

УДК 621.391.01

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ОПТИМАЛЬНОГО ПОСИМВОЛЬНОГО ПРИЕМА СИГНАЛОВ С КОРРЕКТИРУЮЩИМ КОДИРОВАНИЕМ В ПОЛЯХ ГАЛУА ДЛЯ КАНАЛОВ С ЗАМИРАНИЯМИ

© 2024 г. Л. Е. Назаров

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН,
пл. Введенского, 1, Фрязино, Московская обл., 141190 Российская Федерация
E-mail: levnaz2018@mail.ru

Поступила в редакцию 15.04.2024 г.

После доработки 02.05.2024 г.

Принята к публикации 25.05.2024 г.

Приведено описание алгоритма оптимального посимвольного приема сигнальных конструкций на основе корректирующего кодирования в недвоичных полях Галуа. Даны результаты моделирования данного алгоритма с целью исследования его помехоустойчивости для моделей транссионсферных каналов с замираниями за счет рассеяния на ионосферных неоднородностях для ряда цифровых сигналов с многоуровневой фазовой манипуляцией в сочетании с корректирующим кодом с проверкой на четность в полях Галуа. Показано, что для этих каналов применение алгоритма посимвольного приема обеспечивает энергетический выигрыш до 4.5...24 дБ по отношению к приему сигналов без кодирования.

Ключевые слова: цифровые сигналы, посимвольный прием, замирания, транссионсферные каналы

DOI: 10.31857/S0033849424090083, **EDN:** HRGMUA

ВВЕДЕНИЕ

Посимвольный прием цифровых сигналов минимизирует вероятность ошибки на информационный бит P_b в отличие от приема, реализующего правило максимального правдоподобия, минимизирующее вероятность ошибки на дискретное сообщение [1–3]. Разработанные алгоритмы посимвольного приема сигнальных конструкций на основе ряда корректирующих кодов (например, на основе низкоплотностных кодов, турбокодов [3–7]) обеспечивают достижение вероятностных характеристик, близких к предельным характеристикам, определяемых пропускной способностью каналов с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) [6,8–12].

Суть посимвольного приема – принятие решений относительно переданных сигнальных символов на основе вычисленных апостериорных вероятностей [2,3].

Современной тенденцией при разработке информационных систем является использование цифровых сигналов со сложными «созвездиями», определяющими повышение их информативной емкости [1,5,13,14]. Этот подход дает возможность увеличения скорости передачи информации при ограниченной частотной полосе канала [1,4,15]. В работах [9,12–14,16–18] приведены алгоритмы оптимального посимвольного приема сигнальных конструкций на основе цифровых сигналов с различными

манипуляциями (например, с использованием многоуровневой фазовой манипуляции (ФМ-М)) в сочетании с корректирующими кодами в недвоичных полях Галуа $GF(2^m)$, объем которых согласован с объемом 2^m соответствующих сигнальных «созвездий». Исследование помехоустойчивости этих алгоритмов приема ряда анализируемых сигнальных конструкций произведено для канала АБГШ [12,14,19].

Актуальной является проблема исследования помехоустойчивости алгоритмов оптимального посимвольного приема сигнальных конструкций из этого класса на основе корректирующего кодирования в недвоичных полях Галуа $GF(2^m)$ при передаче по каналам с амплитудными замираниями за счет многолучевого распространения [1,4].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть $\vec{A} = (a_i; 0 \leq i \leq k-1)$ – последовательность k информационных символов поля Галуа $GF(2^m)$, формируемого по модулю неприводимого многочлена $\gamma(x)$ степени m [15]. Элементы a_i представляются многочленами

$$a_i = \sum_{p=0}^{m-1} \alpha_p(a_i) x^p$$

с коэффициентами $\alpha_p(a_i) \in GF(2)$ [5,15].

Кодовое слово $\vec{B}$, соответствующее вектору $\vec{A}$ корректирующего кода с кодовой скоростью $r = k/n$, задается соотношением $\vec{B} = A\mathbf{H}$, где $\mathbf{H}$ – порождающая матрица кода размером $n \times k$, n – длина кодовых слов [15]. Кодовые символы b_i ($0 \leq i \leq n-1$) в составе $\vec{B}$ однозначно сопоставляются цифровым сигналам с манипуляционным «созвездием» объемом 2^m , передаваемым по каналам с помехами и искажениями.

