

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.12.2>

УДК: 621.391.01

## ИТЕРАТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ПОСИМВОЛЬНОГО ПРИЕМА OFDM СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ ПРИ НАЛИЧИИ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПО СПЕКТРУ ПОМЕХ

Л. Е. Назаров

ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал  
141190, г. Фрязино, пл. Введенского, 1

Статья поступила в редакцию 7 декабря 2021 г.

**Аннотация.** Приведено описание итеративного алгоритма приема сигнальных конструкций на основе сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием, псевдослучайных последовательностей и помехоустойчивых низкоплотностных кодов. Даны результаты моделирования данного итеративного алгоритма приема для рассматриваемых сигнальных конструкций при наличии канальных сосредоточенных по спектру помех и показана устойчивость сигнальных конструкций к искажающему влиянию рассматриваемого класса помех. Показано, что сигнальная конструкция на основе низкоплотностного кода в сочетании с итеративным алгоритмом посимвольного приема является более эффективной относительно помехоустойчивости по сравнению со сверточным кодом в сочетании с алгоритмом приема Витерби, реализующем правило максимального правдоподобия.

**Ключевые слова:** OFDM-сигналы, посимвольный прием, сосредоточенные по спектру помехи, низкоплотностные коды, компенсация помех.

**Abstract.** The article describes the results of an iterative algorithm for symbol-by-symbol receiving signal structures based on signals with orthogonal frequency multiplexing, pseudorandom sequences and error-correcting low-density codes. The results of emulation this iterative reception algorithm for the signal structures in the presence of channel concentrated interferences are given and the stability of signal

structures to the distorting influence of the considered class of interference is shown. It is shown that a signal design based on a low-density code in combination with an iterative algorithm for symbol-by-symbol reception is more effective with respect to noise immunity compared to a convolutional code in combination with a Viterbi reception algorithm implementing the maximum likelihood rule.

**Key words:** OFDM signals, symbol-by-symbol reception, narrow-band noise, LDPC codes, noise reduction.

## **Введение.**

Теория итеративного посимвольного приема является достаточно разработанной для сигнальных конструкций, соответствующих ряду помехоустойчивых кодов [1,2]. В этот ряд входят турбо-коды на основе составляющих блочных и сверточных кодов, низкоплотностные коды, турбо-подобные коды [1,2]. Использование сигнальных конструкций на основе этих кодов в сочетании с алгоритмами посимвольного приема обеспечивает достижение практически предельных вероятностных характеристик для Шенноновской пропускной способности канала передачи с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) [1,2].

Основу разработанных итеративных алгоритмов составляют алгоритмы посимвольного приема в двоичных и недвоичных полях [1-3]. Этот класс алгоритмов минимизирует вероятность ошибки на кодовый символ в отличие от известных алгоритмов, реализующих правило максимального правдоподобия с минимизацией вероятности ошибочного приема кодовых слов.

В работах [4-7] приведены результаты исследований относительно организации надежной передачи информации при наличии канальных сосредоточенных по спектру помех (ССП) с использованием сигналов с ортогональным частотным ортогональным мультиплексированием (OFDM-сигналы, orthogonal frequency division multiplexing [8,9]) на основе помехоустойчивого сверточного кода с кодовой скоростью  $1/2$  в сочетании с алгоритмом приема Витерби с перебором возможных путей по кодовой решетке

и выбором наиболее правдоподобного пути, реализующем правило максимального правдоподобия. В работе [10] приведены результаты исследования относительно решения данной проблемы при использовании помехоустойчивого низкоплотностного кода с кодовой скоростью  $7/8$  в сочетании с итеративным алгоритмом приема. Модификация этого кода с укорочением его информационного объема кодовых слов дает возможность формирования широкого класса производных помехоустойчивых низкоплотностных кодов с вариацией их кодовых скоростей, включая производный код с кодовой скоростью  $1/2$  [11-14].

Актуальной проблемой является исследование надежности передачи информации по рассматриваемым каналам с ССП с использованием сигнальных конструкций и данного множества производных помехоустойчивых кодов в сочетании с алгоритмами итеративного алгоритмами их посимвольного приема и выполнение сравнительного анализа помехоустойчивости с приемом сигнальных конструкций на основе сверточного кода.

