

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы
Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 621.391.072

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-5-17-32>

EDN EBOWFT



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Помехоустойчивость приема сигнала OFDM с использованием квадратурной амплитудной модуляции с мягкими решениями при наличии узкополосных помех

А.А. Парамонов[@],
В.В. Чу

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[@] Автор для переписки, e-mail: paramonov@mirea.ru

Резюме

Цели. Целью работы является исследование помехоустойчивости передачи цифровой информации в системах на основе мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) и квадратурной амплитудной модуляцией (quadrature amplitude modulation, QAM) поднесущих в присутствии узкополосной помехи. В качестве способа борьбы с этой помехой исследовано применение демодулятора с мягкими выходами и последующее декодирование используемых в системе сверточного кода и кода LDPC (low-density parity-check code).

Методы. Представленные в статье результаты получены с использованием методов статистической радиотехники, математической статистики, теории кодирования и компьютерного моделирования.

Результаты. Представлен простой метод вычисления мягких оценок битов в демодуляторе M -ичных сигналов QAM, где M является четной степенью двойки. Получен большой объем численных результатов, показывающих зависимость вероятности ошибки на бит передаваемой информации от кратности M , от отношений сигнал/шум, сигнал/узкополосная помеха, от скорости кодов.

Выводы. Из полученных результатов можно сделать вывод, что использование кодирования с мягкими решениями демодулятора значительно улучшает помехоустойчивость приема OFDM-сигнала, позволяя эффективно бороться с узкополосными помехами. Кодирование LDPC показывает превосходство над сверточным кодированием в повышении помехоустойчивости приема сигнала OFDM как в отсутствие узкополосных помех, так и при их наличии. Наряду с использованием в системах QAM-OFDM, предложенный простой метод демодуляции сигналов QAM с мягкими решениями может применяться в любых системах беспроводной связи, использующих M -позиционные сигналы QAM, у которых M представляет собой число 2 в четной степени.

Ключевые слова: OFDM, квадратурная амплитудная модуляция, мягкое решение, кодирование, узкополосная помеха, помехоустойчивость, коэффициент битовых ошибок

• Поступила: 23.04.2024 • Доработана: 19.06.2024 • Принята к опубликованию: 05.08.2024

Для цитирования: Парамонов А.А., Чу В.В. Помехоустойчивость приема сигнала OFDM с использованием квадратурной амплитудной модуляции с мягкими решениями при наличии узкополосных помех. *Russ. Technol. J.* 2024;12(5):17–32. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-5-17-32>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Noise immunity of QAM-OFDM signal reception using soft-decision demodulation in the presence of narrowband interference

Alexey A. Paramonov[®],
Chu Van Vuong

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 194454 Russia
[®] Corresponding author, e-mail: paramonov@mirea.ru

Abstract

Objectives. The aim of this paper is to study the noise immunity of digital information transmission in systems with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and quadrature amplitude modulation (QAM) of subcarriers in the presence of narrowband interference. As a way of managing this interference, the paper studies the use of a demodulator with soft outputs and subsequent decoding of the convolutional code and low-density parity-check (LDPC) code used in the system.

Methods. The results presented in the article were obtained using statistical radio engineering, mathematical statistics, encoding theory, and computer modeling.

Results. The paper presents a simple method for calculating soft bit estimates in the M -point signal QAM demodulator, where M is an even power of two. A considerable amount of numerical results were obtained which show the dependence of the transmitted information bit error rate on M , as well as on the signal-to-noise ratio, signal-to-narrowband interference, and code rates.

Conclusions. It can be concluded from the above results that the use of encoding with soft demodulator decisions significantly improves the noise immunity of OFDM signal reception, and enables narrowband interference to be managed efficiently. LDPC encoding is superior to convolutional encoding in increasing the noise immunity of OFDM signal reception both in the absence and in the presence of narrowband interference. Along with the use in QAM-OFDM systems, the proposed simple method for demodulating QAM signals with soft decisions can be used in any wireless communication system using M -position QAM signals, where M is 2 to an even power.

Keywords: OFDM, soft decision, encoding, narrowband interference, noise immunity, bit error rate

• Submitted: 23.04.2024 • Revised: 19.06.2024 • Accepted: 05.08.2024

For citation: Paramonov A.A., Chu V.V. Noise immunity of QAM-OFDM signal reception using soft-decision demodulation in the presence of narrowband interference. *Russ. Technol. J.* 2024;12(5):17–32. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-5-17-32>

Financial disclosure: The authors have no financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

В современных беспроводных коммуникационных сетях, для которых эффективность использования радиочастотного спектра играет решающую роль, широкое применение находят системы передачи данных на основе мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) [1–3] и квадратурной амплитудной модуляцией кратности M (quadrature amplitude modulation, M-QAM) [4–6]. Однако в условиях активного использования спектра и наличия многочисленных источников помех, в т.ч. и узкополосных [7, 8], актуальной проблемой становится обеспечение надежности передачи данных.

Цель настоящей статьи состоит в исследовании помехоустойчивости системы QAM-OFDM с кодированием при наличии узкополосных помех [9–11]. Методы декодирования при жестких решениях демодулятора часто неспособны эффективно компенсировать воздействие узкополосных помех, что существенно ухудшает качество приема. В данном контексте предлагается метод вынесения мягких решений демодулятором. Такой демодулятор может быть эффективно использован в совокупности с соответствующим декодером для улучшения помехоустойчивости приема. Предложенный алгоритм демодуляции с мягкими решениями имеет более низкую вычислительную сложность по сравнению с традиционными методами. Предлагаемый метод основан на анализе качества принимаемого сигнала, что позволяет динамически определять степень надежности каждого бита передаваемого сигнала. Это позволяет добиться большей эффективности процесса

декодирования, что заметно повышает помехоустойчивость системы при наличии узкополосных помех.

В статье описан предлагаемый метод демодуляции сигналов M-QAM с мягкими решениями, выполнено сравнение с существующими методами демодуляции и на основе результатов моделирования продемонстрирована эффективность предложенного метода. Показано, что за счет использования декодирования с мягкими решениями достигается заметное улучшение помехоустойчивости приема при наличии узкополосных помех.

СИСТЕМА OFDM И АЛГОРИТМ МЯГКОГО РЕШЕНИЯ

Рассматриваемая в статье система OFDM приведена на рис. 1.

На рис. 1а изображена структура передатчика OFDM. Битовый поток кодируется перед модуляцией. Будем считать, что в системе используется M -ичная квадратурная амплитудная модуляция. После выполнения обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) к сигналу OFDM добавляется защитный интервал для защиты принятого сигнала от межсимвольной интерференции. Затем сигнал передается в эфир.

На рис. 1б изображена структура приемника OFDM. Обработка сигнала в приемнике осуществляется в порядке, обратном порядку обработки в передатчике. Сначала выполняются временная синхронизация и разделение сигнала OFDM на символы OFDM. После удаления защитного интервала выполняется быстрое преобразование Фурье (БПФ). Затем сигнал демодулируется и, наконец, декодируется для получения исходного потока данных.

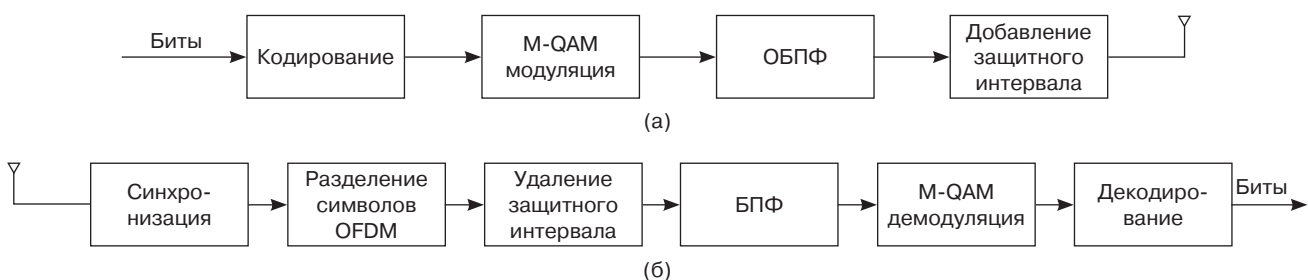


Рис. 1. Структура системы OFDM: (а) передатчик, (б) приемник

На каждой из ортогональных частот сигнала OFDM передается сигнал М-QAM $x(t)$ с длительностью символа, равной длительности символа сигнала OFDM. Полученный приемником сигнал $\tilde{x}(t)$ на этой частоте можно описать следующим образом:

$$\tilde{x}(t) = x(t) + w(t), \quad (1)$$

где $w(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум.

Алгоритм приема сигнала М-QAM целесообразно разрабатывать именно в такой постановке задачи. Включение в принимаемый сигнал $\tilde{x}(t)$ каких-либо аддитивных помех, кроме шумовой, означает, что система передачи информации обязательно должна работать на занятых помехами частотах. Более реальна другая картина: система передачи разрабатывается для работы на частотах, свободных от помех. Но в действительности помеха может появиться, и для этого случая помехоустойчивость системы передачи следует анализировать отдельно. Именно с этих позиций ниже проведено исследование помехоустойчивости приема сигнала QAM-OFDM в присутствии узкополосной помехи.