Реализация $\vec{Y} = (\dot{y}_l; 0 \leq l \leq n-1)$ с выхода демодулятора сигналов поступает на вход решающего устройства, $\dot{y}_l$ – комплексные отсчеты квадратурных каналов. При использовании оптимального посимвольного приема вычисляются апостериорные вероятности $\Pr(a_i = \beta | \vec{Y})$, где $\beta \in GF(2^m)$, и принимаются решения относительно символов $\hat{a}_i$ с использованием правила [2,3]

$$\hat{a}_i = \max_{\beta \in GF(2^m)} (\Pr(a_i = \beta | \vec{Y})). \quad (1)$$

В [2,12] приведено описание разработанного производительного алгоритма вычисления соотношения (1). Исследование помехоустойчивости этого алгоритма произведено для ряда цифровых сигналов с объемами «созвездий» 2^m для канала АБГШ [12,14,17]. Показано, что применение анализируемого алгоритма приема сигнальных конструкций на основе цифровых сигналов ФМ-М и корректирующего кода с проверкой на четность в поле Галуа $GF(2^m)$ ($m = 2, 3, 4$) обеспечивает значимый энергетический выигрыш до 2 дБ по отношению к передаче без кодирования [12].

Цель работы – исследование помехоустойчивости разработанного алгоритма оптимального посимвольного приема анализируемых сигнальных конструкций на основе корректирующего кодирования в полях Галуа $GF(2^m)$ при многолучевом распространении по транссионосферным каналам (спутниковым ионосферным каналам) с замираниями за счет рассеяния на ионосферных неоднородностях.

2. АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ПОСИМВОЛЬНОГО ПРИЕМА

Цифровые сигналы $s(t)$ характеризуются частотной эффективностью $m = \log_2 M$ (бит/с/Гц), задающей максимальную скорость передачи $R = m\Delta F$ (бит/с) для канала с частотной полосой ΔF [1,4].

Сигнальные конструкции на основе $s(t)$ и корректирующих кодов с параметрами (n, k) в полях $GF(2^m)$ задаются соотношением [1]

$$s(t) = \sum_{i=0}^{n-1} A_i U(t) \cos(2\pi f t + \varphi_i), \quad (2)$$

где f – несущая частота; $U(t) = 1$ при $iT \leq t < (i+1)T$, иначе, $U(t) = 0$; A_i , φ_i – амплитуда и фаза

радиоимпульсов в составе $s(t)$, задающие вид сигнального «созвездия»; T – тактовый интервал.

Радиоимпульсы в составе $s(t)$ формируются, отображая m двоичных информационных символов $\alpha_p(b_i)$ ($p = 0, 1, \dots, m-1$) в отсчеты «созвездия» с комплексными огибающими $\dot{V}_i = A_i \exp(j\varphi_i)$ [4]. ФМ-М-сигналы характеризуются постоянством амплитуд $A_i = A_c$.

Апостериорные вероятности $\Pr(a_i = \beta | \vec{Y})$ для символов сигнальных конструкций (2) вычисляются с использованием соотношения [2,10]

$$\Pr(a_i = \beta | \vec{Y}) = \sum_{\vec{B}: a_i = \beta} \Pr(\vec{B} | \vec{Y}) = \sum_{\vec{B}: a_i = \beta} \frac{\Pr(\vec{B})}{p(\vec{Y})} p(\vec{Y} | \vec{B}), \quad (3)$$

где $p(\vec{Y} | \vec{B}) = \prod_{i=0}^{n-1} p(\dot{y}_i | b_i)$ – функция правдоподобия;

$$\Pr(\vec{B}) = 2^{-mk}.$$

Сложность вычисления $\Pr(a_i = \beta | \vec{Y})$ (3) определяется требуемым объемом вычислительных операций $P_1 \approx 2^{mk}$ и представляет трудоемкую задачу даже для малых значений m, k

В работах [2,12] приведено описание разработанного алгоритма для решения этой задачи с существенно более низкой сложностью реализации. Для пояснения ниже дано его общее описание. Алгоритм включает три этапа.

Первый этап. Вычисляется множество спектральных составляющих $C_l(r)$ для последовательности $p(\dot{y}_l | \dot{V}_i)$

$$C_l(r) = \sum_{i=0 \dots 2^m-1} p(\dot{y}_l | \dot{V}_i) w_i(r), \quad r \in GF(2^m), \quad (4)$$

где $i = 0, 1, \dots, 2^m - 1$; $l = 0, 1, \dots, n-1$ – номера кодовых символов в составе кодового слова; $w_i(r)$ – базисные функции Уолша-Адамара с перемежением номеров i . Закон перемежения задается аналитически для порождающих многочленов в виде $\gamma(x) = 1 + x^k + x^m$ ($1 \leq k \leq m-1$) либо в виде таблицы, получаемой путем предобработки с целью сопоставления функциям Уолша-Адамара значений $p(\dot{y}_l | \dot{V}_i)$, задаваемых моделью канала передачи [2,12].

