

МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕРХПЛОТНЫХ СЕТЕЙ РАДИОДОСТУПА 5G С ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕМ

DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-5-4-21

Manuscript received 24 March 2021;

Accepted 12 April 2021

Фокин Григорий Алексеевич,
СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
г. Санкт-Петербург, Россия, grihafokin@gmail.com

Ключевые слова: диаграммообразование на основе позиционирования, сверхплотная сеть радиодоступа, устройства, пуассоновское распределение, устройство, 5G, диаграмма направленности антенны, коэффициент усиления

В настоящей работе исследуется связность и вероятность успешного радиоприема в пуассоновской модели сверхплотной сети радиодоступа 5G, образованной устройствами с возможностью диаграммообразования на основе позиционирования. Отличием предлагаемой модели от существующих прототипов является комплексный учет коэффициентов усиления устройств, а также влияния потерь распространения радиоволн, медленных и быстрых замираний в радиоканале на показатели функционирования сети радиодоступа. Исследование проводится для сеансов направленной и ненаправленной радиосвязи, а режим формирования луча основан на предварительном позиционировании соседних устройств. Математическое моделирование совокупности одновременно работающих радиолиний в пуассоновской модели сверхплотной сети радиодоступа 5G позволяет оценить выигрыш в показателях связности и вероятности успешного радиоприема при формировании луча на основе предварительного позиционирования устройств по сравнению со случаем ненаправленных антенн. Результаты математического моделирования сверхплотной сети радиодоступа с устройствами, оборудованными шестиэлементными круговыми антенными решетками, показали существенное повышение показателей связности и вероятности успешного радиоприема по сравнению со случаем ненаправленных антенн и подтвердили возможность пространственного уплотнения одновременных передач при территориальном разnose устройств на 20% от дальности радиопокрытия по критерию отношения сигнал/помеха при точности формирования луча 2°. Результатом исследования является установление зависимостей связности и вероятности успешного радиоприема для сверхплотной сети радиодоступа 5G, построенной на основе устройств, работающих в режиме адаптивного диаграммообразования, а также подтверждение возможностей пространственного уплотнения одновременно работающих приемопередающих устройств при их территориальном разnose на 20% от дальности радиопокрытия по критерию отношения сигнал/помеха. Полученные зависимости связности и вероятности успешного радиоприема позволяют научно обоснованно строить начальное приближение сверхплотных сетей радиодоступа 5G из устройств с возможностью диаграммообразования на основе позиционирования с учетом практических рекомендаций для их территориального разnose при сверхплотном распределении.

Информация об авторе:

Фокин Григорий Алексеевич, к.т.н., доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия

Для цитирования:

Фокин Г.А. Моделирование сверхплотных сетей радиодоступа 5G с диаграммообразованием // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №5. С. 4-21.

For citation:

Fokin G.A. (2021) Simulation of ultra dense 5G radio access networks with beamforming. *T-Comm*, vol. 15, no.5, pp. 4-21. (in Russian)

1. Введение

Диаграммообразование (ДО) является актуальным направлением исследований для повышения показателей функционирования сетей радиодоступа (СРД) 5G [1-3]. Радиостанциями СРД могут выступать как базовые станции и пользовательские устройства, так и различные автономные сенсоры стационарного и подвижного базирования [4-6]. Возможности ДО обусловлены уплотнением сети радиодоступа и переходом многоантенных систем в диапазон миллиметровых волн ММВ [7]. Специфика функционирования устройств в условиях стремительного повышения плотности одновременно работающих источников радиоизлучения (ИРИ) предъявляет новые требования к процедурам установления и ведения связи. Адаптивное формирование лучей ДНА позволяет устройствам компенсировать издержки их сверхплотного распределения за счет формирования максимумов диаграммы направленности антенны (ДНА) в направлении передачи/приема полезного сигнала SOI (Signal-Of-Interest) и минимума ДНА в направлении внутрисистемных помех SNOI (Signal-Of-No-Interest) для других ИРИ [8, 9]. Компенсация помех одновременно работающих устройств средствами ДО возможна за счет их предварительного позиционирования [10].

Использование диаграммообразования на основе позиционирования LAB (Location-Aware Beamforming) обосновано тем, что оценки точности определения местоположения, сопоставимые с территориальным разномом сенсоров, позволяют говорить о возможности надежного различения соседних устройств при формировании ДНА [10].

Использование ДО на основе позиционирования в сверхплотной СРД 5G позволяет повысить пространственное уплотнение одновременных передач SDMA (Space Division Multiple Access) за счет установления и ведения связи с использованием узконаправленных лучей ДНА с коэффициентами усиления (КУ), существенно превышающими КУ в режиме ненаправленной радиосвязи.

Для математического анализа сверхплотных СРД широкое распространение получили два подхода [11, 12]: первый предполагает случайное распределение устройств на плоскости по точечному процессу Пуассона PPP (Poisson Point Process) и широко используется при исследовании самоорганизующихся сетей; второй подход моделирует территориальное распределение устройств гексагональной решеткой на плоскости, и широко используется при исследовании сотовых сетей радиосвязи. Анализ пуассоновской и гексагональной моделей сверхплотной СРД обычно проводится для установления зависимости отношения сигнал/(шум+помехи) SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) от параметров сети и территориального распределения устройств, использующих антенные решетки (АР) с возможностью адаптивного формирования максимумов ДНА в направлении передачи/приема полезного сигнала, а также оценки требуемого территориального разномом соседних устройств.

Наибольшее распространение для оценки связности получило допущение о пуассоновском распределении устройств на плоскости [13, 14]. Задачей настоящего исследования является комплексный учет КУ устройств, а также влияния потерь распространения радиоволн (РРВ), медленных и быстрых замираний на показатели функционирования

пуассоновской модели сверхплотной СРД 5G, образованной устройствами с диаграммообразованием. Настоящая работа развивает исследования [15-17] для модели круговой антенной решетки [18,19].

Материал организован далее следующим образом. В разделе 2 формализована математическая модель *круговой антенной решетки*. В разделе 3 представлены модели режимов диаграммообразования. В разделе 4 представлены модели радиоканала СРД, в разделе 5 – модели оценки связности, а в разделе 6 – модели оценки вероятности успешного радиоприема. Раздел 7 содержит выводы.

2. Модели круговой антенной решетки

Способность антенны концентрировать излучаемую энергию сигнала в пространстве или, наиболее эффективно принимать энергию, приходящую из некоторой части пространства, характеризуется коэффициентом направленного действия (КНД) $g(\theta, \phi)$ по углу места θ и азимуту ϕ . В случае передающей антенны $g_{TX}(\theta, \phi)$ указывает, во сколько раз мощность, излучаемая антенной в направлении (θ, ϕ) , превышает мощность, излучаемую ненаправленной антенной, при равенстве подводимых к антенне мощностей. В случае приемной антенны $g_{RX}(\theta, \phi)$ указывает, во сколько раз мощность сигнала, принимаемого из направления (θ, ϕ) , превышает мощность сигнала, принимаемого ненаправленной антенной. КНД определяется пространственным распределением напряженности электрического поля $E(\theta, \phi)$:

$$g(\theta, \phi) = \frac{|E(\theta, \phi)|^2}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi}. \quad (1)$$

Допустим, центр окружности, на которой располагаются элементы круговой АР, совпадает с центром сферической СК (рис. 1).

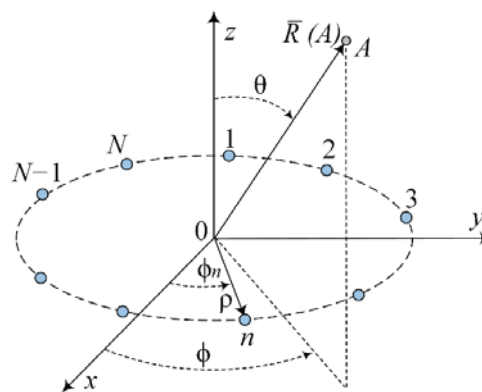


Рис. 1. Круговая антенная решетка из N элементов

Если $\vec{R}(A)$ – радиус-вектор точки наблюдения A , то его угловые координаты определяются углами θ и ϕ , где $\theta \in [0, \pi]$ – отсчитывается от оси Oz в вертикальной плоскости; $\phi \in [0, 2\pi]$ – отсчитывается от оси Ox в горизонтальной плоскости [8]. Пространственная напряженность электрического поля для АР с равномерным расположением N элементов на окружности радиусом ρ определяется [8]:

$$E(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N E_0 \exp[j\kappa_\lambda \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + j\psi_n], \quad (2)$$

где $E_0=1$ – значение величины $E(\theta, \phi)$ для ненаправленного излучателя; $\kappa=2\pi/\lambda$ – волновое число; ϕ_n – угловое расположение n -го элемента на окружности в азимутальной плоскости; ψ_n – фазовый сдвиг n -го элемента АР, определяемый как

$$\psi_n = -\kappa_\lambda \rho \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n), \quad (3)$$

где (θ_0, ϕ_0) – направление максимума ДН круговой АР. Для радиостанций СРД на плоскости рассмотрим КНД $g(\phi_0, \phi)$ в азимутальной плоскости. Зная число элементов N и радиус окружности ρ , на которой они расположены, $g(\phi_0, \phi)$ можно рассчитать при $\theta=\theta_0=90^\circ$, подставив в (1) выражения (2) и (3). Рисунки 2 и 3 иллюстрируют зависимость $g(\phi_0, \phi)$ при $N=6, \rho=\lambda/2$ и $N=12, \rho=\lambda$.

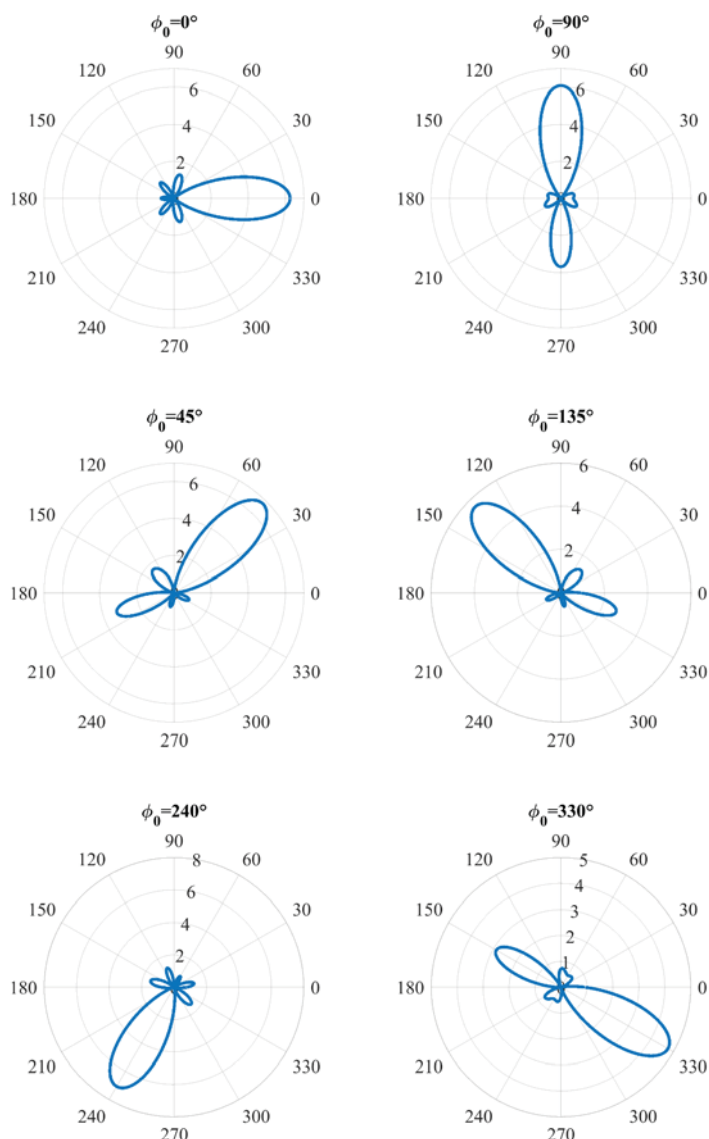


Рис. 2. КНД $g(\phi_0, \phi)$ при $N=6, \rho=\lambda/2$

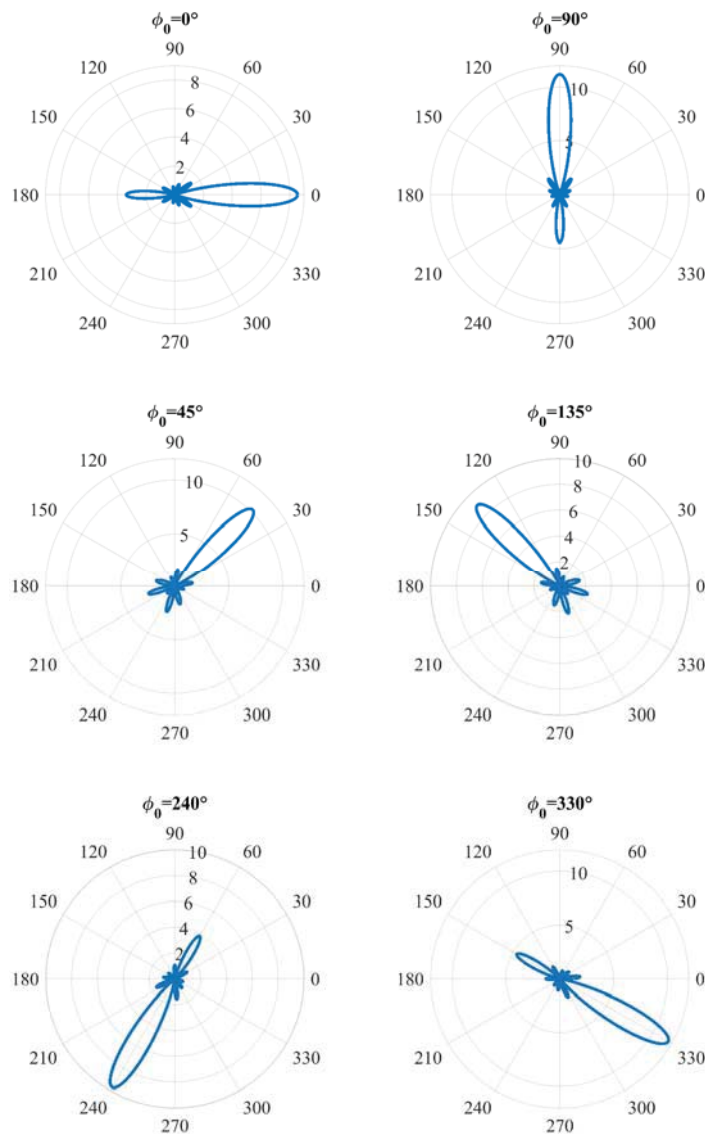


Рис. 3. КНД $g(\phi_0, \phi)$ при $N=12, \rho=\lambda$

Анализ графиков КНД позволяет сделать следующие выводы: а) АР с круговым расположением элементов обеспечивает одинаковую ширину ДН $\phi_{0,5}$ по всем направлениям в азимутальной плоскости; б) с увеличением числа излучающих элементов КНД $g(\phi_0, \phi)$ в направлении максимума ДН ϕ_0 увеличивается, а ширина ДН $\phi_{0,5}$ на уровне половинной мощности уменьшается. КНД $g(\phi_0, \phi)$ не учитывает потерь в проводниках и потерь за счет рассогласования питающих линий с нагрузкой. Для их учета вводят коэффициент усиления (КУ) антенны $G(\phi_0, \phi)$, равный произведению $g(\phi_0, \phi)$ на коэффициент полезного действия антенны $KПД_A$, где $KПД_A < 1$. При оценке КУ в СРД потерями, учитываемыми $KПД_A$, можно пренебречь, поэтому далее будем считать, что $G(\phi_0, \phi) = g(\phi_0, \phi)$. КУ максимален при (ϕ_0, ϕ) .