Здесь же целесообразно отметить особенность воздействия гармонической помехи на сигнал OFDM. В дальнейших формулах, относящихся к гармонической помехе, принято, что сигнал OFDM перенесен на нулевую частоту. Как видно из рис. 1, принятое колебание $\tilde{x}(t)$ подвергается процедуре БПФ, выполняемой в цифровой форме. Если в этом колебании содержится гармоническая помеха в области некоторой поднесущей, то она может быть записана как последовательность временных отсчетов:

$$g(n) = A_g e^{j(2\pi f_g n T_s + \theta)},$$

где A_g – амплитуда узкополосной помехи; f_g – частота узкополосной помехи; T_s – интервал дискретизации, равный длительности символа; θ – случайно распределенная фаза, $\theta \in (-\pi; \pi]$.

Частота узкополосной помехи необязательно совпадает с поднесущей и определяется как

$$f_g = \frac{m + \alpha}{N} f_s, \quad 0 \leq m \leq N - 1, \quad -0.5 \leq \alpha \leq 0.5,$$

где f_s – разнос частот между поднесущими; m – номер поднесущей, ближайшей к помехе; N – количество поднесущих в сигнале OFDM (и размерность БПФ при приеме).

Подставляя это значение f_g в формулу для гармонической помехи и используя тот факт, что $f_s = \frac{1}{T_s}$, получаем:

$$g(n) = A_g e^{j\left(\frac{2\pi}{N}(m + \alpha)n + \theta\right)}.$$

Если в этой формуле $\alpha = 0$, частота помехи совпадает с частотой поднесущей и эта помеха ортогональна другим поднесущим. Если же $\alpha \neq 0$, то частота помехи не совпадает с частотой поднесущей и остальным поднесущим не ортогональна.

Выражение для спектра узкополосных помех после выполнения БПФ будет записано следующим образом:

$$G(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g(n) e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} = \frac{A_g}{N} e^{j\theta} \frac{1 - e^{j2\pi\alpha}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(m-k+\alpha)}}.$$

Если узкополосная помеха ортогональна ($\alpha = 0$), то после БПФ она имеет вид:

$$G(k) = \begin{cases} A_g e^{j\theta}, & k = m, \\ 0, & k \neq m. \end{cases}$$

Таким образом, узкополосная помеха, совпадающая по частоте с некоторой m -й поднесущей, не попадает на частоты остальных поднесущих. Если же $\alpha \neq 0$, т.е. узкополосная помеха не ортогональна остальным поднесущим, то мощность этой помехи распределяется по всем поднесущим, т.е. происходит утечка спектра помехи. Мощность узкополосной помехи, просочившейся за счет неортогональности на некоторую k -ю поднесущую, определяется следующим выражением [7]:

$$\sigma_{G,k}^2 = E[|G_k|^2] = \frac{A_g^2}{N^2} \cdot \frac{1 - \cos(2\pi\alpha)}{1 - \cos\frac{2\pi}{N}(m-k+\alpha)}.$$

Вернемся к соотношению (1). Входящие в него составляющие можно представить как сигнальные точки в некотором сигнальном пространстве:

$$\tilde{X} = X + W. \quad (2)$$

Условная плотность вероятности принятого сигнала \tilde{X} при условии, что передавался сигнал X :

$$f(\tilde{X} | X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{|\tilde{X}-X|^2}{2\sigma^2}}. \quad (3)$$

Здесь σ^2 – дисперсия распределения (3).

Каждый из M -ичных символов сигнала М-QAM переносит $\log_2 M$ битов информации. Например, для 16-QAM эти биты – b_0, b_1, b_2, b_3 . Под мягким решением для некоторого i -го бита будем понимать логарифм отношения правдоподобия, определяемый для априори равновероятных битов как [12–18]:

$$\begin{aligned}
 l(b_i) &= \ln \frac{\sum_{X \in S_i^-} f(X | \tilde{X})}{\sum_{X \in S_i^+} f(X | \tilde{X})} \approx \\
 &\approx \ln \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{|\tilde{X} - X_{i,\text{opt}}^-|^2}{2\sigma^2}}}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{|\tilde{X} - X_{i,\text{opt}}^+|^2}{2\sigma^2}}} = \\
 &= \frac{1}{2\sigma^2} (|\tilde{X} - X_{i,\text{opt}}^-|^2 - |\tilde{X} - X_{i,\text{opt}}^+|^2),
 \end{aligned} \quad (4)$$

где S_i^+ и S_i^- обозначают наборы символов, i -е биты которых равны 1 и 0 соответственно.

В выражении (4) $X_{i,\text{opt}}^+$ и $X_{i,\text{opt}}^-$ – ближайšie к принятому колебанию \tilde{X} сигналы X , i -е биты которых равны 1 и 0 соответственно:

$$\begin{aligned}
 X_{i,\text{opt}}^+ &= \arg \min_{X \in S_i^+} |\tilde{X} - X|^2, \\
 X_{i,\text{opt}}^- &= \arg \min_{X \in S_i^-} |\tilde{X} - X|^2.
 \end{aligned} \quad (5)$$

Нахождение мягких решений по выражениям (4) и (5) достаточно трудоемко. Сложность вычислений существенно возрастает при увеличении уровня модуляции M . В следующем разделе рассмотрены заметно более простые алгоритмы определения мягких решений для сигналов QAM, у которых M представляет собой 2 в четной степени. Детально рассмотрены алгоритмы для 16-QAM, 64-QAM и 256-QAM.

ПРОСТЫЕ АЛГОРИТМЫ ПОЛУЧЕНИЯ МЯГКИХ РЕШЕНИЙ ПРИ ДЕМОДУЛЯЦИИ M-QAM

На рис. 2 изображены созвездия 16-QAM, 64-QAM и 256-QAM. Около каждой сигнальной точки расположено десятичное число, которое, будучи переведенным в двоичную форму, показывает набор передаваемых двоичных символов (далее – битов), соответствующих этой сигнальной точке. Например, для сигнала 16-QAM точке, обозначенной номером 6, соответствует набор передаваемых битов 0, 1, 1, 0.

Сначала рассмотрим демодуляцию сигнала 16-QAM. Каждой точке сигнального созвездия соответствуют 4 передаваемых бита b_0, b_1, b_2, b_3 . Проекция сигнальных точек на синфазную и квадратурную оси для разных сочетаний передаваемых битов приведены в табл. 1.

Предлагаемый упрощенный алгоритм вычисления логарифма отношения правдоподобия объясняется с помощью рис. 3. Пусть принимается некоторый

символ сигнала 16-QAM, который отображается синим кружочком на IQ -диаграмме: $\tilde{X}_i = \Re(\tilde{X}_i) + j\Im(\tilde{X}_i)$, где $\Re(\tilde{X}_i), \Im(\tilde{X}_i)$ – действительная и мнимая части колебания \tilde{X} .

Проекции сигнальных точек передаваемого сигнала 16-QAM на оси I и Q обозначены красными кружочками.

Таблица 1. Проекция сигнальных точек сигнала 16-QAM на оси I и Q

b_0b_1	I	b_2b_3	Q
00	-3	00	3
01	-1	01	1
11	+1	11	-1
10	+3	10	-3

Обратим внимание на то, что значение бита b_0 влияет только на проекцию сигнальной точки на ось I и не влияет на проекцию на ось Q . Это хорошо видно на рис. 3а. Когда $b_0 = 0$, действительная часть сигнала 16-QAM принимает значение -1 или -3. Когда $b_0 = 1$, действительная часть сигнала равна +1 или +3.

Процесс вынесения мягкого решения о первом бите b_0 проиллюстрирован на рис. 4, представляющем собой нижнюю часть рис. 3а.

Условная вероятность принятого колебания \tilde{X}_i при $b_0 = 0$ равна:

$$\begin{aligned}
 P(\tilde{X}_i | b_0 = 0) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\Re(\tilde{X}_i) + 3)^2}{2\sigma^2}} + \\
 &+ \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\Re(\tilde{X}_i) + 1)^2}{2\sigma^2}}.
 \end{aligned} \quad (6)$$

Условная вероятность принятого колебания \tilde{X} при $b_0 = 1$ равна:

$$\begin{aligned}
 P(\tilde{X}_i | b_0 = 1) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\Re(\tilde{X}_i) - 3)^2}{2\sigma^2}} + \\
 &+ \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\Re(\tilde{X}_i) - 1)^2}{2\sigma^2}}.
 \end{aligned} \quad (7)$$

Отношение правдоподобия описывается выражением:

$$\frac{P(\tilde{X}_i | b_0 = 0)}{P(\tilde{X}_i | b_0 = 1)} = \frac{e^{-\frac{(\Re(\tilde{X}_i) + 1)^2}{2\sigma^2}} + e^{-\frac{(\Re(\tilde{X}_i) + 3)^2}{2\sigma^2}}}{e^{-\frac{(\Re(\tilde{X}_i) - 1)^2}{2\sigma^2}} + e^{-\frac{(\Re(\tilde{X}_i) - 3)^2}{2\sigma^2}}}. \quad (8)$$

