

УДК 621.391 : 621.396.4 : 621.376

© 2024 г. А.С. Гвоздарев, Т.К. Артёмова, А.В. Морковкин

АНАЛИЗ ПОВЕДЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ВЫИГРЫША ОТ КОМПЕНСАЦИИ МНОГОЛУЧЕВОСТИ В УСЛОВИЯХ МНОГОПУТЕВОГО КАНАЛА С ДВУКРАТНЫМ РЭЛЕЕВСКИМ РАССЕЯНИЕМ И ЗАТЕНЕНИЕМ КОМПОНЕНТЫ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ¹

Проведен анализ поведения величины коэффициента выигрыша от компенсации многолучевости (ВКМ) для беспроводной системы связи, функционирующей в условиях многопутевого распространения сигнала. В качестве модели канала была выбрана недавно предложенная модель с двойным рэлеевским рассеянием и флуктуирующей компонентой прямой видимости. Учитывая, что полученное в рамках исследования выражение для коэффициента ВКМ определяется типом модуляции, в статье рассматривается и проводится сравнительный анализ наиболее часто встречающихся на сегодняшний день модификаций квадратурной амплитудной модуляции с прямоугольной, гексагональной регулярной и нерегулярной формами сигнальных созвездий. Показано, что величина ВКМ при конечных отношениях сигнал-шум (ОСШ) может существенно превышать свое асимптотическое значение (определяемое при бесконечно возрастающем ОСШ). Обнаружена немонотонная зависимость ВКМ от размера сигнального созвездия (для любого типа созвездия): наибольшая величина коэффициента ВКМ для малых размерностей созвездий достигается при малом или умеренном значении ОСШ и чрезвычайно слабой или чрезвычайно сильной компоненте прямой видимости, для малых размерностей созвездий – при умеренном уровне компоненты прямой видимости.

Ключевые слова: теория связи, беспроводной канал, замирания, модуляция, вероятность ошибки.

DOI: 10.31857/S0555292324020025, **EDN:** PFPDZH

§ 1. Введение

Достижения в области беспроводных сетей связи (включая интернет вещей, сенсорные сети и т.д.) имеют решающее значение для формирования новых телекоммуникационных стандартов, таких как 5G/B5G/6G [1]. Однако при распространении беспроводного сигнала существуют такие отягчающие эффекты, как затухание и затенение, влияние которых особенно существенно в системах оптической связи в свободном пространстве (FSO) и в городских условиях [2]. В системах связи с многопутевым распространением сигнала такие эффекты обычно приводят к ухудшению качества и целостности сигнала вследствие интерференции в приемнике волн, распространяющихся по разным путям, что порождает увеличение частоты ошибок и вероятности сбоев в работе. Поскольку, как правило, эти события имеют случайную природу, увеличение интервала анализа (т.е. времени приема) или изменение

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 24-29-00516, <https://rscf.ru/en/project/24-29-00516/>).

относительного положения передатчика/приемника (т.е. изменение структуры отражения беспроводного канала распространения), возможно, приведет к улучшению качества сеанса связи. Если характеризовать это качество в терминах средней вероятности ошибки или средней вероятности прерывания сеанса связи, то для количественной характеристики потенциального повышения производительности системы (и следовательно, рекомендаций к действиям, которые его вызовут), можно использовать “выигрыш от разнесения” или “коэффициент разнесения” (diversity gain), понимаемый как выигрыш от компенсации многолучевости (ВКМ) вследствие изменчивости канала [3].

С 2003 г., когда в [3] была показана простота и универсальность коэффициента разнесения, он стал одним из основных показателей для оценки производительности систем беспроводной связи. Он описывает достижимое улучшение качества связи за счет улучшения условий многолучевого распространения, и поэтому зависит от модели многолучевого канала (через ее параметры), а также от модели сигнала [3]. Изначально он определялся как коэффициент наклона кривой вероятности ошибок в логарифмическом масштабе при стремлении среднего отношения сигнал/шум (ОСШ) к бесконечности (т.е. асимптотически), что не давало адекватного представления о производительности системы при конечном отношении сигнал/шум. Для решения этой проблемы была предложена концепция ВКМ с конечным ОСШ. Первоначально ВКМ, как и традиционный асимптотический выигрыш от компенсации многолучевости (АВКМ), вводился только для систем связи с несколькими входами и несколькими выходами (ММО) с особым упором на решение компромиссной проблемы разнесения/мультиплексирования [4, 5]. Впоследствии этот подход был пересмотрен и обобщен и на случай одноэлементных (SISO) систем [6, 7], а сам показатель недавно получил новое название “operational diversity” [8] (рабочий выигрыш от разнесения). ВКМ можно определять в терминах вероятности ошибки [6], либо в терминах вероятности прерывания сеанса связи [5, 8]. В этой статье мы используем первый вариант.

Для конкретной модели канала выигрыш от разнесения выражается в терминах ее параметров. Среди различных моделей каналов с замираниями наибольшее внимание в настоящее время уделяется моделям с многократным рассеянием мощности [9]. Модель рэлеевского канала с двойным рассеянием и флуктуирующей компонентой прямой видимости (fluctuating double-Rayleigh with Line-of-Sight, fdRLoS) [10] – недавняя разработка, которая хорошо описывает как беспроводную радиочастотную, так и беспроводную оптическую связь. С ее помощью уже анализировались вероятность прерывания сеанса связи [10], средняя ошибка на бит [11], пропускная способность для различных схем адаптации [12], а также диапазоны изменения параметров канала, соответствующие различным режимам замираний [13].

На величину ВКМ также влияет структура распространяющегося сигнала, которая для однопользовательской связи без мультиплексирования по существу сводится к используемому на физическом уровне формату модуляции. Исследование проводится для одной из наиболее широко используемых модуляций – квадратурной амплитудной модуляции (КАМ; англ. – QAM) [14]. Развитие схем КАМ с целью дальнейшего повышения энергетической или спектральной эффективности привело к созданию довольно сложных разновидностей сигнальных созвездий КАМ [15, 16], включая так называемые гексагональные и нерегулярные. Процедуры обнаружения и анализа для них более сложны, чем для классического созвездия квадратной формы [14], поскольку преобразование символов в биты усложняется. Более того, хотя в случае классических каналов с замираниями сложные формы созвездий более выгодны (обеспечивая около 0,8 дБ ОСШ выигрыша для той же вероятности ошибки [14]), для некоторых классов сложных каналов этот выигрыш нивелируется или даже превращается в проигрыш [17].