Второй этап. Вычисляется множество $\{T_l(\lambda)\}$ с использованием $C_l(r)$ и множества кодовых слов R дуального кода C_H с параметрами $(n, n-k)$ [15]

$$T_l(\lambda) = \frac{\sum_{r_p: R \in C_H} C_l(r_l - \lambda) \prod_{\substack{p=0 \\ p \neq l}}^{n-1} C_p(r_p)}{\sum_{r_p: R \in C_H} \prod_{p=0}^{n-1} C_p(r_p)}. \quad (5)$$

Обозначение $r_p : R \in C_H$ в (5) определяет операции для последовательности кодовых символов r_p в составе кодовых слов R кода C_H .

Третий этап. Вычисляют апостериорные вероятности $\Pr(b_l = \beta | \tilde{Y})$, используя алгоритм быстрого спектрального преобразования в базисе Уолша–Адамара (БПУ) размерностью 2^m над $\{T_l(\lambda)\}$,

$$\Pr(b_l = \beta | \tilde{Y}) = \sum_{\lambda=0 \dots 2^m-1} T_l(\lambda) w_\beta(\lambda). \quad (6)$$

Решения относительно символов кодового слова $\tilde{B}$ принимаются на основе значений $\Pr(b_l = \beta | \tilde{Y})$ в соответствии с правилом (1).

При исполнении первого этапа (4) полагают, что на временном интервале $lT \leq t < (l+1)T$ нормированные отсчеты $\dot{y}_l$ для ФМ-М-сигналов и канала АБГШ с спектральной плотностью мощности N_0 представляют случайные величины со средними

$$\sqrt{\frac{2mE_c}{N_0}} \cos(\varphi_i), \quad \sqrt{\frac{2mE_c}{N_0}} \sin(\varphi_i)$$

и с единичной дисперсией. Здесь E_c — энергии сигнальных символов «созвездия» с огибающими $\dot{V}_i$, плотности вероятности $p(\dot{y}_l | \dot{V}_i)$ при вычислении соотношения (4) задаются как [12]

$$p(\dot{y}_l | \dot{V}_i) = K \exp\left(-\|\dot{y}_l - \dot{V}_i\|^2 / 2\right), \quad (7)$$

$\|x\|$ — евклидова метрика; K — коэффициент нормировки.

Сложность вычисления соотношений (4)–(6) оценивается как $P_2 \approx 2^{m(n-k)}$, для значений $n-k \ll k$ выполняется условие $P_2 \ll P_1$.

Наиболее простым для реализации является алгоритм посимвольного приема для сигнальных конструкций на основе корректирующего кода с проверкой на четность с параметрами $(n, n-1)$. В этом случае кодовый вектор кода C_H представляет последовательность длительностью $k+1$ одинаковых элементов поля $GF(2^m)$ и справедливо соотношение $P_2 \approx 2^m$ [9,12,19].

3. СТАТИСТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ КАНАЛА С ЗАМИРАНИЕМ

Замирания сигналов приводят к деградации вероятностных характеристик P_6 по отношению к распространению в свободном пространстве [2]. Количественные значения соответствующих энергетических потерь определяются статистическими свойствами амплитуды сигналов A как случайного процесса.

Ниже рассматриваются модели замираний сигналов при их многолучевом распространении по

трансионосферным каналам [20–24]. При создании и развитии моделей замираний сигналов для данных каналов используются два подхода — на основе аналитического описания процесса распространения сигналов [21,22] и на основе использования эмпирических соотношений относительно плотности распределения $p(A)$ [24].

Аналитические подходы основаны на решении стохастического нелинейного волнового уравнения относительно электрического поля [22]. Соответствующие решения, полученные с использованием борновского приближения и приближения Рытова, дают возможность оценить вторые статистические моменты функционалов от амплитуды A .

