

Комбинированная индексная модуляция с повышенной спектральной эффективностью для некогерентного приема

П. В. Апалина[✉], А. Б. Сергиенко

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

[✉]vpapalina@etu.ru

Аннотация

Введение. Современные системы связи должны как можно более эффективно использовать выделяемую им полосу частот. Для этого необходимо повышать спектральную эффективность систем. Одним из простых способов ее увеличения является введение индексной модуляции, которая предполагает передачу дополнительной информации за счет выбора одной из возможных комбинаций взаимного расположения активных и неактивных физических ресурсов. Однако наличие неактивных ресурсов не позволяет достичь максимально возможной спектральной эффективности, что делает актуальной задачу разработки более сложных комбинированных схем модуляции.

Цель работы. Разработать схему комбинированной индексной модуляции, обладающую повышенной спектральной эффективностью, и приемник, имеющий приемлемую вычислительную сложность; получить аналитические выражения, позволяющие оценить помехоустойчивость данной схемы модуляции.

Материалы и методы. Приведенные результаты получены с помощью компьютерного моделирования в среде MATLAB.

Результаты. Предложена схема комбинированной индексной модуляции, в которой все физические ресурсы являются активными, но обладают разной мощностью. При этом высокоуровневые и низкоуровневые ресурсы используются для передачи двух отдельных сигналов. Для дополнительного повышения спектральной эффективности между обозначенными частями итогового сигнала вводится дифференциальная фазовая манипуляция. Разработан приемник, обрабатывающий отдельно каждую компоненту сигнала, что позволяет без существенного увеличения вычислительных затрат значительно расширить ансамбль сигналов и тем самым повысить спектральную эффективность. Получены формулы для вероятности ошибки, результаты применения которых хорошо согласуются с результатами компьютерного моделирования.

Заключение. Разработанный метод позволяет формировать ансамбли сигналов большого объема на основе имеющихся кодовых книг, обладающих недостаточной спектральной эффективностью. Достоинство такого способа повышения спектральной эффективности – возможность реализации упрощенного приема, при котором общее число арифметических операций определяется не произведением, а суммой вычислительных затрат на обработку отдельных компонент сигнала. В дальнейшем предложенный подход можно расширить и рассмотреть комбинацию сигналов с паттернами индексной модуляции, имеющими больше двух уровней.

Ключевые слова: индексная модуляция, некогерентный прием, дифференциальная фазовая манипуляция, АБГШ-канал, энергетический приемник

Для цитирования: Апалина П. В., Сергиенко А. Б. Комбинированная индексная модуляция с повышенной спектральной эффективностью для некогерентного приема // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 6. С. 24–44.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-24-44

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 30.06.2025; принята к публикации после рецензирования 17.10.2025; опубликована онлайн 29.12.2025

Combined Index Modulation with Increased Spectral Efficiency for Noncoherent Reception

Polina V. Apalina[✉], Alexander B. Sergienko

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

[✉]pvapalina@etu.ru

Abstract

Introduction. Modern communication systems are supposed to use the allocated frequency band as efficiently as possible. This can be achieved by improving the spectral efficiency of such systems. One simple approach consists in introducing index modulation, which involves transmitting additional information by selecting one of possible combinations of the mutual arrangement of active and inactive resources. However, the presence of inactive resources hinder the achievement of maximal spectral efficiency, which makes it important to develop more sophisticated modulation schemes.

Aim. To develop a combined index modulation scheme with increased spectral efficiency and a receiver with acceptable computational complexity, as well as to obtain analytical expressions to estimate the noise immunity of this modulation scheme.

Materials and methods. Computer simulation in the MATLAB environment.

Results. A scheme of combined index modulation is proposed, in which all physical resources are active but have different power. In this case, high-level and low-level resources are used to transmit two separate signals. To further enhance the spectral efficiency, differential phase shift keying is introduced between the mentioned parts of the final signal. A receiver that processes each signal component separately, enabling significant expansion of the signal constellation and consequent improvement in spectral efficiency without substantial computational overhead is developed. Formulas for the error probability are obtained, the results of which are in good agreement with the simulation outcomes.

Conclusion. The developed method allows large-volume signal ensembles to be formed based on existing codebooks with insufficient spectral efficiency. The advantage of this approach to increasing spectral efficiency consists in the possibility of implementing a simplified reception method, in which the total number of arithmetic operations is determined by the sum, rather than by the product, of computational costs for processing individual signal components. Future research should extend the proposed approach by considering a combination of signals with index modulation patterns that have more than two levels.

Keywords: index modulation, noncoherent reception, differential phase shift keying, AWGN channel, energy-based receiver

For citation: Apalina P. V., Sergienko A. B. Combined Index Modulation with Increased Spectral Efficiency for Noncoherent Reception. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 6, pp. 24–44.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-24-44

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 30.06.2025; accepted 17.10.2025; published online 29.12.2025

Введение. В последнее время наблюдается стремительный рост числа технологий связи: расширение интернета вещей (Internet of Things – IoT) до интернета чувств (Internet of Senses – IoS); появление голографической связи; создание цифровых двойников и многое др. Все это требует не только расширения доступного спектра, но и повышения спектральной эффективности (Spectral Efficiency – SE) систем из-за "сложности поиска чистого спектра и поставленной цели эффективного использования

ограниченных ресурсов спектра" ("Spectrum sharing and coexistence capabilities are becoming more important than ever due to the difficulty of finding a clean spectrum and the determined goal of efficiently using scarce spectrum resources") [1]. Одним из простых и надежных методов цифровой связи, позволяющих повысить спектральную эффективность системы, является индексная модуляция (Index Modulation – IM) [2]. При использовании индексной модуляции дополнительная информация передается за

счет частичной активации доступных физических ресурсов, в качестве которых могут выступать поднесущие, антенны или временные интервалы. Конкретная конфигурация активных элементов называется ИМ-паттерном. Например, если паттерн состоит из 4 элементов, 2 из которых активны, то возможны следующие комбинации: $\{1\ 1\ 0\ 0\}$, $\{1\ 0\ 1\ 0\}$, $\{1\ 0\ 0\ 1\}$, $\{0\ 1\ 1\ 0\}$, $\{0\ 1\ 0\ 1\}$ и $\{0\ 0\ 1\ 1\}$. При этом для передачи двух бит данных используются только 4 из этих 6 комбинаций.

ИМ может применяться как в чистом виде, так и в сочетании с линейной или нелинейной модуляцией. Например, в [3] рассматривается использование ортогонального частотного мультиплексирования (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) совместно с индексной модуляцией. При этом активные поднесущие используются для передачи символов, требующих когерентного приема. Однако это приводит к необходимости оценки канала связи, что усложняет реализацию приемника, а также снижает SE из-за вынужденной передачи пилот-символов. Поэтому в некоторых более поздних работах рассматривается лишенный упомянутых недостатков некогерентный прием.

В [4–7] данные передаются исключительно с использованием ИМ, поэтому некогерентный прием реализуется просто. Для повышения спектральной эффективности паттерны имеют разный вес (т. е. содержат разное число активных элементов). В [4] технология индексной модуляции применяется в неортогональных системах множественного доступа без запроса на выделение ресурсов: каждый пользователь передает сумму определенного количества выделенных ему последовательностей, а информация закладывается только в выбор этих активных последовательностей. В [5] ИМ рассматривается с точки зрения теории кодирования: ИМ-паттерн интерпретируется как двоичное кодовое слово, а их совокупность – как двоичный блочный код. Показано, что такая схема эффективна в канале с рэлеевскими замираниями и обеспечивает разнесение, порядок которого зависит от корректирующей способности кода активации.

В [8–11] ИМ определяет активные ресурсы, используемые для передачи дополнительных

данных. В [8] информация ИМ заключена в индексе единственной активной в каждый момент времени передающей антенны в системе со множеством входов и множеством выходов. При этом активная антенна передает символ из созвездия с постоянным модулем (такого, например, как созвездие фазовой манипуляции, Phase-Shift Keying – PSK). Для обеспечения некогерентного приема используется дифференциальная пространственная модуляция. В [9] предложена дифференциальная индексная модуляция поднесущих. Все поднесущие, выделенные системе, разделены на блоки. В соответствии с ИМ-паттернами в каждом блоке в каждый момент времени используется одна активная поднесущая для передачи символа из созвездия PSK. Сигнал в каждом блоке зависит от текущего и предыдущего модуляционных символов, что позволяет реализовать некогерентный прием. Основным недостатком систем в [8] и [9] – низкая скорость передачи и, следовательно, низкая спектральная эффективность. Для улучшения этого показателя матрицу дифференциального отображения делают прямоугольной, что позволяет уменьшить количество используемых временных интервалов ([10] и [11]).

В то время как в [3–11] используется стандартная ИМ, в которой паттерн состоит из активных и неактивных элементов, в [12] предлагается индексная модуляция с распределением мощности (Power Distribution Index Modulation – PIM). В этом методе все элементы активны, но работают на двух уровнях мощности. PIM сочетается с OFDM, причем каждый символ данных передается дважды – на поднесущих высокой и низкой мощности, что обеспечивает порядок разнесения, равный 2. В [13] и [14] также все ресурсы активны, но используются для передачи символов из разных созвездий, что позволяет детектировать ИМ-паттерн и организовать когерентный прием модуляционных символов.

В данной статье описывается разновидность ИМ, подходящая для некогерентного приема и обладающая повышенной спектральной эффективностью. Основная идея заключается в сочетании "классической" и двухуровневой ИМ с различными кодовыми книгами. Детектирование производится с помощью упрощенного прием-

ника, в котором разные составляющие сигнала принимаются отдельно. Результаты моделирования демонстрируют хорошее соответствие с теоретически полученными аддитивной и асимптотической границами вероятности ошибки.

"Классическая" ИМ. Модель сигнала. Передаваемый сигнал представляет собой комбинацию ИМ-паттерна длины N и сигнала из n комплексных отсчетов $\{x_i\}$ из кодовой книги, размещенного на активных ресурсах ($n < N$, рис. 1). Следовательно, результирующий сигнал является разреженным: только n из N отсчетов отличны от нуля. Таким образом, используя только индексную модуляцию, можно передавать γ битов

$$\gamma = \left\lfloor \log_2 C_N^n \right\rfloor,$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ – округление вниз до целого числа; C_N^n – биномиальный коэффициент. Всего возможно $P=2^\gamma$ ИМ-паттернов.