В данном исследовании проводится сравнительный анализ ВКМ для модуляций QAM с регулярными и нерегулярными гексагональными созвездиями для fdRLoS-канала. Основные выводы из представленного материала можно сформулировать следующим образом:

- Получено и проанализировано точное выражение для ВКМ в зависимости от параметров fdRLoS-канала, типа и размера созвездия КАМ.
- С помощью численного моделирования установлен характер поведения ВКМ при изменении ОСШ, К-фактора Райса, коэффициента формы распределения затенения компоненты прямой видимости.
- Показано, что для ОСШ в диапазоне от низких до умеренных, чрезвычайно слабой или чрезвычайно сильной компоненты прямой видимости самый высокий ВКМ достигается при меньших сигнальных созвездиях, тогда как для компонент прямой видимости умеренной величины – при больших компонентах.
- Показано, что при всех реалистичных значениях параметров модели fdRLoS наиболее выгодной (с точки зрения ВКМ) формой сигнального созвездия QAM является нерегулярная шестиугольная, а наиболее неблагоприятной – классическая квадратная. В случаях же, когда модель вырождается в классическую двойную рэлеевскую, преимущество дает квадратное созвездие.
- Обнаружено, что ВКМ может в разы превышать значение АВКМ, и были определены сценарии, при которых это может произойти (например, максимум достигается в условиях слабого затенения и сильной компоненты прямой видимости).

Остальная часть статьи построена следующим образом: § 2 содержит основные аналитические результаты, некоторую информацию об используемых моделях канала и системы, формализует задачу получения показателей производительности, т.е. выигрыша от разнесения и его модификации для конечного ОСШ, а также средней вероятности ошибки на бит в качестве основы для оценки ВКМ; в § 3 представлены основные численные результаты и результаты моделирования, а также их анализ для различных условий распространения и сигнальных созвездий; в § 4 содержатся выводы.

§ 2. Общее описание задачи

2.1. Модель рассматриваемых сигналов и канала связи. Рассмотрим систему связи с одним передатчиком и одним приемником. Для описания процессов в канале будем использовать одну из новых обобщенных моделей беспроводных каналов – рэлеевский канал с двойным рассеянием и флуктуирующей компонентой прямой видимости (fdRLoS) [10].

В основе этой модели лежит ряд предположений об условиях распространения сигнала от передатчика к приемнику:

- Распространение сигнала является многолучевым, в сигнале можно выделить составляющую прямой видимости (соответствующую распространению по кратчайшему пути) и многопутевые составляющие (вызванные переотражениями от различных препятствий и/или неоднородностей среды распространения). Эта структура сигнала характеризуется К-фактором Райса k , т.е. соотношением мощностей волн прямой видимости и многолучевого распространения, при условии, что средние амплитуды этих компонент a_0 и a_2 соответственно.
- Кластеры многопутевых компонент формируются из доминантных и множественных диффузно рассеянных некоррелированных компонент, которые с достаточной точностью можно считать гауссовскими, поэтому наблюдается рэлеевское затухание как на путях от передатчика к отражателям (с канальным коэффициентом G_2), так и на путях от отражателей к приемнику (с канальным коэффициентом G_3). Здесь G_2 , G_3 считаются комплексными нормальными случайными

величинами с нулевым средним значением и нормированной единичной мощностью (т.е., $G_2, G_3 \sim \mathcal{CN}(0, 1)$).

- Компонента прямой видимости также характеризуется случайной фазой φ , которая из-за невозможности заранее предсказать местоположение приемника считается равномерно распределенной в диапазоне от 0 до 2π , и параметром затенения ξ . Предполагается, что он имеет гамма-распределение (с коэффициентом формы m), нормализованное так, что его мощность $\mathbf{E}[\xi^2]$ равна единице (а мощность всей компоненты прямой видимости $\mathbf{E}[\xi^2 a_0^2] = a_0^2$).
- В модели учитывается затенение только компоненты прямой видимости, поскольку затенение многопутевых компонент может быть проще описано различными условиями затухания в канале (например, изменениями в k).

С учетом всего вышеперечисленного математическая модель принятого сигнала имеет вид [10]

$$S = a_0 \sqrt{\xi} e^{j\varphi} + a_2 G_2 G_3, \quad (1)$$

где первое слагаемое соответствует компоненте прямой видимости, а второе – многопутевым компонентам с двойным рэлеевским рассеянием. Таким образом, модель канала имеет два параметра: К-фактор Райса k и параметр m , который управляет интенсивностью затенения компоненты прямой видимости – чем больше m , тем больше мощность сигнала на входе приемника.

Функция плотности вероятности мгновенного значения ОСШ γ имеет вид [10]

$$f(\gamma) = \int_0^\infty \frac{m^m (1 + k_x)}{(m + k_x)^m \bar{\gamma}_x} e^{-\frac{1+k_x}{\bar{\gamma}_x} \gamma} {}_1F_1 \left(m, 1, \frac{k_x (1 + k_x)}{k_x + m} \frac{\gamma}{\bar{\gamma}_x} \right) e^{-x} dx, \quad (2)$$

где $x = |G_3|^2$, $\bar{\gamma}$ – среднее значение ОСШ, $\bar{\gamma}_x = \frac{k+x}{k+1} \bar{\gamma}$, $k_x = \frac{k}{x}$, а ${}_1F_1(a, b, z)$ – вырожденная гипергеометрическая функция.

Будем анализировать систему связи, использующую модуляцию из семейства квадратурных амплитудных модуляций (QAM), различающихся по форме и количеству точек M в сигнальном созвездии, образующем символ. Мы рассмотрим три типа модуляции QAM, которые доказали свою энергоэффективность: квадратная QAM (SQAM), регулярная и нерегулярная гексагональные QAM (RHQAM и IHQAM).