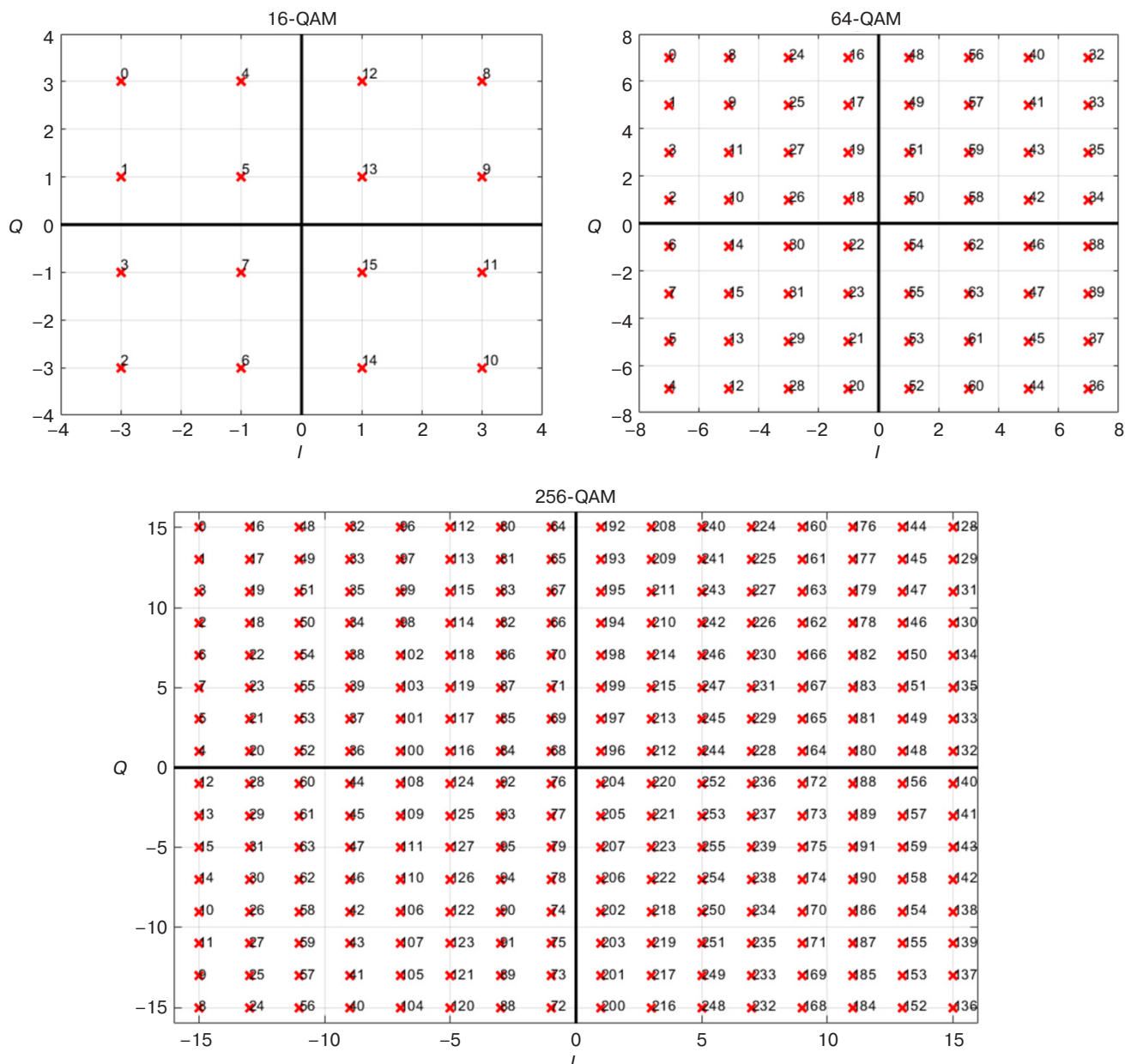


Рис. 2. Созвездия M-QAM

Пользоваться выражением (8) неудобно, т.к. это требует вычисления экспонент. Однако его можно упростить, учитывая, что на практике обычно оказывается, что проекция принятого колебания располагается ближе к одной из двух возможных сигнальных точек, соответствующих определенному решению. Например, на рис. 4 проекция принятого колебания оказалась ближе к значению -1 , а не к -3 , по которым принимается решение о символе $b_0 = 0$. Учитывая то, что в выражение (8) входят экспоненты квадратов разностей проекций, можно считать, что первое слагаемое в знаменателе (8) существенно больше, чем второе, поэтому второй экспонентой можно пренебречь. Аналогичные рассуждения

справедливы и для оценки числителя (8). Следовательно, логарифм отношения правдоподобия при величине \tilde{X}_i , отраженной синим кружочком, можно достаточно точно рассчитать с помощью выражения

$$l(b_0, \tilde{X}_i) \approx \frac{1}{2\sigma^2} ((\Re(\tilde{X}_i) - 1)^2 - (\Re(\tilde{X}_i) + 1)^2) = -\frac{2}{\sigma^2} \Re(\tilde{X}_i). \quad (9)$$

При вынесении решения о бите b_1 следует обратиться к рис. 3б. Нижняя часть этого рисунка показана на рис. 5. Как и в предыдущем случае, значение

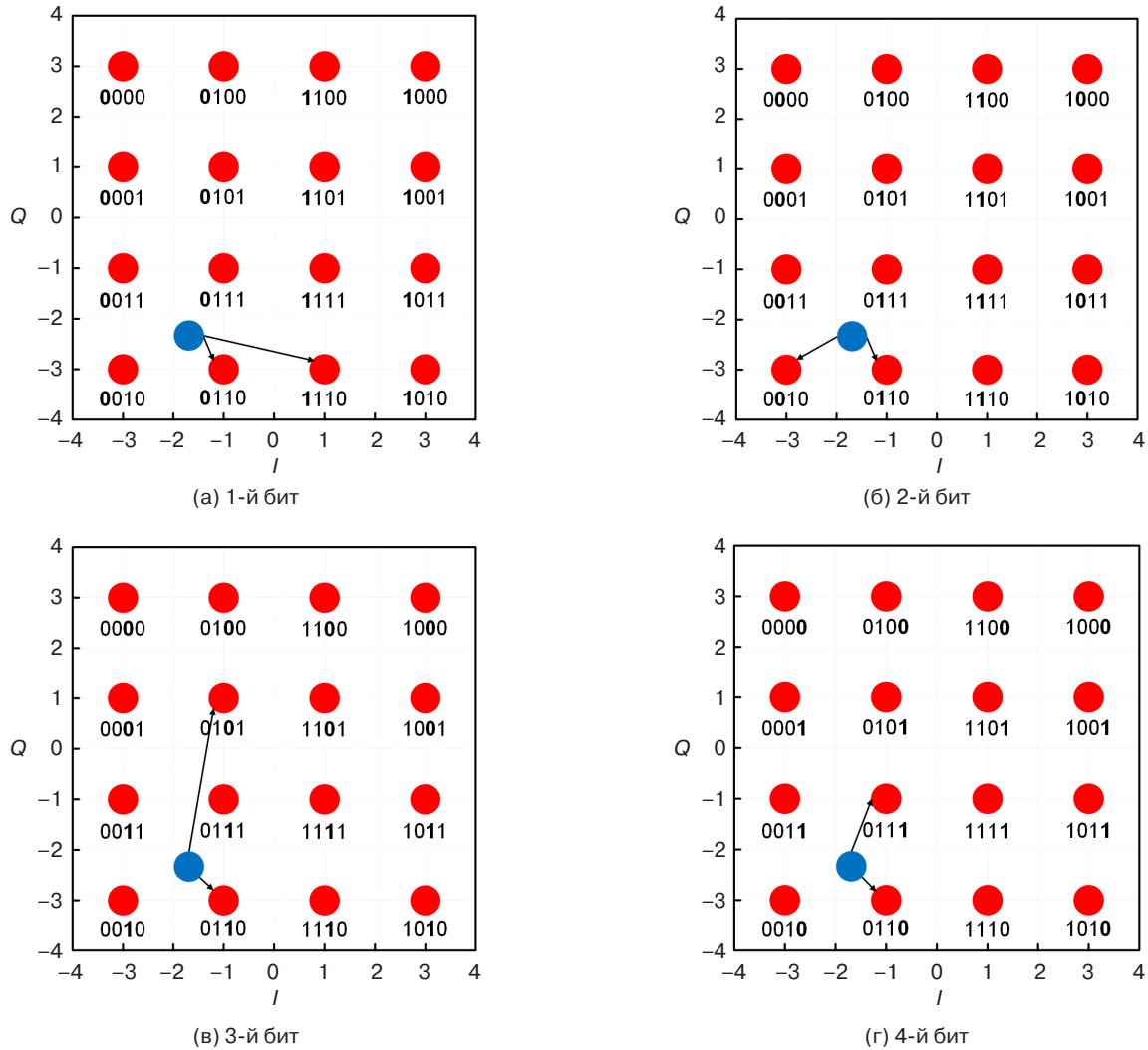


Рис. 3. Пример вычисления логарифмов отношений правдоподобия для каждого бита сигнала 16-QAM

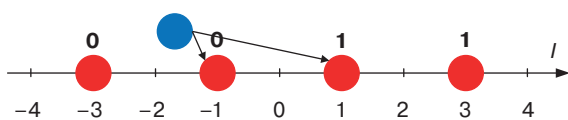


Рис. 4. Вычисление логарифма отношения правдоподобия для первого бита

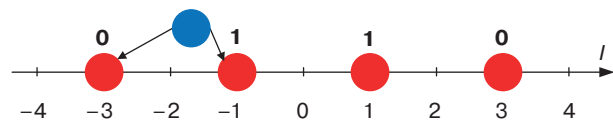


Рис. 5. Вычисление логарифма отношения правдоподобия для второго бита

бита b_0 влияет только на проекцию сигнальной точки на ось I и не влияет на проекцию на ось Q . Когда значение b_1 равно 0, действительная часть сигнала 16-QAM принимает значение -3 . Когда $b_1 = 1$, действительная часть сигнала принимает значение -1 , как показано на рис. 5.