К n ненулевым отсчетам применяется кодовая книга X , состоящая из $M=2^k$ сигналов, каждый из которых содержит k битов. Кодовую книгу X можно представить в виде матрицы $n \times M$, столбцы которой являются сигналами. В описываемой работе использовались кодовые книги, оптимизированные ранее с помощью нейросети с целью минимизации вероятности блочной ошибки в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) [15]. Отсчеты сигналов в них имеют единичную амплитуду, так что средняя мощность отсчетов сигнала равна единице:

$$|x_i| = 1 \forall i, \text{ так что } \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |x_i|^2 = 1.$$

Так как результирующий сигнал содержит $\Lambda = k + \gamma$ битов, то спектральная эффектив-

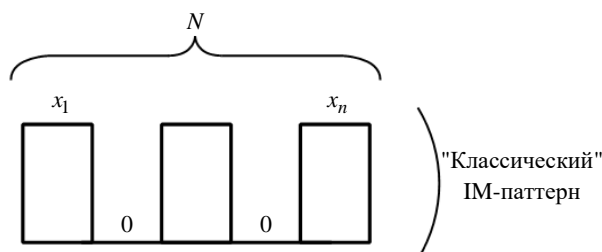


Рис. 1. Сигнал в случае "классической" ИМ

Fig. 1. Signal in the case of "classical" IM

ность такой передачи (в битах на отсчет)

$$SE = \frac{\gamma + k}{N}.$$

В описываемой работе рассматривается некогерентная передача по каналу с АБГШ и случайным фазовым сдвигом φ .

Полученный сигнал представляет собой вектор-столбец

$$\mathbf{y} = e^{j\varphi} h \Omega \mathbf{x} + \mathbf{w},$$

где φ – случайный фазовый сдвиг с равномерным распределением плотности вероятности в диапазоне $0 \dots 2\pi$ рад; h – коэффициент передачи канала (без потери общности принимается равным 1); Ω – матрица $N \times n$, описывающая размещение вектора отсчетов сигнала \mathbf{x} на активных ресурсах, где соответствующие элементы равны 1, а остальные – нулевые; \mathbf{w} – вектор-столбец некоррелированных комплексных отсчетов гауссовского шума со средней мощностью P_n .

Отношение сигнал/шум (ОСШ) на бит вычисляется следующим образом:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{n}{\gamma + k} \frac{|h|^2}{P_n}, \quad (1)$$

где E_b – энергия бита; N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности (СПМ) белого шума.

Алгоритмы некогерентного приема. Рассмотрим два возможных метода приема описанного сигнала:

1. *Оптимальный приемник.* Так как все возможные сигналы имеют одинаковую энергию, оптимальный (по критерию максимального правдоподобия (МП)) метод приема может быть реализован в виде некогерентного коррелятора:

$$(\hat{m}, \hat{p}) = \arg \max_{m,p} \left| \mathbf{y}^H \Omega_p \mathbf{x}_m \right|,$$

где \hat{m} – МП-оценка переданного сообщения; \mathbf{y} – вектор-столбец $N \times 1$ принятых отсчетов; $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение; Ω_p – матрица $N \times n$, описывающая выбор возможных ИМ-паттернов ($1 \leq p \leq P$); \mathbf{x}_m – вектор-столбец

Табл. 1. Вычислительные затраты оптимального приемника

Tab. 1. Computing costs of the optimal receiver

Операция	Количество вещественных умножений	Количество вещественных сложений
Вычисление одной корреляции	$4n$	$4n - 2$
Вычисление квадрата модуля комплексного числа	2	1
Нахождение максимального среди PM чисел	0	$PM - 1$
Суммарные затраты	$PM(4n + 2)$	$nPM - 1$

Табл. 2. Вычислительные затраты упрощенного приемника

Tab. 2. Computing costs of the simplified receiver

Операция	Количество вещественных умножений	Количество вещественных сложений
Вычисление энергий отсчетов	$2N$	N
Вычисление энергии одного ИМ-паттерна	0	$n - 1$
Нахождение максимума среди P чисел	0	$P - 1$
Итого: идентификация ИМ-паттерна	$2N$	$N + Pn - 1$
Вычисление одной корреляции	$4n$	$4n - 2$
Вычисление квадрата модуля комплексного числа	2	1
Нахождение максимального среди M чисел	0	$M - 1$
Итого: идентификация сигнала из кодовой книги	$M(4n + 2)$	$4nM - 1$
Суммарные затраты	$M(4n + 2) + 2N$	$4nM + N + Pn - 2$

$n \times 1$ сигнальных отсчетов, связанных с m -м сигналом кодовой книги ($1 \leq m \leq M$).

Всего необходимо вычислить PM корреляций длиной n отсчетов. Количество требуемых вещественных операций для оптимального приемника представлено в табл. 1. Этот метод обеспечивает минимальную вероятность ошибки, но с увеличением P и M вычислительные затраты быстро растут.

2. Упрощенный приемник. Для снижения вычислительной сложности приема предлагается детектировать ИМ-паттерн и сигнал из кодовой книги не совместно, а по очереди. Сначала определяется используемый ИМ-паттерн, т. е. выбирается такой вариант матрицы Ω_p , который захватывает максимальную энергию. Понятно, что при таком способе приема равномерное распределение энер-

гии по активным ресурсам (т. е. применение кодовых книг, отсчеты сигналов в которых обладают одинаковой амплитудой) является оптимальным. Затем один из M сигналов кодовой книги идентифицируется с использованием некогерентного коррелятора. В результате сложность пропорциональна $P + M$ вместо PM при оптимальном методе. Количество необходимых операций для упрощенного приемника представлено в табл. 2.

Результаты моделирования. Одной из целей описываемой работы была оценка помехоустойчивости сочетания ИМ с кодовыми книгами и определение случаев, в которых достигается минимальная вероятность блоковых ошибок (Block Error Rate – BLER). Считается, что итоговый сигнал детектирован неверно, когда паттерн или сигнал из кодовой книги определен неправильно. Для оценки эффективности

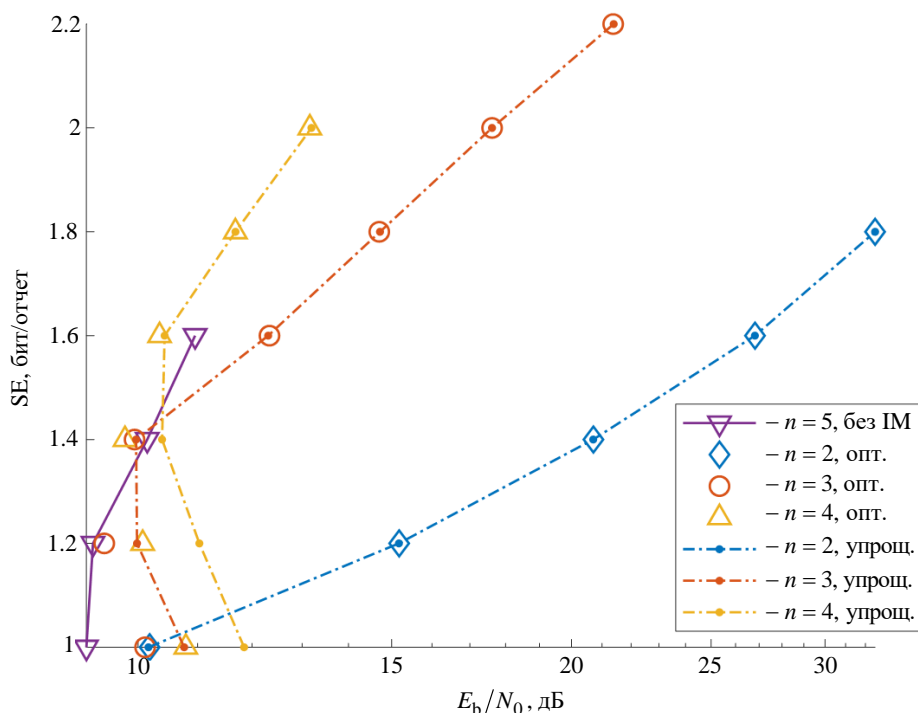


Рис. 2. Соотношение между спектральной эффективностью и ОСШ на бит, необходимым для получения BLER = 10⁻⁴: N = 5, упрощенный и оптимальный приемники
 Fig. 2. SE vs. E_b/N_0 required to obtain BLER = 10⁻⁴: N = 5, simplified and optimal receivers

предложенной схемы модуляции и метода приема было выполнено компьютерное моделирование передачи данных. Для каждой комбинации параметров модуляции оценивалось отношение сигнал/шум на бит (1), необходимое для достижения BLER = 10⁻⁴.

На рис. 2 показаны полученные комбинации SE и E_b/N_0 для кодовых книг при N = 5 для двух методов приема, описанных ранее. При фиксированном ОСШ на бит увеличение k означает рост энергии сигнала, что приводит к более надежному обнаружению ИМ-паттерна упрощенным приемником. Поэтому с увеличением k кривые при одном и том же n для обоих методов приема сходятся. С ростом n увеличивается спектральная эффективность, начиная с которой методы демонстрируют одинаковые результаты. Также с ростом n оптимальный приемник позволяет получать все больший выигрыш при одной и той же SE. Это связано с тем, что при постоянной SE фиксированная энергия распределяется по большему числу отсчетов, поэтому определение паттерна по максимальной энергии становится более сложным. При SE = 1 выигрыш, обеспечиваемый

оптимальным приемником, составляет 0.7 дБ для n = 3 и 1.1 дБ для n = 4; при SE = 1.2 он равен 0.5 и 1 дБ для n = 3 и n = 4 соответственно; при SE = 1.4 выигрыш для n = 4 составляет 0.6 дБ. Также приведена референсная кривая, полученная при использовании сигналов длины N = n = 5 (т. е. индексная модуляция отсутствует) [15]. Видно, что одновременное увеличение n и k при наличии ИМ позволяет не только достичь референсных результатов, но и превзойти их. Это возможно, так как из-за объединения ИМ с кодовой книгой получаются двухуровневые сигналы (т. е. увеличивается число степеней свободы), которые по энергетической эффективности могут превзойти ансамбли с постоянным модулем. В табл. 3 сравнивается требуемое количество вычислительных операций при обоих способах приема для случаев, когда оптимальный приемник позволяет получить энергетический выигрыш. Видно, что упрощенный приемник требует в 3.7 ... 7.3 раз меньше вещественных умножений и в 3.5 ... 6.2 раз меньше вещественных сложений, чем оптимальный. При этом чем меньше n и выше спектральная эффективность, тем больше достигаемая экономия вычислительных затрат.

