.</li> <li>○ Используется для сценариев NLOS с умеренной корреляцией.</li> <li>○ Подходит для моделирования каналов в условиях с большим количеством рассеянных сигналов (например, в густонаселенных городских районах).</li> </ul>
CDL-C	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Характеризуется большим количеством кластеров с большими задержками.</li> <li>○ Используется для сценариев NLOS с низкой корреляцией.</li> <li>○ Подходит для моделирования каналов в условиях сильного рассеяния и множества препятствий (например, в indoor-средах или густонаселенных мегаполисах).</li> </ul>
CDL-D	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Имеет один доминирующий луч (прямой путь, LOS) и несколько слабых лучей (отражений).</li> <li>○ Слабые лучи имеют меньшую мощность по сравнению с прямым лучом.</li> <li>○ Используется для моделирования каналов с высокой корреляцией между антеннами.</li> <li>○ Подходит для сценариев, где есть прямая видимость, но присутствуют слабые отражения (например, в открытых пространствах с минимальными препятствиями).</li> </ul>
CDL-E	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Также имеет один доминирующий луч (прямой путь, LOS) и большее количество слабых лучей по сравнению с CDL-D.</li> <li>○ Слабые лучи имеют еще меньшую мощность и более равномерное распределение.</li> <li>○ Используется для моделирования каналов с умеренной корреляцией.</li> <li>○ Подходит для сценариев, где есть прямая видимость, но присутствуют более заметные отражения (например, в городских условиях с частичными препятствиями).</li> </ul>

Рассмотрим примеры задания основных параметров.

- `channel = nrCDLChannel` – создание объекта конфигурации канала (присвоение имени пользовательскому каналу);
- `channel.DelayProfile = 'CDL-A'` – выбор типа канала (профиля);
- `channel.CarrierFrequency = 3.5e9` – частота несущей (Гц);
- `channel.CarrierFrequency = 15.36e6` – частота дискретизации (Гц);
- `channel.MaximumDopplerShift=10` – максимальный доплеровский сдвиг (Гц).

Другая группа параметров определяет конфигурацию антенных систем (приемной и передающей).

Необходимость их задания вызвана пространственным расположением кластеров, что приводит не только к разнице задержек, но и углов прихода и излучения. Параметры антенных систем задаются соответствующими пятимерными векторами для передающей и приемной сторон:  $[M \ N \ P \ M_g \ N_g]$ , где  $M, N$  – число антенных элементов в одной панели по вертикали и горизонтали, соответственно;  $P$  – число поляризаций;  $M_g, N_g$  – число панелей (по вертикали и горизонтали, соответственно). Пример задания конфигурации антенных систем:

- $channel.TransmitAntennaArray.Size = [2 \ 3 \ 2 \ 2 \ 2]$  – конфигурация передающей антенной системы;

- $channel.ReceiveAntennaArray.Size = [4 \ 4 \ 2 \ 4 \ 4]$  – конфигурация приемной антенной системы.

В соответствие с этими параметрами будет определяться число излучаемых и принимаемых сигналов  $N_{sig} = M \cdot N \cdot P \cdot M_g \cdot N_g$ . Для рассмотренных конфигураций число излучаемых сигналов равно 48, а число принимаемых сигналов равно 512. Излучаемые и принимаемые сигналы представляются в виде матриц, где число элементов в столбцах этих матриц определяется числом временных отсчетов, и число элементов в строке – числом излучаемых или принимаемых сигналов.

Нумерация 48 излучаемых сигналов для рассмотренного примера иллюстрируется на рисунке 2. В данном примере антенна состоит из 4 панельных антенн  $2 \times 2$ , каждая из которых содержит  $2 \times 3$  антенных элемента с двумя ортогональными поляризациями. Первый столбец антенных элементов с первым углом поляризации первой панели позволяет получить первые  $M = 2$  столбца выходного сигнала ( $s_1$  и  $s_2$ ). Следующий столбец антенных элементов позволяет получить следующие  $M = 2$  столбца выходного сигнала ( $s_3$  и  $s_4$ ) и так далее.