Форма сигнального созвездия определяется расположением точек созвездия на плоскости I - Q : в центрах одинаковых квадратов с идеально выровненными сторонами (SQAM) или правильных шестиугольников, образующих плотную компоновку (HQAM). Границы этих фигур определяют границы принятия решения для обнаружения полученного символа, а энергетическая эффективность различных схем модуляции, которые различаются по форме, зависит от расстояния между точками и размера области принятия решений вокруг каждой точки созвездия. Поскольку площадь для HQAM больше, чем для SQAM, HQAM более энергоэффективна [14], но конкретная разница в требуемых значениях ОСШ и достижимом ВКМ зависит от модели распространения и подлежит изучению, так как, с другой стороны, SQAM так популярна из-за простоты, допускающей использование для обнаружения простого алгоритма максимального правдоподобия. Регулярные и нерегулярные HQAM созвездия отличаются методом размещения точек созвездия на плоскости I - Q : при больших размерах созвездия IHQAM приближаются по форме к кругу, а RHQAM – к квадрату или кресту.

Будем предполагать, что в анализируемой системе связи реализована возможность адаптации модуляции к условиям распространения в канале, а именно: предусмотрена регулярная оценка состояния канала, на основе которой выбираются фор-

ма и размер сигнального созвездия в соответствии с каким-то критерием, например, максимума спектральной эффективности или поддержания постоянного ОСШ в канале.

Представляет интерес изучить как характер, так и величину влияния различных модуляций или перехода от одной модуляции к другой на ВКМ.

2.2. Выигрыш от компенсации многолучевости при конечном ОСШ. Зависимость средней вероятности ошибки $\bar{P}_{\text{er}}$ от среднего отношения сигнал/шум $\bar{\gamma}$ для высоких ОСШ является приблизительно линейной в двойном логарифмическом масштабе (т.е. наблюдается постоянная скорость уменьшения $\bar{P}_{\text{er}}$ с ростом $\bar{\gamma}$), поэтому при высоких ОСШ она может быть аппроксимирована прямой [3], т.е.

$$\bar{P}_{\text{er}}(\bar{\gamma})|_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} \approx (G_C \cdot \bar{\gamma})^{-G_D^A}, \quad (3)$$

где G_C – “кодирование усиление” (coding gain), а асимптотическое по $\bar{\gamma}$ значение скорости уменьшения $\bar{P}_{\text{er}}$ (вычисляемое как производная) является традиционным асимптотическим выигрышем от компенсации многолучевости G_D^A , т.е.

$$G_D^A = - \lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} \frac{d \lg \bar{P}_{\text{er}}(\bar{\gamma})}{d \lg \bar{\gamma}}. \quad (4)$$

АВКМ – параметр, значение которого можно предсказать заранее для теоретического сценария, при котором среднее ОСШ в канале стремится к бесконечности. На практике его можно получить при очень высоких ОСШ (50–70 dB [6]) на входе приемника, хотя типичные значения много меньше.

Для оценки свойств системы в динамике при типичных ОСШ, меняющихся в зависимости от условий распространения (в том числе замираний и затенения), можно использовать выигрыш от компенсации многолучевости (ВКМ, G_D) [5]:

$$G_D = - \frac{d \lg \bar{P}_{\text{er}}(\bar{\gamma})}{d \lg \bar{\gamma}}. \quad (5)$$

ВКМ – это значение скорости изменения вероятности ошибки из-за небольшого изменения ОСШ при работе с конечными ОСШ, этот параметр характеризует рабочую (мгновенную) чувствительность системы связи к изменениям условий работы канала при сохранении других параметров неизменными. Это условие для fdRLoS-канала подразумевает неизменность К-фактора Райса, что может произойти, например, из-за уменьшения мощности компоненты прямой видимости (числитель k) в результате изменения размера сигнального созвездия, сопровождающегося соответствующим уменьшением (в то же число раз) общей мощности многопутевых компонент (знаменатель равен k) из-за изменений в окружающей обстановке, приводящих к уменьшению количества путей.

2.3. Аналитическое описание коэффициента ВКМ для fdRLoS-канала. Для расчета ВКМ необходимо знать зависимость средней вероятности ошибки от ОСШ. Средняя вероятность ошибки на бит (ABER)

$$\bar{P}_{\text{er}} = \int_0^{\infty} P_{\text{er}}(\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (6)$$

вычисляется на основе известной вероятности $P_{\text{er}}(\gamma)$. В свою очередь, $P_{\text{er}}(\gamma)$ зависит от типа модуляции и, как показано в [18], для когерентного приема может быть

аппроксимирована линейной комбинацией Q-функций Гаусса [19]:

$$P_{\text{er}} = \delta_1 \sum_{i=1}^{\delta_3} Q(\sqrt{2\delta_{2,i}\gamma}). \quad (7)$$

Параметры $\delta_1, \delta_{2,i}, \delta_3$ в формуле (7) определяют конкретную модуляцию (см., например, [14]). Отсюда

$$\bar{P}_{\text{er}} = \delta_1 \sum_{i=1}^{\delta_3} \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2\delta_{2,i}\gamma}) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma. \quad (8)$$

В [11] было получено выражение $\bar{P}_{\text{er}}$ для fdRLoS-канала в следующем виде:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\text{er}}(m, k, \bar{\gamma}) = & \delta_1 \sum_{i=1}^{\delta_3} \frac{\sin(\varepsilon m)}{4\pi} \sum_{\ell=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(1/2)_{\ell+n}}{(2)_{\ell+n} \ell! n!} \left(\frac{\varepsilon m(k+1)}{\bar{\gamma} \delta_{2,i} k + \varepsilon m(k+1)} \right)^{n+\varepsilon m} \times \\ & \times G_{0,1;1,1;1,1}^{1,0;1,1;1,1} \left(- \left| \begin{array}{c} 1 - \varepsilon m - n \\ 0 \end{array} \right| \begin{array}{c} \varepsilon m - \ell \\ 0 \end{array} \middle| \begin{array}{c} \varepsilon m \bar{\gamma} \delta_{2,i} \\ \bar{\gamma} \delta_{2,i} k + \varepsilon m(k+1) \end{array}, \frac{\bar{\gamma} \delta_{2,i}}{k+1} \right), \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$G_{p_1, q_1; p_2, q_2; p_3, q_3}^{n_1, m_1; n_2, m_2; n_3, m_3} \left(\begin{array}{c} (a_{p_1}) \\ (b_{q_1}) \end{array} \middle| \begin{array}{c} (a_{p_2}) \\ (b_{q_2}) \end{array} \middle| \begin{array}{c} (a_{p_3}) \\ (b_{q_3}) \end{array} \middle| x, y \right)$$