Табл. 3. Вычислительные затраты: $N = 5$, упрощенный и оптимальный приемники

Tab. 3. Computing costs: $N = 5$, simplified and optimal receivers

SE	n	γ	k	Приемник	Количество вещественных умножений	Количество вещественных сложений
1	3	3	2	опт.	448	383
				упрощ.	66	75
	4	2	3	опт.	576	511
				упрощ.	154	147
1.2	3	3	3	опт.	896	767
				упрощ.	122	123
	4	2	4	опт.	1152	1023
				упрощ.	298	275
1.4	4	2	5	опт.	2304	2047
				упрощ.	586	531

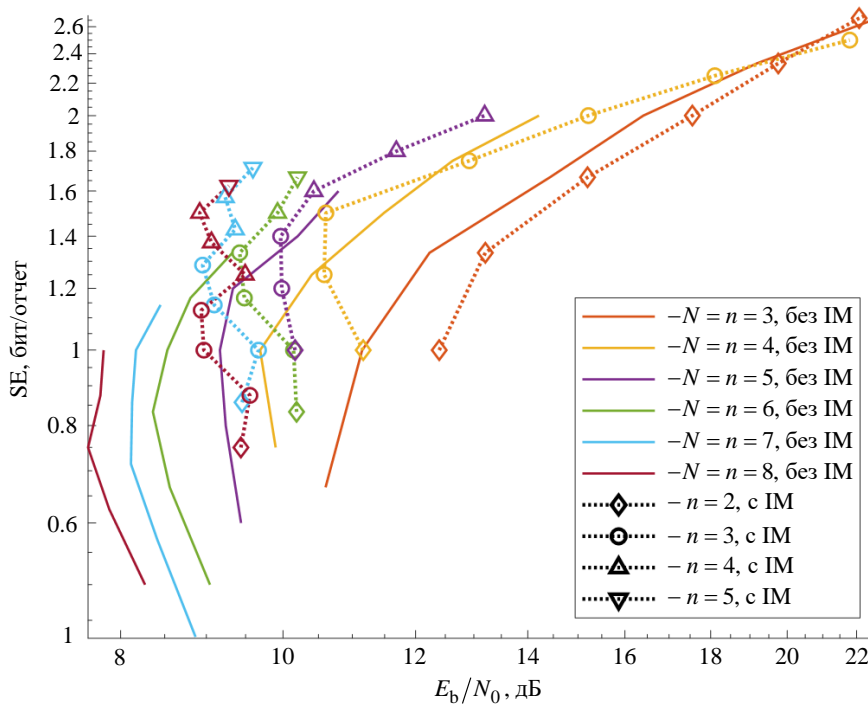


Рис. 3. Соотношение между спектральной эффективностью и ОСШ на бит, необходимым для получения $\text{BLER} = 10^{-4}$: лучшие результаты сочетания IM с кодовыми книгами для всех N

Fig. 3. SE vs. E_b/N_0 required to obtain $\text{BLER} = 10^{-4}$: the best results of combining IM with codebooks for all N

На рис. 3 показаны полученные сочетания спектральной и энергетической эффективности для кодовых книг без IM и лучшие результаты (минимальные E_b/N_0 при разных SE) для кодовых книг с IM при использовании различных значений N . При этом цвет кривых и маркеров отражает длину передаваемого сигнала (N), а тип маркера – количество ненулевых элементов в IM-паттерне (n). Для приема сигналов без добавления IM использовался оптимальный приемник, в противном случае – упрощенный. Видно, что с увеличением n энергетическая

эффективность кодовых книг с IM быстро перестает расти и колеблется в районе 9.5 дБ. Для многих комбинаций параметров результаты при наличии IM оказываются хуже, однако для $N = 3, 4$ и 5 явно наблюдаются точки, в которых обеспечивается наилучший компромисс между спектральной и энергетической эффективностью. При SE в диапазоне от 1 до 1.6 потери не превышают 2 дБ, однако использование упрощенного приемника позволяет заметно снизить вычислительную сложность. Ее значения для $N = 5$ можно оценить по табл. 4.

Табл. 4. Вычислительные затраты: $N = 5$, кодовая книга без ИМ и лучшие результаты при сочетании с ИМ

Tab. 4. Computing costs: $N = 5$, codebook without IM and better results when combined with IM

SE	n	γ	k	Приемник	Количество вещественных умножений	Количество вещественных сложений
1	5	0	5	опт.	704	639
	2	3	2	упрощ.	50	51
1.2	5	0	6	опт.	1408	1279
	3	3	3	упрощ.	122	123
1.4	5	0	7	опт.	2816	2559
	3	3	4	упрощ.	234	219
1.6	5	0	8	опт.	5632	5119
	4	2	6	упрощ.	1162	1043

Для SE = 1, 1.2 и 1.4 количество необходимых операций обоих типов уменьшается примерно в 10 раз. Для SE = 1.6 коэффициент уменьшения составляет около 5, что связано с неравномерным распределением передаваемых битов между кодовой книгой и индексной модуляцией (6 и 2 бита соответственно).

Аналитическое выражение для вероятности ошибки. Для удобства анализа предложенной системы с ИМ полезно получить аналитическое выражение зависимости вероятности блочковой ошибки от ОСШ на бит. Так как при упрощенном приеме разные компоненты итогового сигнала детектируются независимо, то теоретическая вероятность ошибки также рассчитывается отдельно для каждой составляющей, а затем полученные результаты объединяются.

1. *Ошибка определения ИМ-паттерна.* Так как паттерн состоит из N отсчетов, но только n из них ненулевые, то всего возможно

$$C_N^n = \frac{N!}{n!(N-n)!}$$

различных паттернов, лишь

$$2^\gamma \leq C_N^n$$

из которых будут использоваться.

Очевидно, число позиций, в которых паттерны отличаются друг от друга, кратно $2v$ ($v = 1 \dots z$), где $z = \min(n, N-n)$. Для каждого паттерна есть $C_n^v C_{N-n}^v$ паттернов, отличающихся от него $2v$ элементами. Руководствуясь этими рассуждениями, можно записать верхнюю аддитивную границу вероятности ошибки:

$$P_{\text{ИМ ад}} \leq \sum_{v=1}^z C_n^v C_{N-n}^v P_v, \quad (2)$$

где P_v – вероятность перепутывания паттернов, отличающихся $2v$ элементами. Однако данная граница оказывается слишком завышенной, поскольку учитывает неиспользуемые паттерны. Для более точного соответствия между теоретической границей и результатами моделирования следует использовать дистанционный спектр, определяемый для актуального набора паттернов. Кроме того, получить точное аналитическое выражение для P_v в замкнутой форме при $v > 1$ не представляется возможным, поэтому ограничимся рассмотрением наиболее частых ошибок, при которых перепутываются ближайшие друг к другу паттерны ($v = 1$). Так как паттерн состоит из нулей и единиц, а детектирование производится на основании энергий отсчетов сигнала, то вероятность перепутывания двух паттернов, отличающихся двумя элементами, будет эквивалентна вероятности ошибки при некогерентном приеме ортогональной пары сигналов. Таким образом, можно записать приближенное выражение для вероятности ошибки, которое будет справедливо при высоком ОСШ:

$$P_{\text{ИМ}} \approx C_n^1 C_{N-n}^1 P_1 = \frac{n(N-n)}{2} \exp\left(\frac{-E_{\text{ИМ}}}{2nN_0}\right) = \frac{n(N-n)}{2} \exp\left(\frac{-\Lambda E_b}{2nN_0}\right), \quad (3)$$

где $E_{\text{ИМ}}$ – энергия паттерна (так как в данном разделе каждый паттерн состоит из n единиц и $(N-n)$ нулей, то $E_{\text{ИМ}} = n$).

2. *Ошибка определения сигнала из кодовой книги.* Вероятность перепутывания двух корре-

лированных сигналов (обозначим их как g и q) равной энергии E_s при некогерентном приеме определяется следующим выражением [16]:

$$P_{gq} = Q_1(a_{gq}, b_{gq}) - \frac{1}{2} e^{-(a_{gq}^2 + b_{gq}^2)/2} I_0(a_{gq} b_{gq}), \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} a_{gq} &= \sqrt{\frac{\Lambda E_b E_s}{2N_0 E_{IM}} \left(1 - \sqrt{1 - |r_{gq}|^2}\right)} = \\ &= \sqrt{\frac{\Lambda E_b}{2N_0} \left(1 - \sqrt{1 - |r_{gq}|^2}\right)}; \\ b_{gq} &= \sqrt{\frac{\Lambda E_b E_s}{2N_0 E_{IM}} \left(1 + \sqrt{1 - |r_{gq}|^2}\right)} = \\ &= \sqrt{\frac{\Lambda E_b}{2N_0} \left(1 + \sqrt{1 - |r_{gq}|^2}\right)}; \end{aligned} \quad (5)$$

$I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка; $Q_1(a, b)$ – Q -функция Маркума:

$$Q_1(a, b) = \int_b^{\infty} x e^{-(x^2 + a^2)/2} I_0(ax) dx \quad (6)$$

(r_{gq} – коэффициент корреляции между сигналами g и q).

Аддитивная граница для вероятности ошибки определения сигнала из кодовой книги

$$P_{cb \text{ ад}} \leq \frac{1}{M} \sum_{g=1}^M \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq g}}^M P_{gq}. \quad (7)$$

Так как все составляющие итогового сигнала детектируются отдельно, то итоговую вероятность ошибки можно записать следующим образом:

$$P_{ад} \leq 1 - (1 - P_{IM})(1 - P_{cb \text{ ад}}). \quad (8)$$

Очевидно, что аддитивная граница дает завышенный результат. Поэтому можно предположить, что при высоком ОСШ перепутываются только ближайшие сигналы. Однако получить строгое выражение для асимптотической вероятности ошибки детектирования сигнала из кодовой книги нельзя, так как используемые нейросетевые ансамбли имеют сложную структуру, а именно – содержат множество пар сиг-

налов с близкими, но различающимися коэффициентами корреляции. В результате сложно определить сигналы, являющиеся "ближайшими" к рассматриваемому. Однако численные оценки показали, что можно использовать в (7) только некоторые слагаемые, для которых r_{gq} превышают некоторый порог. При этом достигается хорошее соответствие между результатами моделирования и асимптотической кривой.

На рис. 4 показаны кривые помехоустойчивости для $N = 5$ при $n = 2$ (а) и $n = 3$ (б), полученные с помощью моделирования, а также соответствующие аддитивные и асимптотические границы. Видно, что в случае $n = 2$ теоретические и практические кривые полностью совпадают уже при $\text{BLER} = 10^{-1}$, а в случае $n = 3$ – при $\text{BLER} = 10^{-2}$. Для построения асимптотических границ эмпирическим путем определялось количество слагаемых (7), участвующих в вычислениях (процент от общего числа пар сигналов указан в легенде). Видно, что по мере увеличения объема кодовой книги требуется все меньшая доля слагаемых. Таким образом, при значительном числе битов, передаваемых с помощью кодовой книги, выигрыш от использования асимптотической границы очевиден: например, если $M = 256$, то выражение (4) будет вычисляться лишь 502 раза вместо $(256^2 - 256)/2 = 32\,640$ в случае аддитивной границы. Недостатком является необходимость отдельно определять подмножество пар сигналов, участвующих в расчете асимптотической границы.