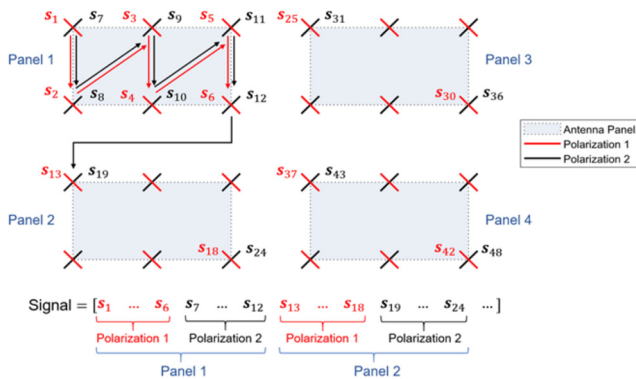


Рис. 2. Пример антенной решетки [9]

Следуя этой схеме, модель CDL через антенные элементы с первым углом поляризации всей первой панели позволяет получить первые  $M \times N = 6$  столбцов выходного сигнала ( $s_1 - s_6$ ). Аналогично, антенные элементы со вторым углом поляризации первой панели позволяют получить следующие шесть столбцов выходного сигнала ( $s_7 - s_{12}$ ). Следующие панели позволяют получить следующие наборы из  $M \times N \times P = 12$  столбцов выходного сигнала ( $s_{13} - s_{24}$ ,  $s_{25} - s_{36}$ ,  $s_{37} - s_{48}$ ).

Кроме геометрии расположения антенных элементов и панелей должны быть заданы также и расстояния между антенными элементами и центрами панелей, которые задаются в виде 4-х мерного вектора  $[d_v \ d_h \ D_v \ D_h]$ , где  $d_v, d_h$  – расстояния между антенными элементами по вертикали и горизонтали одной панели, выраженные в длине волны,  $D_v, D_h$  – расстояния между центрами панелей по вертикали и горизонтали. Это задается следующими переменными:

- $channel.TransmitAntennaArray.ElementSpacing = [0.5 \ 0.5 \ 1.5 \ 1]$ ;

- $channel.ReceiveAntennaArray.ElementSpacing = [0.5 \ 0.5 \ 2 \ 2]$ .

Другим параметром, влияющим на характеристики приема сигналов, отражённых от разных кластеров, является вид диаграммы направленности отдельно каждого антенного элемента. В конфигурации модели CDL предусмотрено два типа диаграмм направленности: 'isotropic' – всенаправленная во всех плоскостях, '38.901' – диаграмма, определяемая стандартом и приведённая в таблице 1. Эти характеристики задаются переменными  $channel.TransmitAntennaArray.Element$  и  $channel.ReceiveAntennaArray.Element$ .

Кроме описанных параметров конфигурации CDL канала, присвоенных структуре  $channel$ , существуют и другие. Информацию о них можно получить, непосредственно, через вывод  $disp(channel)$  и  $channel.info$  или через описание  $doc nrCDLChannel$ . Более подробную информацию о параметрах CDL модели можно найти в [2].

После того как сформирован массив (матрица) излучаемых отсчетов  $txWaveform$ , сигнал на выходах антенной системы приемника формируется путем следующей функции:

$$rxWaveform = channel(txWaveform).$$

Принимаемый сигнал также будет представлен в виде двумерного массива (матрицы) число строк, в котором равно числу отсчетов излучаемого сигнала, а число столбцов равно общему числу антенных элементов приемной антенной системы с учетом наличия элементов разной поляризации.

В заключение для иллюстрации свойств разных моделей рассмотрим результаты моделирования системы MIMO с пространственным мультиплексированием для следующей простой конфигурации четыре передающих и четыре приемных антенны, организованные в квадратную решётку:  $channel.TransmitAntennaArray.Size = [2 \ 2 \ 1 \ 1 \ 1]$  и  $channel.ReceiveAntennaArray.Size = [2 \ 2 \ 1 \ 1 \ 1]$ .

Проводилось моделирование системы MIMO-OFDM с применением различных моделей канала при следующих условиях:

- антенная конфигурация –  $4 \times 4$ ;
- число поднесущих OFDM – 288 из 1024;
- число символов OFDM – 14;
- скорость движения абонента – 3 км/ч;
- приемник – MMSE;
- модуляция – QPSK;
- кодирование – турбо, скорость кодирования –  $1/2$ .