Модели замираний из второго класса связывают параметры эмпирической плотности распределения $p(A)$ с индексом сцинтилляции [21–24]

$$S_4^2 = (\langle A^4 \rangle - (\langle A^2 \rangle)^2) / (\langle A^2 \rangle)^2,$$

здесь $\langle \cdot \rangle$ — усреднение по времени, если полагать процесс A эргодическим.

Относительно значений S_4 замирания классифицируются как слабые для $S_4 < 0.3$, средние для $0.3 < S_4 < 0.6$ и сильные для $S_4 > 0.6$ [21].

Вероятность ошибки P_6 для ФМ-М-сигналов с амплитудой A имеет вид [1]

$$P_6(A) = \frac{1}{m} \left(1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p(\theta) d\theta \right). \quad (8)$$

Здесь $p(\theta)$ — плотность распределения фазы, для АБГШ с односторонней спектральной плотностью N_0 справедливо соотношение [1]

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{E_c \sin^2 \theta}{N_0}\right) \int_0^\infty r \exp\left(-\frac{1}{2}\left(r - \sqrt{\frac{2E_c}{N_0}} \cos \theta\right)^2\right) dr, \quad (9)$$

$E_c = E_6 \log_2 M$ — энергия радиоимпульсов; A — энергия на 1 бит.

Для амплитуды A с плотностью распределения $p(A)$ вероятность ошибки P_6 с учетом замираний задается соотношением [1]

$$P_6 = \int_0^\infty P_6(A) p(A) dA. \quad (10)$$

Для слабых замираний плотность распределения $p(A)$ задается логнормальным законом [20,21]

$$p(A) = \frac{1}{A} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(\ln A - \ln A_0)^2}{2\sigma^2}\right], \quad A > 0. \quad (11)$$

Здесь A_0 — амплитуда регулярной сигнальной составляющей; σ^2 — средняя мощность

многолучевых компонент сигналов на выходе ионосферной линии.

Более общее выражение для $p(A)$ задается распределением Накагами [20]

$$p(A) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\sigma_c^2} \right)^m A^{2m-1} \exp \left(-\frac{mA^2}{\sigma_c^2} \right). \quad (12)$$

Здесь σ_c^2 – средняя мощность сигналов; $m \geq 1/2$ – параметр, задаваемый соотношением

$$m = \frac{\Omega^2}{\langle A^2 - \Omega^2 \rangle},$$

$\Omega = \langle A^2 \rangle$; $\Gamma(m)$ – гамма-функция.

Параметры S_4 и m для распределения Накагами связаны [20–22]

$$m = 1 / S_4^2. \quad (13)$$

Для $m > 1$ (для слабых, средних и, отчасти, сильных замираний) распределение Накагами аппроксимируется распределением Релея–Райса [21]

$$p(A) = \frac{A}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{A^2 + A_0^2}{2\sigma^2} \right) I_0 \left(\frac{AA_0}{\sigma^2} \right), \quad (14)$$

где A_0 – амплитуда регулярной сигнальной составляющей; $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Вычисление значений P_6 с использованием соотношения (10) с целью оценивания энергетических потерь с учетом замираний по отношению к распространению в свободном пространстве выполняется при условии равенства средних энергий

$$E_c = \bar{E}_c = \int_0^\infty \frac{A^2 T}{2} p(A) dA, \text{ т.е. } A_c^2 = \int_0^\infty A^2 p(A) dA.$$

Это условие обеспечивается выбором значений A_0 и σ^2 модели (14), как решения уравнения

$$A_c^2 = 2\sigma^2 + A_0^2. \quad (15)$$

Значения σ^2, A_0^2 в (15) для распределения Релея–Райса (14) связаны через коэффициент Райса d [25]

$$d = \frac{A_0^2}{2\sigma^2} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}. \quad (16)$$

Решения системы уравнений (15), (16) относительно A_0^2, σ^2 имеют вид

$$A_0^2 = \frac{dA_c^2}{1+d}, \quad \sigma^2 = \frac{A_c^2}{2(1+d)}.$$

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Ниже даны результаты моделирования алгоритма посимвольного приема с целью исследования помехоустойчивости сигналов ФМ-4, ФМ-8 и ФМ-16 (коэффициенты частотной эффективности 2, 3 и 4 бит/с/Гц) в сочетании с корректирующим кодом с проверкой на четность в полях Галуа $GF(2^2)$, $GF(2^3)$, $GF(2^4)$ при распространении по трансionoносферным каналам с замираниями. Информационный объем передаваемых сообщений составляет 96 битов, т.е. для рассматриваемых сигнальных конструкций количество информационных символов $k = 48, 32$ и 24 , соответствующие кодовые скорости r корректирующих кодов равны $48/49, 32/33$ и $24/25$. Моделирование произведено для условий идеальной синхронизации по частоте, фазе и временным тактам. Приведены оценки вероятностей ошибки P_6 и соответствующих энергетических потерь ΔE по отношению к распространению в свободном пространстве.