## 2. Постановка задачи.

OFDM-сигналы  $\dot{s}(t)$  представляют сумму  $N$  составляющих гармонических сигналов на интервале определения  $T$  и задаются соотношением [3,8]

$$\dot{s}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} \dot{\alpha}_m \exp(j2\pi f_m t). \quad (1)$$

Здесь  $f_m = m/T$  – частоты, определяющие ортогональность в усиленном смысле составляющих сигналов; символы  $\dot{\alpha}_m$  в блоке  $(\dot{\alpha}_0, \dot{\alpha}_1, \dots, \dot{\alpha}_{N-1})$  задаются информационными последовательностями длительностью  $L = N \log_2 J$  с учетом сигнальных “созвездий” объемом  $J$  используемых сигналов. Для “созвездия” с двухфазовой манипуляцией (ФМ2 сигналы)  $J = 2$  и  $L = N$ .

С использованием OFDM-сигналов возможна организация надежной передачи информации по каналам с многолучевым распространением,

обуславливающим частотно-селективные замирания сигналов и межсимвольную интерференцию [3]. Разработке и развитию теории OFDM-сигналов посвящен ряд работ [1,8,9].

Сосредоточенные по спектру помехи (ССП) определяются соотношением

$$\dot{N}(t) = \sum_{k=1}^Q \dot{p}_k(t) \exp(j2\pi f_k(t) + \varphi_k(t)). \quad (2)$$

Здесь  $Q$  – количество помех;  $\dot{p}_k(t)$ ,  $f_k(t)$ ,  $\varphi_k(t)$  – амплитуда, частота и фаза помех, полагаемых случайными величинами и постоянными  $\dot{p}_k(t) = \dot{p}_{k0}$ ,  $f_k(t) = f_{k0}$ ,  $\varphi_k(t) = \varphi_{k0}$  на длительности  $T$  OFDM-сигналов.

ССП (2) подобны по структуре составляющим сигналам в (1), что обуславливает их эффективность по снижению помехоустойчивости OFDM-сигналов (1) по сравнению с базовой моделью помехи в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) [4,5,13-17]. Количественной характеристикой помехоустойчивости является вероятность ошибки на информационный бит  $P_6$  при приеме сигналов [3].

Помехи  $\dot{N}_m$ , соответствующие ССП, на выходе согласованного фильтра для  $m$ -го парциального сигнала равны [17]

$$\dot{N}_m = \sum_{k=1}^Q \dot{p}_{k0} \frac{1 - \exp(j(2\pi(m - f_{k0}) + \varphi_{k0}))}{1 - \exp(j(2\pi(m - f_{k0}) + \varphi_{k0})/N)}. \quad (3)$$

Вероятность ошибки  $P_6(m)$  для  $m$ -го составляющего сигнала при наличии помех определяется отношением сигнал/помеха  $E_6 / N_{m0} = |\alpha_m|^2 / \overline{|\dot{N}_m|^2}$  [17]. Здесь  $E_6$  – энергия на информационный бит;  $N_{m0}$  – эффективная спектральная плотность ССП (2) в полосе  $m$ -го парциального сигнала;  $\overline{|\dot{N}_m|^2}$  – средняя мощность помех (3).

В качестве примера на рис. 1 приведен вид спектральных плотностей  $S(f)$  мощности рассматриваемого типа помех с полосой 100 кГц, полученный в результате обработки сигналов спутниковой информационной системы в  $P$  – диапазоне [17]. Наблюдается в среднем до 5 помех рассматриваемого типа,

отношение мощности передаваемых сигналов к мощности помех может достигать  $-20\dots-25$  дБ и менее.