В результате рассеивателей сигналы, пришедшие под углом $\phi' \neq \phi$, будут усилены или ослаблены в $G(\phi_0, \phi')$ раз. Для учета зависимости КУ от углов прихода ϕ' вводится понятие разброса углов прихода $\Delta\phi = |\phi' - \phi|$ [16]. Разброс $\Delta\phi$ должен учитываться в КУ приемной антенны, поскольку прием ограничен сектором – шириной ДН $\phi_{0,5}$. Сигналы, пришедшие под углом ϕ' , и не попавшие в сектор $\phi_{0,5}$, не будут приняты, т.е. хотя более узкая ДН и обеспечивает более высокий КУ, на такую антенну попадает лишь некоторая часть приходящего сигнала.

Статистическую зависимость КУ $G(\phi_0, \phi)$ от углов прихода ϕ' можно выразить через разброс углов прихода $f(\Delta\phi)$ [16, 17]:

$$G(\phi_0, \phi) = \int_0^{2\pi} g(\phi_0, \phi') f(\phi' - \phi) d\phi'. \quad (4)$$

Разброс $\Delta\phi$ описывается усеченным распределением Лапласа:

$$f(\Delta\phi) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\phi} e^{-\frac{\sqrt{2}|\Delta\phi|}{\sigma_\phi}}; |\Delta\phi| < \pi/2; \quad (5)$$

где σ_ϕ – среднеквадратическое расширение угла прихода (рис. 4). Физический смысл $f(\Delta\phi)$ ($\Delta\phi = |\phi' - \phi|$) заключается в том, что разброс углов прихода $\Delta\phi = |\phi' - \phi|$ является СВ и характеризуется СКО угла прихода σ_ϕ , которое определяет профиль мощности по углу прихода и характеризует возможность направленного приема. Большие значения σ_ϕ являются следствием МРРВ, в результате чего прием сигнала по углам прихода можно рассматривать как ненаправленный. При однолучевом РРВ в условиях LOS σ_ϕ можно пренебречь, а прием сигнала рассматривать как направленный.

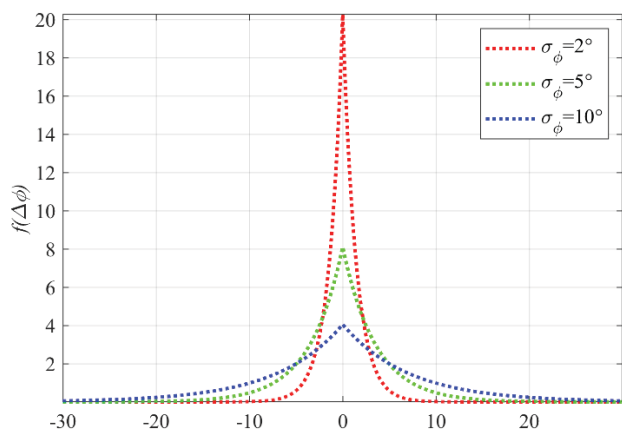
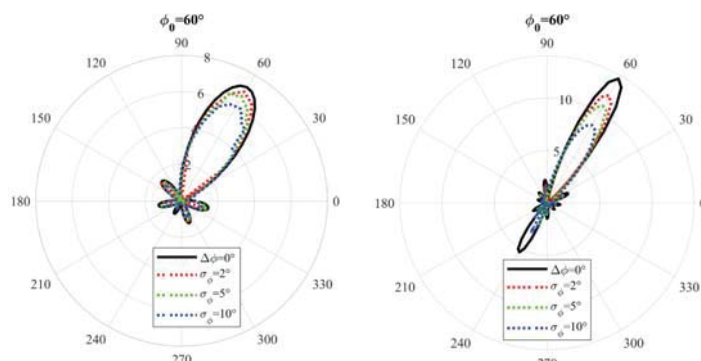


Рис. 4. Распределение разброса углов прихода

Рис. 5 иллюстрирует зависимости $G(\phi_0, \phi)$ (4) с учетом (5). Анализ графиков позволяет сделать вывод о том, что с увеличением σ_ϕ КУ в направлении максимума ДН ϕ_0 уменьшается, что является следствием действия рассеивателей при МРРВ, в результате которого возможности направленного приема при уменьшении ширины ДН по половинной мощности $\phi_{0,5}$ уменьшаются. Типовые значения СКО угла прихода, учитывающие МРРВ, находятся в пределах $2^\circ - 10^\circ$. Поправка (5) для КУ $G(\phi_0, \phi)$ справедливы не только для приемной, но и для передающей антенны, так как ДО при

передаче осуществляется по оценкам АОА и неточность АОА при работе на прием влечет за собой неточность ДО при передаче.



а) КУ $G(\phi_0, \phi)$ при $N=6, \rho=\lambda/2$ и различных σ_ϕ
 б) КУ $G(\phi_0, \phi)$ при $N=12, \rho=\lambda$ и различных σ_ϕ

Рис. 5. КУ $G(\phi_0, \phi)$ при различных σ_ϕ

3. Модели режимов диаграммообразования

Радиоприем определяется отношением сигнал/(шум+внутрисистемные помехи) SINR. Допустим, устройства СРД работают в общем радиоканале, осуществляют передачи без централизованного управления и характеризуются априорной неопределенностью территориального распределения, тогда SINR является сложно прогнозируемой величиной. Неопределенность территориального распределения состоит в том, что расположение устройства, передающего полезный сигнал SOI, и расположение других передающих устройств, которые относительно принимающего устройства в момент приема оказываются источниками внутрисистемных помех SNOI, заранее неизвестно. Если устройства СРД работают с направленными антеннами, то SINR будет определяться угловым расположением устройств.

Для оценки SINR в режиме ДО необходимо учесть не только потери РРВ и мощность передатчиков, но и КУ, поэтому далее выполняется моделирование режимов работы устройств с ДО с целью оценки КУ сигнала SOI и КУ внутрисистемных помех SNOI [16, 17]. При использовании в СРД АР, КУ полезного сигнала и сигналов внутрисистемных помех определяются режимами установления связи и будут различными при ведении связи. Установление связи в СРД с ДО заключается в предварительном обнаружении передающим устройством принимающего и наоборот. Процедура обнаружения включает определение направления прихода сигнала при работе на прием и формирование ДН при работе на передачу и прием.

Если процедура обнаружения предваряет сеанс ведения связи, такой режим работы назовем *диаграммообразованием с предварительным обнаружением ДВ (Beamforming with Discovery)*. Если ведение связи осуществляется без предварительного обнаружения, такой режим работы назовем *случайным диаграммообразованием РВ (Random Beamforming)*. Оценку КУ полезного сигнала SOI и сигналов внутрисистемных помех SNOI выполним для двух сеансов ведения связи: а) *направленной передачи и направленного приема DD*

(Directional Transmission – Directional Reception); б) направленной передачи и ненаправленного приема DO (Directional Transmission – Omni directional Reception) [17]. Полученные КУ будут далее использованы в моделях оценки связности и вероятности успешного радиоприема [16, 17].

Сеанс направленной передачи и направленного приема.

Режим случайного ДО. КУ сигнала $G_{0/RB}^{DD}$ для сеанса направленной передачи и направленного приема DD в режиме случайного ДО RB:

$$G_{0/RB}^{DD}(\phi_{0TX}, \phi_{0RX}, \phi_{RX_0}, \phi_{TX_0}) = G_{0TX/RB}(\phi_{0TX}, \phi_{RX_0})G_{0RX/RB}(\phi_{0RX}, \phi_{TX_0}), \quad (6)$$

где $G_{0TX/RB}(\phi_{0TX}, \phi_{RX_0})$ – КУ сигнала передающего устройства TX_0 в направлении ϕ_{RX_0} принимающего устройства RX_0 ; $G_{0RX/RB}(\phi_{0RX}, \phi_{TX_0})$ – КУ сигнала принимающего устройства RX_0 в направлении ϕ_{TX_0} передающего устройства TX_0 ; ϕ_{0TX} – направление максимума ДН антенны передающего устройства TX_0 ; ϕ_{0RX} – направление максимума ДН антенны принимающего устройства RX_0 ; ϕ_{RX_0} – угол, образованный отрезком, соединяющим устройства TX_0 и RX_0 , и полярной осью относительно передающего устройства TX_0 ; ϕ_{TX_0} – угол, образованный отрезком, соединяющим устройства TX_0 и RX_0 , и полярной осью относительно принимающего устройства RX_0 . В режиме случайного диаграммообразования (RB) значения ϕ_{0TX} и ϕ_{0RX} – случайные величины с плотностями вероятности:

$$f(\phi_{0TX}) = \frac{1}{2\pi}; 0 \leq \phi_{0TX} \leq 2\pi; \\ f(\phi_{0RX}) = \frac{1}{2\pi}; 0 \leq \phi_{0RX} \leq 2\pi. \quad (7)$$

Так как расположение принимающего устройства RX_0 относительно передающего устройства TX_0 заранее неизвестно, значение ϕ_{RX_0} является случайно величиной (СВ) с функцией плотности вероятности (ФПВ):

$$f(\phi_{RX_0}) = \frac{1}{2\pi}; 0 \leq \phi_{RX_0} \leq 2\pi. \quad (8)$$

Рисунок 6 иллюстрирует пример RX_0 и TX_0 при случайном ДО.

Так как $\phi_{TX_0} = \pi + \phi_{RX_0}$, МО КУ сигнала $G_{0/RB}^{DD}$ из усреднения (6):

$$EG_{0RB}^{DD} = \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} G_{0TX}(\phi_{0TX}, \phi_{RX_0}) G_{0RX}(\phi_{0RX}, \pi + \phi_{RX_0}) d\phi_{0TX} d\phi_{0RX} d\phi_{RX_0}. \quad (9)$$

С учетом (7) и (8) выражение (9) можно преобразовать к виду

$$E[G_{0/RB}^{DD}] = \frac{1}{(2\pi)^3} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} G_{0TX}(\phi_{0TX}, \phi_{RX_0}) G_{0RX}(\phi_{0RX}, \pi + \phi_{RX_0}) d\phi_{0TX} d\phi_{0RX} d\phi_{RX_0}. \quad (10)$$

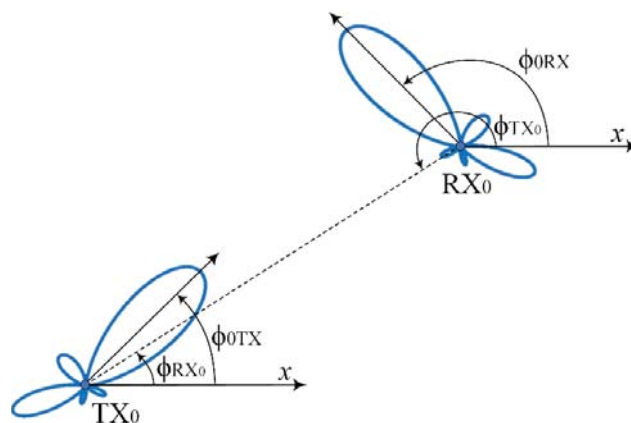


Рис. 6. Расположения RX_0 и TX_0 в режиме случайного ДО

КУ помех $G_{I/RB}^{DD}$ для сеанса направленной передачи и направленного приема DD в режиме случайного ДО RB в общем виде равен:

$$G_{I/RB}^{DD}(\phi_{iTX}, \phi_{0RX}, \phi_{RX_i}, \phi_{TX_i}) = G_{iTX/RB}(\phi_{iTX}, \phi_{RX_i}) G_{iRX/RB}(\phi_{0RX}, \phi_{TX_i}), \quad (11)$$

где $G_{iTX/RB}(\phi_{iTX}, \phi_{RX_i})$ – КУ помех передающего устройства TX_i в направлении ϕ_{RX_i} принимающего устройства RX_0 ; $G_{iRX/RB}(\phi_{0RX}, \phi_{TX_i})$ – КУ помех принимающего устройства RX_0 в направлении ϕ_{TX_i} передающего устройства TX_i ; ϕ_{iTX} – направление максимума ДНА передающего устройства TX_i ; ϕ_{0RX} – направление максимума ДНА принимающего устройства RX_0 ; ϕ_{RX_i} – угол, образованный отрезком, соединяющим устройства TX_i и RX_0 , и полярной осью относительно передающего устройства TX_i ; ϕ_{TX_i} – угол, образованный отрезком, соединяющим устройства TX_i и RX_0 , и полярной осью относительно принимающего устройства RX_0 . Рисунок 7 иллюстрирует пример расположения устройства RX_0 и двух устройств TX_i в режиме случайного ДО.