На рисунке 3 приведены зависимости вероятности ошибки на бит без кодирования от отношения сигнал/шум на бит для разных моделей канала.

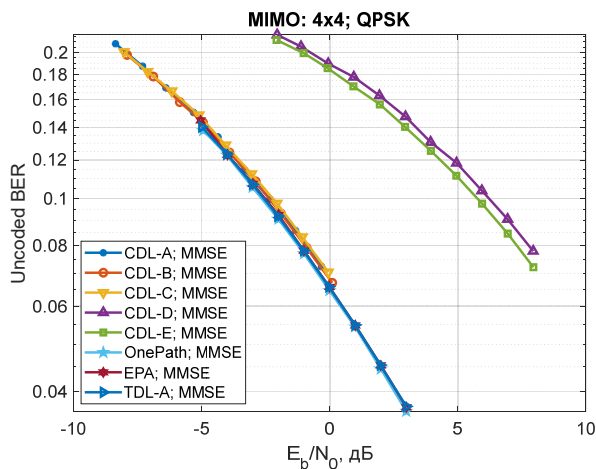


Рис. 3. Зависимости вероятности ошибки на бит без кодирования от отношения сигнал/шум для различных моделей

Помимо моделей CDL здесь также приведены результаты для однолучевой модели с некоррелированными замираниями ('OnePath') и для стандартных моделей EPA и TDL-A. Из этих зависимостей видно, что разновидности CDL-моделей с NLOS (CDL-A, CDL-B, CDL-C) обеспечивают такие же характеристики BER без кодирования, как и другие стандартные модели TDL, и однолучевая модель с некоррелированными замираниями. Что касается моделей CDL с LOS (CDL-D, CDL-E), то, как и ожидалось для моделей с прямой видимостью, их характеристики для системы MIMO с мультиплексированием существенно ухудшились.

На рисунке 4 приведены аналогичные зависимости для FER с кодированием. Здесь уже проявляется наличие многолучевого распространения в моделях CDL-A, CDL-B, CDL-C, TDL-A и EPA. Наличие множества путей приводит к улучшению характеристик при наличии кодирования.

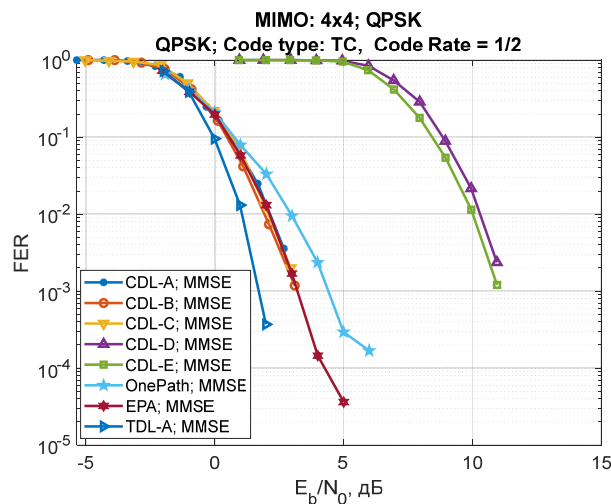


Рис. 4. Зависимости вероятности ошибки на кадр с кодированием от отношения сигнал/шум для различных моделей

Следует отметить, что для моделей CDL мощность принимаемого сигнала зависит от направленных свойств антенных элементов. Это не регулируется условиями нормировки в канале и должно учитываться при моделировании. В Табл. 9 приведены значения мощности принимаемого сигнала для

одной приемной антенны для разных моделей CDL и разного сочетания направленных свойств антенных элементов.

Таблица 9

Мощность принимаемого сигнала для разных моделей CDL и разного сочетания видов направленности антенных элементов

Диаграмма Tx антенны	Диаграмма Rx антенны	Средняя нормированная мощность сигнала, принимаемого одной антенной				
		CDL-A	CDL-B	CDL-C	CDL-D	CDL-E
'isotropic'	'isotropic'	0,464	0,515	0,494	0,495	0,496
'isotropic'	'38.901'	0,157	0,029	0,111	0,005	0,102
'38.901'	'isotropic'	1,653	1,627	1,712	2,873	2,808
'38.901'	'38.901'	0,013	0,019	0,028	0,018	0,084

Видно, что мощность принимаемого сигнала в некоторых случаях может изменяться до 500 раз. Это объясняется тем, что сигналы, отражаемые разными кластерами, могут не попадать в диаграмму направленности одного элемента. В данной ситуации даже формирование диаграмм направленности антенных решёток не позволит существенно улучшить качество приема. В данной ситуации может помочь только поворот плоскости антенных панелей.