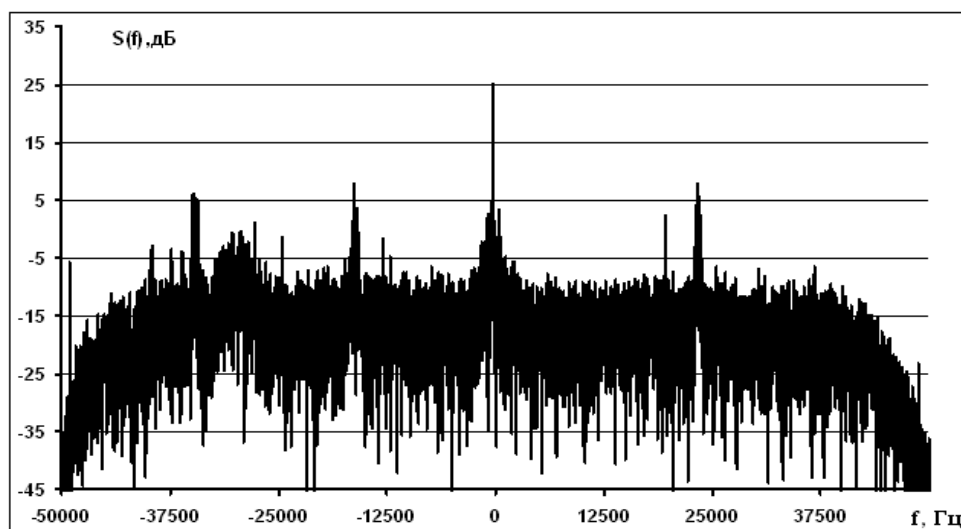


Рис. 1. Вид спектральных плотностей мощности ССП, полученных при обработке сигналов спутниковой информационной системы в  $P$  – диапазоне.

Известные методы снижения эффективности ССП основаны на использовании методов их компенсации и на увеличении базы  $B$  сигналов [3,17,18]. При использовании сигналов с базой  $B$  вероятность  $P_0$  зависит от отношения  $\sqrt{BP_C/P_{\Pi}}$  (происходит снижение эффективности ССП в  $B$  раз),  $P_C$  – мощность сигналов,  $P_{\Pi}$  – мощность ССП [3].

При условии  $P_{\Pi}/P_C > B$  снижается помехоустойчивость передачи информации. В этом случае повышение надежности передачи возможно обеспечить, используя OFDM-сигналы с увеличением базы  $B$  путем снижения информационной скорости передачи за счет включения псевдослучайных последовательностей (ПСП) и применения помехоустойчивого кодирования в сочетании с компенсацией ССП [4-6]. В качестве помехоустойчивого кода в работах [4-7,10] сверточный код с кодовой скоростью  $1/2$ .

В статье приведены результаты исследования относительно помехоустойчивого кодирования в виде блоковых низкоплотностных кодов с итеративным посимвольным приемом, вероятностные характеристики которых выше характеристик рассмотренного в работах [4-7] сверточного кода, даны результаты моделирования разработанных алгоритмов итеративного приема.

### 3. Описание сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов

На рис. 2 дана схема алгоритма формирования сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов [4].

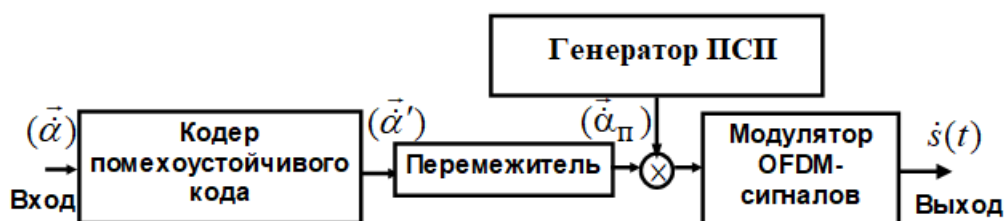


Рис. 2. Схема формирования сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов, помехоустойчивого кодирования и перемежения.

Информационные символы  $(\vec{\alpha})$  объемом  $K$  битов поступают на вход кодера помехоустойчивого кода. Последовательность двоичных кодовых символов  $(\vec{\alpha}')$  с объемом  $K/R$  с выхода кодера ( $R$  – кодовая скорость кода [1]) поступает на вход перемежителя, каждый символ  $\vec{\alpha}_{\pi,i}$  с его выхода отображается в последовательность  $(\dot{\alpha}_{\pi,i}\dot{p}_0(i), \dots, \dot{\alpha}_{\pi,i}\dot{p}_{l-1}(i))$  длительностью  $l$  действием генератора ПСП и умножителя  $(\dot{p}_j(i), j = 0, 1, \dots, l-1$  – символы ПСП с компонентами  $\pm 1$ ). Последовательность символов с выхода умножителя длительностью  $Kl/R$  поступает на вход модулятора OFDM-сигналов размерностью  $N$ , формирующего последовательность  $L = Kl/RN$  OFDM-сигналов (1). Для фиксированной частотной полосы псевдослучайная последовательность снижает информационную скорость передачи и увеличивает базу сигналов в  $l$  раз [3].