Двухуровневая ИМ. Модель сигнала. Как уже отмечалось, в случае "классической" ИМ используется комбинация паттернов и сигналов из кодовых книг с целью повышения спектральной эффективности системы связи. Однако из-за наличия неактивных элементов в ИМ-паттерне не удавалось реализовать возможный потенциал этого метода. Рассмотрим применение двухуровневых ИМ-паттернов, позволяющих использовать все выделенные ресурсы для размещения сигналов из кодовых книг. При этом итоговый сигнал представляет собой комбинацию ИМ-паттерна и двух компонентных сигналов (рис. 5), первый из которых расположен на n_1 высоко-мощных ресурсах, а второй – на $n_2 = N - n_1$ ма-

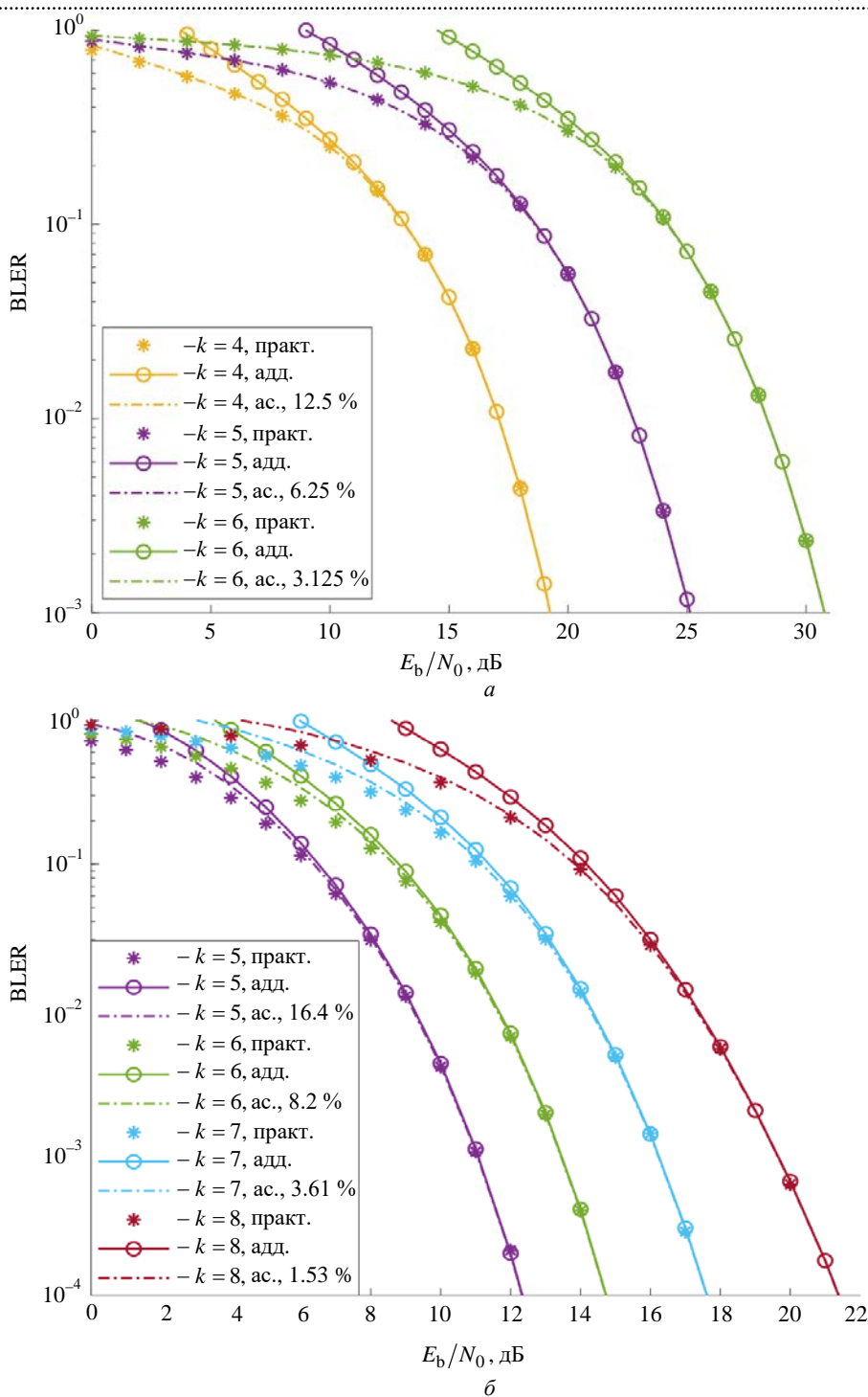


Рис. 4. Зависимость между BLER и E_b/N_0 : а – $N=5$ и $n=2$; б – $N=5$ и $n=3$

Fig. 4. BLER vs. E_b/N_0 : а – $N=5$ and $n=2$; б – $N=5$ and $n=3$

ломощных. Кроме того, для дополнительного повышения спектральной эффективности между компонентными сигналами вводится дифференциальная фазовая манипуляция (Differential Phase-Shift Keying – DPSK): отсчеты второго сигнала приобретают соответствующий фазовый сдвиг. Спектральная эффективность такой

передачи (в битах на отсчет)

$$SE = \frac{\gamma + k_1 + k_2 + k_\alpha}{N},$$

где k_1 и k_2 – число битов, передаваемых с помощью первого и второго компонентных сигналов соответственно; k_α – количество битов

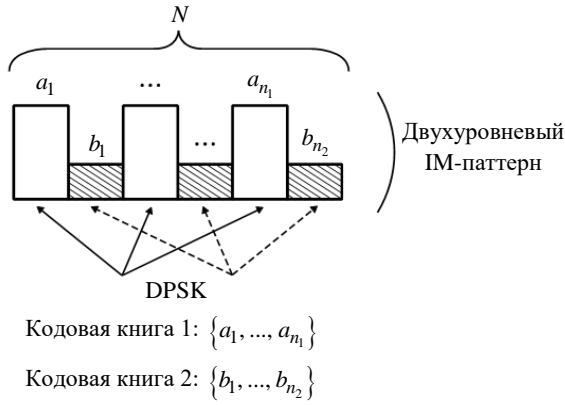


Рис. 5. Сигнал в случае двухуровневой ИМ с DPSK
 Fig. 5. Signal in case of two-level IM with DPSK

DPSK. Созвездие DPSK состоит из $D = 2^{k_\alpha}$ фазовых сдвигов.

Передаваемый сигнал представляет собой вектор-столбец $(N \times 1)$ вида

$$\mathbf{s} = B_1 \mathbf{x}_1 + e^{j\alpha_d} A B_2 \mathbf{x}_2,$$

где α – фазовый сдвиг DPSK; A – амплитуда отсчетов второго компонентного сигнала ($0 < A < 1$, амплитуда отсчетов первого компонентного сигнала предполагается равной 1); B_1 и B_2 – бинарные матрицы размерами $N \times n_1$ и $N \times n_2$ соответственно, описывающие распределение векторов отсчетов сигналов \mathbf{x}_1 (из кодовой книги X_1 объема $M_1 = 2^{k_1}$) и \mathbf{x}_2 (из кодовой книги X_2 объема $M_2 = 2^{k_2}$) по физическим ресурсам в соответствии с двумя уровнями ИМ-паттерна. Например, если длина ИМ-паттерна равна 5, отсчеты первого компонентного сигнала длины $n_1 = 2$ располагаются на элементах с номерами 1 и 4, а отсчеты второго сигнала длины $n_2 = 3$ – на элементах 2, 3, и 5 соответственно, то матрицы B_1 и B_2 имеют следующий вид:

$$B_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad B_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Средняя мощность отсчетов сигнала равна:

$$\frac{1}{N} \left(\sum_{x_i \in \mathbf{x}_1} |x_i|^2 + A^2 \sum_{x_{ii} \in \mathbf{x}_2} |x_{ii}|^2 \right) = \frac{n_1 + A^2 n_2}{N},$$

поэтому формулу (1) в данном случае можно переписать следующим образом:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{n_1 + A^2 n_2}{\gamma + k_1 + k_2 + k_\alpha} \frac{|h|^2}{P_n}. \quad (9)$$

После прохождения АБГШ-канала сигнал приобретает вид

$$\mathbf{y} = e^{j\varphi} h \mathbf{s} + \mathbf{w}.$$

Алгоритм некогерентного приема. Описанный сигнал также можно принять различными способами, наиболее очевидными из которых являются:

1. *Оптимальный приемник.* Так как все возможные сигналы имеют равную энергию, оптимальный метод приема можно реализовать в виде некогерентного коррелятора:

$$\begin{aligned} & (\hat{m}_1, \hat{m}_2, \hat{p}, \hat{d}) = \\ & = \arg \max_{m_1, m_2, p, d} \left| \mathbf{y}^H \left(B_{1,p} \mathbf{x}_{m_1} + e^{j\alpha_d} A B_{2,p} \mathbf{x}_{m_2} \right) \right|, \end{aligned}$$

где $(\hat{m}_1, \hat{m}_2, \hat{p}, \hat{d})$ – МП-оценка переданного сообщения; $B_{1,p}$ и $B_{2,p}$ определяют выбор возможных двухуровневых ИМ-паттернов ($1 \leq p \leq P$); α_d – добавленная DPSK ($1 \leq d \leq D$); \mathbf{x}_{m_1} – вектор-столбец ($n_1 \times 1$) отсчетов m_1 -го сигнала первой кодовой книги ($1 \leq m_1 \leq M_1$); \mathbf{x}_{m_2} – вектор-столбец ($n_2 \times 1$) отсчетов m_2 -го сигнала второй книги ($1 \leq m_2 \leq M_2$). Всего необходимо вычислить $PDM_1 M_2$ корреляций длины N отсчетов. Вычислительные затраты рассчитываются аналогично табл. 1, но с заменой PM на $PDM_1 M_2$, а n на N .

2. *Упрощенный приемник.* В случае упрощенного приема биты ИМ, биты кодовых книг и биты DPSK детектируются отдельно. Сначала в этом методе определяется используемый двухуровневый ИМ-паттерн, т. е. выбирается такой вариант комбинированной матрицы $B_{1,p} \mathbf{1}_{n_1} + A B_{2,p} \mathbf{1}_{n_2}$, который дает максимальную корреляцию с набором модулей принятых отсчетов $|\mathbf{y}|$:

$$\hat{p} = \arg \max_p \left[\left| \mathbf{y}^H \left(B_{1,p} \mathbf{1}_{n_1} + A B_{2,p} \mathbf{1}_{n_2} \right) \right| \right],$$

Табл. 5. Вычислительные затраты упрощенного приемника для двухуровневой ИМ с DPSK

Tab. 5. Computing costs of the simplified receiver for two-level IM with DPSK

Операция	Количество вещественных умножений	Количество вещественных сложений
Вычисление энергий отсчетов	$2N$	N
Вычисление энергии одного ИМ-паттерна	0	$N - 1$
Нахождение максимума среди P чисел	0	$P - 1$
Итого: идентификация ИМ-паттерна	$2N$	$N + PN - 1$
Вычисление одной корреляции длины n	$4n$	$4n - 2$
Вычисление квадрата модуля комплексного числа	2	1
Нахождение максимального среди M чисел	0	$M - 1$
Итого: идентификация сигнала из первой кодовой книги	$M_1 (4n_1 + 2)$	$4n_1 M_1 - 1$
Итого: идентификация сигнала из второй кодовой книги	$M_2 (4n_2 + 2)$	$4n_2 M_2 - 1$
Идентификация DPSK	$2D + 4$	$2D + 1$
Суммарные затраты	$M_1 (4n_1 + 2) + M_2 (4n_2 + 2) + 2N + 2D + 4$	$4n_1 M_1 + 4n_2 M_2 + N + PN + 2D - 2$

где $\mathbf{1}_n$ – вектор-столбец ($n \times 1$), заполненный единицами.