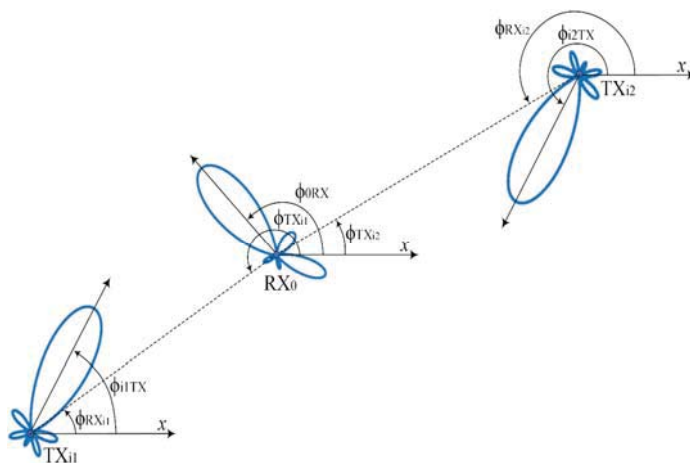


Рис. 7. Расположение RX_0 и двух TX_i в режиме случайного ДО

Так как устройств TX_i может быть несколько, то углы ϕ_{RX_i} и ϕ_{TX_i} являются независимыми СВ с ФПВ:

$$f(\phi_{RX_i}) = \frac{1}{2\pi}; 0 \leq \phi_{RX_i} \leq 2\pi; f(\phi_{TX_i}) = \frac{1}{2\pi}; 0 \leq \phi_{TX_i} \leq 2\pi. \quad (12)$$

Значения ϕ_{iTX} в режиме случайного диаграммообразования также являются случайными величинами с плотностью вероятности:

$$f(\phi_{iTX}) = \frac{1}{2\pi}; 0 \leq \phi_{iTX} \leq 2\pi. \quad (13)$$

МО КУ помех $G_{i/RB}^{DD}$, с учетом (7), (12), (13) можно определить как:

$$E[G_{i/RB}^{DD}] = \frac{1}{(2\pi)^4} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} G_{iTX}(\phi_{iTX}, \phi_{RX_i}) G_{iRX}(\phi_{ORX}, \phi_{TX_i}) d\phi_{iTX} d\phi_{ORX} d\phi_{RX_i} d\phi_{TX_i} \quad (14)$$

Режим диаграммообразования с предварительным обнаружением. КУ сигнала $G_{0/DB}^{DD}$ для сеанса направленной передачи и направленного приема DD в режиме диаграммообразования с предварительным обнаружением DB в общем виде:

$$G_{0/DB}^{DD}(\phi_{OTX}, \phi_{ORX}, \phi_{RX_0}, \phi_{TX_0}) = G_{OTX/DB}(\phi_{OTX}, \phi_{RX_0}) G_{ORX/DB}(\phi_{ORX}, \phi_{TX_0}). \quad (15)$$

Рисунок 8 иллюстрирует пример расположения устройств RX_0 и TX_0 и друг относительно друга в режиме ДО с предварительным обнаружением.

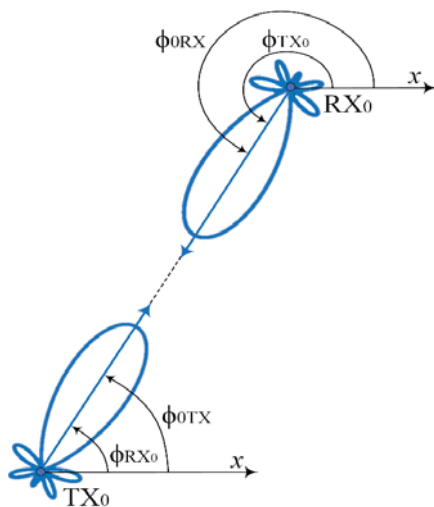


Рис. 8. Расположение RX_0 и TX_0 в режиме ДО с обнаружением

В режиме ДО DB прием и передача ведутся в направлении максимума ДН, поэтому ϕ_{RX_0} и ϕ_{TX_0} принимаются равными направлениям ϕ_{OTX} и ϕ_{ORX} :

$$\phi_{RX_0} = \phi_{OTX}; \phi_{TX_0} = \phi_{ORX}. \quad (16)$$

Из $\phi_{TX_0} = \pi + \phi_{RX_0}$ МО КУ $G_{0/DB}^{DD}$ с учетом (8), (16) усредняя (15):

$$E[G_{0/DB}^{DD}] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} G_{OTX}(\phi_{OTX}, \phi_{OTX}) G_{ORX}(\pi + \phi_{OTX}, \pi + \phi_{OTX}) d\phi_{OTX}. \quad (17)$$

КУ помех. Так как TX_i ведут передачу независимо от $TX_0 - RX_0$, то МО КУ помех для сеанса DD в режиме ДО с DB определяется, как и в режиме RB, по (14).

Сеанс направленной передачи и ненаправленного приема. Режим случайного ДО. КУ сигнала $G_{0/RB}^{DO}$ для сеанса направленной передачи и ненаправленного приема DO в режиме случайного ДО RB в общем виде:

$$G_{0/RB}^{DO}(\phi_{OTX}, \phi_{RX_0}) = G_{OTX/RB}(\phi_{OTX}, \phi_{RX_0}). \quad (18)$$

МО КУ сигнала $G_{0/RB}^{DO}$, с учетом (7) и (8) определим усреднением (18):

$$E[G_{0/RB}^{DO}] = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} G_{OTX}(\phi_{OTX}, \phi_{RX_0}) d\phi_{OTX} d\phi_{RX_0}. \quad (19)$$

КУ помех $G_{i/RB}^{DO}$ для сеанса DO в режиме случайного ДО RB в общем виде:

$$G_{i/RB}^{DO}(\phi_{iTX}, \phi_{RX_i}) = G_{iTX/RB}(\phi_{iTX}, \phi_{RX_i}). \quad (20)$$

Математическое ожидание коэффициента усиления внутрисистемных помех $G_{i/RB}^{DO}$, с учетом (12) и (13), можно определить усреднением (20):

$$E[G_{i/RB}^{DO}] = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} G_{iTX}(\phi_{iTX}, \phi_{RX_i}) d\phi_{iTX} d\phi_{RX_i}. \quad (21)$$

Режим ДО с предварительным обнаружением. КУ сигнала $G_{0/DB}^{DO}$ для сеанса DO в режиме ДО с предварительным обнаружением DB в общем виде:

$$G_{0/DB}^{DO}(\phi_{OTX}, \phi_{RX_0}) = G_{OTX/DB}(\phi_{OTX}, \phi_{RX_0}). \quad (22)$$

МО КУ сигнала $G_{0/DB}^{DO}$, с учетом (7) и (16) из усреднения (22):

$$E[G_{0/DB}^{DO}] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} G_{OTX}(\phi_{OTX}, \phi_{OTX}) d\phi_{OTX}. \quad (23)$$

МО КУ внутрисистемных помех для сеанса DO в режиме ДО с предварительным обнаружением DB, определяется, как и в режиме случайного ДО, по (21).

Оценка КУ радиостанции с круговой AP в составе СРД. Вследствие неопределенности азимутального расположения устройств СРД друг относительно друга, вместо КУ, (16), (11), (15), (18) и (22) вычисляются их МО по (14), (17), (19), (21) и (23); и далее под КУ будем понимать их МО:

$$G_{0/DB}^{DD} = \frac{1}{(2\pi)} \int_0^{2\pi} G(\phi_0, \phi_0) G(\pi + \phi_0, \pi + \phi_0) d\phi_0. \quad (24)$$

$$G_{0/RB}^{DD} = \frac{1}{(2\pi)^3} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} G(\phi_{01}, \phi) G(\phi_{02}, \pi + \phi) d\phi_{01} d\phi_{02} d\phi. \quad (25)$$

$$G_{i/RB}^{DD} = \frac{1}{(2\pi)^4} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} G(\phi_{01}, \phi_1) G(\phi_{02}, \phi_2) d\phi_{01} d\phi_{02} d\phi_1 d\phi_2. \quad (26)$$

$$G_{0/DB}^{DO} = \frac{1}{(2\pi)} \int_0^{2\pi} G(\phi_0, \phi_0) d\phi_0. \quad (27)$$

$$G_{0/RB}^{DO} = G_{i/RB}^{DO} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} G(\phi_0, \phi) d\phi_0 d\phi. \quad (28)$$

КУ $G(\phi_0, \phi)$, входящие в подынтегральные выражения (24)-(28), определяются (4). При кратности интегралов 3 и более для их вычисления используют метод Монте-Карло, в соответствии с которым интеграл от $f(x, y, z, \dots)$ [16, 17]

$$\int_{a_x}^{b_x} \int_{a_y}^{b_y} \int_{a_z}^{b_z} \dots f(x, y, z, \dots) dx dy dz \dots = (b_x - a_x)(b_y - a_y)(b_z - a_z) \dots \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M f(x_m, y_m, z_m, \dots), \quad (29)$$

где M – число случайно выбранных значений x_m, y_m, z_m, \dots на интервалах $[a_x, b_x], [a_y, b_y], [a_z, b_z], \dots$ соответственно. Из (29), интегралы (24)-(28) вычисляются:

$$G_{0/DB}^{DD} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M G(\phi_{0m}, \phi_{0m}) G(\pi + \phi_{0m}, \pi + \phi_{0m}); \quad (30)$$

$$\phi_{0m} = 2\pi \cdot \text{rand}(1).$$

$$G_{0/RB}^{DD} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M G(\phi_{01m}, \phi_m) G(\phi_{02m}, \pi + \phi_m); \quad (31)$$

$$\phi_{01m}, \phi_{02m}, \phi_m = 2\pi \cdot \text{rand}(1).$$

$$G_{I/RB}^{DD} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M G(\phi_{01m}, \phi_{1m}) G(\phi_{02m}, \phi_{2m}); \quad (32)$$

$$\phi_{01m}, \phi_{02m}, \phi_{1m}, \phi_{2m} = 2\pi \cdot \text{rand}(1).$$

$$G_{0/DB}^{DO} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M G(\phi_{0m}, \phi_{0m}); \quad \phi_{0m} = 2\pi \cdot \text{rand}(1). \quad (33)$$

$$G_{0/RB}^{DO} = G_{I/RB}^{DO} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M G(\phi_{0m}, \phi_m); \quad \phi_{0m}, \phi_m = 2\pi \cdot \text{rand}(1). \quad (34)$$

Множитель $\text{rand}(1)$, входящий в (30)-(34), представляет собой случайное число из интервала $[0, 1]$. Погрешность интегрирования по методу Монте-Карло зависит от числа случайно выбранных значений M , имеет порядок $1/\sqrt{M}$ и для $M=1000$ составляет не более 5%.

Таблицы 1 и 2 представляют рассчитанные по (30)-(34) КУ круговой АР для $N=6$ и $N=12$ и $\sigma_\phi = 2^\circ$.

Результаты оценки КУ (в разгах) позволяют сделать следующие выводы: а) в режиме случайного ДО (RB) КУ сигнала $G_{0/RB}$ как для сеанса DD, так и для сеанса DO чуть больше единицы и слабо отличается от режима ненаправленной радиосвязи; б) в режиме ДО с предварительным обнаружением (DB) при направленной передаче и ненаправленном приеме (DO) КУ сигнала $G_{0/DB}^{DO}$ соответствует КУ АР для заданного числа элементов; в) б) в режиме ДО с предварительным обнаружением (DB) при направленной передаче и направленном приеме (DD) КУ сигнала $G_{0/DB}^{DD}$ соответствует произведению КУ АР для заданного числа элементов на приеме и передаче; г) КУ помех G_I слабо зависит как от режима работы (DB или RB), так и от сеанса связи (DD или DO) и чуть больше единицы; д) для проанализированных АР с числом элементов $N=6$ и $N=12$ влияние разброса углов прихода на совокупные КУ сигнала и помех оказалось не столь существенным, что можно объяснить достаточно широкой ДНА по сравнению со значением $\sigma_\phi = 2^\circ$.

Таблица 1

КУ устройства СРД с круговой АР при $N=6, \rho=\lambda/2, \sigma_\phi=2^\circ$

$N=6, \rho=\lambda/2, \sigma_\phi=2^\circ$	Направленная передача и направленный прием DD	Направленная передача и ненаправленный прием DO
КУ сигнала в режиме ДО с обнаружением	$G_{0/DB}^{DD} \approx 37,1$	$G_{0/DB}^{DO} \approx 6,1$
КУ сигнала в режиме случайного ДО	$G_{0/RB}^{DD} \approx 1,9$	$G_{0/RB}^{DO} = G_I^{DO} \approx 1,4$
КУ внутрисистемных помех	$G_I^{DD} \approx 1,4$	

Таблица 2

КУ устройства СРД с круговой АР при $N=12, \rho=\lambda, \sigma_\phi=2^\circ$

$N=12, \rho=\lambda, \sigma_\phi=2^\circ$	Направленная передача и направленный прием DD	Направленная передача и ненаправленный прием DO
КУ сигнала в режиме ДО с обнаружением	$G_{0/DB}^{DD} \approx 141,1$	$G_{0/DB}^{DO} \approx 11,7$
КУ сигнала в режиме случайного ДО	$G_{0/RB}^{DD} \approx 1,3$	$G_{0/RB}^{DO} = G_I^{DO} \approx 1,5$
КУ внутрисистемных помех	$G_I^{DD} \approx 2,1$	

Далее используем КУ при оценке требуемого разноса устройств.

4. Модели радиоканала СРД

На основе предложенной модели устройств с адаптивно формируемой ДНА в составе СРД выполнена оценка КУ сигнала SOI и внутрисистемных помех SNOI; анализ КУ для сеанса направленной передачи и направленного приема DD и режима ДО с предварительным обнаружением DB позволяет сделать вывод о существенном увеличении возможностей радиоприема сигнала SOI по критерию SINR. Для реализации пространственного уплотнения одновременных передач за счет адаптивного ДО устройства сверхплотной СРД должны предварительно определять угловые расположения своих соседей: направление прихода сигнала при работе на прием и, затем, формировать ДНА при работе на передачу [16, 17].

Для оценки требуемого разноса устройств в модели сверхплотной сети необходимо сначала оценить связность СРД. Критериями связности являются дальность радиосвязи R и/или число соседей устройства (число устройств, находящихся в зоне радиопокрытия, определяемой R). Оценим связность при следующих допущениях: а) критерием связности будем считать требуемую дальность радиосвязи R , которая между устройствами СРД должна быть не менее R ; б) СРД однородна, т.е. требуемая дальность радиосвязи между устройствами R одинакова; в) при РРВ будем учитывать средние потери РРВ, медленные и быстрые замирания, которые характерны при подвижности устройств; д) в качестве антенны используется круговая АР; г) распределение устройств СРД будем считать пуассоновским.