Отсчеты входной реализации  $\vec{z}$  при приеме задаются соотношением

$$\dot{z}_i = \dot{s}_i + \dot{n}_i + \dot{N}_i. \quad (4)$$

Здесь  $\dot{s}_i, \dot{n}_i, \dot{N}_i$  – комплексные отсчеты, соответствующие сигнальной составляющей, АБГШ и ССП.

Обработка реализации  $\vec{z}$  при приеме включает этапы [4-7, 10]: умножение отсчетов  $\vec{z}$  на весовую функцию с коэффициентами  $w(k), k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ; вычисление спектральных составляющих  $\dot{S}_j(k), j = 1, 2, \dots, l$  с использованием

алгоритма быстрого спектрального преобразования в базисе Фурье (БПФ) с размерностью  $N$  для взвешенной реализации; компенсацию помех ССП путем нелинейного преобразования спектральных составляющих, в частности, их ограничение с амплитудой, превышающей порог  $P$ ; демодуляцию OFDM-сигналов; депережевание отсчетов с выхода демодулятора и помехоустойчивое декодирование с их использованием.

На вход модуля компенсации ССП поступают нормированные спектральные отсчеты  $\dot{S}'_j(k) = N\dot{S}_j(k) / \sum_{k=0}^{N-1} |\dot{S}_j(k)|$  ( $k = 0, 1, 2, \dots, N-1, j = 1, 2, \dots, l$ ), где осуществляется их ограничение

$$\operatorname{Re}(\dot{S}'_j(k)) = \begin{cases} \operatorname{Re}(\dot{S}_j(k)), & \text{если } |(\dot{S}_j(k))| < P, \\ \operatorname{sign}(\operatorname{Re}(\dot{S}_j(k))) \cdot P, & \text{если } |(\dot{S}_j(k))| \geq P. \end{cases} \quad (5)$$

Здесь  $\operatorname{sign}(x)$  – знак аргумента  $x$ . Операция (5) осуществляется над мнимой частью  $\operatorname{Im}(\dot{S}_j(k))$  при формировании  $\operatorname{Im}(\dot{S}'_j(k))$ .

Демодуляция OFDM-сигналов заключается в вычислении решений  $\vec{y}$  с отсчетами  $y_i = \sum_{j=1}^l \dot{S}'_j(i) \dot{p}_j(i)$ .

При весовой обработке уменьшается значение сигнал/помеха на выходе демодулятора по отношению к согласованной фильтрации с использованием прямоугольной функции, а также нарушается ортогональность парциальных сигналов, что обуславливает возникновение помех межканальной интерференции [7,10]. В работе [7] сформулированы критерии оптимальности весовых окон, обеспечивающих максимальную помехоустойчивость при наличии ССП. Известен ограниченный ряд весовых функций со свойствами, близкими к оптимальным, например, функция Кайзера с коэффициентами

$$w(k) = I_0\left(\beta\sqrt{1-(2k/N-1)^2}\right) / I_0(\beta) \quad [4]. \quad \text{Здесь } 0 \leq k < N; \quad I_0(x) -$$

модифицированная функция Бесселя первого рода 0-го порядка. Основные

характеристики весовой функции (например, ширина главного лепестка) задаются параметром  $\beta$ .

Для этого весового окна существуют оптимальные значения порогов  $P_{\text{опт}}$ , определяющие минимальные значения вероятности ошибки  $P_0$  для алгоритма приема сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов при наличии ССП [10].

#### 4. Алгоритм приема низкоплотностных кодов.

В работе [10] произведено исследование вероятностных характеристик сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов для блочного низкоплотностного кода с параметрами (8176,7156). Здесь  $n=8176$  – длина кодовых слов,  $k=7156$  – объем информационного блока. Этот код входит в класс кодов, рекомендованных для использования в космических телекоммуникационных системах, при его использовании достигаются вероятностные характеристики, близкие к предельным характеристикам, определяемым Шенноновской пропускной способностью канала АБГШ [19].

Ниже приведено описание алгоритма итеративного приема ВР (belief propagation) данных кодов [1,2].

Рассматривается передача дискретных сообщений по каналу передачи АБГШ без памяти. Передача осуществляется с использованием сигналов с фазовой манипуляцией на основе низкоплотностных блочных кодов с параметрами  $(n, k)$  с проверочной матрицей  $H = (h_{li}; 0 \leq l < n-k; 0 \leq i < n)$ .