После этого с помощью двух корреляторов определяются оценки переданных сигналов \hat{m}_1 и \hat{m}_2 из кодовых книг:

$$\hat{m}_1 = \arg \max_{m_1} \left| \mathbf{y}^H B_{1,\hat{p}} \mathbf{x}_{m_1} \right|; \quad (10)$$

$$\hat{m}_2 = \arg \max_{m_2} \left| \mathbf{y}^H B_{2,\hat{p}} \mathbf{x}_{m_2} \right|. \quad (11)$$

Наконец, фазовый сдвиг α_d , введенный в передатчике, детектируется посредством вычисления разности фаз между двумя оцененными компонентными сигналами:

$$\hat{\alpha}_d = \arg \left(\mathbf{y}^H B_{2,\hat{p}} \mathbf{x}_{\hat{m}_2} \mathbf{x}_{\hat{m}_1}^H B_{1,\hat{p}}^H \mathbf{y} \right), \quad (12)$$

и затем этот угол квантуется в соответствии с размером DPSK-созвездия D (arg в (12) означает вычисление фазы комплексного числа).

Поскольку корреляторы в (10) и (11) некогерентны и не чувствительны к начальным фазам компонентных сигналов, добавление DPSK не

влияет на надежность демодуляции кодовых книг.

В результате сложность оказывается пропорциональна $P + D + M_1 + M_2$ вместо PDM_1M_2 при оптимальном методе. Количество необходимых операций для упрощенного приемника представлено в табл. 5.

Далее будет рассматриваться только упрощенный приемник, поскольку оптимальный (МП) имеет неприемлемую вычислительную сложность для большинства комбинаций параметров сигнала.

Оптимизация уровня маломощных ресурсов. Прежде чем приступить к оценке эффективности данной схемы модуляции, требуется определить оптимальное значение амплитуды низкоуровневых отсчетов для каждой комбинации компонентных сигналов. Оптимизация проводилась с целью минимизации BLER при фиксированном ОСШ на бит, которое выбиралось таким образом, чтобы достигаемый минимум располагался в районе $\text{BLER} = 10^{-4}$. На рис. 6 показан пример зависимости BLER от A^2 при $n_1 = n_2 = 3$, $k_1 = 3$, $k_2 = 4$. Видно, что,

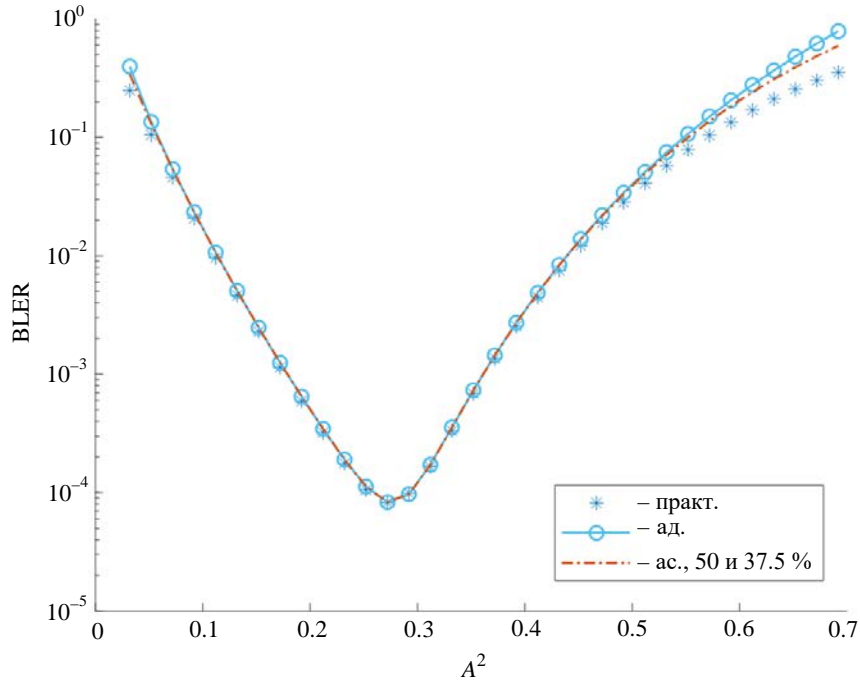


Рис. 6. Зависимость между BLER и A^2 : $N = 6, n_1 = n_2 = 3, k_1 = 3, k_2 = 4$

Fig. 6. BLER vs. A^2 : $N = 6, n_1 = n_2 = 3, k_1 = 3, k_2 = 4$

если A^2 слишком велико или слишком мало, BLER быстро возрастает. В первом случае это происходит из-за того, что разница между высокомоощными и маломощными отсчетами незначительна, что приводит к частым ошибкам

детектирования ИМ-паттернов. Во втором случае помехоустойчивость ухудшается из-за недостатка энергии, используемой для передачи маломощного компонентного сигнала.

На рис. 7 показаны зависимости оптималь-

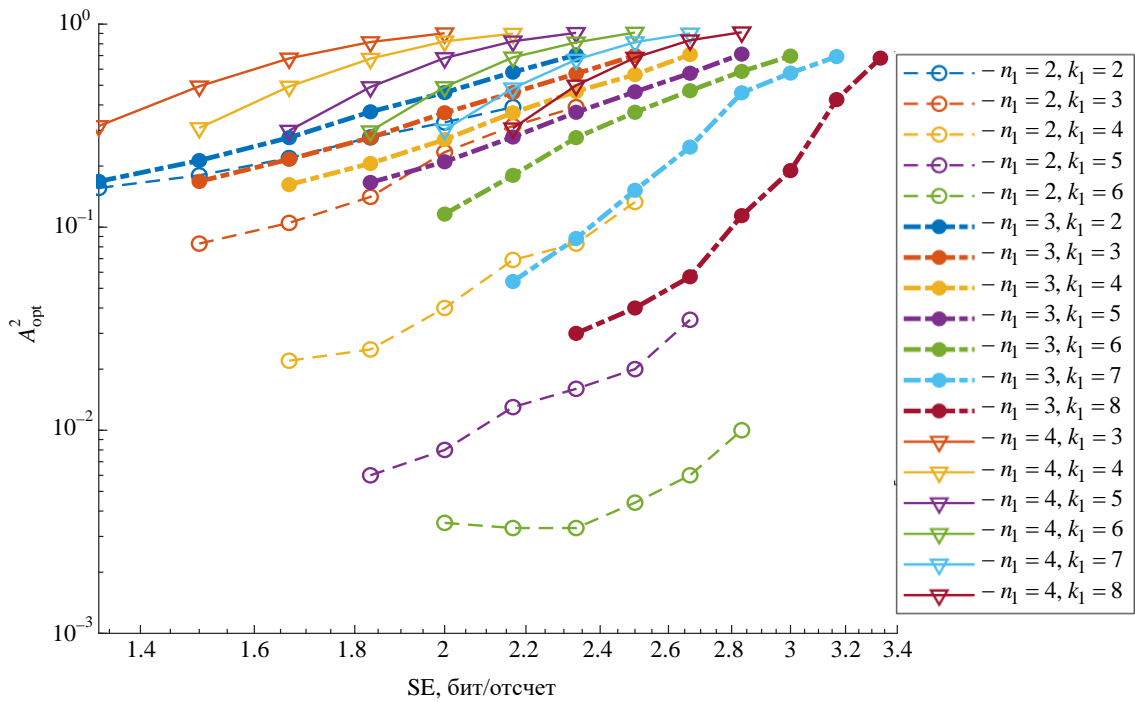


Рис. 7. Зависимость между $A^2_{\text{опт}}$ и SE: $N = 6$, без DPSK

Fig. 7. $A^2_{\text{опт}}$ vs. SE: $N = 6$, without DPSK

ной мощности отсчетов второго компонентного сигнала от SE для различных n_1 при $N = 6$. Видно, что с ростом длины первого компонентного сигнала увеличивается и минимальная оптимальная мощность отсчетов второго сигнала. Это связано с тем, что рост n_1 приводит к уменьшению n_2 ($n_2 = N - n_1$). В результате для сохранения энергии второго компонентного сигнала требуется увеличить мощность его отсчетов. Таким образом, минимальное значение A_{opt}^2 составляет 0.0033 при $n_1 = 2$, 0.03 при $n_1 = 3$ и 0.3 при $n_1 = 4$. В наихудшем случае, когда $n_2 = 2$ и при этом объем второй кодовой книги велик ($M_2 = 64$), необходимая мощность A_{opt}^2 превышает 0.9. Дальнейшее моделирование проводилось только для $n_1 = n_2 = 3$, так как в этом случае достигается более высокая SE за счет максимально возможного количества индексных битов. Так, при $n_2 = 2$ и 4 максимальная SE равна 2.83, а при $n_2 = 3$ SE равна 3.33 (рис. 7).

Соотношения между A_{opt}^2 и SE для $N = 6$ и $n_1 = n_2 = 3$ с и без DPSK показаны на рис. 8.

Видно, что с ростом M_2 увеличивается и оптимальный уровень второго компонентного сигнала. Однако A_{opt}^2 во всех случаях не превышает 0.71, что позволяет правильно определять IM-паттерн по разнице энергий компонентных сигналов. Также видно, что с увеличением M_1 минимальное значение A_{opt}^2 уменьшается, вероятно, из-за того, что в этом случае BLER в большей степени зависит от неправильного определения высокомоощного компонентного сигнала. По мере роста D минимальное значение A_{opt}^2 также увеличивается; в результате энергии двух компонентных сигналов выравниваются. Это необходимо для правильного определения сдвига фазы DPSK α между компонентными сигналами, но этот эффект также более выражен для малых M_1 . Видно, что, когда созвездие DPSK мало ($D = 2$ и 4), оптимальный уровень второго компонентного сигнала не меняется. Минимальные значения A_{opt}^2 для различных k_1 и D представлены в табл. 6.