Связность характеризуется отсутствием изолированных устройств в СРД. Связная СРД с вероятностью P_{CON} исключает наличие изолированных устройств. Изолированным считается такое устройство, которое с вероятностью P_{ISO} оказывается вне зоны радиопокрытия других устройств. Зона радиопокрытия определяется дальностью радиосвязи R . Для моделирования территориального распределения определим расстояние между соседними устройствами r_0 и плотность устройств $\lambda_s = k/S$, где k – число устройств на площади S . Допустим, что устройство TX_0 находится в центре полярной СК (рис. 9).

Полупрямая Ox называется полярной осью. Расположение RX_0 относительно TX_0 можно определить расстоянием r_0 и углом ϕ , образованным полярной осью и отрезком, соединяющим устройства.

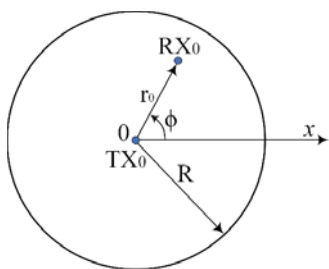


Рис. 9. Расположение RX_0 относительно устройства TX_0

Положительным направлением отсчета угла ϕ считается направление против часовой стрелки. Так как расположение RX_0 относительно TX_0 заранее неизвестно, то r_0 и ϕ являются СВ с ФПВ:

$$f(r_0) = \frac{2r_0}{R^2}; 0 \leq r_0 \leq R. \quad (35)$$

$$f(\phi) = \frac{1}{2\pi}; 0 \leq \phi \leq 2\pi. \quad (36)$$

В (35) R – требуемая для связности дальность радиосвязи. Территориальное распределение устройств моделируется распределением Пуассона, согласно которому вероятность нахождения k радиостанций на площади S выражается:

$$P(k \text{ на } S) = e^{-\lambda_S} \frac{(\lambda_S S)^k}{k!}, \quad (37)$$

где $\lambda_S = k/S$ – плотность устройств. Далее приведем оценку связности.

Математическая модель радиоканала. Мощность сигнала на входе приемника P_{RX} определяется средними потерями РРВ, медленными и быстрыми замираниями. Средние потери пропорциональны η -й степени расстояния r , выраженного в единицах эталонного расстояния d_0 . Средняя мощность \bar{P}_{RX} определяется как:

$$\bar{P}_{RX}(r) = P_{TX} P_{d0} (r/d_0)^{-\eta}, \quad (38)$$

где P_{TX} – мощность передатчика, P_{d0} – мощность принятого сигнала на расстоянии d_0 ; при РРВ в свободном пространстве, когда $d_0=1$, P_{d0} аппроксимируется как

$$K = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2, \quad (39)$$

где $\lambda=c/f$ – длина волны, где $c=3 \cdot 10^8$ м/с, f – рабочая частота в Гц, тогда \bar{P}_{RX} :

$$\bar{P}_{RX}(r) = K P_{TX} P_{d0} r^{-\eta}. \quad (40)$$

Медленные замирания проявляются при перемещении и различных препятствиях между передающим и принимающим устройствами и приводят к отклонению мощности принятого сигнала от значения \bar{P}_{RX} ; в результате мощность принятого сигнала оказывается СВ β с логарифмически нормальным законом:

$$f_{P_{RX}(r)}(\beta) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma_{dB}^2}} \exp\left[-\frac{(10\lg\beta - 10\lg\bar{P}_{RX}(r))^2}{2\sigma_{dB}^2}\right], \quad (41)$$

где $\xi=10/\ln 10$; $\sigma_{dB}=6-10$ дБ – СКО СВ β ; σ_{dB} является мерой отклонения мощности принятого сигнала от $\bar{P}_{RX}(r)$. Выполнив в (41) замену $\beta_{dB}=10\lg\beta$, и принимая $\partial \lg\beta / \partial \beta = 1/(\beta \ln 10)$, получим из (41) нормальный закон распределения СВ β_{dB}

$$f_{P_{RX}(r)}(\beta_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{dB}^2}} \exp\left[-\frac{(\beta_{dB} - \bar{P}_{RX}(r))^2}{2\sigma_{dB}^2}\right], \quad (42)$$

где $E[\beta_{dB}] = \bar{P}_{RX}(r)$ – МО СВ β_{dB} ; $D[\beta_{dB}] = \sigma_{dB}^2$ – дисперсия СВ β_{dB} ; средняя мощность сигнала на входе приемника в дБ $\bar{P}_{RX}(r) = 10\lg\bar{P}_{RX}(r)$. Мощность принятого сигнала с учетом средних потерь и медленных замираний $P_{RX}(r, \beta_{dB})$ равна

$$P_{RX}(r, \beta_{dB}) = \bar{P}_{RX}(r) \cdot 10^{\beta_{dB}/10}, \quad (43)$$

где, согласно выражению (42)

$$f(\beta_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{dB}^2}} \exp\left[-\frac{\beta_{dB}^2}{2\sigma_{dB}^2}\right]. \quad (44)$$

Выполнив замену переменных, представим выражение (43) в виде

$$\beta_{dB} = \xi\beta; \sigma_{dB} = \xi\sigma; \xi = 10/\ln 10 \Rightarrow P_{RX}(r, \beta) = \bar{P}_{RX}(r) \cdot e^\beta, \quad (45)$$

где медленные замирания характеризуются нормальным с нулевым средним законом распределения СВ β (при $\sigma_{dB}=6-10$ дБ, согласно (45), $\sigma=1,4-2,4$):

$$f(\beta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}}. \quad (46)$$

Быстрые замирания проявляются в результате МРРВ и движения устройств. В результате огибающая сигнала называется СВ ζ и описывается рэлеевской ФПВ

$$f(\zeta) = \frac{\zeta}{\chi^2} \exp\left[-\frac{\zeta^2}{2\chi^2}\right]. \quad (47)$$

где $\zeta^2/2$ – мгновенное значение мощности принятого сигнала; χ^2 – средняя мощность принятого сигнала. Обозначим через α отношение мгновенной мощности принятого сигнала к средней мощности многолучевого сигнала:

$$\alpha = \frac{\zeta^2}{2\chi^2}. \quad (48)$$

Знаменатель в (48) есть среднее квадратическое значение СВ ζ , равное мощности принятого сигнала с учетом средних потерь РРВ и медленных замираний:

$$2\chi^2 = E[\zeta^2] = P_{RX}(r, \beta). \quad (49)$$

Из (48) следует, что α – СВ, распределенная по закону (47), следовательно

$$f(\zeta)d\zeta = f(\alpha)d\alpha. \quad (50)$$

Из (50), с учетом того, что $d\alpha=(\zeta/\chi^2)d\zeta$, следует, что быстрые замирания характеризуются экспоненциальным законом распределения СВ α :

$$f(\alpha) = \frac{f(\zeta)d\zeta}{d\alpha} = \frac{\zeta/\chi^2 \cdot \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\chi^2}\right)d\zeta}{\zeta/\chi^2 d\zeta} = \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\chi^2}\right) = e^{-\alpha}; 0 \leq \alpha \leq \infty. \quad (51)$$

Мощность принятого сигнала $P_{RX}(r, \beta, \alpha)$ с учетом быстрых замираний, согласно (48) и (49), определяется выражением:

$$P_{RX}(r, \beta, \alpha) = P_{RX}(r, \beta) \cdot \alpha. \quad (52)$$

Мощность принятого сигнала с учетом средних потерь PPB, медленных и быстрых замираний, согласно (40), (45) и (52) определяется как

$$P_{RX}(r, \beta, \alpha) = KP_{TX}r^{-\eta}e^{\beta}\alpha. \quad (53)$$

5. Модели оценки связности устройств СРД

Средняя дальность радиосвязи R определяется из $SNR > \gamma$, где SNR (Signal to Noise Ratio) – отношение сигнал/шум, а γ – пороговое значение, определяемое чувствительностью приемника. Для средних потерь

$$SNR(r_0) = \bar{P}_0(r_0)/P_{N_0}, \quad (54)$$

где $\bar{P}_0(r_0) = KP_{TX}r_0^{-\eta}$ – средняя мощность сигнала на входе приемника RX_0 ; P_{N_0} – мощность теплового шума. Зона радиопокрытия устройства определяется из средней дальности радиосвязи R как территория, на которой возможен радиоприем сигнала TX_0 при условии отсутствия помех на входе приемника RX_0 . Для оценки радиоприема сигнала в зоне радиопокрытия устройства СРД введем критерий вероятности успешного радиоприема $P_{SUC}(SNR)$ при отсутствии помех:

$$P_{SUC}(SNR) = P(SNR \geq \gamma). \quad (55)$$

Отношение SNR , с учетом средних потерь PPB, медленных и быстрых замираний, по аналогии с (54), определяется выражением

$$SNR(r_0, \beta_0, \alpha_0) = P_0(r_0, \beta_0, \alpha_0)/P_{N_0}, \quad (56)$$

где $P(r_0, \beta_0, \alpha_0)$ – мощность полезного сигнала TX_0 на входе приемника RX_0 с учетом средних потерь PPB, медленных и быстрых замираний, определяемая (53). Средняя дальность радиосвязи R определяется (54) и (55) как максимальное расстояние между TX_0 и RX_0 , на котором возможен радиоприем по критерию $SNR > \gamma$:

$$R = \left(\frac{KP_{TX}}{\gamma P_{N_0}} \right)^{1/\eta}. \quad (57)$$

Вероятность изоляции радиостанции. Пусть S_{COV} – площадь зоны радиопокрытия устройства. Тогда вероятность нахождения k_{COV} соседних устройств на S_{COV} можно, по аналогии с (37), выразить распределением Пуассона:

$$P(k_{COV} \text{ на } S_{COV}) = e^{-\lambda_S S_{COV}} \frac{(\lambda_S S_{COV})^{k_{COV}}}{k_{COV}!}, \quad (58)$$

где $\lambda_S = k/S = k_{COV}/S_{COV}$. Вероятность изоляции P_{ISO} определяется из (58) как вероятность отсутствия $k_{COV} = \lambda_S S_{COV}$ соседних устройств в зоне радиопокрытия:

$$P_{ISO} = P(k_{COV} = 0 \text{ на } S_{COV}) = e^{-k_{COV}} = e^{-\lambda_S S_{COV}}. \quad (59)$$

В случае средних потерь PPB зона радиопокрытия устройства представляет собой окружность площадью $S_{COV} = \pi R^2$, где R – средняя дальность радиосвязи, определяемая (57), а вероятность изоляции устройства вычисляется как:

$$P_{ISO} = e^{-\lambda_S \pi R^2}. \quad (60)$$

Из (60) следует, что при фиксированной плотности устройств λ_S с увеличением R вероятность изоляции уменьшается. При замираниях зона радиопокрытия отличается от окружности, а ее площадь $S_{COV}(R) = \pi R^2$ зависит от $R = R(\beta_0, \alpha_0)$, которая определяется условиями PPB.

Рисункок 10 иллюстрирует пример вариации зоны радиопокрытия для медленных замираний, характеризуемых σ : радиопокрытие может варьироваться так, что близлежащие связи ($A-C$) могут исчезнуть, а дальние ($A-D$) – появиться, поэтому P_{ISO} в случае средних потерь и замираний определяется

$$P_{ISO} = e^{-\lambda_S \pi E[R^2]}. \quad (61)$$

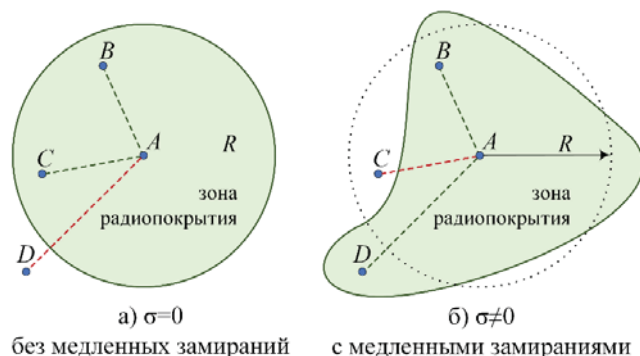


Рис. 10. Вариация зоны покрытия при медленных замираниях

МО квадрата средней дальности радиосвязи $E[R^2]$ равно произведению R^2 на вероятность успешного радиоприема $P_{SUC}(SNR)$:

$$E[R^2] = R^2 \cdot P_{SUC}(SNR). \quad (62)$$

Подставив в (61) правую часть (62), получим формулу для оценки P_{ISO} :

$$P_{ISO} = e^{-\lambda_S \pi R^2 \cdot P_{SUC}(SNR)}. \quad (63)$$

где $SNR = SNR(r_0, \beta_0, \alpha_0)$ (56); r_0 – расстояние между устройствами с ФПВ (35). Из (63) следует, что для P_{ISO} нужно оценить $P_{SUC}(SNR)$. Чтобы выявить влияние замираний на P_{ISO} , оценим $P_{SUC}(SNR)$ отдельно для медленных и быстрых замираний.