Пусть  $\vec{Y} = (y_0, y_1, \dots, y_{n-1})$  – дискретная реализация с выхода демодулятора сигналов, отсчеты которой задаются в виде  $y_l = s_l + n_l$ , где  $s_l$  – сигнальные отсчеты,  $n_l$  – отсчеты помехи,  $l = 0, 1, \dots, n-1$ .

Введем обозначения:  $D(l, m) = (m : h_{ml} = 1)$  – множество ортогональных соотношений объемом  $J_D(m, l)$  для кодового символа  $b_l$  в составе кодового слова  $\vec{B} = (b_0, b_1, \dots, b_{n-1})$ ;  $D(l, m)/m$  – множество ортогональных проверок  $D(l, m)$  без  $m$ -ой проверки. Обозначим также  $N(l, m) = (l : h_{ml} = 1)$  – множество номеров



позиций кодовых символов объемом  $J_N(b_l, m)$  для  $m$ -го проверочного соотношения;  $N(l, m)/l$  – множество  $N(l, m)$  без  $l$ -го символа.

Итеративный прием ВР имеет следующие этапы обработки  $\vec{Y}$  для итерации.

Инициализация. Устанавливаются начальные значения величин  $z_{ml} = y_l$ ,  $m \in J_D(l); l = 0, 1, \dots, n-1$ .

Шаг 1. Вычисляется последовательность “жестких” решений

$$\sigma_{ml} = \begin{cases} 1, & z_{ml} > 0, \\ 0, & z_{ml} \leq 0. \end{cases} \quad (6)$$

Для каждой ортогональной проверки  $m$  вычисляются величины  $\sigma_m, L_{ml}$

$$\sigma_m = \sum_{l \in N(l, m)} \sigma_{ml} \pmod{2}, \quad (7)$$

$$L_{ml} = (-1)^{\sigma_m \oplus \sigma_{ml} \oplus 1} \min_{l' \in N(l, m)/l} (|z_{ml'}|). \quad (8)$$

Шаг 2. На основе значений  $L_{ml}$  вычисляются величины  $z_{ml}$

$$z_{ml} = y_l + \sum_{m' \in D(l, m)/m} L_{m'l}. \quad (9)$$

Шаг 3. При невыполнении условия реализации требуемого числа итераций выполняется шаг 1 последующей итерации, иначе принимается решение относительно кодовых символов  $b_i$  с использованием величин  $z_i$

$$z_l = y_l + \sum_{m \in D(l, m)} L_{ml}. \quad (10)$$

Принимается решение  $b_l = 0$ , если  $z_l \geq 0$ , иначе  $b_l = 1$ .

Возможно расширение множества блочных низкоплотностных кодов на основе исходного кода с параметрами  $(n, k)$  путем уменьшения его объема информационного блока на  $t$  битов при формировании кодовых слов. В этом случае для порождающего кода в систематическом виде размерность укороченного кода равна  $k_1 = k - t$ , длительность кодовых слов  $n_1 = n - t$ , кодовая скорость  $R_1 = (k - t)/(n - t)$  [11,12].

Алгоритмы приема для укороченных кодов из формируемого ряда основаны на использовании алгоритмов приема, разработанных для порождающего низкоплотного кода. В этом случае входная последовательность длительностью  $n-t$  символов с выхода сигнального демодулятора дополняется  $t$  отсчетами с постоянным значением  $\lambda = \sum_{l=1}^{n-t} |y_l|$  на позициях, соответствующих перфорированным информационным битам, которая поступает на вход устройства приема [11,12].

В таблице 1 приведены параметры ряда кодов, сформированных с использованием этого метода на основе низкоплотного кода (8176,7156) с кодовой скоростью  $\approx 7/8$  [11].

Таблица 2. Параметры кодов, сформированных на основе блочного низкоплотного кода с параметрами (8176,7156).