Отношение правдоподобия для второго бита b_1 принятого колебания \tilde{X} равно:

$$\begin{aligned}
 l(b_1, \tilde{X}_i) &\approx \frac{1}{2\sigma^2} ((\Re(\tilde{X}_i) + 1)^2 - (\Re(\tilde{X}_i) + 3)^2) = \\
 &= -\frac{2}{\sigma^2} (\Re(\tilde{X}_i) + 2).
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

В зависимости от значения бита b_2 у сигналов 16-QAM меняются только проекции сигнальной точки на ось Q (рис. 3в). Когда значение $b_2 = 0$, мнимая часть сигнала 16-QAM принимает значение 1. Когда $b_2 = 1$, мнимая часть сигнала принимает значение -3 , как показано на рис. 6.

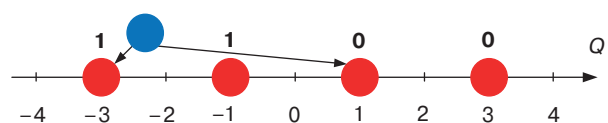


Рис. 6. Вычисление логарифма отношения правдоподобия для третьего бита

Логарифм отношения правдоподобия для b_2 принятого колебания \tilde{X} равен:

$$l(b_2, \tilde{X}_i) \approx \frac{1}{2\sigma^2} ((\Im(\tilde{X}_i) + 3)^2 - (\Im(\tilde{X}_i) - 1)^2) = \frac{2}{\sigma^2} (\Im(\tilde{X}_i) + 1). \quad (11)$$

Как следует из рис. 3г, значение b_3 влияет только на проекцию сигнальной точки на ось Q . Если $b_3 = 0$, то эта проекция принимает значение -3 . Если $b_3 = 1$, эта проекция принимает значение -1 , как показано на рис. 7.

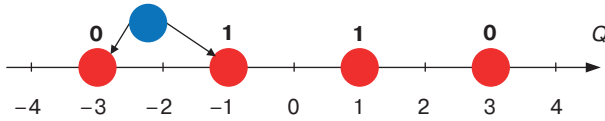


Рис. 7. Вычисление логарифма отношения правдоподобия для четвертого бита

Отношение правдоподобия для четвертого бита b_3 принятого колебания \tilde{X} :

$$l(b_3, \tilde{X}_i) \approx \frac{1}{2\sigma^2} ((\Re(\tilde{X}_i) + 1)^2 - (\Re(\tilde{X}_i) + 3)^2) = -\frac{2}{\sigma^2} (\Re(\tilde{X}_i) + 2). \quad (12)$$

Ранее была детально рассмотрена процедура вынесения мягких решений на конкретном примере входного колебания \tilde{X}_i , изображенного в виде синего кружка на рис. 3. Рассмотрев аналогичным образом все возможные положения входного колебания, получим:

$$l(b_0, \tilde{X}_i) = \begin{cases} -\frac{2}{\sigma^2} [\Re(\tilde{X}_i) + 1], & \Re(\tilde{X}_i) < -2, \\ -\frac{2}{\sigma^2} \Re(\tilde{X}_i), & -2 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 0, \\ -\frac{2}{\sigma^2} \Re(\tilde{X}_i), & 0 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 2, \\ -\frac{2}{\sigma^2} [\Re(\tilde{X}_i) - 1], & 2 \leq \Re(\tilde{X}_i), \end{cases} \quad (13)$$

$$l(b_1, \tilde{X}_i) = \frac{2}{\sigma^2} [|\Re(\tilde{X}_i)| - 2] \quad \forall \Re(\tilde{X}_i), \quad (14)$$

$$l(b_2, \tilde{X}_i) = \begin{cases} \frac{2}{\sigma^2} [\Im(\tilde{X}_i) + 1], & \Im(\tilde{X}_i) < -2, \\ \frac{2}{\sigma^2} \Im(\tilde{X}_i), & -2 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 0, \\ \frac{2}{\sigma^2} \Im(\tilde{X}_i), & 0 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 2, \\ \frac{2}{\sigma^2} [\Im(\tilde{X}_i) - 1], & 2 \leq \Im(\tilde{X}_i), \end{cases} \quad (15)$$

$$l(b_3, \tilde{X}_i) = \frac{2}{\sigma^2} [|\Im(\tilde{X}_i)| - 2] \quad \forall \Im(\tilde{X}_i). \quad (16)$$

Подобно тому, как был рассмотрен процесс вынесения мягких решений для сигнала 16-QAM, можно рассмотреть процесс демодуляции сигналов 64-QAM. На рис. 8, аналогичном рис. 3, приведены сигнальное созвездие этого сигнала, принятое колебание и ближайшие к принятому колебанию сигнальные точки, соответствующие значениям 0 и 1 для каждого из шести битов $b_0 b_1 b_2 b_3 b_4 b_5$, заключающихся в одном символе сигнала 64-QAM.

Из рис. 8 видно, что первые три бита $b_0 b_1 b_2$ влияют только на действительную часть сигнала, т.е. они определяют проекцию сигнала на ось I . Остальные три бита $b_3 b_4 b_5$ влияют только на его мнимую часть, т.е. определяют проекцию на ось Q . По этим проекциям можно однозначно определить логарифмы отношений правдоподобия для всех шести битов. Соответствующие формулы приведены в табл. 2 и 3.

Таблица 2. Значения $l(b_k, \tilde{X}_i)$ для $k = 0, 1, 2$ для сигнала 64-QAM

Значения $\Re(\tilde{X}_i)$	$l(b_0, \tilde{X}_i)$	$l(b_1, \tilde{X}_i)$	$l(b_2, \tilde{X}_i)$
$\Re(\tilde{X}_i) < -6$	$-8[\Re(\tilde{X}_i) + 3]$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) + 5]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 6]$
$-6 \leq \Re(\tilde{X}_i) < -4$	$-6[\Re(\tilde{X}_i) + 2]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 4]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 6]$
$-4 \leq \Re(\tilde{X}_i) < -2$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) + 1]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 4]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) + 2]$
$-2 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 0$	$-2\Re(\tilde{X}_i)$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) + 3]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) + 2]$
$0 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 2$	$-2\Re(\tilde{X}_i)$	$4[\Re(\tilde{X}_i) - 3]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) - 2]$
$2 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 4$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) - 1]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 4]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) - 2]$
$4 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 6$	$-6[\Re(\tilde{X}_i) - 2]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 4]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 6]$
$\Re(\tilde{X}_i) \geq 6$	$-8[\Re(\tilde{X}_i) - 3]$	$4[\Re(\tilde{X}_i) - 5]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 6]$

Таблица 3. Значения $l(b_k, \tilde{X}_i)$ для $k = 3, 4, 5$ для сигнала 64-QAM

Значения $\Im(\tilde{X}_i)$	$l(b_3, \tilde{X}_i)$	$l(b_4, \tilde{X}_i)$	$l(b_5, \tilde{X}_i)$
$\Im(\tilde{X}_i) < -6$	$8[\Im(\tilde{X}_i) + 3]$	$-4[\Im(\tilde{X}_i) + 5]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 6]$
$-6 \leq \Im(\tilde{X}_i) < -4$	$6[\Im(\tilde{X}_i) + 2]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 4]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 6]$
$-4 \leq \Im(\tilde{X}_i) < -2$	$4[\Im(\tilde{X}_i) + 1]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 4]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) + 2]$
$-2 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 0$	$2\Im(\tilde{X}_i)$	$-4[\Im(\tilde{X}_i) + 3]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) + 2]$
$0 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 2$	$2\Im(\tilde{X}_i)$	$4[\Im(\tilde{X}_i) - 3]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) - 2]$
$2 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 4$	$4[\Im(\tilde{X}_i) - 1]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 4]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) - 2]$
$4 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 6$	$6[\Im(\tilde{X}_i) - 2]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 4]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 6]$
$\Im(\tilde{X}_i) \geq 6$	$8[\Im(\tilde{X}_i) - 3]$	$4[\Im(\tilde{X}_i) - 5]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 6]$