– расширенная обобщенная двумерная G-функция Мейера, определенная в соответствии с [20], $(\cdot)_{\ell+n}$ – символ Похгаммера [19], а ε позволяет получить единое выражение, справедливое и для целых, и для нецелых значений m , путем введения бесконечно малого сдвига Δ : $\varepsilon = 1$, если $m \notin \mathbb{Z}$, и $\varepsilon = 1 + \Delta$, если $m \in \mathbb{Z}$.

Выражение для средней вероятности ошибки на бит остается верным не только для целых m , но и для дробных, включая значения, меньшие единицы. Кроме того, как показано в [11], ряды в (9) очень быстро сходятся.

ВКМ возможно получить на основе выражения для $\bar{P}_{\text{er}}$. Классический АВКМ для системы связи с fdRLoS-каналом может быть выведен путем анализа асимптотического по ОСШ поведения $\bar{P}_{\text{er}}$ [11]:

$$\bar{P}_{\text{er}}|_{\gamma \rightarrow \infty} = \frac{\delta_1(k+1)}{4\bar{\gamma}} \Gamma(m) U\left(m; 1; \frac{k}{m}\right) \sum_{i=1}^{\delta_3} \frac{1}{\delta_{2,i}}, \quad (10)$$

где $U\left(m; 1; \frac{k}{m}\right)$ – функция Трикоми [19]. Так как $\bar{P}_{\text{er}}|_{\gamma \rightarrow \infty} \propto \bar{\gamma}^{-1}$, АВКМ для анализируемой системы равен 1, что означает, что вероятность ошибки на бит уменьшается в 10 раз при таком же увеличении $\bar{\gamma}$ независимо от значений параметров m , k и M . Форма сигнального созвездия также не влияет на величину АВКМ. Однако, как будет показано ниже, на практике важно, какую из модуляций предпочесть. Как видно из выражения для $\bar{P}_{\text{er}}$, реальный выигрыш, т.е. ВКМ, будет демонстрировать гораздо более сложную зависимость от параметров канала. Поэтому дальнейший анализ будет проведен на основе численного моделирования.

Для нахождения ВКМ в явном виде удобно переписать его следующим образом:

$$G_D = - \frac{\bar{\gamma}}{\bar{P}_{\text{er}}} \frac{d\bar{P}_{\text{er}}(\bar{\gamma})}{d\bar{\gamma}}, \quad (11)$$

где для $\bar{P}_{\text{er}}$ используется выражение (9).

Чтобы получить производную от вероятности ошибки по среднему ОСШ, можно сначала выделить члены, зависящие от среднего ОСШ, и ввести следующие замены для простоты обозначения: $\xi_1 = \frac{\varepsilon m}{k}$, $\xi_2 = \frac{\delta_{2,i}}{k+1}$, $\xi_3 = \frac{\xi_1}{\xi_2}$. Тогда каждое слагаемое ВКМ с индексами ℓ и n будет пропорционально

$$\frac{d}{d\bar{\gamma}} \left\{ \left(\frac{\xi_3}{\bar{\gamma} + \xi_3} \right)^{n+\varepsilon m} G_{0,1;1,1;1,1}^{1,0;1,1;1,1} \left(- \left| \begin{matrix} 1 - \varepsilon m - n \\ 0 \end{matrix} \right| \varepsilon m - \ell \left| \begin{matrix} \xi_1 \bar{\gamma} \\ \bar{\gamma} + \xi_3 \end{matrix} \right|, \xi_2 \bar{\gamma} \right) \right\}. \quad (12)$$

Для вычисления производной двумерной G-функции Мейера в (12) можно воспользоваться ее представлением в виде двойного интеграла Меллина – Барнса [20]. Производя дифференцирование под знаком интеграла, используя свойства гамма-функций [19] и сворачивая полученные выражения к функции Мейера, окончательно получим:

$$\begin{aligned} & \frac{d}{d\bar{\gamma}} G_{0,1;1,1;1,1}^{1,0;1,1;1,1} \left(- \left| \begin{matrix} 1 - \varepsilon m - n \\ 0 \end{matrix} \right| \varepsilon m - \ell \left| \begin{matrix} \xi_1 \\ \bar{\gamma} + \xi_3 \end{matrix} \right| \bar{\gamma}, \xi_2 \bar{\gamma} \right) = \\ & = \frac{1}{(\bar{\gamma} + \xi_3)} G_{0,1;1,1;2,1,1}^{1,0;2,2;1,1} \left(- \left| \begin{matrix} 1 - \varepsilon m - n, 0 \\ 0, 1 \end{matrix} \right| \varepsilon m - \ell \left| \begin{matrix} \xi_1 \\ \bar{\gamma} + \xi_3 \end{matrix} \right| \bar{\gamma}, \xi_2 \bar{\gamma} \right) - \\ & - \frac{1}{\bar{\gamma}} G_{0,1;1,1;1,1}^{1,0;1,1;1,1} \left(- \left| \begin{matrix} 1 - \varepsilon m - n \\ 0 \end{matrix} \right| \varepsilon m - \ell \left| \begin{matrix} \xi_1 \\ \bar{\gamma} + \xi_3 \end{matrix} \right| \bar{\gamma}, \xi_2 \bar{\gamma} \right). \end{aligned} \quad (13)$$

Наконец, выражение для ВКМ можно легко получить, объединяя полученные выражения (11)–(13).