На рис. 1 приведены вероятности ошибки P_6 , вычисленные с использованием соотношений (8), (9), (10) для сигналов ФМ-4, ФМ-8, ФМ-16 при передаче по каналу АБГШ: для вероятности $P_6 = 10^{-5}$ требуются значения E_6 / N_0 , равные 9.5, 13.0 и 17.25 дБ соответственно.

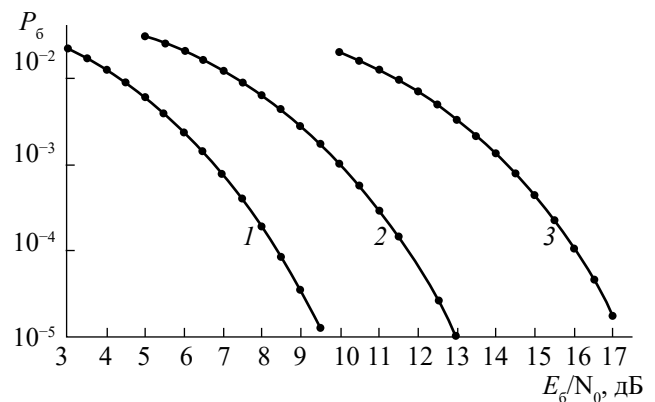


Рис. 1. Вероятности ошибки P_6 для сигналов ФМ-4 (кривая 1), ФМ-8 (кривая 2), ФМ-16 (кривая 3) при распространении по каналу АБГШ.

На рис. 2–4 приведены вероятностные кривые P_6 для посимвольного приема рассматриваемых сигнальных конструкций – кривые 1 и 2 соответствуют вероятностям P_6 без применения и с применением корректирующего кодирования для каналов АБГШ с замиранием с параметрами сцинтилляции трансionoносферного канала $S_4 = 0.3$ (см. рис. 2а, 3а, 4а) и $S_4 = 0.6$ (см. рис. 2б, 3б, 4б). Для канала с замиранием с параметром $S_4 = 0.3$ вероятность ошибки $P_6 = 10^{-5}$ при посимвольном приеме сигналов без использования корректирующего

кодирования достигается при значениях E_6/N_0 , равных 16.0, 19.0 и 23.0 дБ соответственно (энергетические потери по отношению к АБГШ каналу без замираний составляют 6.5, 6.0 и 5.75 дБ). Для параметра $S_4 = 0.6$ данная вероятность ошибки достигается при значениях E_6/N_0 39.5, 43.0 и 45.0 дБ соответственно (энергетические потери по отношению к АБГШ каналу без замираний составляют 30.0, 30.0 и 27.75 дБ).

Для канала с замиранием с параметром $S_4 = 0.3$ вероятность $P_6 = 10^{-5}$ при посимвольном приеме сигналов с использованием корректирующего кода с проверкой на четность достигается при значениях E_6/N_0 , равных 11.5, 14.25 и 18.0 дБ соответственно (энергетические потери по отношению к АБГШ каналу без замираний составляют 2.0, 1.25 и 0.75 дБ). Для параметра $S_4 = 0.6$ вероятность ошибки $P_6 = 10^{-5}$ достигается при значениях E_6/N_0 , равных 27.0, 19.0 и 30.0 дБ соответственно (энергетические потери по отношению к АБГШ каналу без замираний составляют 17.5, 6.0 и 12.75 дБ).

В табл. 1 приведены результирующие значения энергетического выигрыша при использовании рассматриваемых цифровых сигналов ФМ-М и корректирующего кодирования в полях Галуа $GF(M)$ по отношению к передаче без кодирования по транссионосферным каналам с замираниями. Видно, что применение корректирующего

Таблица 1. Значения энергетического выигрыша (дБ) при использовании сигнальных конструкций на основе сигналов ФМ-М и корректирующего кодирования с кодовой скоростью r в полях Галуа $GF(M)$ по отношению к передаче без кодирования по транссионосферным каналам

Цифровые сигналы	r	$S_4 = 0.3$	$S_4 = 0.6$
ФМ-4	48/49	4.5	12.5
ФМ-8	32/33	4.75	24.0
ФМ-16	24/25	5.0	15.0