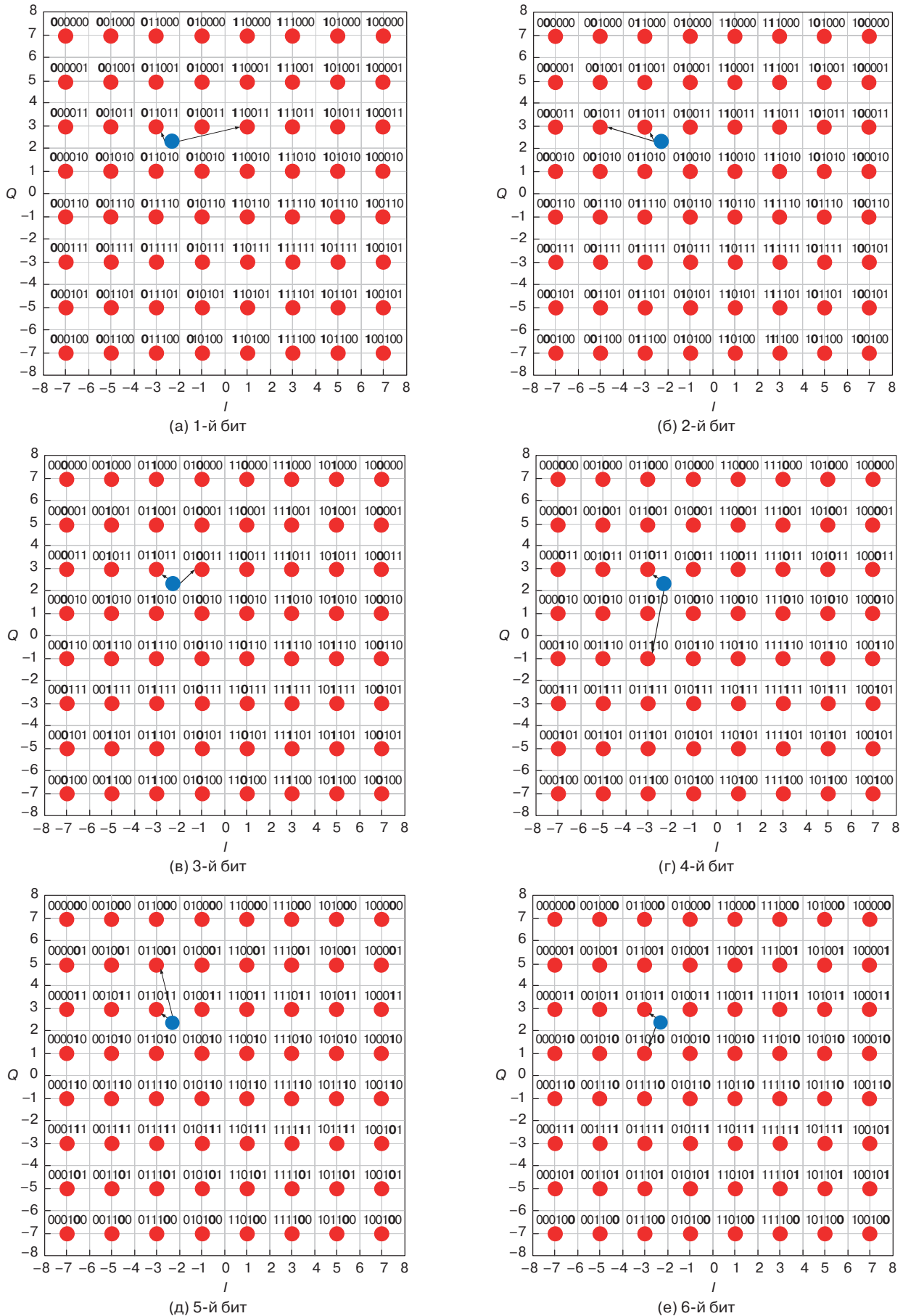


Рис. 8. Пример вычисления логарифмов отношений правдоподобия для каждого бита сигнала 64-QAM

При модуляции 256-QAM каждая точка этого созвездия соответствует восьми битам передаваемой информации: $b_0b_1b_2b_3b_4b_5b_6b_7$. Рассмотрев внимательно это созвездие, можно увидеть, что первые четыре бита $b_0b_1b_2b_3$ влияют только на действительную часть

сигнала, т.е. на проекции сигнала на ось I . Остальные четыре бита $b_4b_5b_6b_7$ определяют только мнимую часть сигнала, т.е. проекции сигнала на ось Q . Результаты вычисления логарифмов отношений правдоподобия для всех восьми битов приведены в табл. 4 и 5.

Таблица 4. Значения $l(b_k, \tilde{X}_i)$ для $k = 0, 1, 2, 3$ для сигнала 256-QAM

Значения $\Re(\tilde{X}_i)$	$l(b_0, \tilde{X}_i)$	$l(b_1, \tilde{X}_i)$	$l(b_2, \tilde{X}_i)$	$l(b_3, \tilde{X}_i)$
$\Re(\tilde{X}_i) \leq -14$	$-16[\Re(\tilde{X}_i) + 7]$	$-8[\Re(\tilde{X}_i) + 11]$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) + 13]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 14]$
$-14 \leq \Re(\tilde{X}_i) < -12$	$-14[\Re(\tilde{X}_i) + 6]$	$-6[\Re(\tilde{X}_i) + 10]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 12]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 14]$
$-12 \leq \Re(\tilde{X}_i) < -10$	$-12[\Re(\tilde{X}_i) + 5]$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) + 9]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 12]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) + 10]$
$-10 \leq \Re(\tilde{X}_i) < -8$	$-10[\Re(\tilde{X}_i) + 4]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 8]$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) + 11]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) + 10]$
$-8 \leq \Re(\tilde{X}_i) < -6$	$-8[\Re(\tilde{X}_i) + 3]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 8]$	$4[\Re(\tilde{X}_i) + 5]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 6]$
$-6 \leq \Re(\tilde{X}_i) < -4$	$-6[\Re(\tilde{X}_i) + 2]$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) + 7]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) + 4]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) + 6]$
$-4 \leq \Re(\tilde{X}_i) < -2$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) + 1]$	$-6[\Re(\tilde{X}_i) + 6]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) + 4]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) + 2]$
$-2 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 0$	$-2\Re(\tilde{X}_i)$	$-8[\Re(\tilde{X}_i) + 5]$	$4[\Re(\tilde{X}_i) + 3]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) + 2]$
$0 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 2$	$-2\Re(\tilde{X}_i)$	$8[\Re(\tilde{X}_i) - 5]$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) - 3]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) - 2]$
$2 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 4$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) - 1]$	$6[\Re(\tilde{X}_i) - 6]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) - 4]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) - 2]$
$4 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 6$	$-6[\Re(\tilde{X}_i) - 2]$	$4[\Re(\tilde{X}_i) - 7]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) - 4]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 6]$
$6 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 8$	$-8[\Re(\tilde{X}_i) - 3]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 8]$	$-4[\Re(\tilde{X}_i) - 5]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 6]$
$8 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 10$	$-10[\Re(\tilde{X}_i) - 4]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 8]$	$4[\Re(\tilde{X}_i) - 11]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) - 10]$
$10 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 12$	$-12[\Re(\tilde{X}_i) - 5]$	$4[\Re(\tilde{X}_i) - 9]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 12]$	$-2[\Re(\tilde{X}_i) - 10]$
$12 \leq \Re(\tilde{X}_i) < 14$	$-14[\Re(\tilde{X}_i) - 6]$	$6[\Re(\tilde{X}_i) - 10]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 12]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 14]$
$\Re(\tilde{X}_i) \geq 14$	$-16[\Re(\tilde{X}_i) - 7]$	$8[\Re(\tilde{X}_i) - 11]$	$4[\Re(\tilde{X}_i) - 13]$	$2[\Re(\tilde{X}_i) - 14]$

Таблица 5. Значения $l(b_k, \tilde{X}_i)$ для $k = 4, 5, 6, 7$ для сигнала 256-QAM

Значения $\Im(\tilde{X}_i)$	$l(b_4, \tilde{X}_i)$	$l(b_5, \tilde{X}_i)$	$l(b_6, \tilde{X}_i)$	$l(b_7, \tilde{X}_i)$
$\Im(\tilde{X}_i) \leq -14$	$16[\Im(\tilde{X}_i) + 7]$	$-8[\Im(\tilde{X}_i) + 11]$	$-4[\Im(\tilde{X}_i) + 13]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 14]$
$-14 \leq \Im(\tilde{X}_i) < -12$	$14[\Im(\tilde{X}_i) + 6]$	$-6[\Im(\tilde{X}_i) + 10]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 12]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 14]$
$-12 \leq \Im(\tilde{X}_i) < -10$	$12[\Im(\tilde{X}_i) + 5]$	$-4[\Im(\tilde{X}_i) + 9]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 12]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) + 10]$
$-10 \leq \Im(\tilde{X}_i) < -8$	$10[\Im(\tilde{X}_i) + 4]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 8]$	$-4[\Im(\tilde{X}_i) + 11]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) + 10]$
$-8 \leq \Im(\tilde{X}_i) < -6$	$8[\Im(\tilde{X}_i) + 3]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 8]$	$4[\Im(\tilde{X}_i) + 5]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 6]$
$-6 \leq \Im(\tilde{X}_i) < -4$	$6[\Im(\tilde{X}_i) + 2]$	$-4[\Im(\tilde{X}_i) + 7]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) + 4]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) + 6]$
$-4 \leq \Im(\tilde{X}_i) < -2$	$4[\Im(\tilde{X}_i) + 1]$	$-6[\Im(\tilde{X}_i) + 6]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) + 4]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) + 2]$
$-2 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 0$	$2\Im(\tilde{X}_i)$	$-8[\Im(\tilde{X}_i) + 5]$	$4[\Im(\tilde{X}_i) + 3]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) + 2]$
$0 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 2$	$2\Im(\tilde{X}_i)$	$8[\Im(\tilde{X}_i) - 5]$	$-4[\Im(\tilde{X}_i) - 3]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) - 2]$
$2 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 4$	$4[\Im(\tilde{X}_i) - 1]$	$6[\Im(\tilde{X}_i) - 6]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) - 4]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) - 2]$
$4 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 6$	$6[\Im(\tilde{X}_i) - 2]$	$4[\Im(\tilde{X}_i) - 7]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) - 4]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 6]$
$6 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 8$	$8[\Im(\tilde{X}_i) - 3]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 8]$	$-4[\Im(\tilde{X}_i) - 5]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 6]$
$8 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 10$	$10[\Im(\tilde{X}_i) - 4]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 8]$	$4[\Im(\tilde{X}_i) - 11]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) - 10]$
$10 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 12$	$12[\Im(\tilde{X}_i) - 5]$	$4[\Im(\tilde{X}_i) - 9]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 12]$	$-2[\Im(\tilde{X}_i) - 10]$
$12 \leq \Im(\tilde{X}_i) < 14$	$14[\Im(\tilde{X}_i) - 6]$	$6[\Im(\tilde{X}_i) - 10]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 12]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 14]$
$\Im(\tilde{X}_i) \geq 14$	$16[\Im(\tilde{X}_i) - 7]$	$8[\Im(\tilde{X}_i) - 11]$	$4[\Im(\tilde{X}_i) - 13]$	$2[\Im(\tilde{X}_i) - 14]$

В табл. 2–5 приведены формулы для вычисления небольшого количества логарифмов отношений правдоподобия, достаточного для упрощенного алгоритма вынесения решения по каждому из битов, определяющих любую сигнальную точку созвездия QAM. Формулы доведены до вида, удобного для их практического использования. Предложенный алгоритм требует значительно меньшего количества вычислений, чем алгоритм максимального правдоподобия, предусматривающий вычисление логарифмов отношений правдоподобия для всех возможных сочетаний битов.