§ 3. Моделирование и обсуждение результатов

Чтобы проверить корректность полученных выражений и изучить качество систем связи с различными формами сигнальных созвездий QAM, было проведено моделирование.

Моделирование проводилось для квадратурной амплитудной модуляции с тремя формами сигнального созвездия: прямоугольной (SQAM), регулярной гексагональной (RHQAM), нерегулярной гексагональной (IHQAM). Размер созвездия был равен степени 2 и изменялся от 16 до 256. Анализировался широкий спектр условий распространения сигнала в канале, соответствующий изменению значения К-фактора Райса k от -40 до 50 дБ и изменению параметра формы распределения затенения компоненты прямой видимости сигнала от $0,01$ до 50 . Среднее значение ОСШ в канале изменялось от 0 до 50 дБ.

На рис. 1 показано влияние К-фактора Райса на значения ВКМ, достижимые при различных условиях затенения (различных m), модуляции с малым размером созвездия ($M = 16$).

При значениях К-фактора Райса ниже определенного порога (при ОСШ около 20 дБ он равен приблизительно -16 дБ), ни k , ни коэффициент формы распределения затенения m не имеют влияния на величину ВКМ. Кривые ВКМ на рис. 1 сливаются в одну линию, параллельную оси k .

При $m \leq 1$ значения ВКМ меньше 1 для любых k . При $m > 1$ и $k > -14$ дБ ВКМ больше 1 и растет с ростом m . Следовательно, более частые события затенения уменьшают ВКМ.

Для канала с рэлеевскими замираниями выигрыш от компенсации многолучевости в классическом смысле равен 1. Поэтому в условиях, когда ВКМ меньше 1, распространение сигнала является более сложной задачей, чем в рэлеевском канале, и динамический ВКМ меньше или равен статическому (асимптотическому), что

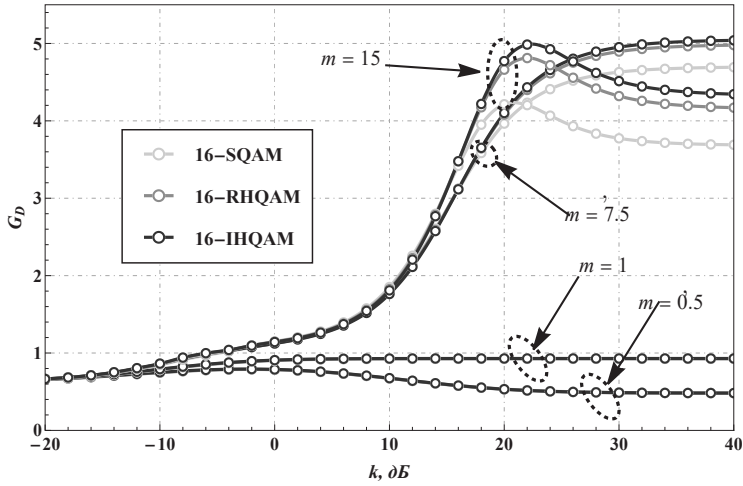


Рис. 1. Зависимость величины ВКМ от К-фактора Райса для модуляции 16-QAM с различными формами сигнала созвездия при $\bar{\gamma} = 20$ дБ

делает менее выгодным измерение параметров канала в режиме реального времени или адаптацию параметров системы (таких как размер сигнала созвездия M). Наоборот, когда ВКМ превышает 1, эти измерения и адаптация могут быть более эффективными и заслуживают усилий по их воплощению.

Кривые ВКМ демонстрируют насыщение при больших значениях k (приблизительно выше 35 дБ). Максимальный ВКМ при использовании исследуемых модуляций для $\bar{\gamma} = 20$ дБ достигается при $m = 7,5$ и 16-IHQAM и равняется 5,04. Регулярная гексагональная форма созвездия обеспечивает максимум ВКМ, равный 4,95, а квадратная форма (SQAM) – максимум 4,78. Следовательно, в этих условиях использование 16-IHQAM наиболее выгодно. Оно дает увеличение ВКМ на 0,27 по сравнению с 16-SQAM. Этот рост заслуживает внимания. Он означает, что если $\bar{\gamma}$ изменяется на 10 дБ и система изменяет одну форму созвездия на другую, то $\bar{P}_{\text{er}}$ изменяется в 2,7 раза. В условиях, когда параметр затенения $m = 15$, достижимый максимум ВКМ лежит в диапазоне 4,2–5,0, а смена модуляции оказывает эффект на ВКМ в размере не более 0,8. Следовательно, ВКМ уменьшается с уменьшением m , т.е. по мере того как условия распространения становятся более тяжелыми для компоненты прямой видимости, в то же самое время и эффект от смены SQAM модуляции на IHQAM падает. При m менее 5 кривые для различных форм созвездий визуально не отличаются.

Влияние параметра k на значения ВКМ, достижимые при различных модуляциях, показано на рис. 2 (при $m = 10$).

С ростом k ВКМ тоже непрерывно возрастает и, начиная с некоторого значения k_{th} ($k_{\text{th}} = 25$ –40 дБ в зависимости от M , $\bar{\gamma}$ и формы сигнала созвездия), достигает области насыщения. Это означает, что при достаточно больших k ($k \geq k_{\text{th}}$) никакие дальнейшие изменения условий распространения сигнала (которые приводили бы к росту отношения мощностей компоненты прямой видимости и многопутевых) не приводят к росту ВКМ. Иными словами, в этом случае нельзя снизить мощность передачи без потери производительности.

Пороговое значение k_{th} увеличивается с ростом сигнала созвездия. Например, при $m = 10$ и $\bar{\gamma} = 20$ дБ, $k_{\text{th}} \approx 25$ дБ для $M = 256$, 26 дБ для $M = 64$ и 34 дБ для $M = 16$ (см. рис. 2,а).