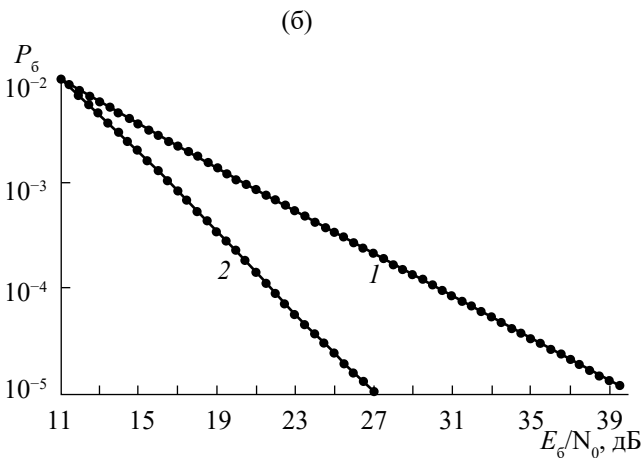
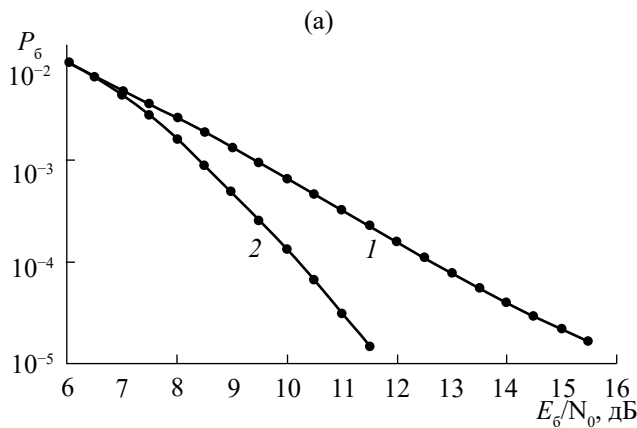


Рис. 2. Вероятности ошибки при приеме сигнальной конструкции на основе сигналов ФМ-4 для канала с замиранием (параметр $S_4 = 0.3$ (а) и 0.6 (б)): 1 – без кодирования; 2 – с использованием корректирующего кода в поле $GF(2^2)$.

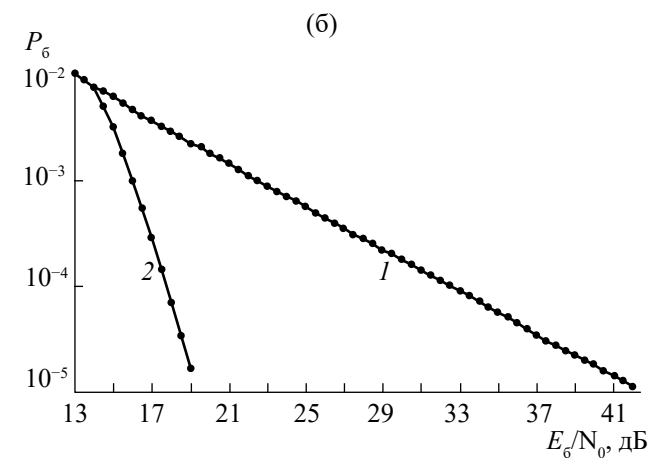
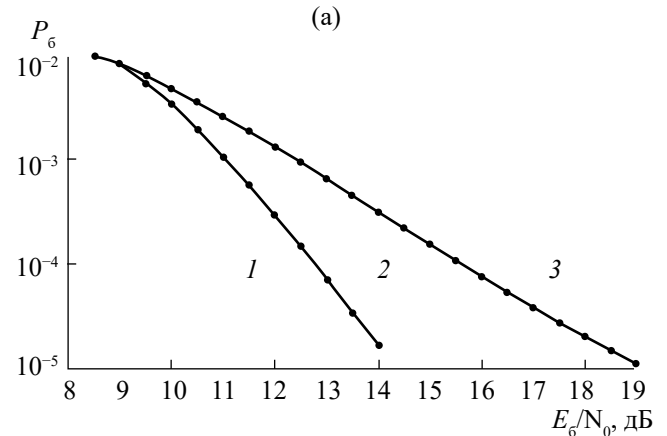


Рис. 3. Вероятности ошибки при приеме сигнальной конструкции на основе сигналов ФМ-8 для канала с замиранием (параметр $S_4 = 0.3$ (а) и 0.6 (б)): 1 – без кодирования; 2 – с использованием корректирующего кода в поле $GF(2^2)$; 3 – с использованием корректирующего кода в поле $GF(2^3)$.