Параметры	$R = 1/2$	$R = 3/4$	$R = 4/5$
$t$	6136	4096	3076
$n$	2040	4080	5100
$k$	1020	3060	4080

На рис. 3 приведены вероятностные характеристики для сформированных кодов, по оси ординат даны вероятности ошибки  $P_G$ , по оси абсцисс значения сигнал/помеха  $E_G/N_0$ . Здесь  $E_G$  – энергия на информационный бит,  $N_0$  – спектральная плотность (односторонняя) АБГШ. Видно, что при повышении кодовой скорости для эквивалентных значений вероятности  $P_G$  требуется увеличение значений  $E_G/N_0$ . Кривые 1 и 4 соответствуют вероятностным характеристикам для сформированного низкоплотного кода и сверточного кода с порождающими многочленами в 8-ом представлении (133,171) с эквивалентными кодовыми скоростями  $1/2$  [13]. Видно, что для  $P_G < 0.001$  низкоплотный код обладает большей помехоустойчивостью по сравнению со сверточным кодом – энергетические потери при использовании последнего превышают 1.2 дБ относительно низкоплотного кода для  $P_G = 10^{-5}$ .

Ниже приведены результаты исследования и сравнительного анализа помехоустойчивости для приведенного итеративного алгоритма приема сигнальных конструкций на основе рассматриваемых низкоплотностных кодов.

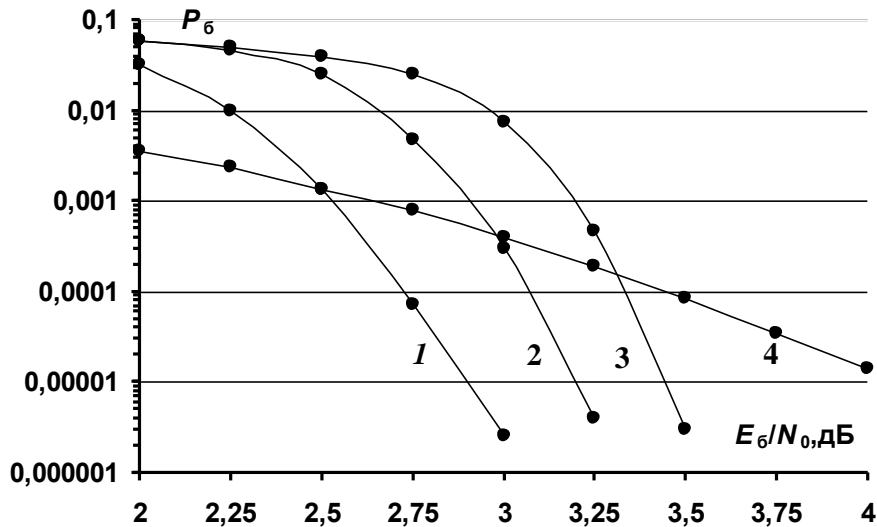


Рис. 3. Вероятностные характеристики для помехоустойчивых низкоплотностных кодов с кодовыми скоростями 1/2 (кривая 1), 3/4 (кривая 2), 4/5 (кривая 3), для сверточного кода с кодовой скоростью 1/2 (кривая 4).

### 5. Результаты моделирования алгоритмов приема.

Снижение влияния ССП при использовании рассматриваемых сигнальных конструкций показано моделированием алгоритма приема при наличии АБГШ и с использованием приведенной модели ССП: существование до 5 помеховых сигналов с произвольным размещением в полосе OFDM-сигналов. Размерность БПФ равно  $N = 1024$ , использовалось сигнальное “созвездие” ФМ2, отношение мощности помеховых сигналов  $P_{\Pi}$  к мощности OFDM сигналов  $P_c$  равно  $P_c/P_{\Pi} = -20$  дБ. В этом случае надежная связь возможна с использованием сигналов с базой  $B > 20$  дБ. Моделирование произведено для сигнальных конструкций на основе множества производных помехоустойчивых низкоплотностных кодов, параметры которых приведены в таблице 1. Значения длительности ПСП  $l = 1$ ,  $l = 2$ ,  $l = 4$  и  $l = 8$ , использовалось весовое окно Кайзера.

При моделировании производилась оценка вероятности  $P_6$  путем вычисления частоты  $p = x/u$ ,  $x$  – число ошибочных битов при приеме из переданных информационных битов объемом  $u$ .

На рисунке 4 приведены зависимости вероятности ошибки  $P_6$  от значений порога  $P$  при различных параметрах весового окна Кайзера  $\beta$  в алгоритме компенсации ССП, параметр весового окна  $\beta = 5$  (кривая 1) и  $\beta = 6$  (кривая 2), отношение сигнал/помеха АБГШ равно  $E_6/N_0 = 3.0$  дБ, параметр  $l = 4$ . Видно, что для данной сигнальной конструкции существует оптимальное значение параметра окна Кайзера  $\beta = 5$  и порога ограничения  $P_{\text{опт}} = 5$ , определяющие минимальную вероятность ошибки  $P_6$ . Оптимальные значения порога  $P_{\text{опт}}$  для рассматриваемых сигнальных конструкций получены также путем моделирования итеративных алгоритмов их посимвольного приема.