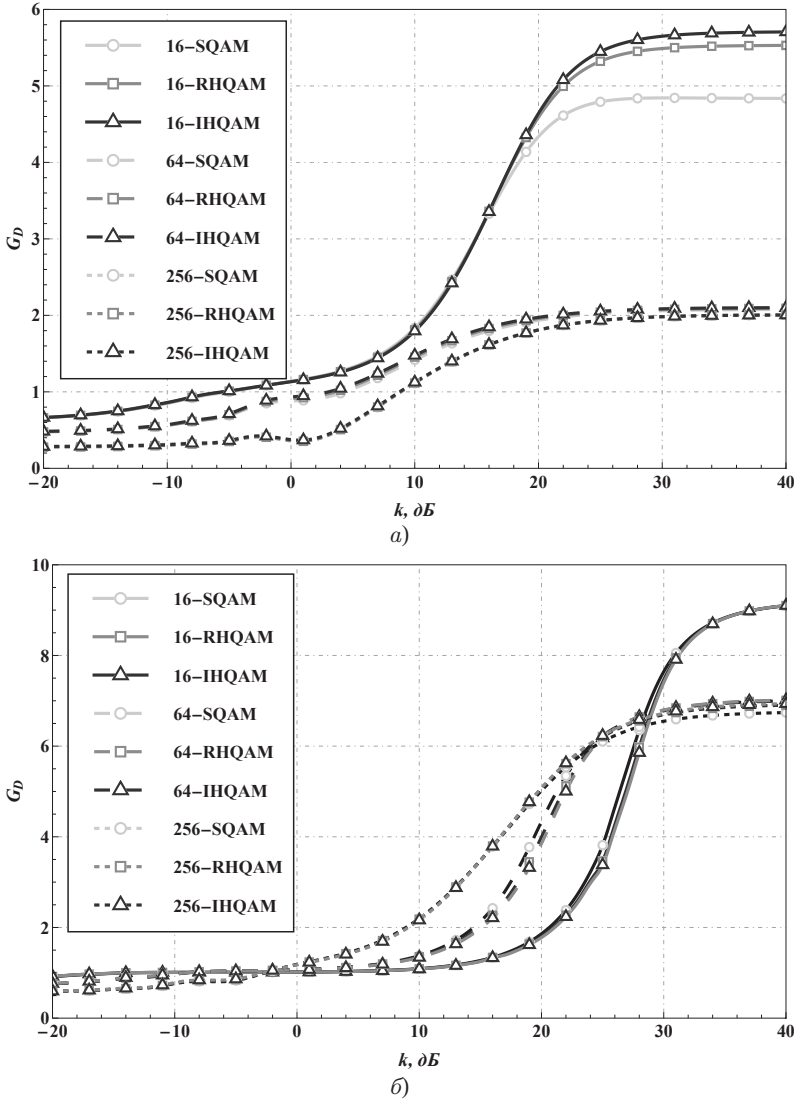


Рис. 2. Зависимость величины ВКМ от К-фактора Райса для $m = 10$: а) $\bar{\gamma} = 20$ дБ, б) $\bar{\gamma} = 30$ дБ

Достижимый максимум ВКМ зависит от нескольких факторов. Наибольшее влияние оказывает ОСШ. Оно влияет на порядок следования линий ВКМ(k) для различных значений M . Если среднее ОСШ ниже, чем $\bar{\gamma}_{\text{int}}$ (т.е. области значений ОСШ, около 20–30 дБ, в которой пересекаются графики вероятности ошибки на бит, полученные при различных условиях; см. [11]), то линии для M , равных 16, 64 и 256, не пересекутся (см. рис. 2,а, полученный при $\bar{\gamma} = 20$ дБ). С ростом M достижимые значения ВКМ уменьшаются. Однако если среднее ОСШ превышает порог $\bar{\gamma}_{\text{int}}$ (как показано на рис. 2,б, полученном для ОСШ около 30 дБ), ситуация принципиально меняется.

Существует узкий диапазон значений среднего ОСШ (около $k = -2,5$ дБ), при которых кривые ВКМ пересекаются для всех M . Также существуют точки, в которых кривые, соответствующие различным размерам сигнальных созвездий, пересекают-

ся попарно: кривые 64-QAM и 256-QAM пересекаются при $k = 24$ дБ, 64- и 16-QAM – при 24 дБ, 16- и 256-QAM – при 28,2 дБ. Наличие точек пересечения указывает на то, что когда условия распространения соответствуют вышеупомянутым значениям k , выбор M влияет на среднюю вероятность ошибки (т.е. на качество системы связи), но не на ВКМ, как показано на рис. 2,б. В точках пересечения порядок линий, соответствующих модуляции с различным размером сигнального созвездия M , меняется. Это показывает, что с ростом ОСШ эффект (в терминах ВКМ) от использования некоторого типа модуляции, который был ранее малым, становится значительным. Например, при $k = 10$ дБ рост $\bar{\gamma}$ с 20 до 30 дБ обеспечивает почти удвоение ВКМ при 256-хQAM, но при 16-хQAM – падение ВКМ почти в два раза.

Опираясь на этот рисунок, можно разбить весь диапазон условий распространения сигнала, описываемый с помощью k , на три зоны. В первой зоне, при $k \leq -2,5$ дБ (при $\bar{\gamma} = 30$ дБ) ВКМ меньше чем 1. Во второй зоне, при $k > -2,5$ дБ и далее, вплоть до точек пересечения между парами кривых, максимальные ВКМ дают крупные созвездия ($M = 256$). Наконец, в третьей зоне, при значениях k , больших наибольшей из абсцисс точек пересечения (что соответствует области значений k непосредственно перед началом области насыщения), характер влияния M возвращается к тому же, какой наблюдается в первой зоне. Следовательно, при малых значениях k (менее $-2,5$ дБ, т.е. слабой компоненте прямой видимости относительно многопутевых), или при больших значениях k (т.е. доминантной компоненте прямой видимости), меньшие сигнальные созвездия делают систему связи более чувствительной к изменениям $\bar{\gamma}$. Для промежуточных значений k (от $-2,5$ до 30 дБ), тот же самый эффект дают более крупные созвездия.