Вероятность успешного радиоприема при условии средних потерь распространения и медленных замираний определяется:

$$P_{SUC, \beta} [SNR(r_0, \beta_0)] = P \left[\frac{P_0(r_0, \beta_0)}{P_{N_0}} \geq \gamma \right]. \quad (64)$$

Согласно (46) и (53), мощность принятого сигнала с учетом средних потерь PPB и медленных замираний определяется по формуле

$$P_0(r_0, \beta_0) = KP_{TX}r_0^{-\eta}e^{\beta_0}. \quad (65)$$

С учетом (65) и (57), выражение (64) можно переписать в виде

$$P_{SUC, \beta} [SNR(r_0, \beta_0)] = P [KP_{TX}r_0^{-\eta}e^{\beta_0} \geq \gamma P_{N_0}] = P [r_0 \leq R(e^{\beta_0})^{1/\eta}]. \quad (66)$$

Оценка (66) для средних потерь и медленных замираний [17]:

$$P_{SUC\beta}[\text{SNR}] = e^{(\sqrt{2}\sigma/\eta)^2}. \quad (67)$$

В частном случае средних потерь PPB, когда $\sigma=0$, выражение (67) для средней дальности радиосвязи R с учетом (35) принимает значение 1:

$$P_{SUC}[\text{SNR}(r_0)] = P[r_0 < R] = \frac{1}{R^2} \int_0^R 2r_0 dr_0 = 1. \quad (68)$$

Вероятность успешного радиоприема не может быть больше единицы, поэтому (67) можно интерпретировать следующим образом: для достоверной вероятности успешного радиоприема требуемая дальность радиосвязи R в случае медленных замираний относительно случая средних потерь PPB оказывается меньше. Подставив (67) в (63), получим P_{ISO} для средних потерь и медленных замираний

$$P_{ISO\beta} = e^{-\lambda_S \pi R^2 \cdot e^{(\sqrt{2}\sigma/\eta)^2}}. \quad (69)$$

Из сравнения (61) и (69) следует, что медленные замиранья уменьшают P_{ISO} . Вероятность успешного радиоприема при условии средних потерь PPB, медленных и быстрых замираний определяется:

$$P_{SUC\alpha\beta}[\text{SNR}(r_0, \beta_0, \alpha_0)] = P\left[\frac{P_0(r_0, \beta_0, \alpha_0)}{P_{N_0}} \geq \gamma\right]. \quad (70)$$

Оценка (70) приводит к вероятности успешного радиоприема при условии средних потерь, медленных и быстрых замираний:

$$P_{SUC\alpha\beta}[\text{SNR}(r_0, \beta_0, \alpha_0)] = \frac{2}{\eta} \Gamma\left(\frac{2}{\eta}\right) e^{(\sqrt{2}\sigma/\eta)^2}, \quad (71)$$

где $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция. Подставив (71) в (63), получим вероятность изоляции устройства для средних потерь PPB, медленных и быстрых замираний

$$P_{ISO\alpha\beta} = e^{-\lambda_S \pi R^2 \cdot \frac{2}{\eta} \Gamma\left(\frac{2}{\eta}\right) e^{(\sqrt{2}\sigma/\eta)^2}}. \quad (72)$$

Из сравнения (69) и (72) следует, что $P_{ISO\beta}$ отличается от $P_{ISO\alpha\beta}$ степенным показателем $(2/\eta)\Gamma(2/\eta)$. Из свойств гамма-функции известно, что $\Gamma(1)=1$, поэтому, для $\eta=2$, значение $(2/\eta)\Gamma(2/\eta)=1$.

Рисунок 11 иллюстрирует зависимость $(2/\eta)\Gamma(2/\eta)$, из которой следует, что для параметра $\eta=[2..4]$, значение показателя $(2/\eta)\Gamma(2/\eta)<1$. Таким образом, можно сделать вывод о влиянии быстрых замираний на P_{ISO} : быстрые замиранья увеличивают P_{ISO} . Для оценки влияния медленных и быстрых замираний на P_{ISO} , а также для удобства последующего анализа, введем коэффициент влияния медленных и быстрых замираний на P_{ISO} :

$$\mu(\eta, \sigma) = \frac{2}{\eta} \Gamma\left(\frac{2}{\eta}\right) e^{(\sqrt{2}\sigma/\eta)^2}. \quad (73)$$

Рисунок 11 показывает, что $\mu(\eta, \sigma)>1$ в диапазоне $\eta=[2..4]$; СКО σ определяется из (45) как $\sigma=\sigma_{дв} \cdot \ln 10/10$. С точки зрения вариации зоны радиопокрытия, условие $\mu(\eta, \sigma)>1$ означает увеличение площади радиопокрытия $S_{COV}(R)$ в $\mu(\eta, \sigma)$ раз относительно площади окружности с радиусом R , или, что то же самое, увеличение дальности

радиосвязи в $\sqrt{\mu(\eta, \sigma)}$ раз относительно средней дальности R (57). Из (72) и (73) P_{ISO} является функцией дальности R и плотности λ_S :

$$P_{ISO}(R, \lambda_S) = e^{-\lambda_S \pi R^2 \cdot \mu(\eta, \sigma)}. \quad (74)$$

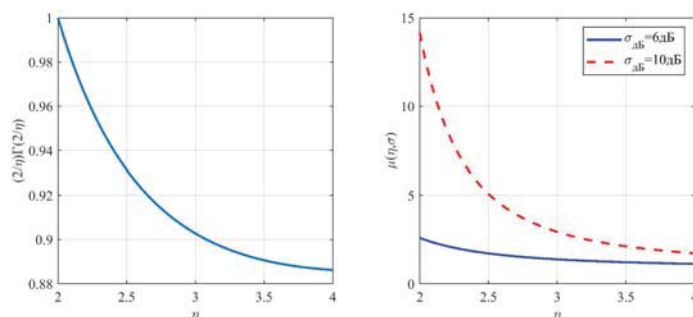


Рис. 11. График функций $(2/\eta)\Gamma(2/\eta)$ и $\mu(\eta, \sigma)$

Под радиопокрытием устройства СРД понимается ситуация, которая обеспечивает наличие соседних устройств с вероятностью

$$P_{COV} = 1 - P_{ISO}. \quad (75)$$

Соседними (или соседями) являются радиостанции, которые находятся в зоне радиопокрытия $S_{COV}(R)$, определяемой дальностью R . Из (74) и (75) при заданной вероятности P_{COV} дальность R_{COV} можно выразить как функцию λ_S [17]:

$$R_{COV}(\lambda_S) = \sqrt{-\frac{\ln(1-P_{COV})}{\lambda_S \pi \mu(\eta, \sigma)}}. \quad (76)$$

По (76) можно определить дальность радиопокрытия R_{COV} , которая обеспечивает наличие соседних радиостанций с требуемой вероятностью P_{COV} .

Рисунок 12 иллюстрирует зависимости $R_{COV}(\lambda_S)$ при $P_{COV}=99\%$ для сверхплотных СРД.

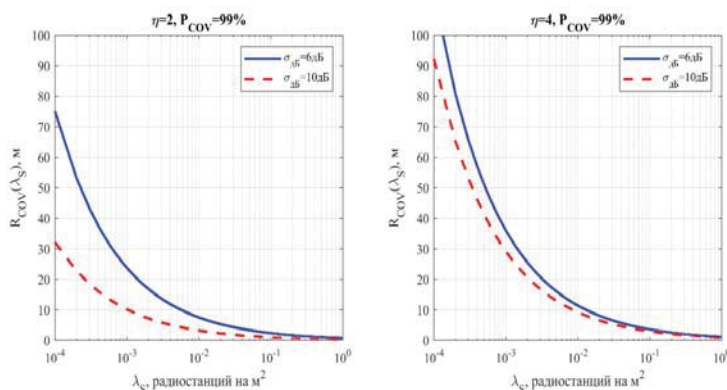


Рис. 12. Дальность радиопокрытия $R_{COV}(\lambda_S)$ при $P_{COV}=99\%$

Вероятность связности СРД P_{CON} определяется отсутствием изолированных устройств. Если P_{ISO} независимы, то условная вероятность $P_{CON}[k | k \text{ на } S]$ отсутствия k изолированных в СРД из k устройств на площади S равна [17]:

$$P_{CON}[k | k \text{ на } S] = (1 - P_{ISO})^k. \quad (77)$$

Безусловная вероятность $P_{CON}[k]$ отсутствия изолированных станций в СРД из k устройств определяется усреднением (77) по плотности устройств λ_S :

$$P_{CON}[k | k \text{ на } S] = \sum_{k=0}^{\infty} P[k \text{ на } S] P_{CON}[k | k \text{ на } S], \quad (78)$$

где $P[k \text{ на } S]$ – вероятность нахождения k устройств на площади S , определяемая по формуле (37). Подставив (77) и (37) в (78), получим

$$P_{CON}[k] = \sum_{k=0}^{\infty} e^{-\lambda_S S} \frac{(\lambda_S S)^k}{k!} (1 - P_{ISO})^k = \sum_{k=0}^{\infty} e^{-\lambda_S S(1-P_{ISO})} \frac{[\lambda_S S(1-P_{ISO})]^k}{k!} e^{-\lambda_S S P_{ISO}} \quad (79)$$

Используя свойство суммы $\sum_{k=0}^{\infty} e^{-x} x^k / k! = 1$ [17] а также зависимость числа устройств СРД k от параметров S и λ_S :

$$k = \lambda_S S, \quad (80)$$

получим из (79) оценку P_{CON} через вероятность изоляции P_{ISO} :

$$P_{CON}[k] = e^{-k P_{ISO}}. \quad (81)$$

При известном числе устройств k , связность СРД, с учетом (74) и (81), является функцией дальности радиосвязи R , плотности устройств λ_S и k [17]:

$$P_{CON}[R, \lambda_S, k] = e^{-k e^{-\lambda_S \pi R^2 \cdot \mu(\eta, \sigma)}}. \quad (82)$$

При известной площади СРД S , связность СРД, из (74), (80) и (81), является функцией дальности радиосвязи R , плотности устройств СРД λ_S и S :

$$P_{CON}[R, \lambda_S, k] = e^{-\lambda_S S e^{-\lambda_S \pi R^2 \cdot \mu(\eta, \sigma)}}. \quad (83)$$

Под требуемой понимается такая R , которая обеспечивает связность СРД с требуемой вероятностью P_{CON} . Значение R представляет интерес для анализа показателей СРД. Если известно число устройств k , R определяется из (82) как:

$$R[\lambda_S, k] = \sqrt{\frac{\ln(-k/\ln P_{CON})}{\lambda_S \pi \mu(\eta, \sigma)}}. \quad (84)$$

Если представить R , как функцию S и k , подставив в (84) $\lambda_S = k/S$,

$$R[S, k] = \sqrt{\frac{\ln(-k/\ln P_{CON}) \cdot S}{k \cdot \pi \mu(\eta, \sigma)}}. \quad (85)$$

Рисунок 13,а иллюстрирует зависимости а) $R[\lambda_S, k]$ и б) $R[S, k]$ при $P_{CON}=99\%$.

Анализ графиков рисунка 13 позволяет сделать следующие выводы: а) с увеличением плотности устройств λ_S , дальность радиосвязи R , требуемая для связности устройств СРД с заданной вероятностью P_{CON} , уменьшается; б) с увеличением показателя средних потерь РРВ η , требуемая дальность радиосвязи R увеличивается; в) с увеличением интенсивности медленных замираний $\sigma_{дБ}$, требуемая дальность радиосвязи уменьшается; г) с увеличением числа устройств СРД k , при фиксированной плотности устройств λ_S , требуемая дальность радиосвязи R увеличивается. Первые три вывода являются следствием зависимости P_{CON} от вероятности изоляции одного устройства P_{ISO} и повторяют выводы для требуемой дальности радиопокрытия R_{COV} . Последний вывод об увеличении требуемой дальности радиосвязи R с увеличением числа устройств k объясняется тем, что для сохранения связности СРД с заданной вероятностью P_{CON} при увеличении k , число соседей отдельного устройства k_{COV} тоже должно быть увеличено. При фиксированной плотно-

сти устройств λ_S число соседей $k_{COV}(R) = \lambda_S \cdot S_{COV}(R)$ может быть увеличено за счет R .

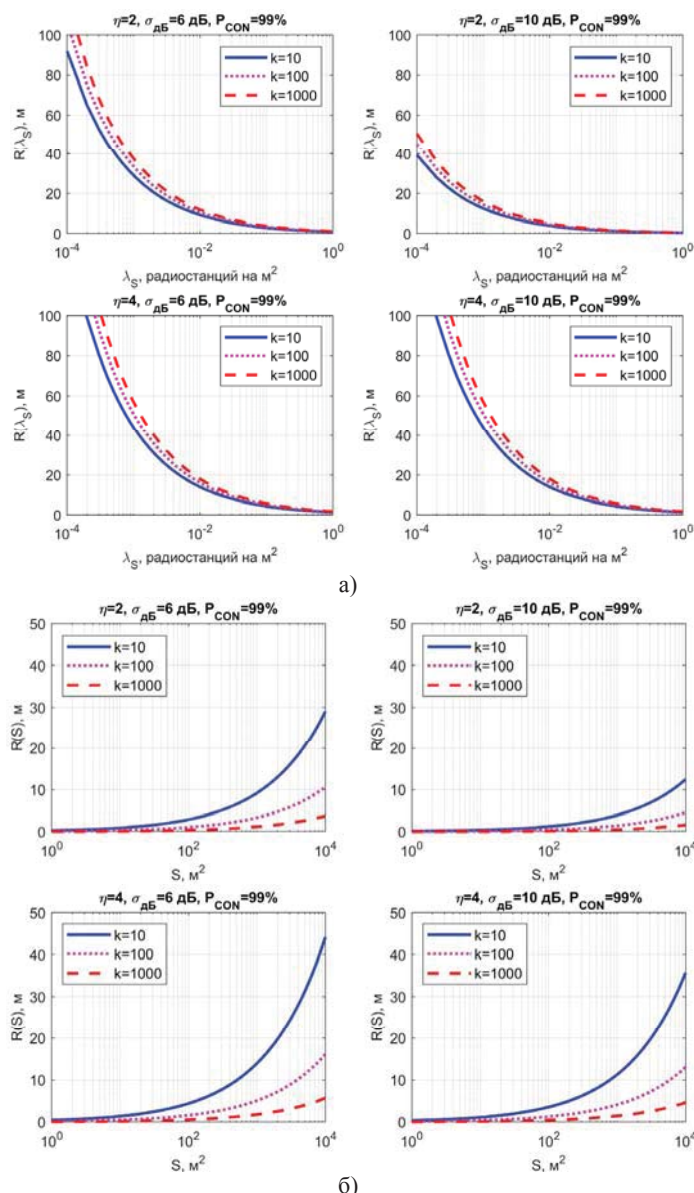


Рис. 13. Радиопокрытие а) $R[\lambda_S, k]$ и б) $R[S, k]$ при $P_{CON}=99\%$

Рисунок 13,б иллюстрирует $R[S, k]$, позволяющие оценить R в зависимости от площади S и числа устройств k . Анализ графиков рисунка 13 позволяет сделать вывод о том, что с увеличением S при фиксированном числе устройств СРД k дальность радиосвязи R , требуемая для связности СРД, увеличивается.