### Заключение

В данной работе приведено подробное описание модели CDL, её свойств и возможностей. Показано, что данная модель позволяет учитывать направленность входящих и излучаемых сигналов, что особенно важно при использовании в системе связи антенных решёток с управляемыми диаграммами направленности, в том числе в сочетании с алгоритмами прекодирования.

Дано описание пакета Matlab с 5G Toolbox, позволяющего провести моделирование системы связи с MIMO-каналом с учетом направленных свойств антенной системы и условий распространения в модели канала CDL с кластеризованной линией задержки, как для стандартных моделей (CDL-A, CDL-B, CDL-C, CDL-D, CDL-E), так и для моделей с пользовательскими параметрами.

Методом статистического моделирования проведено сравнение помехоустойчивости системы связи MIMO с различными каналами CDL, а также с другими стандартными моделями каналов (EPA, TDL) и с классической моделью MIMO-канала с некоррелированными замираниями. Подробно исследованы особенности каждого вида модели.

### Литература

1. Neha Kumari, Reemakshi Rajput, Shalini Sharma. CDL Channel Model: Revolutionizing Wireless Communication. Vol. 8 Issue. 7, July // 2023 International Journal of Innovative Science and Research Technology (IJISRT), www.ijisrt.com. ISSN 2456-2165, pp. 1937-1949. <https://doi.org/10.5281/zenodo.8216719>
2. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 14). 3GPP TR 38.901 V14.3.0 (2017-12).

<https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3173>

3. Khan F. LTE for 4G Mobile Broadband: Air Interface Technologies and Performance. Cambridge: Cambridge University Press, 2009, 492 p.

4. Sesia S., Toufik I., Baker M. LTE – The UMTS Long Term Evolution. From theory to practice, UK, Chichester, John Wiley & Sons Ltd, 2011, 752 p.

5. Markus Rupp, Stefan Schwarz, Martin Taranetz. The Vienna LTE-Advanced Simulators. Up and Downlink, Link and System Level Simulation. Singapore: Springer Science+Business Media Singapore, 2016, 383 p.

6. Harkat H., Monteiro P., Gameiro A., Guiomar F., Farhana Thariq Ahmed H. A Survey on MIMO-OFDM Systems: Review of Recent Trends. Signals 2022, 3, pp. 359-395. <https://doi.org/10.3390/signals3020023>

7. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Антенны и устройства СВЧ / Под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 3-е. М.: Радиотехника, 2008.

8. Кубанов В.П. Направленные свойства антенных решеток. Самара: ИГУТИ, 2015. 56 с.

9. [https://www.mathworks.com/products/new\\_products/release2023b.html](https://www.mathworks.com/products/new_products/release2023b.html)

10. [https://www.mathworks.com/products/new\\_products/release2024a.html](https://www.mathworks.com/products/new_products/release2024a.html)

11. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Миронов Ю.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Мобильная связь на пороге 6G. / Под ред. доктора технических наук, профессора В.Б. Крейнделина. М.: Горячая линия – Телеком, 2024. 248 с.

12. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on radiated metrics and test methodology for the verification of multi-antenna reception performance of NR User Equipment (UE); (Release 16) 3GPP TR 38.827 V16.8.0 (2022-

09). [https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38\\_series/38.827/](https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.827/)

13. Kyösti Pekka, Meinilä Juha, Henttilä Lassi, Zhao Xiongwen, Jämsä Tommi, Schneider Christian, Narandzic Milan, Milojević Marko, Hong Aihua, Ylitalo Juha, Holappa Veli-Matti, Alatossava Mikko, Bultitude R.J.C., Jong Yvo, Rautiainen Terhi. 2008. WINNER II channel models. IST-4-027756 WINNER II D1.1.2 V1.2.