Описанные изменения во влиянии M на ВКМ происходят при значениях ОСШ, лежащих внутри диапазона от 20 до 30 дБ, в зависимости от параметра затенения (m). В отличие от такого различного характера влияния M на ВКМ, форма сигнального созвездия влияет одинаково, независимо от остальных параметров. Рис. 2 показывает, что среди трех проанализированных схем модуляции INQAM постоянно обеспечивает наибольший ВКМ, RИQAM находится на втором месте, и SQAM дает наименьшие значения. Однако разница (Δ) величин достигаемого ВКМ становится заметной, только начиная с некоторого значения $k_{\text{сп1}}$, напрямую зависящего от M . Эти различия могут быть разной значимости для созвездий различного размера: пренебрежимо малыми (при размере созвездия $M = 256$), малыми и умеренными (при $M = 16$, например, $\Delta \leq 1$ при среднем ОСШ 30 дБ и не более 0,82 при $\bar{\gamma} = 20$ дБ), а также существенными (при $M = 64$, $\Delta \leq 0,15$ и 0,18 при ОСШ 20 и 30 дБ соответственно). У малых созвездий максимальная разница ВКМ наблюдается в третьей зоне, у больших – во второй, где значения ВКМ не столь велики.

Как можно видеть, с ростом среднего ОСШ величина Δ растет. Иными словами, INQAM делает систему связи более чувствительной к изменению $\bar{\gamma}$, чем другие модуляции, позволяя более эффективно использовать мощность передатчика.

Итого, форма сигнального созвездия оказывает существенное влияние на ВКМ в первую очередь при сильной компоненте прямой видимости (больших k), слабом затенении (больших m), высоких ОСШ ($\bar{\gamma} \geq 25$ дБ) и малых сигнальных созвездиях. При $M \geq 256$ и сильной компоненте прямой видимости выбор формы созвездия не имеет смысла, независимо от значений других анализируемых параметров системы.

Детали влияния параметра затенения m на ВКМ иллюстрирует рис. 3 (полученный для среднего ОСШ 20 дБ).

Сплошные линии показывают возможности низкоразмерной модуляции ($M = 16$). По мере увеличения m ВКМ быстро возрастает и затем, начиная с некоторого m_{th} , достигает области насыщения. То есть, дальнейшее уменьшение интенсивности затенения (или уменьшение числа событий затенения компоненты прямой видимости), соответствующие высоким значениям m , не оказывают влияния на ВКМ. При

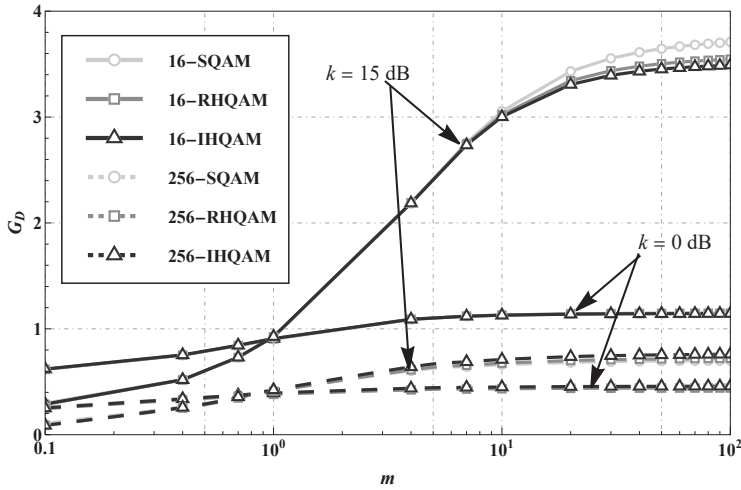


Рис. 3. Зависимость величины ВКМ от m при $\bar{\gamma} = 20$ дБ

$M = 16$ значения ВКМ в области насыщения равны 1,8 и 3,72 при $k = 0$ дБ и 15 дБ соответственно.

Модуляции высокой размерности (пунктирные линии на рис. 3) влияют на ВКМ в зависимости от значения параметров m и k . Когда мощности компонент прямой видимости и многопутевых сопоставимы (т.е. k около 0 дБ), существуют особые условия затенения, соответствующие m , при которых ВКМ достигает максимального значения (0,44). При дальнейшем уменьшении затенения влияние m исчезает, начиная с $m = 10$. В случае сильных компонент прямой видимости (при $k = 15$ дБ или более), ВКМ с ростом m растет на начальном участке очень постепенно, так что еще не достигает насыщения даже при $m = 50$. Таким образом, при такой структуре распространяющегося сигнала (соответствующей большим положительным значениям k), если условия затенения оказываются нестабильными (т.е. m изменяется), невозможно опираться на заранее спрогнозированные достижимые значения ВКМ из-за низкой точности такого прогноза. Кроме того, в этих условиях (практически дважды рэлеевский канал) SQAM дает несколько лучшие (на 0,3) результаты.

§ 4. Заключение

В исследовании изучалось влияние модуляции на ВКМ в условиях fdRLoS-канала. Было обнаружено, что при всех возможных на практике значениях параметров модели наиболее выгодная (в смысле наибольшего ВКМ) форма сигнала созвездия КАМ – это IHQAM. Анализ показывает, что для обеспечения эффективного использования выбранного размера созвездия важно иметь оценки параметров канала (m, k) и, что более важно, мгновенного ОСШ. В идеале и приемник, и передатчик должны иметь возможность адаптивно регулировать размер сигнала созвездия и реализацию модуляции на основе оценок качества работы сеанса связи в режиме реального времени. Полученные прогнозируемые значения ВКМ позволяют оценить чувствительность системы связи, работающей в fdRLoS-канале, к изменениям ОСШ в режиме реального времени.

Было обнаружено, что ВКМ может многократно превышать значения классического (асимптотического) выигрыша от разнесения, и были определены сценарии, при которых это может произойти.