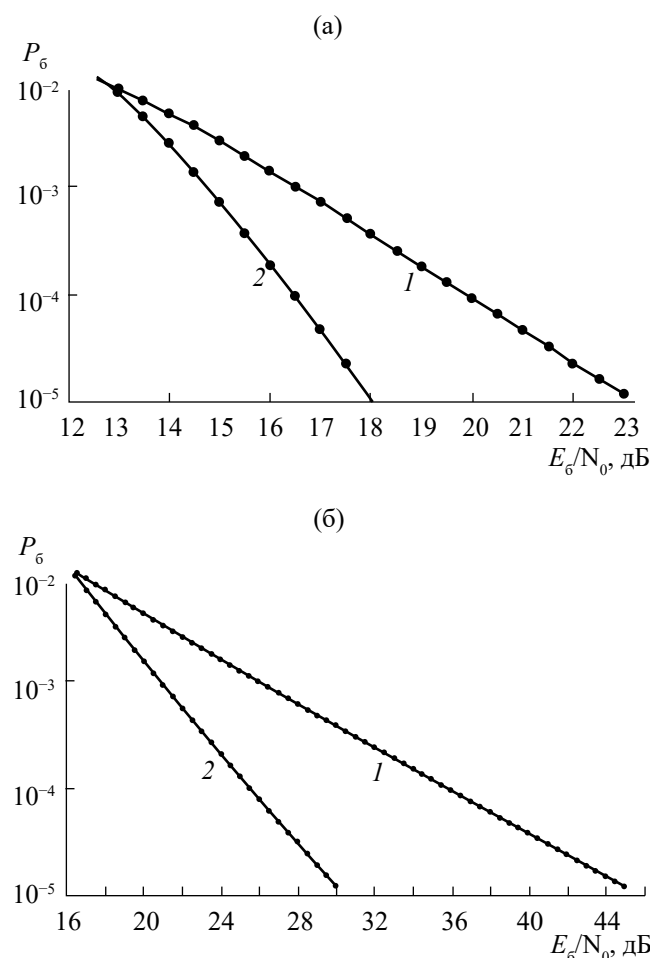


Рис. 4. Вероятности ошибки при приеме сигнальной конструкции на основе сигналов ФМ-16 для канала с замиранием (параметр $S_4 = 0.3$ (а) и 0.6 (б)): 1 – без кодирования; 2 – с использованием корректирующего кода в поле $GF(2^4)$.

кодирования с проверкой на четность в сочетании с алгоритмом оптимального посимвольного приема анализируемых сигнальных конструкций на основе цифровых сигналов ФМ-М для трансionoсферных каналов с замираниями обеспечивает значимый энергетический выигрыш до 4.5...24 дБ по отношению к посимвольному приему без корректирующего кодирования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Дано описание алгоритма оптимального посимвольного приема сигнальных конструкций на основе цифровых сигналов и корректирующего кодирования в полях Галуа $GF(2^m)$. Основу анализируемого алгоритма составляет БПУ с размерностью 2^m . Сложность алгоритма посимвольного приема определяет перспективность его применения для блочных корректирующих кодов с низкой избыточностью.

Исследование вероятностных характеристик рассматриваемого алгоритма посимвольного приема произведено путем его моделирования для сигнальных конструкций на основе интенсивно используемых в приложениях цифровых сигналов с многофазовой манипуляцией ФМ-4, ФМ-8 и ФМ-16 и для корректирующих кодов с проверкой на четность с кодовыми скоростями 48/49, 32/33 и 24/25 в полях Галуа $GF(2^2)$, $GF(2^3)$, $GF(2^4)$. Показано, что применение алгоритма посимвольного приема для моделей трансionoсферных каналов с замираниями за счет рассеяния на ионосферных неоднородностях обеспечивает значительный энергетический выигрыш, до 4.5...24 дБ, по отношению к приему сигналов без кодирования. Используемые модели каналов с замираниями задавались параметром индекса скинтилляции $S_4 = 0.3$ (слабые и средние замирания) и $S_4 = 0.6$ (средние и сильные замирания).