Результаты моделирования. Для оценки работоспособности предлагаемой усложненной

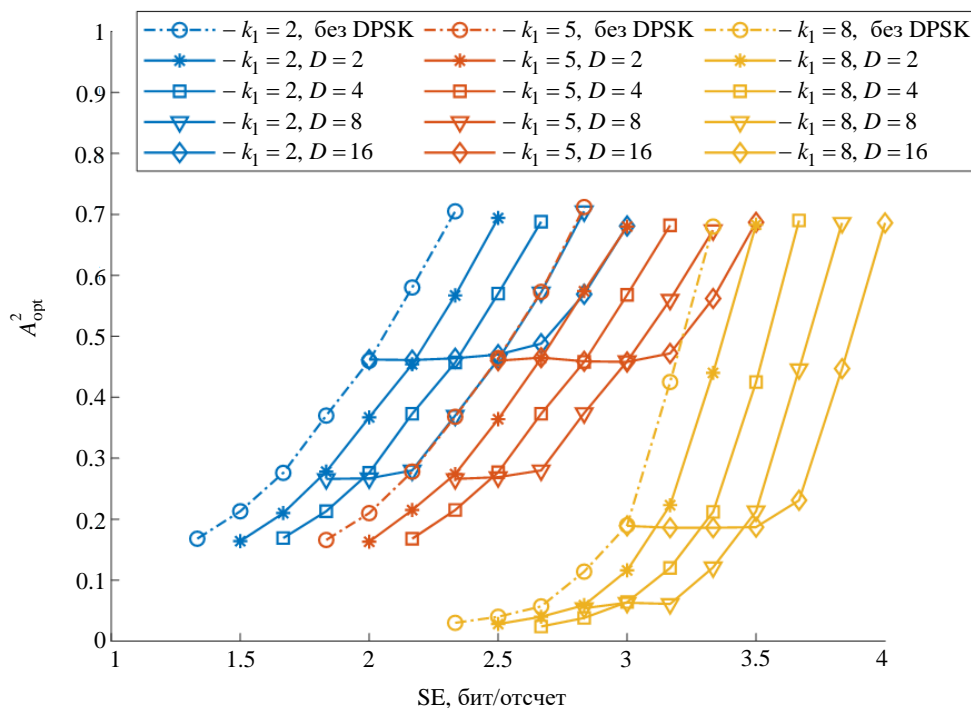


Рис. 8. Зависимость между A_{opt}^2 и SE: $N = 6, n_1 = n_2 = 3$, с и без DPSK

Fig. 8. A_{opt}^2 vs. SE: $N = 6, n_1 = n_2 = 3$, with and without DPSK

Табл. 6. Минимальные значения $A_{\text{opt}}^2 : N = 6, n_1 = n_2 = 3$

Tab. 6. Minimum values of $A_{\text{opt}}^2 : N = 6, n_1 = n_2 = 3$

k_1	Без DPSK	D			
		2	4	8	16
2	0.167	0.167	0.167	0.266	0.46
5	0.166	0.166	0.166	0.266	0.46
8	0.028	0.028	0.026	0.06	0.186

двухуровневой ИМ было проведено компьютерное моделирование передачи данных. Для каждой комбинации параметров модуляции оценивалось ОСИШ на бит (9), необходимое для достижения $\text{BLER} = 10^{-4}$. На рис. 9 показаны соотношения между SE и E_b/N_0 для $n_1 = n_2 = 3$ и различных k_1 и k_2 при определенных ранее оптимальных уровнях ИМ-паттерна. Видно, что при малых k_1 и k_2 использование небольших созвездий DPSK увеличивает не только спектральную, но и энергетическую эффективность. Однако при дальнейшем повышении D энергетическая эффективность резко ухудшается. Например, при $k_1 = k_2 = 2$ (нижние точки на синих кривых) можно сделать следующие наблюдения:

– при введении DPSK с $D = 2$ SE увеличивается

с 1.33 до 1.5, а E_b/N_0 падает с 13.7 до 13.2 дБ;
 – при увеличении D до 4 SE достигает 1.67, а E_b/N_0 еще больше снижается до 12.76 дБ;
 – при увеличении D до 8 SE равняется 1.83, однако требуемое E_b/N_0 увеличивается до 14.58 дБ;
 – наконец, использование $D = 16$ катастрофически ухудшает энергетическую эффективность, и E_b/N_0 возрастает до 18.85 дБ.

В случае $k_1 = k_2 = 8$ (крайние правые точки на желтых кривых) увеличение D от 0 (DPSK отсутствует) до 16 позволяет улучшить SE с 3.33 до 4, одновременно снизив требуемое E_b/N_0 с 22.8 до 22 дБ.

Чтобы сравнить степень повышения спектральной эффективности в случае ИМ с одной кодовой книгой (см. ранее) и ИМ с

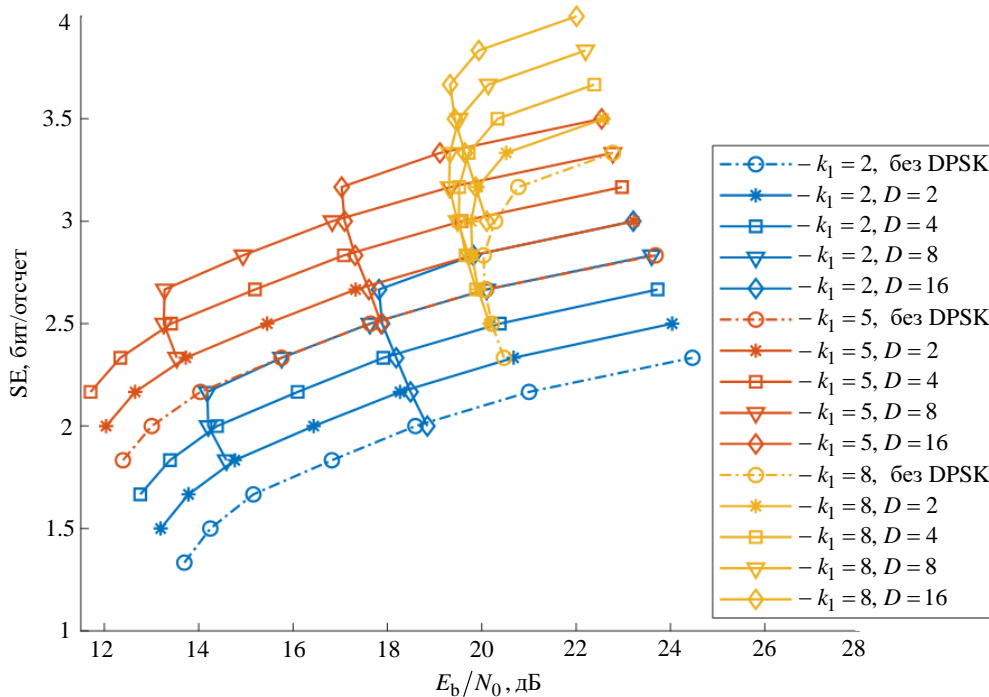


Рис. 9. Зависимость между SE и E_b/N_0 , необходимым для достижения $\text{BLER} = 10^{-4}$: $N = 6, n_1 = n_2 = 3$, с и без DPSK

Fig. 9. SE vs. E_b/N_0 , required to obtain $\text{BLER} = 10^{-4}$: $N = 6, n_1 = n_2 = 3$, with and without DPSK

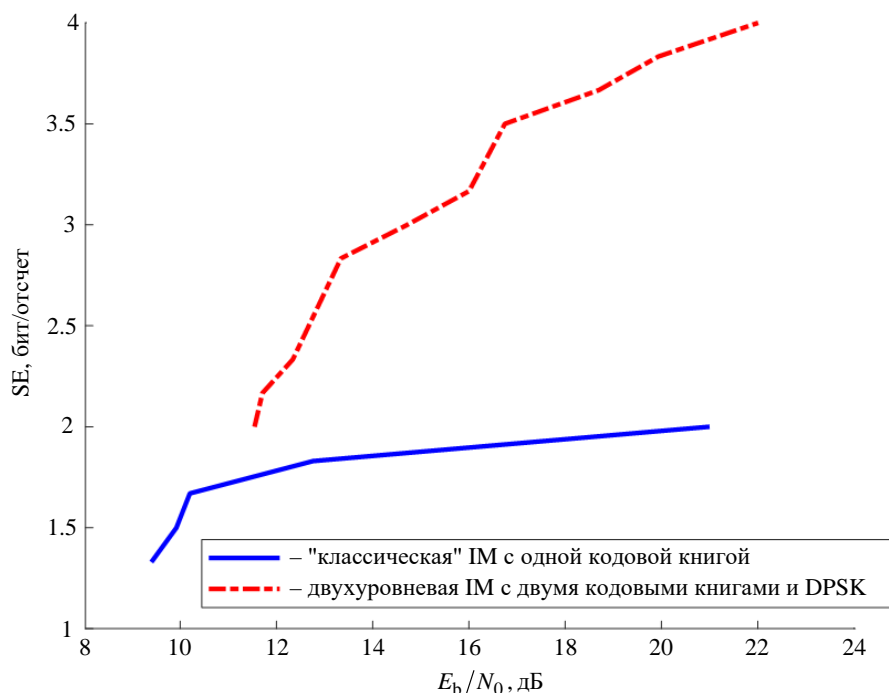


Рис. 10. Лучшие сочетания SE и E_b/N_0 , необходимого для достижения $\text{BLER} = 10^{-4}$: $N = 6$

Fig. 10. The best combinations of SE and E_b/N_0 required to obtain $\text{BLER} = 10^{-4}$: $N = 6$

двумя кодовыми книгами и добавленной DPSK между компонентными сигналами, на рис. 10 показаны лучшие значения SE, полученные при различных ОСШ на бит в обоих методах. Видно, что с ростом E_b/N_0 достигаемая SE во втором случае быстро повышается. Например, при $E_b/N_0 = 11.7$ дБ отношение спектральных эффективностей для двух методов составляет 1.23, а при $E_b/N_0 = 21$ дБ уже 1.96.

Для оценки снижения вычислительной сложности при использовании упрощенного метода приема на рис. 11 показаны зависимости количества необходимых операций (умножения плюс сложения) от SE для обоих методов при наилучших результатах в случае двухуровневой IM с DPSK (красная кривая на рис. 10). Видно, что результаты для оптимального и энергетического методов сильно различаются, причем с ростом SE расхождение быстро растет. Например, при $\text{SE} = 2.17$ количество требуемых вещественных операций различается примерно в 400 раз, а при $\text{SE} = 4$ это соотношение превышает 62 000. Это связано с тем, что при оптимальном приеме увеличение размеров используемых кодовых книг и созвездия DPSK приводит к экспоненциальному росту вычислительной сложности. В результате с ростом SE от 3 до 4 число опера-

ций в случае оптимального приемника увеличивается в 64 раза, а в случае упрощенного приемника данный коэффициент составляет лишь 5.

Интересно сравнить качество работы оптимального и упрощенного приемников. Поскольку МП-приемник имеет высокую вычислительную сложность, на рис. 12 показаны зависимости BLER от E_b/N_0 только для одного набора параметров с относительно низкой $\text{SE} = 2.17$. Видно, что при $\text{BLER} = 10^{-4}$ упрощенный приемник проигрывает оптимальному всего лишь около 0.5 дБ.

Аналитическое выражение для вероятности ошибки. Рассматривается более сложная система, поэтому расчеты оказываются более громоздкими.