Алгоритм вынесения мягких решений разработан для каналов с белым гауссовским шумом. Эффективность этого алгоритма для приема сигналов OFDM при наличии узкополосных помех с использованием кодирования с мягким решением требует отдельного анализа. Эти вопросы рассматриваются в следующем разделе.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ QAM-OFDM

Ниже приведены результаты исследования помехоустойчивости приема сигналов QAM-OFDM в присутствии шумовой помехи или смеси шумовой и узкополосной помех. Исследована эффективность применения кодирования для борьбы с узкополосной помехой, причем мягкие решения демодуляторов получались с помощью описанных выше алгоритмов.

Моделирование системы OFDM проводилось с использованием инструмента *MATLAB*¹. Количество точек БПФ при формировании сигнала OFDM составляло 128, длина защитного интервала – 32, методы модуляции поднесущих – 16-QAM, 64-QAM и 256-QAM.

Остановимся на моделировании сигнала и помех. Согласно рис. 2 комплексные огибающие сигналов представляются числами $(a + jb)$, где $a, b \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(\sqrt{M} - 1)\}$. При этом средняя мощность сигнала оказывается зависящей от кратности модуляции M . Для того чтобы получить сравнимые результаты моделирования при разных кратностях модуляции, при моделировании нужно в представление сигнала ввести некоторый коэффициент l , зависящий от M . Тогда комплексные огибающие сигналов будут представляться числами

$$l(a + jb), \text{ где } a, b \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(\sqrt{M} - 1)\}.$$

Коэффициент l нужно выбрать так, чтобы энергия сигнала, приходящаяся на один передаваемый

символ E_s , не зависела от кратности модуляции M . Средняя энергия одного символа сигнала M-QAM длительностью T_s составит

$$E_s = \frac{T_s}{M} \sum_{i=1}^M \frac{l^2(a_i^2 + b_i^2)}{2}.$$

Для определенности при моделировании принято $E_s = 1$ и $T_s = 1$, а необходимое отношение сигнал/шум обеспечивается выбором дисперсии шума. Тогда

$$1 = \frac{l^2}{M} \sum_{i=1}^M \frac{(a_i^2 + b_i^2)}{2}.$$

Из этого соотношения следует, что для сигнала 16-QAM $l = \frac{1}{\sqrt{5}}$, для сигнала 64-QAM $l = \frac{1}{\sqrt{21}}$, а для сигнала 256-QAM $l = \frac{1}{\sqrt{85}}$.

На один бит передаваемой информации приходится энергия:

$$E_b = E_s / \log_2 M = \frac{1}{\log_2 M}.$$

В системе OFDM поднесущие располагаются на частотной оси на расстоянии $\frac{1}{T_s}$ друг от друга. Дисперсия шума в этой полосе будет $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{T_s} = N_0$ (N_0 – односторонняя спектральная плотность шума).

Отношение сигнал/шум, понимаемое как отношение средней энергии сигнала, приходящейся на бит передаваемой информации, к спектральной плотности шума:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{\sigma_n^2 \log_2 M}.$$

Отсюда получается:

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{\frac{E_b}{N_0} \log_2 M}.$$

Это значит, что, поскольку принято предположение о том, что для всех видов модуляции M-QAM энергия сигнала равна единице, для получения нужного отношения сигнал/шум $\frac{E_b}{N_0}$ необходимо моделировать гауссовский шум с дисперсией

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{\frac{E_b}{N_0} \log_2 M}.$$

¹ <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>. Дата обращения 31.03.2024. / Accessed March 31, 2024.

На рис. 9–11 приведены зависимости вероятности ошибки P_{eb} на бит передаваемой информации от отношения сигнал/шум, приходящегося на бит передаваемой информации, для модуляции 16-QAM, 64-QAM и 256-QAM. Моделирование проводилось для канала с белым гауссовским шумом при отсутствии и при наличии узкополосной помехи для отношения сигнал/узкополосная помеха (signal to interference ratio, SIR), равного 0 дБ по мощности. Исследовались методы передачи без кодирования, с LDPC-кодированием² [19], а также со сверточным кодированием при мягких и жестких решениях демодулятора. Скорость кодов (R) составляла 1/2 для всех видов кодирования.

Сверточный код, рассматривавшийся при этом, строился на основе порождающих полиномов $G_1(X) = 1 + X + X^2 + X^3 + X^4$ и $G_2(X) = 1 + X + X^3 + X^4$. При декодировании этого кода использовался алгоритм Витерби. Ниже рассматривается также использование сверточного кода со скоростью 3/4. Этот код получался из кода со скоростью 1/2 путем выкалывания каждого третьего выходного бита в соответствии

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

При LDPC-кодировании со скоростью 1/2 длина кодового слова составляла 648 битов, из них информационных – 324. Мягкое декодирование выполнялось в соответствии с алгоритмом Belief propagation (или суммы произведений).

На каждом из этих рисунков видно, что при использовании кодирования вероятность битовой ошибки P_{eb} значительно снижается по сравнению со случаем отсутствия кодирования.

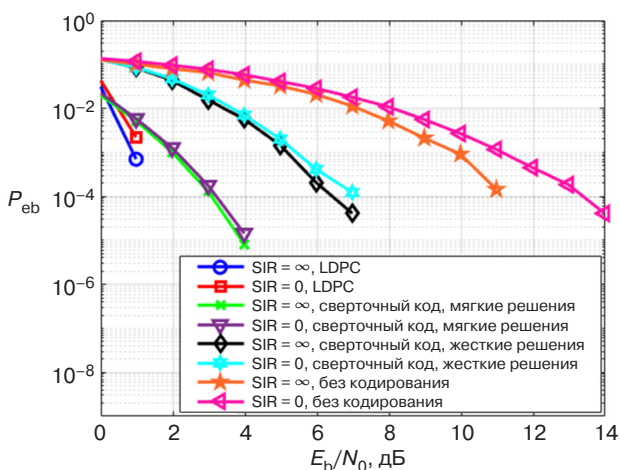


Рис. 9. Зависимость вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для системы OFDM с модуляцией 16-QAM и различными типами кодирования

² Low-density parity-check code – код с малой плотностью проверок на четность.

Из рис. 9 видно, что при наличии узкополосных помех и для $P_{eb} = 10^{-3}$ кодирование LDPC дает на 10 дБ лучшие результаты, чем без кодирования. Кодирование LDPC дает лучшие результаты, чем сверточное кодирование с жестким решением, на 4 дБ. Кодирование LDPC дает лучшие результаты, чем сверточное кодирование с мягким решением, на 1 дБ.

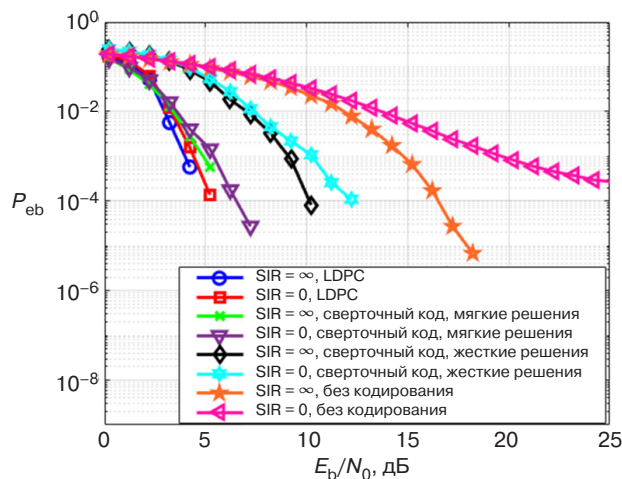


Рис. 10. Зависимость вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для системы OFDM с модуляцией 64-QAM и различными типами кодирования

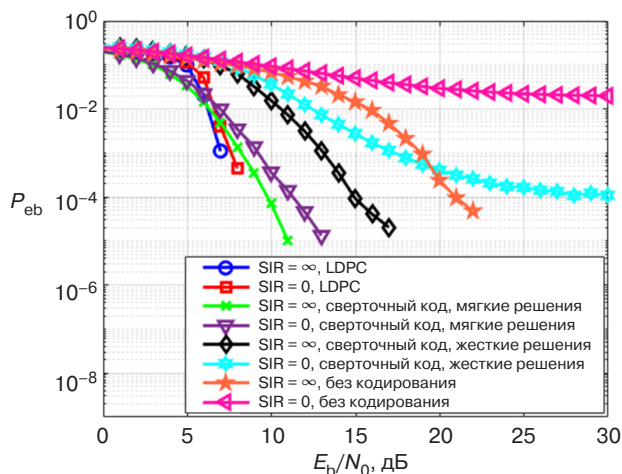


Рис. 11. Зависимость вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 системы OFDM с модуляцией 256-QAM и различными типами кодирования

Из рис. 10 следует, что при наличии узкополосных помех и для $P_{eb} = 10^{-3}$, кодирование LDPC дает на 16 дБ лучшие результаты, чем без кодирования. Кодирование LDPC дает лучшие результаты, чем сверточное кодирование с жестким решением, на 6 дБ. Кодирование LDPC дает результат, лучший на 1.5 дБ, по сравнению со сверточным кодированием с мягким решением.