Показано, что максимальная чувствительность системы достигается в условиях слабых замираний (высокие значения m) и сильной компоненты прямой видимости, в то время как в условиях слабой или даже пренебрежимо малой компоненты прямой видимости ВКМ системы связи приближается к асимптотическому значению, указывая на то, что система становится нечувствительна к изменениям условий распространения сигнала в реальном времени. Это говорит о том, что в таких случаях можно опираться на предварительно полученные прогнозы производительности системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Launay F.* NG-RAN and 5G-NR: 5G Radio Access Network and Radio Interface. Hoboken, NJ: ISTE/Wiley, 2021.
2. *Shankar P.M.* Fading and Shadowing in Wireless Systems. Cham, Switzerland: Springer, 2017.
3. *Wang Z., Giannakis G.B.* A Simple and General Parameterization Quantifying Performance in Fading Channels // IEEE Trans. Commun. 2003. V. 51. № 8. P. 1389–1398. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2003.815053>
4. *Narasimhan R.* Finite-SNR Diversity–Multiplexing Tradeoff for Correlated Rayleigh and Rician MIMO Channels // IEEE Trans. Inform. Theory. 2006. V. 52. № 9. P. 3965–3979. <https://doi.org/10.1109/TIT.2006.880057>
5. *Gvozdev A.S., Artemova T.K.* A Closed Form Analytic Expression for Massive MIMO Finite-SNR Diversity Gain in Case of Correlated Rayleigh Channels // Proc. 2017 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO'17). Riga, Latvia. Nov. 2–3, 2017. P. 142–146. <https://doi.org/10.1109/RTUWO.2017.8228522>
6. *Gvozdev A.S., Artemova T.K.* Finite-SNR Diversity Gain Analysis of the Fluctuating Line-of-Sight Fading Channel Model // Proc. 2023 Int. Conf. on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH 2023). Vienna, Austria. Oct. 16–18, 2023. P. 1–5. <https://doi.org/10.1109/EMCTECH58502.2023.10296937>
7. *Gvozdev A., Artemova T., Morkovkin A.* The Impact of Modulation Constellation Type on the Finite Signal-to-Noise Ratio Diversity Gain in the Presence of a Multipath Fading Channel // Probl. Inf. Transm. 2024. V. 60. № 2. P. 90–112. <https://doi.org/10.1134/S0032946024020029>
8. *Fernández S., Bailón-Martínez J.A., Galeote-Cazorla J.E., López-Martínez F.J.* Analytical Characterization of the Operational Diversity Order in Fading Channels. <https://arXiv.org/abs/2405.09336> [cs.IT], 2024.
9. *Durgin G.D., Rappaport T.S., de Wolf D.A.* New Analytical Models and Probability Density Functions for Fading in Wireless Communications // IEEE Trans. Commun. 2002. V. 50. № 6. P. 1005–1015. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2002.1010620>
10. *López-Fernández J., Espinosa P.R., Romero-Jerez J.M., López-Martínez F.J.* A Fluctuating Line-of-Sight Fading Model With Double-Rayleigh Diffuse Scattering // IEEE Trans. Veh. Technol. 2022. V. 71. № 1. P. 1000–1003. <https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3131060>
11. *Gvozdev A.S.* Closed-Form and Asymptotic BER Analysis of the Fluctuating Double-Rayleigh with Line-of-Sight Fading Channel // IEEE Wireless Commun. Lett. 2022. V. 11. № 7. P. 1548–1552. <https://doi.org/10.1109/LWC.2022.3179900>
12. *Gvozdev A.S.* Capacity Analysis of the Fluctuating Double-Rayleigh with Line-of-Sight Fading Channel // Phys. Commun. 2022. V. 55. Article 101939. <https://doi.org/10.1016/j.phycom.2022.101939>
13. *Gvozdev A.S., Artemova T.K., Alishchuk A.M., Kazakova M.A.* Closed-Form Hyper-Rayleigh Mode Analysis of the Fluctuating Double-Rayleigh with Line-of-Sight Fading Channel // Inventions. 2023. V. 8. № 4. Article 87 (19 pp.). <https://doi.org/10.3390/inventions8040087>
14. *Singya P.K., Shaik P., Kumar N., Bhatia V., Alouini M.-S.* A Survey on Higher-Order QAM Constellations: Technical Challenges, Recent Advances, and Future Trends // IEEE Open J. Commun. Soc. 2021. V. 2. P. 617–655. <https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2021.3067384>

15. Abdelaziz M., Gulliver T.A. Triangular Constellations for Adaptive Modulation // IEEE Trans. Commun. 2017. V. 66. № 2. P. 756–766. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2762671>
16. Matos D., Correia R., Silva H.T.P., Silva H.S., Oliveira A.S.R., Carvalho N.B. On the Performance of Square, Rectangular, Star, and Hexagonal QAM for Backscatter Systems // IEEE Microw. Wirel. Technol. Lett. 2023. V. 33. № 1. P. 102–105. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2022.3196587>
17. Gvozдарев A.S., Artemova T.K., Ermakov I., Manahov R., Mozzhukhin S., Veselkov A. Achievable Error Rate Reduction with Hexagonal QAM Constellations Over the Shadowed Fading Channels // Proc. 2024 26th Int. Conf. on Digital Signal Processing and Its Applications (DSPA'24). Moscow, Russia. Mar. 27–29, 2024. P. 1–6. <https://doi.org/10.1109/DSPA60853.2024.10510120>
18. Lu J., Letaief K.B., Chuang J.C.-I., Liou M.L. M-PSK and M-QAM BER Computation Using Signal-Space Concepts // IEEE Trans. Commun. 1999. V. 47. № 2. P. 181–184. <https://doi.org/10.1109/26.752121>
19. Olver F.W. NIST Handbook of Mathematical Functions. Cambridge: Cambridge Univ. Press, 2010.
20. Hai N.T., Yakubovich S.B. The Double Mellin–Barnes Type Integrals and Their Applications to Convolution Theory. Singapore: World Sci., 1992. <https://doi.org/10.1142/1425>

Гвоздарев Алексей Сергеевич[✉]

Артёмов Татьяна Константиновна

Морковкин Антон Владимирович

Кафедра интеллектуальных информационных
радиофизических систем, Ярославский государственный
университет им. П.Г. Демидова, Ярославль

[✉]asg.rus@gmail.com

Поступила в редакцию

05.06.2024

После доработки

14.08.2024

Принята к публикации

30.08.2024