14. Mosa Ali Abu-Rgheff. Massive Array Configurations and 3D Channel Modelling // 5G Physical Layer Technologies, IEEE, 2019, pp. 387-442, doi: 10.1002/9781119525547.ch9.

15. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Схемы NOMA с обработкой на уровне символов. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16, № 5. С. 4-14. DOI 10.36724/2072-8735-2022-16-5-4-14. EDN NVXWQX.

16. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Схемы модуляции для систем сотовой связи 5G/IMT-2020 // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16, № 3. С. 11-17. DOI 10.36724/2072-8735-2022-16-3-11-17. EDN MXYOEW.

17. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Технология NOMA с кодовым разделением в 3GPP: 5G или 6G? // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16, № 1. С. 4-14.

18. Патент № 2810264 С1 Российская Федерация, МПК H04B 7/00, H04B 7/04. Способ передачи и приема сигналов в многопользовательской системе радиосвязи с множеством передающих и множеством приемных антенн : № 2022132766 : заявл. 13.12.2022 : опубл. 25.12.2023 / Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э.; заявитель Российская Федерация, от имени которой выступает Министерство цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации. EDN OAMYAM.

## SPATIAL CHANNEL MODEL WITH CLUSTERED DELAY LINE (CDL) FOR ADVANCED MIMO SYSTEMS

**Mikhail G. Bakulin**, MTUCI, Moscow, Russia, [m.g.bakulin@gmail.com](mailto:m.g.bakulin@gmail.com)

**Taufik Ben Rejeb**, MTUCI, Moscow, Russia, [benrejebt@yandex.ru](mailto:benrejebt@yandex.ru)

**Vitaly B. Kreyndelin**, MTUCI, Moscow, Russia, [vitkrend@gmail.com](mailto:vitkrend@gmail.com)

**Denis Yu. Pankratov**, MTUCI, Moscow, Russia, [dpankr@mail.ru](mailto:dpankr@mail.ru)

**Aleksei E. Smirnov**, MTUCI, Moscow, Russia, [smirnov.al.ed@gmail.com](mailto:smirnov.al.ed@gmail.com)

### Abstract

Understanding the behavior of wireless channels is critical to the design of efficient and reliable communication systems. Research by communication system designers has identified the need for reduced complexity channel models that can be used for rapid modeling to make channel-level comparisons between alternative systems (e.g., modulation and coding choices). Such models can be referred to as reduced complexity models. They have the character of the well-known class of channel models with delay line fading. The Clustered Delay Line (CDL) channel model uses a statistical approach that accurately characterizes the time-varying and frequency-selective nature of the wireless communication channel, especially in environments with clustered multipath components. The CDL model turns out to be a valuable tool for the design of modern wireless communication systems, since it allows, through statistical modeling, to obtain characteristics close enough to real conditions. In this paper the study of radio channel model with clustered delay line is carried out. The description of the channel model and parameters of the radio channel model is given. The description of Matlab 5G Toolbox package is given, using which it is possible to carry out modeling of communication system with MIMO channel taking into account directional properties of antenna system and propagation conditions in CDL channel model. The paper also presents the results of modeling the MIMO communication system with different variants of the CDL model, as well as a comparative analysis of these results with similar characteristics of the MIMO system operating with a traditional channel model with spatially uncorrelated fading.