Оценка требуемой плотности радиостанций через W -функцию Ламберта выполнена в [17]. Под требуемой понимается такая плотность радиостанций λ_S , которая обеспечивает связность с требуемой вероятностью P_{CON} и представляет интерес для построения начального приближения СРД, когда известна площадь S и требуемая дальность радиосвязи R . Для определения λ_S преобразуем (83) к виду:

$$\lambda_S \cdot e^{-\lambda_S \pi R^2 \cdot \mu(\eta, \sigma)} = -\ln P_{CON} / S. \quad (86)$$

Решение (86) через нижнюю ветвь W -функции Ламберта $W_{-1}(x)$ дает [17]

$$\lambda_S(R, S) = -\frac{1}{\pi R^2 \mu(\eta, \sigma)} W_{-1} \left(\frac{\ln P_{CON}}{S} \pi R^2 \mu(\eta, \sigma) \right). \quad (87)$$

Подставив в (80) выражение (90), представим число радиостанций СРД k , как функцию дальности радиосвязи R и площади СПС S :

$$k(R, S) = -\frac{S}{\pi R^2 \mu(\eta, \sigma)} W_{-1} \left(\frac{\ln P_{CON}}{S} \pi R^2 \mu(\eta, \sigma) \right). \quad (88)$$

Рисунок 14 иллюстрирует зависимости $\lambda_S(R, S)$ и $k(R, S)$ при $P_{CON}=99\%$. Анализ графиков позволяет сделать следующие выводы: а) с увеличением дальности радиосвязи R , плотность устройств λ_S , требуемая для обеспечения связности СРД с заданной вероятностью P_{CON} , уменьшается; б) с увеличением показателя средних потерь РРВ η , требуемая плотность устройств СРД λ_S увеличивается; в) с увеличением интенсивности медленных замираний $\sigma_{дБ}$, требуемая плотность устройств СРД λ_S , уменьшается; г) с увеличением площади территории СРД S , при фиксированной дальности радиосвязи R , требуемая плотность устройств λ_S увеличивается.

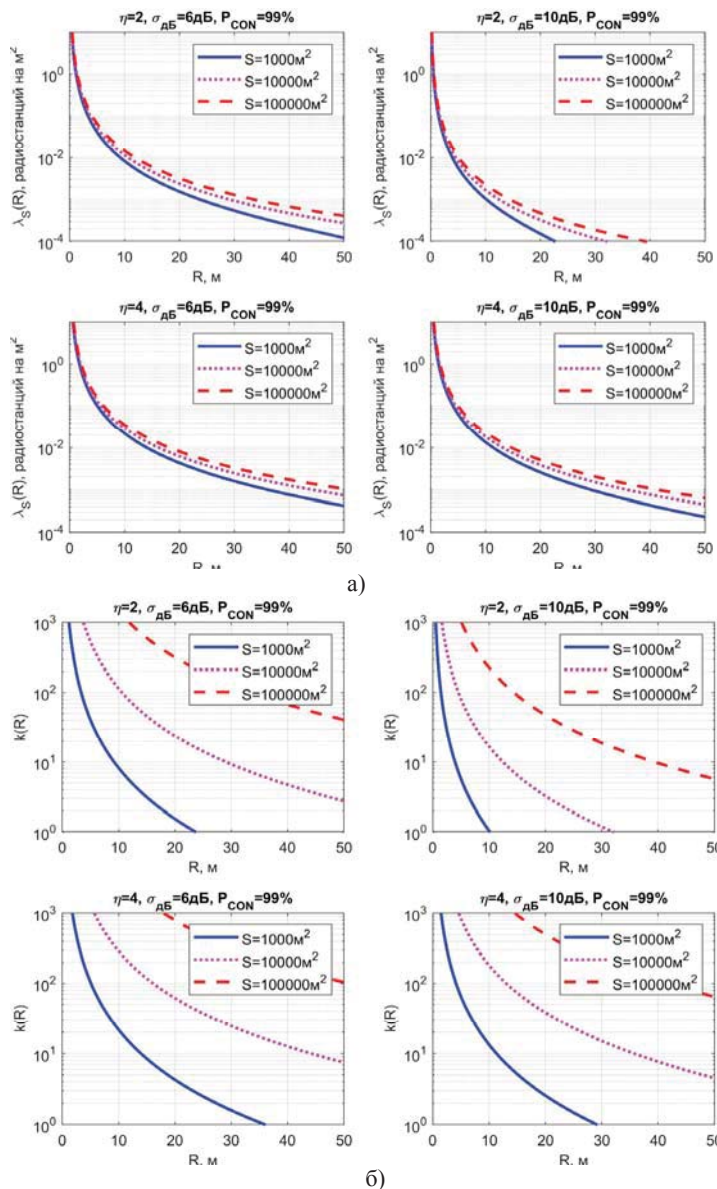


Рис. 14. Требуемая а) $\lambda_S(R, S)$ и б) $k(R, S)$ при $P_{CON}=99\%$

Первые три вывода о требуемой плотности устройств λ_S повторяют выводы относительно требуемой дальности радиосвязи R . Последний вывод об увеличении требуемой плотности устройств λ_S с увеличением площади территории СРД S объясняется тем, что для сохранения связности СРД с заданной вероятностью P_{CON} при увеличении S число соседей отдельного устройства k_{COV} должно быть увеличено. При фиксированной дальности радиосвязи R число соседей $k_{COV}(\lambda_S) = \lambda_S \cdot S_{COV}$ может быть увеличено за счет λ_S . С показателями плотности устройств λ_S и площади территории СРД S связан также параметр числа соседей отдельного устройства k (80) [17].

Графики позволяют оценить требуемое число устройств k в зависимости от дальности радиосвязи R , когда известна площадь территории СРД S . Анализ графиков позволяет сделать следующие выводы: а) с увеличением дальности радиосвязи R число устройств k , требуемое для обеспечения связности СРД с заданной вероятностью P_{CON} , уменьшается; б) с увеличением показателя средних потерь РРВ η требуемое число устройств СРД k увеличивается; в) с увеличением интенсивности медленных замираний $\sigma_{дБ}$ требуемое число устройств СРД k уменьшается; г) с увеличением площади территории СРД S при фиксированной дальности радиосвязи R требуемое число устройств СРД k увеличивается; д) с увеличением вероятности P_{CON} требуемое число устройств k растет.

Оценка связности устройств СРД с ДО учитывает КУ G_0 , который зависит от режима работы – ДО с предварительным обнаружением DB , или случайное ДО RB , и сеанса ведения связи – направленная передача и направленный прием DD , или направленная передача и ненаправленный прием DO . Согласно (54) связность характеризуется вероятностью успешного радиоприема $P_{SUC}(SNR)$; SNR (56) зависит от мощности сигнала $P_0(r_0, \beta_0, \alpha_0)$, поэтому, для оценки влияния ДО на связность достаточно учесть влияние КУ сигнала G_0 на $P_0(r_0, \beta_0, \alpha_0)$. Средняя мощность сигнала $\bar{P}_0(r_0)$ с учетом КУ G_0

$$\bar{P}_0(r_0) = G_0 K_{PTX} r_0^{-\eta}. \quad (89)$$

Среднюю дальность радиосвязи R_G с учетом КУ полезного сигнала G_0 можно определить, по аналогии с (57), из (56) и (89) как

$$R_G = (G_0)^{1/\eta} \left(\frac{K_{PTX}}{\gamma P_{N0}} \right)^{1/\eta} = (G_0)^{1/\eta} R. \quad (90)$$

Анализ (90) вместе с КУ (табл. 1) позволяет сделать выводы о влиянии КУ G_0 на среднюю дальность радиосвязи: а) для сеанса DD в режиме RB средняя дальность радиосвязи $R_{G/RB}^{DD}$ (незначительно) увеличивается в $(G_{0/RB}^{DD})^{1/\eta}$ раз; б) для сеанса DD в режиме DB средняя дальность радиосвязи $R_{G/DB}^{DD}$ увеличивается в $(G_{0/DB}^{DD})^{1/\eta}$ раз; в) для сеанса DO в режиме RB средняя дальность радиосвязи $R_{G/RB}^{DO}$ (незначительно) увеличивается в $(G_{0/RB}^{DO})^{1/\eta}$ раз; г) для сеанса DO в режиме DB средняя дальность радиосвязи $R_{G/DB}^{DO}$ увеличивается в $(G_{0/DB}^{DO})^{1/\eta}$ раз. Влияние ДО на P_{ISO} можно оценить, подставив (90) в (74):

$$P_{ISO}(R, G_0, \lambda_S) = e^{-\lambda_S \pi (G_0)^{2/\eta} R^2 \mu(\eta, \sigma)}. \quad (91)$$

При известном k , P_{CON} с ДО можно оценить, подставив (91) в (81):

$$P_{CON}[R, G_0, \lambda_S, k] = e^{-k e^{-\lambda_S \pi (G_0)^{2/\eta} R^2 \mu(\eta, \sigma)}}. \quad (92)$$

Если представить R_G , как функцию площади СРД S и числа устройств k , подставив в (92) $\lambda_S = k/S$, получим оценку с учетом ДО:

$$R[G_0, S, k] = \frac{1}{(G_0)^{1/\eta}} \sqrt{\frac{\ln(-k/\ln P_{CON}) \cdot S}{k \pi \mu(\eta, \sigma)}} = \frac{1}{(G_0)^{1/\eta}} R[S, k]. \quad (93)$$

При известной S , P_{CON} с ДО можно оценить, подставив (80) в (92):

$$P_{CON}[R, G_0, \lambda_S, S] = e^{-\lambda_S S e^{-\lambda_S \pi (G_0)^{2/\eta} R^2 \mu(\eta, \sigma)}}. \quad (94)$$

Требуемую плотность устройств λ_{SG} , как функцию дальности радиосвязи R и площади территории S , можно определить из (94) как

$$\lambda_{SG}[R, G_0, S] = -\frac{1}{\pi (G_0)^{2/\eta} R^2 \mu(\eta, \sigma)} W_{-1} \left(\frac{\ln P_{CON}}{S} \pi (G_0)^{2/\eta} R^2 \mu(\eta, \sigma) \right). \quad (95)$$

Если представить k_G , как функцию дальности R и площади S , подставив в (80) (95), получим требуемое число устройств с учетом ДО:

$$k_G[R, G_0, S] = -\frac{S}{\pi (G_0)^{2/\eta} R^2 \mu(\eta, \sigma)} W_{-1} \left(\frac{\ln P_{CON}}{S} \pi (G_0)^{2/\eta} R^2 \mu(\eta, \sigma) \right). \quad (96)$$

Рисунок 15 показывает зависимости R_G (93) и k_G (96) для КУ сигнала G_0 (табл. 1). Анализ R_G (93) позволяет сделать следующие выводы относительно требуемой дальности R при ненаправленной радиосвязи ($G_0=1$): а) $R_{G/DB}^{DD}$ незначительно уменьшается; б) $R_{G/DB}^{DO}$ уменьшается; в) $R_{G/DB}^{DO}$ незначительно уменьшается; г) $R_{G/DB}^{DO}$ уменьшается.

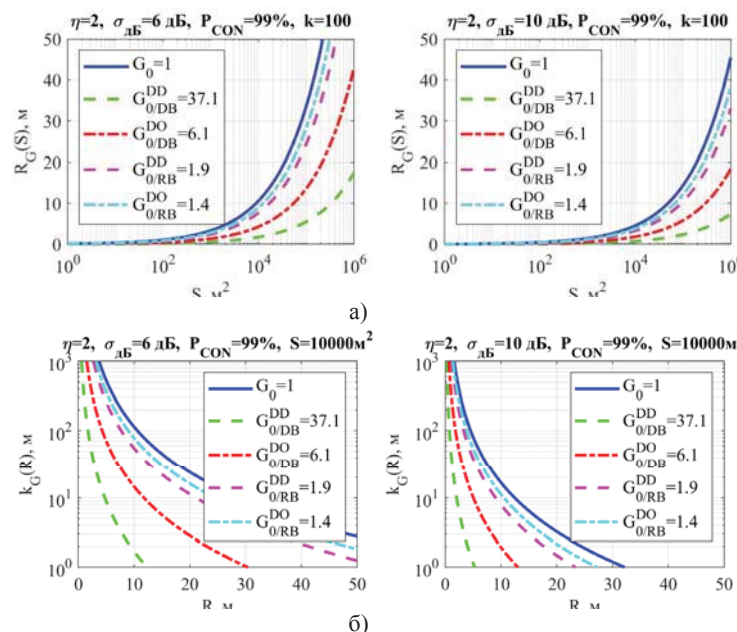


Рис. 15. Требуемая дальность и число радиостанций с учетом G

Таким образом, для сеанса направленной передачи и направленного приема DD в режиме ДО с предварительным обнаружением DB , требуемая дальность радиосвязи R_G может быть уменьшена по сравнению со случаем ненаправленных антенн.

Анализ k_G (96) позволяет сделать следующие выводы относительно требуемого числа устройств k при ненаправленной радиосвязи ($G_0=1$): а) $k_{G/DB}^{DD}$ незначительно уменьшается; б) $k_{G/DB}^{DD}$ уменьшается; в) $k_{G/DB}^{DO}$ незначительно уменьшается; г) $k_{G/DB}^{DO}$ уменьшается. Таким образом, для СРД, построенной из устройств, работающих в режиме направленной передачи и направленного приема DD с предварительным обнаружением DB , число устройств, требуемое для организации СРД на заданной территории S , может быть меньше по сравнению со случаем ненаправленных антенн.