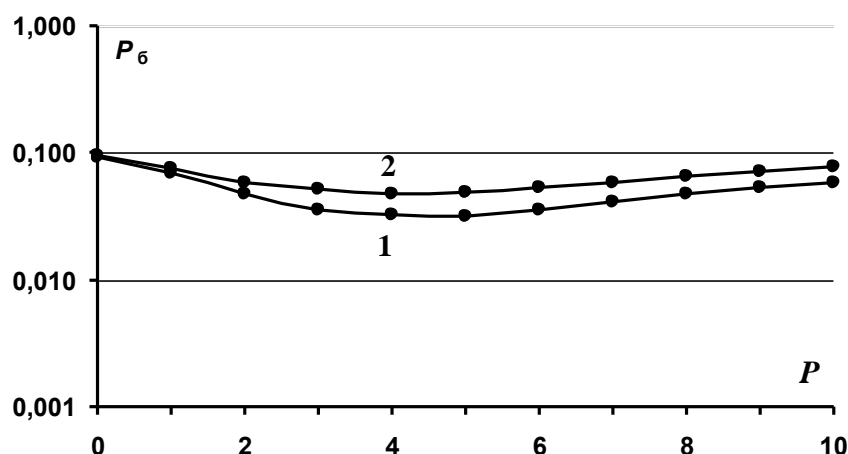


Рис. 4. Зависимости вероятностей ошибки  $P_6$  от порога  $P$  при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов: 1 – весовое окно Кайзера,  $\beta = 5$ ; 2 – весовое окно Кайзера,  $\beta = 6$ .

На рис. 5 приведены вероятностные кривые для сигнальных конструкций с использованием помехоустойчивых кодов с кодовой скоростью  $1/2$  и ПСП с различной длительностью  $l$ . Моделирование показало, что для длительности ПСП  $l = 1$  не удастся снизить искажающее действие рассматриваемой модели ССП. Кривые 1, 2, 3 соответствуют низкоплотностному коду с кодовой скоростью  $1/2$  и ПСП с длительностью  $l = 2$  (общая база с учетом кодовой

скорости кода  $B = 6$  дБ),  $l = 4$  (база  $B = 9$  дБ,  $l = 8$  (база  $B = 12$  дБ), кривая 4 соответствует сверточному коду с кодовой скоростью  $1/2$  и ПСП с длительностью  $l = 2$ . Видно, что вероятность ошибки  $P_6 = 10^{-5}$  с использованием низкоплотного кода и ПСП с длительностью  $l = 2$  достигается при  $E_G/N_0 = 5.25$  дБ, различие по отношению каналу АБГШ (кривая 1 на рис. 2) не превышает 2.4 дБ. Видно также уменьшение требуемых значений сигнал/помеха для обеспечения задаваемой вероятности  $P_6 = 10^{-5}$  при увеличении длительности ПСП – для  $l = 4$  и  $l = 8$  различия по отношению каналу АБГШ не превышают 1.65 дБ и 0.90 дБ соответственно.