1. *Ошибка определения IM-паттерна.* Подход к определению вероятности ошибки детектирования паттерна, описанный ранее, невозможно применить в данном случае, так как $A \neq 0$. При определении паттерна используются модули принятых отсчетов, плотность вероятности которых распределена по закону Рэлея–Райса. Так как паттерн не содержит нулевых элементов, то при высоком ОСШ можно считать, что модули отсчетов имеют гауссовское распределение плотности вероятности [17].

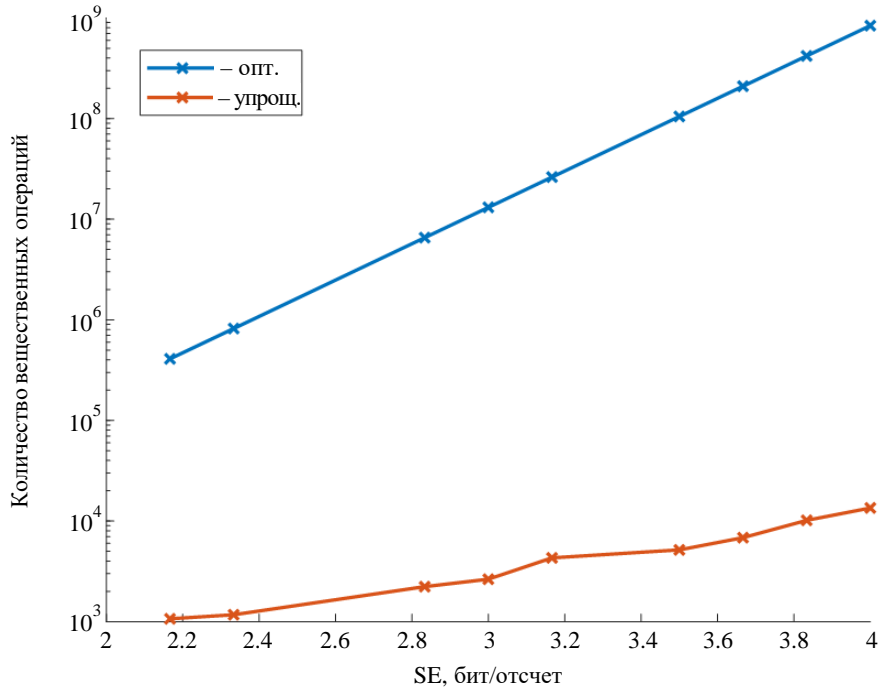


Рис. 11. Зависимость между числом требуемых вещественных операций и SE: $N = 6, n_1 = n_2 = 3$, лучшие результаты SE для двухуровневой ИМ с DPSK, оптимальный и упрощенный приемники

Fig. 11. Number of real required operations vs. SE: $N = 6, n_1 = n_2 = 3$, best SE results for two-level IM with DPSK, optimal and simplified receivers

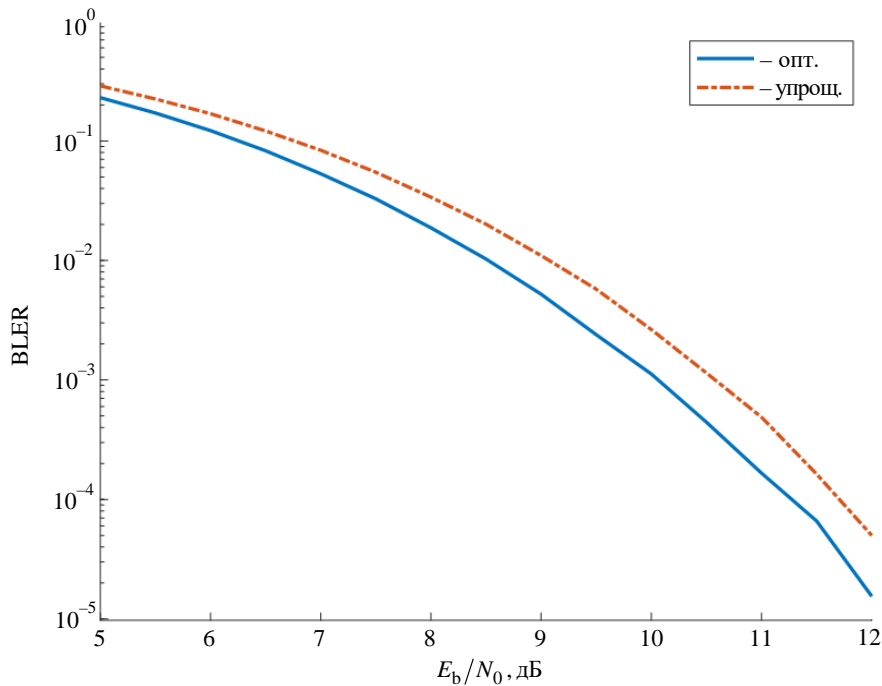


Рис. 12. Зависимость между BLER и E_b/N_0 : $N = 6, SE = 2.167$, оптимальный и упрощенный приемники

Fig. 12. BLER vs. E_b/N_0 : $N = 6, SE = 2.167$, optimal and simplified receivers

Таким образом, приемник представляет собой когерентный коррелятор, работающий с модулями отсчетов входного сигнала и амплитудами возможных паттернов. В итоге P_v в (2) можно записать следующим образом:

$$P_v \approx Q\left(\sqrt{\frac{d_v^2}{2N_0}}\right), \quad (13)$$

где d_v^2 – расстояние между паттернами, отличающимися $2v$ элементами:

$$d_v^2 = 2E_{\text{IM}}(1 - r_v). \quad (14) \quad \text{аналогии с (7):}$$

Здесь $E_{\text{IM}} = n_1 + A_{\text{opt}}^2 n_2$; r_v – коэффициент корреляции между паттернами, отличающимися $2v$ элементами:

$$r_v = \frac{2vA_{\text{opt}} + (n_1 - v) + A_{\text{opt}}^2 (n_2 - v)}{E_{\text{IM}}} = \frac{2vA_{\text{opt}} + (n_1 - v) + A_{\text{opt}}^2 (n_2 - v)}{n_1 + A_{\text{opt}}^2 n_2}.$$

Подставляя (14) в (13), получаем

$$P_v = Q\left(\sqrt{\frac{E_{\text{IM}}(1 - r_v)}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b \Lambda (1 - r_v)}{N_0}}\right), \quad (15)$$

где $\Lambda = \gamma + k_1 + k_2 + k_\alpha$.

2. *Ошибка определения сигналов из кодовой книги.* Получение данного аналитического выражения принципиально не отличается от описанного ранее (см. (4)–(7)). Однако следует учесть, что энергия 1-го компонентного сигнала

$$E_{s1} = n_1, \quad (16)$$

а энергия 2-го компонентного сигнала

$$E_{s2} = A_{\text{opt}}^2 n_2. \quad (17)$$

При определении вероятности ошибки детектирования (7) 1-го компонентного сигнала в (5) необходимо подставить E_{IM} и (16), а в случае 2-го компонентного сигнала – E_{IM} и (17).

3. *Ошибка определения фазового сдвига DPSK.* Так как фазовый сдвиг DPSK добавляется между частями итогового сигнала, имеющими разную энергию, то вероятность ошибки детектирования этого сдвига определяется выражениями (4), (5), причем r_{gq} – коэффициент корреляции между двумя сигналами g и q , имеющими вид

$$s_\alpha = B_1 \mathbf{1}_{n_1} + e^{j\alpha} A B_2 \mathbf{1}_{n_2}$$

и отличающимися друг от друга только фазовым сдвигом DPSK α .

Аддитивная граница для вероятности ошибки детектирования DPSK записывается по

$$P_{\alpha \text{ ад}} \leq \sum_{\substack{g=1 \\ g \neq q}}^D P_{gq}.$$

Для двухуровневой IM с DPSK (8) принимает следующий вид:

$$P_{\alpha \text{ ад}} \leq (1 - P_{\text{IM ад}})(1 - P_{\text{cb1 ад}}) \times (1 - P_{\text{cb2 ад}})(1 - P_{\alpha \text{ ад}}).$$

Все приведенные ранее рассуждения относительно асимптотической границы вероятности ошибки определения сигнала из кодовой книги остаются в силе. В случае IM-паттерна также необходимо учитывать только ближайшие паттерны, при этом P_1 в (3) переписывается в соответствии с (15). При получении асимптотической ошибки детектирования фазового сдвига DPSK необходимо учитывать, что у каждого сигнала s_α есть строго 2 ближайших соседа, повернутых относительно него на $\pm 2\pi/D$. Коэффициент корреляции между соответствующими сигналами

$$r_{gq} = \frac{n_1 + A_{\text{opt}}^2 n_2 e^{j2\pi/D}}{E_{\text{IM}}} = \frac{n_1 + A_{\text{opt}}^2 n_2 e^{j2\pi/D}}{n_1 + A_{\text{opt}}^2 n_2}.$$

На рис. 6 добавлены аддитивная и асимптотическая (в легенде последовательно указаны используемые при этом доли пар сигналов для первой и второй кодовых книг) границы. Видно, что по форме они повторяют экспериментальную кривую и расходятся с ней лишь при $\text{BLER} > 10^{-2}$.

Наконец, на рис. 13 представлены кривые помехоустойчивости, полученные моделированием, а также рассчитанные границы. Видно, что результаты хорошо коррелируют с представленными на рис. 4, а именно экспериментальные и теоретические кривые сходятся уже при $\text{BLER} = 10^{-2}$. Таким образом, можно сделать вывод, что полученные аналитические формулы адекватно описывают вероятность ошибки и могут использоваться при теоретической оценке помехоустойчивости рассматриваемых в данной статье схем модуляции.