6. Модели оценки вероятности успешного радиоприема СРД

Оценка вероятности успешного радиоприема в СРД служит для исследования пространственного уплотнения одновременных передач SDMA и, в отличие от оценки связности, помимо неопределенности территориального распределения устройств и условий РРВ, должна учитывать активность информационного обмена, для чего используется параметр вероятности передачи p . В классических работах анализ сводился к определению такой дальности радиосвязи R , которая бы являлась компромиссной с точки зрения сетевого и канального уровней СРД: с одной стороны, большая R могла обеспечить меньшее число ретрансляций и, таким образом, сократить объем транзитного трафика в СРД; с другой стороны, большая R приводила к увеличению уровня помех в разделяемой среде и, таким образом, к уменьшению пространственного уплотнения одновременных передач. Недостатком классического подхода является математическая абстракция, согласно которой вероятность радиоприема P_{SUC} считается успешной при условии, что принимающее устройство находится на расстоянии r_0 , которое не превышает дальность R :

$$P_{SUC} = \begin{cases} 1, & r_0 \leq R; \\ 0, & r_0 > R. \end{cases} \quad (97)$$

С точки зрения отношения $SINR$, модель (97) не учитывает зависимости P_{SUC} от территориального распределения устройств СРД и создаваемых ими помех. Для оценки пространственного уплотнения одновременных передач вводится критерий вероятности успешного радиоприема $P_{SUC}(SINR)$:

$$P_{SUC}(SINR) = P(SINR \geq \gamma). \quad (98)$$

Отношение $SINR$ с учетом средних потерь РРВ и замираний равно [16, 17]:

$$SINR(r_0, \beta_0, \alpha_0, r_i, \beta_i, \alpha_i, k_i(p, \lambda_S)) = \frac{P_0(r_0, \beta_0, \alpha_0)}{P_{N_0} + \sum_{i=1}^{k_i(p, \lambda_S)} P_i(r_i, \beta_i, \alpha_i)}, \quad (99)$$

где $P_i(r_i, \beta_i, \alpha_i)$ – мощность внутрисистемных помех устройства TX_i на входе приемника RX_0 с учетом средних потерь РРВ, медленных и быстрых замираний, определяемая (53); $k_i(p, \lambda_S)$ – число источников помех; p – вероятность передачи

устройства. Согласно (98) и (99), вероятность успешного радиоприема равна

$$P_{SUC}[SINR(r_0, \beta_0, \alpha_0, r_i, \beta_i, \alpha_i, k_1(p, \lambda_S)), \gamma] = P\left(\frac{P_0(r_0, \beta_0, \alpha_0)}{P_{N_0} + \sum_{i=1}^{k_1(p, \lambda_S)} P_i(r_i, \beta_i, \alpha_i)} \geq \gamma\right). \quad (100)$$

Пространственное уплотнение одновременных передач можно оценить через вероятность успешного радиоприема $P_{SUC}(SINR(r_0, p, \lambda_S), \gamma)$ при допущении о пуассоновском распределении устройств в однородной СРД с одинаковой дальностью радиосвязи R . Неопределенность территориального распределения состоит в том, что расположение устройства, передающего полезный сигнал SOI, и расположения других устройств, которые относительно принимающего устройства оказываются источниками помех SNOI, заранее неизвестно [16, 17]. В СРД понятия зоны радиопокрытия и зоны обслуживания отличаются. Если речь идет о нисходящем канале (от БС к АС), то зона радиопокрытия определяется как территория, на которой возможен радиоприем сигнала БС по критерию $SINR \geq \gamma$, где γ – некоторое пороговое значение, определяемое чувствительностью приемника. Зона обслуживания определяется как территория, на которой возможен радиоприем сигнала обслуживающей БС по критерию $SINR \geq \gamma$.

Если предположить, что в СРД мощности передатчиков всех устройств одинаковы, то очевидно, что обеспечить зоны обслуживания с заданной пропускной способностью, в принципе, невозможно по причине неизвестного отношения $SINR$, которое следует из априорной неопределенности территориального распределения. Если предположить, что мощности передатчиков неодинаковы, то обеспечить зоны обслуживания с заданной ПС, в принципе, возможно, но в таком случае возникает ряд проблем с регулированием мощностей передатчиков. Действительно, мощностью передающих устройств необходимо управлять в реальном времени по причине подвижности устройств, образующих СРД.

При управлении мощностью каждого устройств сети необходимо учитывать текущую локальную информацию о соседних устройствах, но, как было показано ранее, мощность устройств определяет связность СРД. Децентрализованное управление мощностью устройств на основе локальной информации может привести к тому, что СРД утратит связность, а вместе с этим и способность устройств осуществлять ретрансляцию [16, 17]. Учитывая изложенные особенности влияния неопределенности территориального распределения устройств, обозначим основные показатели функционирования однородной СРД и способы их оценки: а) показатель связности СРД является исходным и характеризуется зоной радиопокрытия устройства; б) показатель вероятности успешного радиоприема характеризуется зоной обслуживания устройства СРД. Для оценки радиоприема сигнала в зоне обслуживания используется критерий (98).

Оценим влияние неопределенности территориального распределения устройств СРД на уровень внутрисистемных помех. Допустим, что принимающее устройство RX_0 находится в центре полярной СК (рис. 9), тогда расстояния между принимающим устройством RX_0 и другими передающими устройствами TX_i , которые относительно RX_0 в момент его

приема оказываются источниками помех, по аналогии с (35), можно выразить ФПВ [16, 17]:

$$f(r_i) = \frac{2r_i}{R_i^2}; 0 \leq r_i \leq R_i. \quad (101)$$

где R_i – дальность влияния внутрисистемных помех. В отличие от R , значение которой можно оценить исходя из требований связности, R_i для СРД оценить затруднительно, так как оно зависит от расстояния между соседними (передающим и принимающим) устройствами r_0 , которое, в свою очередь, тоже является СВ.

В СРД для учета внутрисистемных помех справедливо:

$$\lim_{r_0 \rightarrow R} (R_i) = \infty. \quad (102)$$

Докажем справедливость (102) для случая средних потерь РРВ. Введем понятие *средней дальности влияния внутрисистемных помех* $R_i(r_0)$. Значение $R_i(r_0)$ определяется для случая средних потерь по критерию (98) при условии наличия хотя бы одного источника внутрисистемных помех. При условии единственного источника внутрисистемных помех $SINR$, согласно (99), определяется как:

$$SINR(r_0, r_i) = \frac{\bar{P}_0(r_0)}{P_{N_0} + \bar{P}_i(r_i)}, \quad (103)$$

где $\bar{P}_i(r_i)$ – средняя мощность внутрисистемных помех, определяемая

$$\bar{P}_i(r_i) = KP_{TX} r_i^{-\eta}. \quad (104)$$

Средняя дальность влияния помех R_i определяется из (103) и (104) как минимальное расстояние r_i между TX_i и RX_0 , на котором при наличии хотя бы одного источника помех, радиоприем становится невозможным:

$$R_i(r_0) = \gamma^{1/\eta} \frac{R}{((R/r_0)^\eta - 1)^{1/\eta}}. \quad (105)$$

Предел $R_i(r_0)$ при $r_0 \rightarrow R$, согласно (105), равен ∞ . Из (102) следует, что для RX_0 , находящейся на границе зоны радиопокрытия TX_0 , любое другое устройство TX_i , передающее в момент приема RX_0 , может нарушить его прием по критерию $SINR \geq \gamma$. Уровень помех в СРД зависит также активности информационного обмена и определяется вероятностью передачи p . Непосредственное влияние на вероятность успешного радиоприема оказывает число источников помех $k_1(p, \lambda_S)$, которое зависит от плотности λ_S . Мощность полезного сигнала определяется

$$P_0(r_0, \beta_0, \alpha_0) = KP_{TX} r_0^{-\eta} e^{\beta_0} \alpha_0; f(\alpha_0) = e^{-\alpha_0}, \\ 0 \leq \alpha_0 \leq \infty; f(\beta_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{\beta_0^2}{2\sigma^2}}. \quad (106)$$

Мощность сигнала внутрисистемных помех определяется как

$$P_i(r_i, \beta_i, \alpha_i) = KP_{TX} r_i^{-\eta} e^{\beta_i} \alpha_i; f(\alpha_i) = e^{-\alpha_i}, \\ 0 \leq \alpha_i \leq \infty; f(\beta_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{\beta_i^2}{2\sigma^2}}. \quad (107)$$

Порядок определения $P_{SUC}(SINR(r_0, p, \lambda_S), \gamma)$ заключается в подстановке (106) (106) и (107) в (100) и усреднении так, чтобы [16, 17]:

$$P_{SUC}[SINR(r_0, \beta_0, \alpha_0, r_i, \beta_i, \alpha_i, k_1(p, \lambda_S)), \gamma] = \\ = P_{SUC}[SINR(r_0, \beta_0, \alpha_0), \gamma]. \quad (108)$$

Вероятность успешного радиоприема для ненаправленных антенн [16, 17]:

$$P_{SUC} \text{SINR} r_0, \rho, \lambda_s, \gamma = 12 \pi \sigma^{-\infty} \exp\{-\beta 0 2 2 \sigma^2 \exp\{-r_0 R \eta e^{\beta 0} \exp\{-\xi \eta, \sigma \gamma 2 \eta \rho \lambda_s \pi r_0 2 e^{-2 \beta 0} \eta d \beta 0\}, \quad (109)$$

где $\xi(\eta, \sigma)$ – коэффициент влияния медленных и быстрых замираний:

$$\xi(\eta, \sigma) = \frac{2\pi}{\eta} \text{csc} \frac{2\pi}{\eta} e^{(\sqrt{2}\sigma/\eta)^2}. \quad (110)$$

Число соседей k_{COV} передающего/принимающего устройства является функцией λ_s и требуемой дальности R , и, с учетом площади радиопокрытия $S_{COV}(R) = \pi R^2$

$$k_{COV}(R, \lambda_s) = \lambda_s \pi R^2. \quad (111)$$

Введя $\bar{r}_0 = r_0/R$ с учетом (111), можно преобразовать (109) [16]:

$$P_{SUC} \text{SINR} r_0, \rho, k_{COV}, \gamma = 12 \pi \sigma^{-\infty} \exp\{-\beta 0 2 2 \sigma^2 \exp\{-r_0 \eta e^{\beta 0} \exp\{-\xi \eta, \sigma \gamma 2 \eta \rho k_{COV} r_0 2 e^{-2 \beta 0} \eta d \beta 0\}. \quad (112)$$

С точки зрения анализа выражение (112) удобнее, чем (109), так как вместо параметров R, r_0 и λ_s , используются нормированные параметры \bar{r}_0 и k_{COV} , которые, согласно требованиям связности, могут принимать значения:

$$0 \leq \bar{r}_0 \leq 1; k_{COV} \geq 1. \quad (113)$$

Рисунок 16 иллюстрируют зависимости (112) для случая ненаправленных антенн при вероятности передачи $p=0,5$ и $\text{SINR} \gamma_{\text{дБ}}=10$ дБ и 20 дБ соответственно.

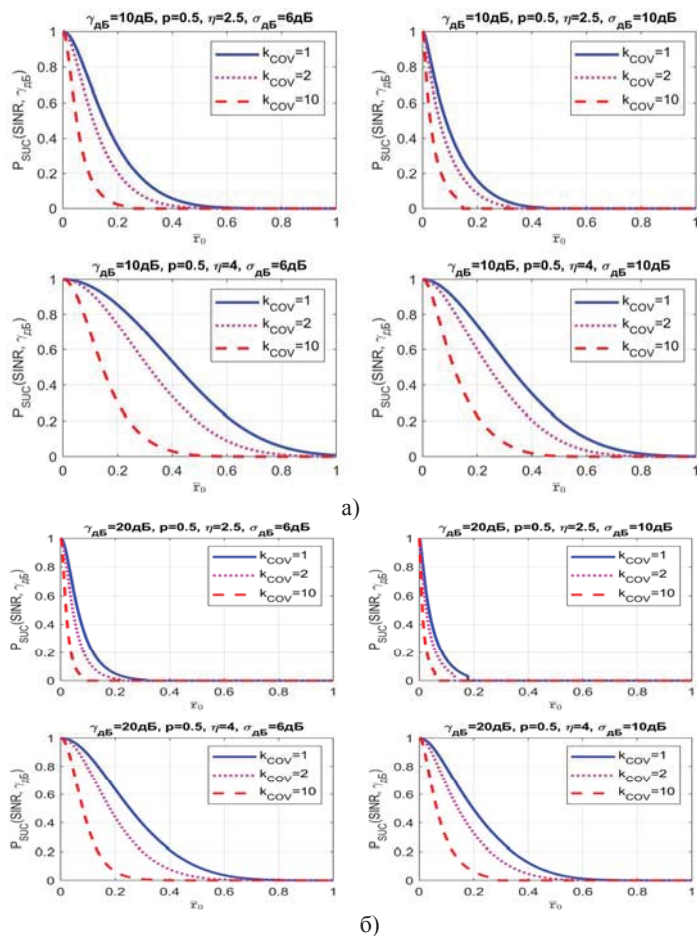


Рис. 16. Вероятность успешного радиоприема: а) $\gamma_{\text{дБ}}=10$ дБ, б) $\gamma_{\text{дБ}}=20$ дБ

Из анализа графиков следует, что вероятность успешного радиоприема P_{SUC} уменьшается с увеличением: а) расстояния \bar{r}_0 между TX_0 и RX_0 ; б) порогового отношения $\gamma_{\text{дБ}}$; в) числа соседей k_{COV} принимающего устройства; д) интенсивности медленных замираний, характеризуемых параметром $\sigma_{\text{дБ}}$. С увеличением показателя η средних потерь распространения P_{SUC} увеличивается. Выводы подтверждают необходимость использования контроля занятости радиоканала, а также обнаружения соседних устройств в окрестности принимающего устройства. Вывод об уменьшении P_{SUC} с увеличением k_{COV} отражает противоречие между связностью и пропускной способностью: с одной стороны, с увеличением k_{COV} , согласно (59) и (75), увеличивается вероятность радиопокрытия; с другой стороны, с увеличением k_{COV} , повышается уровень помех в СРД, что, в конечном счете, снижает вероятность успешного радиоприема.

Оценка вероятности успешного радиоприема с диаграммообразованием из (100) определяется SINR и зависит как от мощности сигнала $P_0(r_0, \beta_0, \alpha_0)$, так и от мощности внутрисистемных помех $P_i(r_i, \beta_i, \alpha_i)$, поэтому для учета направленности антенн на P_{SUC} нужно учесть влияние КУ сигнала G_0 и КУ внутрисистемных помех G_i . Мощность сигнала $P_0(r_0, \beta_0, \alpha_0)$ с учетом влияния КУ G_0 :

$$P_0(r_0, \beta_0, \alpha_0) = G_0 K_{\text{ПТХ}} r_0^{-\eta} e^{\beta_0} \alpha_0. \quad (114)$$

Мощность внутрисистемных помех $P_i(r_i, \beta_i, \alpha_i)$ с учетом КУ G_i :

$$P_i(r_i, \beta_i, \alpha_i) = G_i K_{\text{ПТХ}} r_i^{-\eta} e^{\beta_i} \alpha_i. \quad (115)$$

Подставляя (114) и (115) в (100), получаем P_{SUC} с ДО [16, 17]:

$$P_{SUC} G_D \text{SINR} r_0, \rho, k_{COV}, \gamma = 12 \pi \sigma^{-\infty} \exp\{-\beta 0 2 2 \sigma^2 \exp\{-r_0 \eta e^{\beta 0} \exp\{-\xi \eta, \sigma \gamma 2 \eta G_I G_0 2 \eta \rho k_{COV} r_0 2 e^{-2 \beta 0} \eta d \beta 0\}, \quad (116)$$

которая отличается от (112) множителем $(G_I/G_0)^{2\eta}$.