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Proakis J.G., Salehi M. Digital communication. Boston: McGraw-Hill, Higher Education, 2001.
2. Bahl L.R., Cocke J., Jelinek F., Raviv J. // IEEE Trans. 1974. V. IT-20. № 3. P. 284.
3. Смольянинов В.М., Назаров Л.Е. // РЭ. 1999. Т. 44. № 7. С. 838.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: ИД «Вильямс», 2003.
5. Johnson S.J. Iterative Error Correction: Turbo, Low-Density Parity-Check and Repeat-Accumulate Codes. Cambridge: Univ. Press, 2010.
6. Назаров Л.Е., Головкин И.В. // РЭ. 2010. Т. 55. № 10. С. 1193.
7. Терешонок М.В., Кленов Н.В., Лобов Е.М. и др. // РЭ. 2022. Т. 67. № 3. С. 294. <https://doi.org/10.31857/S0033849422030160>.
8. Назаров Л.Е., Батанов В.В. // РЭ. 2022. Т. 67 № 8. С. 782. <https://doi.org/10.31857/S0033849422080137>.
9. Ping Li, Chan S., Yeng K.L. // Electronic Lett. 1997. V. 33. № 19. P. 1614.
10. Steiner F., Bocherer G., Liva G. // IEEE Comm. Lett. 2018. V. 22. № 11. P. 2210.
11. Lin S.-J. // IEEE Trans. 2018. V. COM-66. № 8. P. 3235.
12. Назаров Л.Е. // РЭ. 2023. Т. 68. № 9. С. 873. <http://doi.org/10.31857/S003384942309019X>

13. Bourdige J., Poulliat C., Gadat B. // 2023 IEEE Int. Symp. on Information Theory (ISIT). Taipei. 25-30 Jun. N.Y.: IEEE, 2023. P. 2517.
<https://doi.org/10.1109/ISIT54713.2023.10206851>.
14. Назаров Л.Е. // Физ. основы приборостроения. 2022. Т. 11. № 3. С. 44.
<https://doi.org/10.25210/jfop-2203-044049>.
15. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. М.: Мир, 1976.
16. Назаров Л.Е., Шишкин П.В. // РЭ. 2019. Т. 64. № 9. С. 910.
17. Назаров Л.Е., Шишкин П.В. // Журн. радиоэлектроники. 2018. № 12.
<http://jre.cplire.ru/jre/dec18/10/text.pdf>
18. Kaipa K. // IEEE Comm. Lett. 2018. V. 22. № 11. P. 2210.
19. Yeo S., Park I.-C. // IEEE Trans. 2018. V. IT-64. № 7. P. 5170.
20. Crane R.K. // Proc. IEEE. 1977. V. 65. № 2. P. 180.
21. Rino C.L. Theory of Scintillation with Applications in Remote Sensing. Hoboken: John Wiley & Sons, 2011.
22. Ionospheric Propagation Data and Prediction Methods Required for the Design of Satellite Services and Systems. Recommendation ITU-R P.531-11. Geneva: Int. Telecommun. Union (ITU), 2012. 24 p.
23. Назаров Л.Е., Смирнов В.М. // Журн. Радиоэлектроники 2020. № 11.
<http://jre.cplire.ru/jre/nov20/7/text.pdf>
<https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.7>.
24. Назаров Л.Е., Батанов В.В. // РЭ. 2022. Т. 67. № 11. С. 1133.
<https://doi.org/10.31857/S0033849422110110>
25. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966.

NOISE-IMMUNITY OF OPTIMAL SYMBOL-BY-SYMBOL RECEPTION OF SIGNALS WITH CORRECTIVE CODING IN GALOIS FIELDS FOR FADING CHANNELS

L. E. Nazarov

*Fryazino Branch Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics RAS,
Vvedenskogo Squar., 1 Fryazino, Moscow region, 141190 Russian Federation
E-mail: levnaz2018@mail.ru*

Received April 15, 2024, revised May 05, 2024, accepted May 25, 2024

A description of the algorithm for optimal symbol-by-symbol reception of signal structures based on correction coding in non-binary Galois fields is given. The results of modeling this algorithm are given in order to study its noise-immunity for transionospheric channels with fading due to scattering on ionospheric irregularities for a number of digital signals with multi-level phase shift keying in combination with a correction code with a parity check in Galois fields. It is shown that for these channels the use of a symbol-by-symbol reception algorithm provides an energy gain of up to 4.5...24 dB in relation to the reception of signals without coding.

Keywords: digital signals, symbol-by-symbol reception, fading, transionospheric channels