**Keywords:** clustered delay line, channel model, MIMO, multipath propagation, antenna arrays, precoding

## References

- [1] Neha Kumari, Reemakshi Rajputand Shalini Sharma, "CDL Channel Model: Revolutionizing Wireless Communication," Aug. 2023, doi: 10.5281/zenodo.8216719.
- [2] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 14). 3GPP TR 38.901 V14.3.0, 2017.
- [3] F. Khan, "LTE for 4G Mobile Broadband", Cambridge University Press. 2009. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511810336>
- [4] Stefania Sesia, Toufik Issam, and Matthew Baker, "LTE – The UMTS Long Term Evolution", Wiley. 2011. <https://doi.org/10.1002/9780470978504>
- [5] M. Rupp, S. Schwarz, and M. Taranetz, "The Vienna LTE-Advanced Simulators", Springer Singapore. 2016. <https://doi.org/10.1007/978-981-10-0617-3>
- [6] H. Harkat, P. Monteiro, A. Gameiro, F., Guiomar, and H. Farhana Thariq Ahmed, "A Survey on MIMO-OFDM Systems: Review of Recent Trends", *Signals*, 2022, no. 3(2), pp. 359-395. <https://doi.org/10.3390/signals3020023>
- [7] D.I. Voskresensky, V.L. Gostyukhin, V.M. Maksimov, L.I. Ponomarev, "Antennas and microwave devices", Edited by D.I. Voskresensky. 3rd edition. Moscow: Radiotekhnika, 2008.
- [8] V.P. Kubanov, "Directional properties of antenna arrays", Samara: PGUTI, 2015.
- [9] R2023b Release Highlights – MATLAB and Simulink [https://www.mathworks.com/products/new\\_products/release2023b.html](https://www.mathworks.com/products/new_products/release2023b.html)
- [10] R2024a Release Highlights – MATLAB and Simulink [https://www.mathworks.com/products/new\\_products/release2024a.html](https://www.mathworks.com/products/new_products/release2024a.html)
- [11] M.G. Bakulin, T.B.K. Ben Rejeb, V.B. Kreindelin, Y.B. Mironov, D.Y. Pankratov, A.E. Smirnov, "Mobile communication on the way to 6G", Edited by Doctor of Technical Sciences, Professor V.B. Kreindelin. Moscow: Goryachaya Liniya – Telecom, 2024.
- [12] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on radiated metrics and test methodology for the verification of multi-antenna reception performance of NR User Equipment (UE); (Release 16) 3GPP TR 38.827 V16.8.0, 2022.
- [13] Pekka Kyosti, Juha Meinila, Lassi Hentila, Xiongwen Zhao, Tommi Jamsa, Christian Schneider, Milan Narandzic, Marko Milojevic, Aihua Hong, Juha Ylitalo, Veli-Matti Holappa, Mikko Alatossava, R.J.C. Bultitude, Yvo Jong, Terhi Rautiainen. 2008. WINNER II channel models. IST-4-027756 WINNER II D1.1.2 V1.2.
- [14] Massive Array Configurations and 3D Channel Modelling. (2019). In 5G Physical Layer Technologies (pp. 387-442). Wiley. <https://doi.org/10.1002/9781119525547.ch9>
- [15] M.G. Bakulin, T.B.K. Ben Rejeb, V.B. Kreindelin, V.B., D.Y. Pankratov, A.E. Smirnov, "NOMA schemes with symbol level processing", *T-Comm*, 2022, no. 16(5), pp. 4-14. <https://doi.org/10.36724/2072-8735-2022-16-5-4-14>
- [16] M.G. Bakulin, T.B.K. Ben Rejeb, V.B. Kreindelin, Y.B. Mironov, D.Y. Pankratov, A.E. Smirnov, "Modulation for cellular 5G/IMT-2020 and 6G networks", *T-Comm*, 2022, no. 16(3), pp. 11-17. <https://doi.org/10.36724/2072-8735-2022-16-3-11-17>
- [17] M.G. Bakulin, T.B.K. Ben Rejeb, V.B. Kreindelin, V.B., D.Y. Pankratov, A.E. Smirnov, "Code domain NOMA in 3gpp specifications: 5G or 6G?", *T-Comm*. 2022. Vol. 16, no. 1, pp. 4-14. DOI 10.36724/2072-8735-2022-16-1-4-14.
- [18] M.G. Bakulin, T.B.K. Ben Rejeb, V.B. Kreindelin, V.B., D.Y. Pankratov, A.E. Smirnov, Method of transmitting and receiving signals in a multi-user radio communication system with a plurality of transmitting antennas and a plurality of receiving antennas. Patent № 2022132766, Russian Federation. December, 2023.

## Information about authors:

**Mikhail G. Bakulin**, Ph.D, associate professor, MTUCI, Moscow, Russia

**Taoufik Ben Rejeb**, Ph.D, dean of Wireless systems faculty, associate professor, MTUCI, Moscow, Russia

**Vitaly B. Kreindelin**, professor of MTUCI, head of Systems and circuits department, MTUCI, Moscow, Russia

**Denis Yu. Pankratov**, Ph.D, associate professor, MTUCI, Moscow, Russia

**Aleksei E. Smirnov**, Ph.D, associate professor, MTUCI, Moscow, Russia