Таблица 3 содержит (G_I/G_0) , рассчитанные для режимов (DB и RB) и сеансов связи (DD и DO).

Таблица 3

Значения G_I/G_0 при $N=6, \rho=\lambda/2, \sigma\phi=2^\circ$

$N=6, \rho=\lambda/2, \sigma=2^\circ$	Направленная передача и направленный прием DD	Направленная передача и ненаправленный прием DO
ДО с обнаружением	$(G_I^{DD}/G_0^{DD/DB}) \approx 0,04$	$(G_I^{DO}/G_0^{DO/DB}) \approx 0,23$
Случайное ДО	$(G_I^{DD}/G_0^{DD/RB}) \approx 0,74$	$(G_I^{DO}/G_0^{DO/RB}) \approx 1,0$

Рисунок 17 иллюстрирует (116) для направленных антенн при вероятности $p=0,5, \text{SINR} \gamma_{\text{дБ}}=10$ дБ и параметрах (G_I/G_0) (табл. 3).

Из анализа графиков следует, что вероятность успешного радиоприема P_{SUC} : а) уменьшается с увеличением \bar{r}_0 ; б) существенно повышается в режиме ДО с предварительным обнаружением DB для сеанса направленной передачи и направленного приема DD [16, 17]]. С точки зрения возможностей пространственного уплотнения одновременных передач SDMA в сверхплотных СРД 5G диаграммообразование с предварительным обнаружением позволяет говорить о вероятности успешного радиоприема более 80% при разnose соседних устройств порядка 20% от дальности радиопо-

крытия в условиях LOS ($k_{COV}=1$, $\gamma_{ab}=10$ дБ, $p=0.5$, $\eta=2.5$, $\sigma_{ab}=6$ дБ) для СРД на базе устройств с шестиэлементной круговой АР. Задачей следующего раздела является верификация данной гипотезы для гексагональной модели территориального распределения устройств с прямоугольной АР.

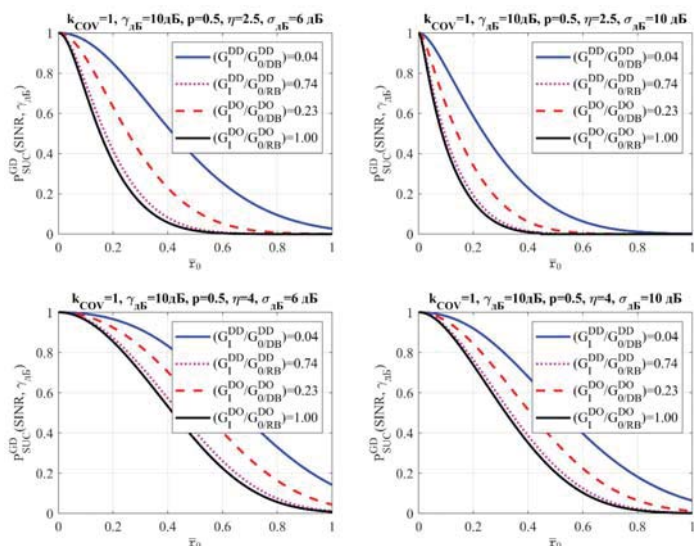


Рис. 17. Вероятность успешного радиоприема с ДО

7. Заключение

Исследование комплекса моделей диаграммообразования на основе текущего относительного местоположения передатчика/приемника полезного сигнала SOI и других одновременно работающих передатчиков/приемников мешающего сигнала SNOI для модели пуассоновского распределения сетевых устройств с круговой антенной решеткой из 6 элементов и разбросом углов прихода 2° позволяет сделать следующие выводы: а) в режиме ДО с предварительным обнаружением при направленной передаче и направленном приеме совокупный коэффициент усиления полезного сигнала в радиолинии SOI соответствует произведению КУ АР для заданного числа элементов на приеме и передаче и является наиболее предпочтительным режимом организации радиосвязи; б) вероятность успешного радиоприема в условиях наличия прямой видимости в сверхплотной СРД составляет более 80% при разное соседних устройств порядка 20% от дальности радиопокрытия.

С точки зрения пространственного мультиплексирования SDMA результаты исследования комплекса моделей ДО на основе относительного МП устройств подтвердили возможность пространственного уплотнения одновременных передач в сверхплотных СРД.

Литература

1. Despoisse T., Ghiotto A., Busson P., Deltimple N. A Comparison of Beamforming Schemes for 5G mm-Wave Small Cell Transmitters // 2018 16th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS). Montreal, QC. 2018. P. 6-9.

2. Orikumhi I., Kang J., Park C., Yang J., Kim S. Location-Aware Coordinated Beam Alignment in mmWave Communication // 2018 56th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton), Monticello, IL, USA, 2018. P. 386-390.

3. Abdelreheem A., Mohamed E. M., Esmail H. Millimeter wave location-based beamforming using compressive sensing // 2016 28th International Conference on Microelectronics (ICM). Giza. 2016. P. 213-216.

4. Тихвинский В.О. Сети 5G и IoT – инновационная среда для цифровой экономики России // Электросвязь. 2017. № 8. С. 18-24.

5. Тихвинский В.О. Стандартизация мобильной связи 5G как процесс создания инфраструктурной основы цифровой экономики // Электросвязь. 2018. № 12. С. 24-30.

6. Тихвинский В.О. Технологии 5G - базис мобильной инфраструктуры цифровой экономики // Электросвязь. 2018. № 3. С. 48-55.

7. Baldemair R. et al. Ultra-dense networks in millimeter-wave frequencies // IEEE Communications Magazine. 2015. vol. 53. no. 1. P. 202-208.

8. Balanis C. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th Ed. Wiley, 2016. 1104 p.

9. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. 3rd Ed. Artech House. 2017. 691 p.

10. Фокин Г.А., Лазарев В.О. Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 2. 2D-моделирование // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 65-78.

11. Roth J. D., Tummala M., McEachen J. C. Fundamental Implications for Location Accuracy in Ultra-Dense 5G Cellular // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2019. vol. 68. № 2. P. 1784-1795.

12. Roth J. D., Tummala M., McEachen J. C. Efficient System Geolocation Architecture in Next-Generation Cellular Networks // IEEE Systems Journal. 2018. vol. 12. № 4. P. 3414-3425.

13. Нуриллов И.Н., Парамонов А.И., Кучерявый А.Е. Метод оценки и обеспечения связности беспроводной сенсорной сети // Электросвязь. 2017. № 7. С. 39-44.

14. Кучерявый А.Е., Нуриллов И.Н., Парамонов А.И., Прокопьев А.В. Обеспечение связности беспроводных сенсорных узлов гетерогенной сети // Информационные технологии и телекоммуникации. 2015. Т. 3. № 1. С. 115-122.

15. Бабков В.Ю., Фокин Г.А. Оценка вероятности успешного радиоприема в самоорганизующихся пакетных радиосетях на основе радиостанций с направленными антеннами // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. № 4 (82). С. 77-84.

16. Фокин Г.А. Управление самоорганизующимися пакетными радиосетями на основе радиостанций с направленными антеннами // автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича. Санкт-Петербург. 2009.

17. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования: монография. Санкт-Петербург: СПбГУТ, 2020. 558 с.

18. Киреев А.В., Фокин Г.А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. С. 68-71.

19. Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: сборник научных статей в 2 томах. Санкт-Петербург: СПбГУТ. 2015. Т. 1. С. 122-126.

SIMULATION OF ULTRA DENSE 5G RADIO ACCESS NETWORKS WITH BEAMFORMING

Grigoriy A. Fokin, The Bonch-Bruевич SPbSUT, St. Petersburg, Russia, grihafokin@gmail.com

Abstract

In this paper, we investigate the connectivity and probability of successful radio reception in the Poisson model of a 5G ultra-dense radio access network formed by devices with the possibility of location aware beamforming. The difference between the proposed model and the existing prototypes is the complex account for the gains of devices, as well as the influence of radio wave propagation losses, slow and fast fading in the radio channel on the performance of the radio access network. The study is carried out for sessions of directional and omni-directional radio communication, and the beamforming mode is based on the preliminary positioning of neighboring devices. Mathematical modeling of a set of simultaneously operating radio lines in the Poisson model of an ultra-dense 5G radio access network makes it possible to estimate the gain in connectivity and the probability of successful radio reception when forming a beam based on preliminary positioning of devices in comparison with the case of omnidirectional antennas. The results of mathematical modeling of a ultra-dense radio access network with devices equipped with six-element circular antenna arrays showed a significant increase in connectivity indicators and the probability of successful radio reception in comparison with the case of omnidirectional antennas and confirmed the possibility of spatial multiplexing of simultaneous transmissions with a territorial separation of devices on 20% of the range of radio coverage based on the signal-to-noise ratio criterion with a beamforming accuracy of 2°. The result of the study is the establishment of the dependences of the connectivity and the probability of successful radio reception for an ultra-dense 5G radio access network, built on the basis of devices operating in the adaptive diagramming mode, as well as confirmation of the possibilities of spatial multiplexing of simultaneously operating transceiver devices with their territorial separation by 20% of the range of radio coverage based on the signal-to-interference ratio criterion. The obtained dependences of connectivity and the probability of successful radio reception allows to scientifically substantiate construction of an initial approximation of ultra-dense 5G radio access network from devices with the possibility of beamforming based on positioning, taking into account practical recommendations for their territorial diversity with an ultra-dense distribution.

Keywords: positioning-based beamforming, ultra-dense radio access network, devices, Poisson distribution, device, 5G, antenna pattern, antenna gain.

References

1. Despoisse T., Ghiotto A., Busson P., Deltimple N. (2018). A Comparison of Beamforming Schemes for 5G mm-Wave Small Cell Transmitters. *2018 16th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*. Montreal. QC. P. 6-9.
2. Orikumhi I., Kang J., Park C., Yang J., Kim S. (2018). Location-Aware Coordinated Beam Alignment in mmWave Communication. *2018 56th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*, Monticello, IL, USA. P. 386-390.
3. Abdelreheem A., Mohamed E. M., Esmail H. (2016). Millimeter wave location-based beamforming using compressive sensing. *2016 28th International Conference on Microelectronics (ICM)*. Giza. P. 213-216.
4. Tikhvinsky V.O. (2017). 5G and IoT networks – an innovative environment for the digital economy of Russia. *Electrosvyaz*. No. 8. P. 18-24.
5. Tikhvinsky, V.O. (2018). Standardization of 5G mobile communications as a process of creating an infrastructural basis for the digital economy. *Electrosvyaz*. No. 12. P. 24-30.
6. Tikhvinsky, V.O. (2018). 5G Technologies - the Basis of the Mobile Infrastructure of the Digital Economy. *Electrosvyaz*. No. 3. P. 48-55.
7. Baldemair R. et al. (2015). Ultra-dense networks in millimeter-wave frequencies. *IEEE Communications Magazine*. Vol. 53. No. 1. P. 202-208.
8. Balanis C. (2016). *Antenna Theory: Analysis and Design*. 4th Ed. Wiley. 1104 p.

9. Mailloux R. J. (2017). *Phased Array Antenna Handbook*. 3rd Ed. Artech House. 691 p.
10. Fokin G.A., Lazarev V.O. (2019). Estimation of the positioning accuracy of the radio emission source by differential-range-finding and angle-measuring methods. Part 2. 2D-modeling. *Proceedings of educational institutions of communication*. Vol. 5. No. 4. P. 65-78.
11. Roth J. D., Tummala M., McEachen J. C. (2019). Fundamental Implications for Location Accuracy in Ultra-Dense 5G Cellular. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. Vol. 68. No 2. P. 1784-1795.
12. Roth J. D., Tummala M., McEachen J. C. (2018). Efficient System Geolocation Architecture in Next-Generation Cellular Networks. *IEEE Systems Journal*. Vol. 12. No. 4. P. 3414-3425.
13. Nurilloev I.N., Paramonov A.I., Kucheryavyy A.E. (2017). Method for assessing and ensuring the connectivity of a wireless sensor network. *Electrosvyaz*. No. 7. P. 39-44.
14. Kucheryavyy A.E., Nurilloev I.N., Paramonov A.I., Prokopyev A.V. (2015). Ensuring the connectivity of wireless sensor nodes of a heterogeneous network. *Information Technologies and Telecommunications*. Vol. 3. No. 1. P. 115-122.
15. Babkov V.Y., Fokin G.A. (2009). Evaluation of the probability of successful radio reception in self-organizing packet radio networks based on radio stations with directional antennas. *Scientific and technical bulletin of the St. Petersburg State Polytechnic University. Informatics. Telecommunications. Control*. No. 4 (82). P. 77-84.
16. Fokin G.A. (2009). Management of self-organizing packet radio networks based on radio stations with directional antennas. Abstract of the thesis for the degree of candidate of technical sciences. St. Petersburg State University of Telecommunications named after M.A. Bonch-Bruevich. St. Petersburg.
17. Fokin G. A. (2020). *Technologies of network positioning: monograph*. St. Petersburg: SPbGUT. 558 p.
18. Kireev A.V., Fokin G.A. (2015). Direction finding of LTE radio emission sources by a mobile radio monitoring station with a circular antenna array. *Proceedings of the Radio Research Institute*. No. 2. P. 68-71.
19. Kireev A.V., Fokin G.A. (2015). Positioning of radio emission sources in LTE networks using a circular antenna array. *IV International Scientific-Technical and Scientific-Methodological Conference. Actual problems of info-telecommunications in science and education: a collection of scientific articles in 2 volumes*. St. Petersburg: SPbSUT. Vol. 1. P. 122-126.

Information about author:

Grigoriy A. Fokin, candidate of technical sciences, docent, associate professor of the department of radio communications and broadcasting of the Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Telecommunications