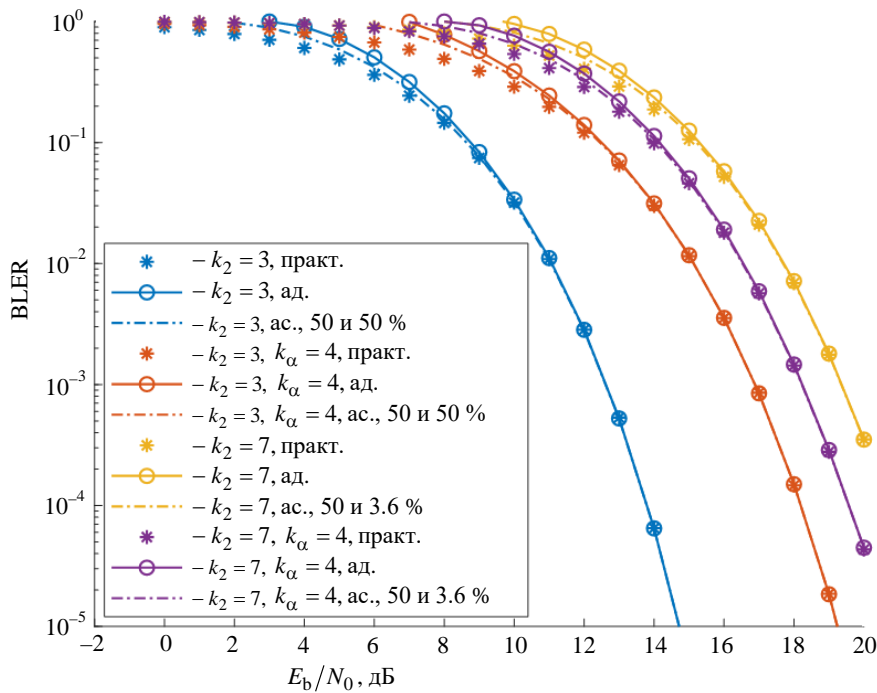


Рис. 13. Зависимость между BLER и E_b / N_0 : $N = 6, n_1 = n_2 = 3, k_1 = 3$

Fig. 13. BLER vs. E_b / N_0 : $N = 6, n_1 = n_2 = 3, k_1 = 3$

Заключение. В статье были предложены и подробно проанализированы схемы модуляции на основе ИМ, позволяющие несложным образом повысить спектральную эффективность системы. В случае двухуровневой ИМ показано, что в зависимости от характеристик используемых кодовых книг необходимо определять оптимальное соотношение между уровнями мощности. Чем больше размер кодовой книги малого уровня M_2 и созвездия DPSK D , тем выше должна быть энергия второго сигнала. В то же время чрезмерное увеличение амплитуды низкого уровня A приводит к росту вероятности неправильного обнаружения ИМ-паттерна. Таким образом, выбор оптимального соотношения между двумя уровнями мощности позволяет достичь баланса между различными типами ошибок и улучшить общую помехоустойчивость системы. Компьютерное моделирование показало, что использование двухуровневой ИМ с добавленной DPSK позво-

ляет повысить максимально достижимую спектральную эффективность примерно в 2 раза (по сравнению с "классической" ИМ) без ухудшения энергетической эффективности.

Было проведено сравнение качества работы и вычислительных затрат оптимального и упрощенного методов приема. Показано, что с ростом спектральной эффективности количество необходимых операций при упрощенном подходе растет существенно медленнее, а энергетический проигрыш при этом не превышает 1 дБ. Наконец, были получены аналитические выражения, позволяющие оценивать помехоустойчивость предложенных схем модуляции в практически значимой области вероятностей ошибок ($BLER \sim 10^{-4}$) в случае использования упрощенного приемника.

В дальнейшем предложенный подход можно расширить и рассмотреть комбинацию сигналов с паттернами, имеющими больше двух уровней.

Список литературы

1. Ericsson. 6G spectrum – enabling the future mobile life beyond 2030. URL: <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/white-papers/6g-spectrum-enabling-the-future-mobile-life-beyond-2030/> (дата обращения: 27.05.2025).

2. Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks / E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao, H. Haas // IEEE Access. 2017. Vol. 5. P. 16693–16746. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2737528

3. Orthogonal Frequency Division Multiplexing With Index Modulation / E. Başar, Ü. Aygözü, E. Panayırçı, H. V. Poor // IEEE Transactions on Signal Processing. 2013. Vol. 61, № 22. P. 5536–5549. doi: 10.1109/TSP.2013.2279771
4. Ni J., Zheng J. Index Modulation-Based Non-Coherent Transmission in Grant-Free Massive Access // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2021. Vol. 70, № 1. P. 1025–1029. doi: 10.1109/TVT.2020.3045448
5. Fazeli A., Nguyen H. H. Code Design for Non-Coherent Index Modulation // IEEE Communications Let. 2020. Vol. 24, № 3. P. 477–481. doi: 10.1109/LCOMM.2019.2961312
6. Fazeli A., Nguyen H. H., Hanif M. Generalized OFDM-IM with Noncoherent Detection // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2020. Vol. 19, № 7. P. 4464–4479. doi: 10.1109/TWC.2020.2983700
7. Hanif M., Nguyen H. H. Non-Coherent Index Modulation in Rayleigh Fading Channels // IEEE Communications Let. 2019. Vol. 23, № 7. P. 1153–1156. doi: 10.1109/LCOMM.2019.2917085
8. Differential Spatial Modulation / Y. Bian, X. Cheng, M. Wen, L. Yang, H. V. Poor, B. Jiao // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2015. Vol. 64, № 7. P. 3262–3268. doi: 10.1109/TVT.2014.2348791
9. Althunibat S., Mesleh R., Basar E. Differential Sub-carrier Index Modulation // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2018. Vol. 67, № 8. P. 7429–7436. doi: 10.1109/TVT.2018.2837691
10. Ishikawa N., Sugiura S. Rectangular Differential Spatial Modulation for Open-Loop Noncoherent Massive-MIMO Downlink // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2017. Vol. 16, № 3. P. 1908–1920. doi: 10.1109/TWC.2017.2657497
11. Rectangular Differential OFDM with Index Modulation / L. Xiao, P. Xiao, Y. Xiao, C. Wu, D. Mi, I. A. Hemadeh // IEEE 89th Vehicular Technology Conf. (VTC2019-Spring), Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Apr.–01 May 2019. IEEE, 2019. P. 1–6. doi: 10.1109/VTCSpring.2019.8746521
12. Dogukan A. T., Basar E. Orthogonal frequency division multiplexing with power distribution index modulation // Electronics Let. 2020. Vol. 56, № 21. P. 1156–1159. doi: 10.1049/el.2020.1692
13. Dual-Mode Index Modulation Aided OFDM / T. Mao, Z. Wang, Q. Wang, S. Chen, L. Hanzo // IEEE Access. 2017. Vol. 5. P. 50–60. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2601648
14. Mao T., Wang Q., Wang Z. Generalized Dual-Mode Index Modulation Aided OFDM // IEEE Communications Let. 2017. Vol. 21, № 4. P. 761–764. doi: 10.1109/LCOMM.2016.2635634
15. Sergienko A. B., Apalina P. V. Design of Constrained Codebooks Using Autoencoder Networks // Seminar on Networks, Circuits and Systems (NCS), St Petersburg, 29–30 Nov. 2023. IEEE, 2023. P. 11–15. doi: 10.1109/NCS60404.2023.10397473
16. Прокис Дж. Цифровая связь / пер. с англ.; под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
17. Левин Б. П. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

Информация об авторах

Апалина Полина Владимировна – магистр по направлению "Радиотехника" (2022, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирантка кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – сигнално-кодовые конструкции для некогерентного приема.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: pvpalina@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5636-8344>

Сергиенко Александр Борисович – кандидат технических наук (1995), доцент (1998), профессор кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 140 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в системах цифровой связи.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: absrgienko@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0968-9708>

References

1. Ericsson. 6G Spectrum – Enabling the Future Mobile Life Beyond 2030. Available at: <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/white-papers/6g-spectrum-enabling-the-future-mobile-life-beyond-2030/> (accessed 27.05.2025).
2. Basar E., Wen M., Mesleh R., Di Renzo M., Xiao Y., Haas H. Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks. IEEE Access. 2017, vol. 5, pp. 16693–16746. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2737528
3. Başar E., Aygözü Ü., Panayırçı E., Poor H. V. Orthogonal Frequency Division Multiplexing With Index

Modulation. IEEE Transactions on Signal Processing. 2013, vol. 61, no. 22, pp. 5536–5549.
doi: 10.1109/TSP.2013.2279771

4. Ni J., Zheng J. Index Modulation-Based Non-Coherent Transmission in Grant-Free Massive Access. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2021, vol. 70, no. 1, pp. 1025–1029.
doi: 10.1109/TVT.2020.3045448

5. Fazeli A., Nguyen H. H. Code Design for Non-Coherent Index Modulation. IEEE Communications Let. 2020, vol. 24, no. 3, pp. 477–481.
doi: 10.1109/LCOMM.2019.2961312

6. Fazeli A., Nguyen H. H., Hanif M. Generalized OFDM-IM with Noncoherent Detection. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2020, vol. 19, no. 7, pp. 4464–4479.
doi: 10.1109/TWC.2020.2983700

7. Hanif M., Nguyen H. H. Non-Coherent Index Modulation in Rayleigh Fading Channels. IEEE Communications Let. 2019, vol. 23, no. 7, pp. 1153–1156.
doi: 10.1109/LCOMM.2019.2917085

8. Bian Y., Cheng X., Wen M., Yang L., Poor H. V., Jiao B. Differential Spatial Modulation. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2015, vol. 64, no. 7, pp. 3262–3268.
doi: 10.1109/TVT.2014.2348791

9. Althunibat S., Mesleh R., Basar E. Differential Sub-carrier Index Modulation. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2018, vol. 67, no. 8, pp. 7429–7436.
doi: 10.1109/TVT.2018.2837691

10. Ishikawa N., Sugiura S. Rectangular Differential Spatial Modulation for Open-Loop Noncoherent Massive-

MIMO Downlink. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2017, vol. 16, no. 3, pp. 1908–1920.
doi: 10.1109/TWC.2017.2657497

11. Xiao L., Xiao P., Xiao Y., Wu C., Mi D., Hemadeh I. A. Rectangular Differential OFDM with Index Modulation. IEEE 89th Vehicular Technology Conf. (VTC2019-Spring), Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Apr.–01 May 2019. IEEE, 2019, pp. 1–6.
doi: 10.1109/VTCSpring.2019.8746521

12. Dogukan A. T., Basar E. Orthogonal Frequency Division Multiplexing with Power Distribution Index Modulation. Electronics Let. 2020, vol. 56, no. 21, pp. 1156–1159.
doi: 10.1049/el.2020.1692

13. Mao T., Wang Z., Wang Q., Chen S., Hanzo L. Dual-Mode Index Modulation Aided OFDM. IEEE Access. 2017, vol. 5, pp. 50–60.
doi: 10.1109/ACCESS.2016.2601648

14. Mao T., Wang Q., Wang Z. Generalized Dual-Mode Index Modulation Aided OFDM. IEEE Communications Let. 2017, vol. 21, no. 4, pp. 761–764.
doi: 10.1109/LCOMM.2016.2635634

15. Sergienko A. B., Apalina P. V. Design of Constrained Codebooks Using Autoencoder Networks. Seminar on Networks, Circuits and Systems (NCS), St Petersburg, 29–30 Nov. 2023. IEEE, 2023, pp. 11–15.
doi: 10.1109/NCS60404.2023.10397473

16. Proakis J. G. Digital Communications. 3rd ed. McGraw-Hill, 1995, 928 p.

17. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoy radiotekhniki* [Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1989, 656 p. (In Russ.)

Information about the authors

Polina V. Apalina, Master's degree in Radio Engineering (2022, Saint Petersburg Electrotechnical University), Post-graduate student of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 11 scientific publications. Area of expertise: coded modulation for noncoherent reception. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: pvapalina@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-5636-8344>

Alexander B. Sergienko, Cand. Sci. (Eng.) (1995), Associate Professor (1998), Professor of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 140 scientific publications. Area of expertise: signal processing in digital communications. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: absrgienko@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0003-0968-9708>