Из рис. 11 видно, что при наличии узкополосных помех и при $P_{\text{cb}} = 10^{-3}$ кодирование LDPC дает результат, лучший, чем сверточное кодирование с жестким решением, на 10 дБ. Кодирование LDPC дает результат, лучший на 2 дБ, по сравнению со сверточным кодированием с мягким решением.

Рис. 9–11 позволяют утверждать, что при наличии узкополосных помех кодирование значительно снижает вероятность битовых ошибок по сравнению со случаем отсутствия кодирования. Кодирование при мягких решениях демодулятора дает лучшие результаты, чем при жестких решениях. Кодирование LDPC с мягкими решениями дает лучшие результаты, чем сверточное кодирование с мягкими решениями.

На рис. 12–14 приведены результаты моделирования, позволяющие сравнить эффективность сверточного кодирования и LDPC при мягких решениях демодулятора и при скоростях кодирования, равных 1/2 и 3/4, в присутствии узкополосной помехи. Отношение сигнал/узкополосная помеха равно 0 дБ по мощности.

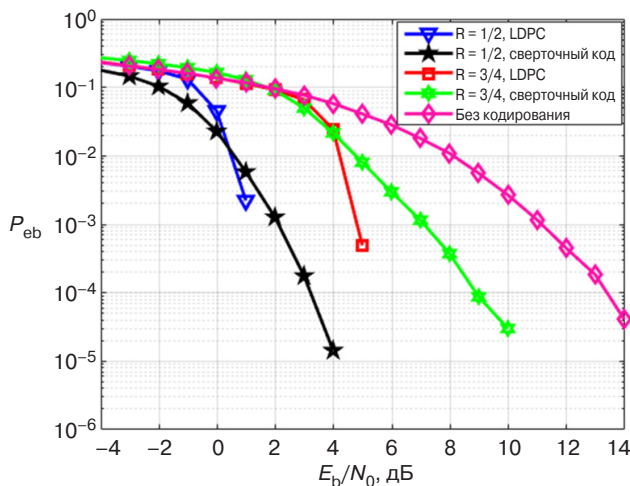


Рис. 12. Зависимость вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 системы OFDM с модуляцией 16-QAM и различными скоростями кодирования

Как видно из рис. 12, при $P_{\text{cb}} = 10^{-3}$ кодирование LDPC с мягкими решениями демодулятора при $R = 1/2$ на 3.5 дБ лучше, чем при $R = 3/4$. Сверточное кодирование с мягкими решениями демодулятора при $R = 1/2$ на 5 дБ лучше, чем при $R = 3/4$. При $R = 1/2$ кодирование LDPC с мягкими решениями демодулятора на 0.5 дБ лучше, чем сверточное кодирование с мягкими решениями демодулятора. При $R = 3/4$ кодирование LDPC с мягкими решениями демодулятора на 5 дБ лучше, чем сверточное кодирование с мягкими решениями демодулятора.

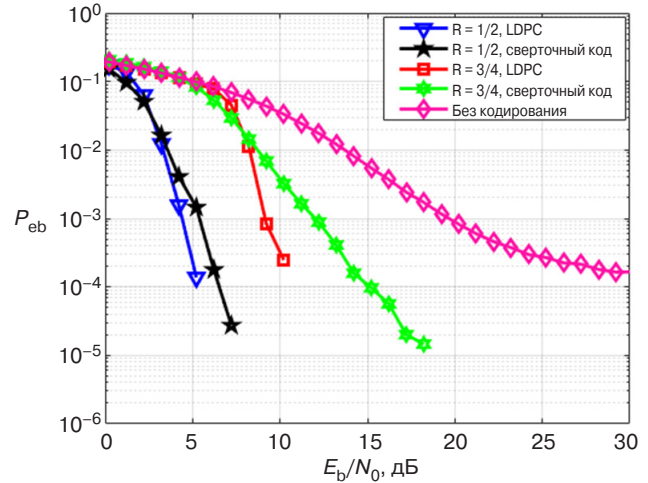


Рис. 13. Зависимость вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 системы OFDM с модуляцией 64-QAM и различными скоростями кодирования

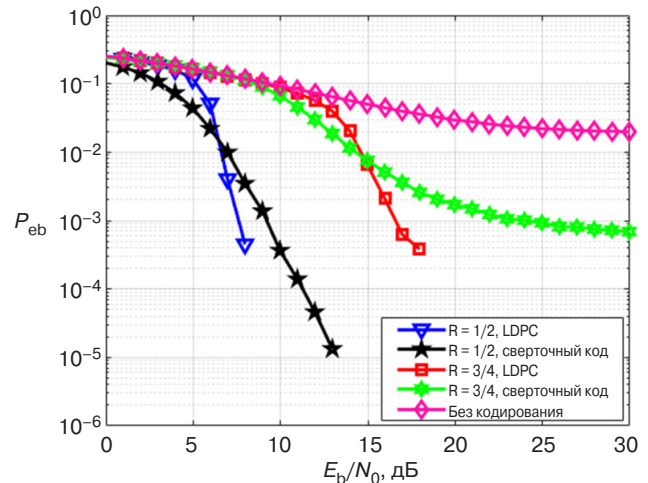


Рис. 14. Зависимость вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b/N_0 системы OFDM с модуляцией 256-QAM и различными скоростями кодирования

Согласно рис. 13 при $P_{\text{cb}} = 10^{-3}$ кодирование LDPC с мягкими решениями демодулятора при $R = 1/2$ энергетически на 4.5 дБ лучше, чем при $R = 3/4$. Сверточное кодирование с мягкими решениями демодулятора при $R = 1/2$ на 6.5 дБ лучше, чем при $R = 3/4$. При $R = 1/2$ кодирование LDPC с мягкими решениями демодулятора на 1 дБ лучше, чем сверточное кодирование с мягкими решениями демодулятора. При $R = 3/4$ кодирование LDPC с мягкими решениями демодулятора на 3 дБ лучше, чем сверточное кодирование с мягкими решениями демодулятора.

Согласно рис. 14 при $P_{\text{cb}} = 10^{-3}$ кодирование LDPC с мягкими решениями демодулятора при $R = 1/2$ на 9 дБ лучше, чем при $R = 3/4$. Сверточное кодирование с мягкими решениями демодулятора при $R = 1/2$ на 14 дБ лучше, чем при $R = 3/4$.

При $R = 1/2$ кодирование LDPC с мягкими решениями демодулятора на 1.5 дБ лучше, чем сверточное кодирование с мягкими решениями демодулятора. При $R = 3/4$ кодирование LDPC с мягкими решениями демодулятора на 6.5 дБ лучше, чем сверточное кодирование с мягкими решениями демодулятора.

Из рис. 12–14 следует, что при мягких решениях демодулятора кодирование LDPC дает лучшие результаты, чем сверточное кодирование. При этом скорость кода $1/2$ приводит к более высокой помехоустойчивости приема, чем скорость $3/4$.

На рис. 15–17 представлены результаты оценки помехоустойчивости приема сигнала OFDM с модуляцией QAM поднесущих с использованием мягких решений демодулятора при разных отношениях сигнал/узкополосная помеха. Скорость кодов составляла $1/2$ для всех видов кодирования.

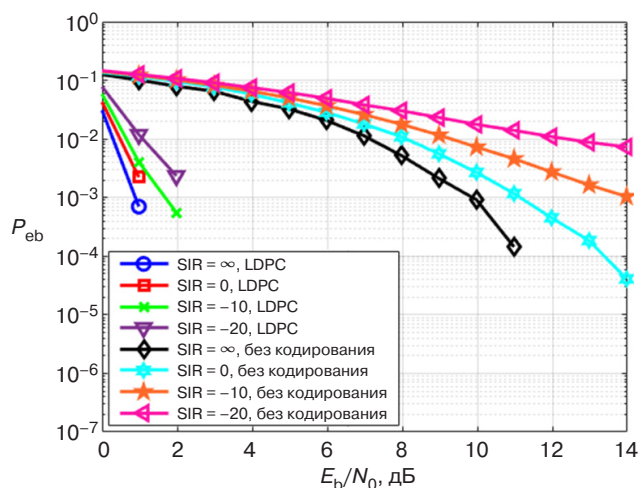


Рис. 15. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум E_b/N_0 системы OFDM с модуляцией 16-QAM при наличии узкополосных помех с разными уровнями

Из рис. 15 видно, что при $P_{eb} = 10^{-3}$, когда отсутствует узкополосная помеха ($SIR = \infty$), кодирование LDPC дает на 9 дБ лучшие результаты, чем без использования кодирования. Когда $SIR = 0$ дБ, кодирование LDPC дает на 10 дБ лучшие результаты, чем в случае, когда кодирование не используется. При $SIR = -10$ дБ, кодирование LDPC дает на 11 дБ лучшие результаты, чем в случае, когда кодирование не используется. При $P_{eb} = 10^{-3}$, когда $SIR = -20$ дБ, кодирование LDPC дает не менее чем на 20 дБ лучшие результаты, чем передача без кодирования.

Из рис. 16 видно, что при $P_{eb} = 10^{-3}$, когда отсутствует узкополосная помеха ($SIR = \infty$), кодирование LDPC дает на 11 дБ лучшие результаты, чем без использования кодирования. При $SIR = 0$ дБ кодирование LDPC дает на 15.5 дБ лучшие результаты, чем в случае, когда кодирование не используется. При $SIR = -10$ дБ вероятность ошибки по битам

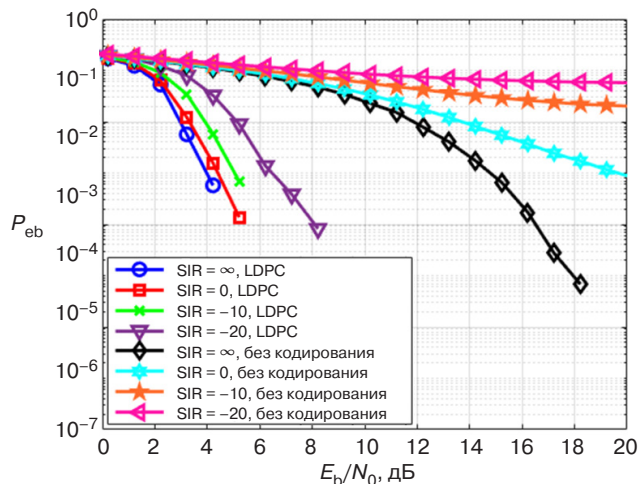


Рис. 16. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум E_b/N_0 системы OFDM с модуляцией 64-QAM при наличии узкополосных помех с разными уровнями

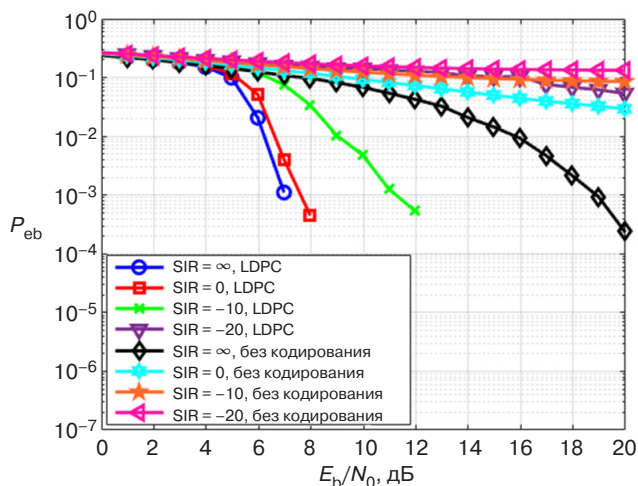


Рис. 17. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум E_b/N_0 системы OFDM с модуляцией 256-QAM при наличии узкополосных помех с разными уровнями

становится ниже значения 10^{-3} при E_b/N_0 , большем 5 дБ. Когда $SIR = -20$ дБ, это происходит при E_b/N_0 , большем 8 дБ.

Из рис. 17 видно, что при $P_{eb} = 10^{-3}$, когда отсутствует узкополосная помеха ($SIR = \infty$), кодирование LDPC дает на 12 дБ лучшие результаты, чем без использования кодирования. При $SIR = 0$ дБ вероятность ошибки по битам становится ниже 10^{-3} при E_b/N_0 , большем 8 дБ. При $SIR = -10$ дБ вероятность ошибки по битам становится ниже 10^{-3} , когда E_b/N_0 больше 12 дБ.

Результаты, приведенные на рис. 15–17, описывают помехоустойчивость приема OFDM-сигналов при наличии узкополосных помех с разными значениями SIR с LDPC-кодированием и без кодирования. Можно видеть, что при всех трех видах модуляции

в отсутствие кодирования узкополосная помеха существенно ухудшает помехоустойчивость системы передачи, причем с увеличением кратности QAM падение помехоустойчивости становится более существенным. Код LDPC значительно снижает влияние узкополосных помех на систему, особенно заметно – при небольших кратностях QAM.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из полученных результатов можно сделать вывод, что использование кодирования с мягкими решениями демодулятора значительно улучшает помехоустойчивость приема OFDM-сигнала, позволяя смягчить воздействие узкополосных помех

на систему передачи. Кодирование LDPC показывает превосходство над сверточным кодированием в повышении помехоустойчивости приема сигнала OFDM, в т.ч. в присутствии узкополосных помех. Наряду с использованием в системах QAM-OFDM, предложенный простой метод демодуляции сигналов QAM с мягкими решениями может применяться в любых системах беспроводной связи, использующих M -позиционные сигналы QAM, у которых M представляет собой число 2 в четной степени.

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contributions. All authors equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ / REFERENCES

1. Cimini Jr. L.J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. Commun.* 1985;33(7):665–675. URL: <https://doi.org/10.1109/TCOM.1985.1096357>
2. Mosse P.H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. Commun.* 1994;42(10):2908–2914. <https://doi.org/10.1109/26.328961>
3. Van Nee R., Prasad R. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Boston: Artech House; 2000. 260 p.
4. Pandey S., Bharti M., Agrawal A.K. Analysis of M-ary QAM-Based OFDM Systems in AWGN Channel. In: Bansal R.C., Agrawal A., Jadoun V.K. (Eds.). *Advances in Energy Technology: Select Proceedings of EMSME*. 2022;(766):223–235. https://doi.org/10.1007/978-981-16-1476-7_22
5. Van Wyk J., Linde L. Bit error probability for a M-ary QAM OFDM-based system. In: *AFRICON 2007*. IEEE; 2007. <https://doi.org/10.1109/AFRICON.2007.4401578>
6. Fuqin Xiong. M-ary amplitude shift keying OFDM system. *IEEE Trans. Commun.* 2003;51(10):1638–1642. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2003.818103>
7. Batra A., Zeidler J.R. Narrowband interference mitigation in OFDM systems. In: *MILCOM 2008. 2008 IEEE Military Communications Conference*. 2008. <https://doi.org/10.1109/MILCOM.2008.4753296>
8. Coleri S., Ergen M., Puri A., Bahai A. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. *IEEE Trans. Broadcast.* 2002;48(3):223–229. <http://doi.org/10.1109/TBC.2002.804034>
9. Lu B., Yue G., Wang X.D. Performance analysis and design optimization of LDPC-coded MIMO OFDM systems. *IEEE Trans. Signal Process.* 2004;52(2):348–361. <https://doi.org/10.1109/TSP.2003.820991>
10. Lu B., Wang X. Space-time code design in OFDM systems. In: *Globecom '00 – IEEE Global Telecommunications Conference. Conference Record (Cat. No. 00CH37137)*. IEEE; 2000. V. 2. P. 1000–1004. <https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2000.891288>
11. Wang Q., Onotera L.Y. Coded QAM using a binary convolutional code. *IEEE Trans. Commun.* 1995;43(6):2001–2004. <https://doi.org/10.1109/26.387437>
12. Mosleh M.F. Log-Likelihood Ratio to Improve Hard Decision Viterbi Algorithm. *Eng. & Tech. J.* 2013;31(9):1779–1790. <https://doi.org/10.30684/etj.2013.82189>
13. Hagenauer J., Hoehner P. A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications. In: *1989 IEEE Global Telecommunications Conference and Exhibition "Communications Technology for the 1990s and Beyond."* 1989;3:1680–1686. <https://doi.org/10.1109/GLOCOM.1989.64230>
14. Cao S., Kam P.Y., Yu C. Pilot-Aided Log-Likelihood Ratio for LDPC Coded MPSK-OFDM Transmission. *IEEE Photon. Technol. Lett.* 2013;25(6):594–597. <https://doi.org/10.1109/LPT.2013.2246563>
15. Cao S., Kam P.Y., Yu C. Pilot-aided log-likelihood ratio for LDPC coded M-QAM CO-OFDM system. *OFC 2014*. 2014, W3. <https://doi.org/10.1364/OFC.2014.W3J.1>
16. Chen J., Dholakia A., Ftheriou E., et al. Reduced-complexity decoding of LDPC codes. *IEEE Trans. Commun.* 2005;53(8):1288–1299. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2005.852852>
17. Jiabin T., Yue X., Lilin D., Wei X., et al. Efficient LLR Approximation for Coded Constant Envelope OFDM. *IEEE Trans. Vehicular Technol.* 2023;72(5):6194–6208. <https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3231912>
18. Zhenyu Z., Caihong G., Hua L., et al. Soft-Input Soft-Output Detection via Expectation Propagation for Massive Spatial Modulation MIMO Systems. *IEEE Commun. Lett.* 2021;25(4):1173–1177. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2020.3047081>

19. Чу В.В. Помехоустойчивость OFDM системы передачи при использовании LDPC кода. В сб.: *Фундаментальные, поисковые, прикладные исследования и инновационные проекты: сборник трудов Национальной научно-практической конференции*. М: РТУ МИРЭА; 2022. С. 389–392.
[Chu V.V. Noise immunity of OFDM transmission system when using LDPC code. In: *Fundamental, Exploratory, Applied Research and Innovation Projects: Proceedings of the National Scientific and Practical Conference*. Moscow: RTU MIREA; 2022. P. 389–392 (in Russ.).]

Об авторах

Парамонов Алексей Анатольевич, д.т.н., профессор, кафедра радиоэлектронных систем и комплексов, Институт радиоэлектроники и информатики, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: paramonov@mirea.ru. Scopus Author ID 57208923552, SPIN-код РИНЦ 5605-9459, <http://orcid.org/0000-0002-4537-4626>

Чу Ван Вуонг, аспирант, кафедра радиоэлектронных систем и комплексов, Институт радиоэлектроники и информатики, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: muadem1110@gmail.com. <http://orcid.org/0009-0003-0143-0168>

About the authors

Alexey A. Paramonov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Radio Electronic Systems and Complexes, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: paramonov@mirea.ru. Scopus Author ID 57208923552, RSCI SPIN-code 5605-9459, <http://orcid.org/0000-0002-4537-4626>

Chu Van Vuong, Postgraduate Student, Department of Radio Electronic Systems and Complexes, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: muadem1110@gmail.com. <http://orcid.org/0009-0003-0143-0168>