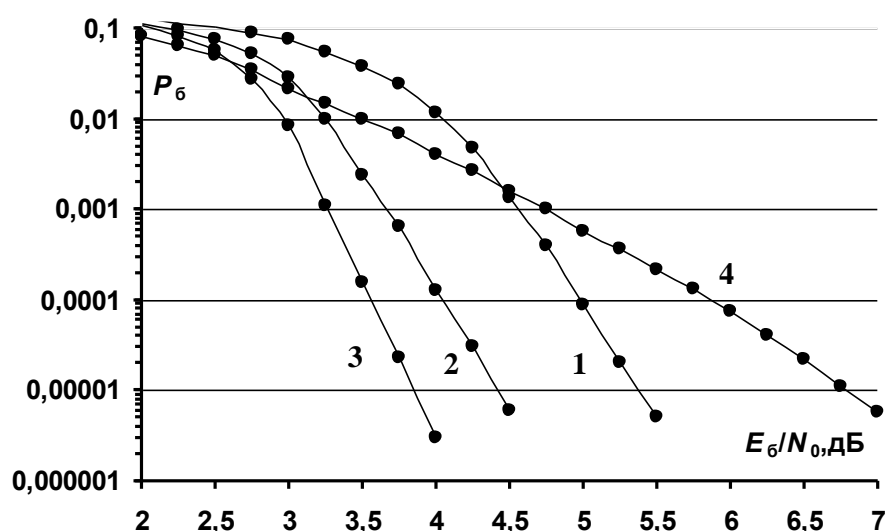


Рис. 5. Зависимости вероятности ошибки  $P_6$  от отношения  $E_G/N_0$  при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM сигналов и помехоустойчивых кодов с кодовой скоростью  $1/2$ : 1 – низкоплотный код,  $l = 2$ ; 2 – низкоплотный код,  $l = 4$ ; 3 – низкоплотный код,  $l = 8$ ; 4 – сверточный код,  $l = 2$ .

Энергетический проигрыш при использовании сверточного кода по отношению к низкоплотному коду с эквивалентными кодовыми скоростями для обеспечения задаваемой вероятности  $P_6 = 10^{-5}$  превышает 1.7 дБ. Это показывает эффективность рассматриваемого итеративного алгоритма приема по отношению к алгоритму приема Витерби для сверточного кода.

Моделирование алгоритмов приема для рассматриваемых сигнальных конструкций показало зависимость их вероятностных характеристик от вида

ПСП, их возможное число с двоичными компонентами равно  $2^l$ . В результате моделирования определены оптимальные ПСП (1-1), (1-11-1) и (1-11-11-11-1) для  $l = 2$ ,  $l = 4$  и  $l = 8$ .

На рис. 6 приведены вероятностные кривые для сигнальных конструкций с использованием помехоустойчивого низкоплотного кода с кодовой скоростью  $3/4$  и ПСП с различной длиной  $l$ .

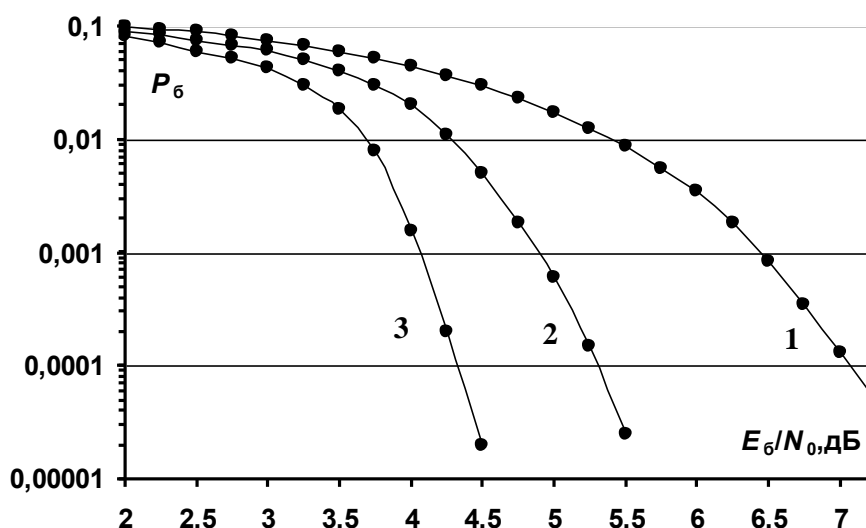


Рис. 6. Зависимости вероятности ошибки  $P_b$  от отношения  $E_b/N_0$  при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM сигналов и помехоустойчивых кодов с кодовой скоростью  $3/4$ : 1 – низкоплотный код,  $l = 2$ ; 2 – низкоплотный код,  $l = 4$ ; 3 – низкоплотный код,  $l = 8$ .

Кривые 1, 2, 3 на рис. 6 соответствуют ПСП с длиной  $l = 2$  (общая база с учетом кодовой скорости кода  $B = 4.25$  дБ),  $l = 4$  (база  $B = 7.25$  дБ),  $l = 8$  (база  $B = 10.25$  дБ). Видно, что вероятность ошибки  $P_b = 10^{-5}$  с использованием ПСП с длиной  $l = 2$  достигается при  $E_b/N_0 = 8.0$  дБ, различие по отношению к каналу АБГШ (кривая 2 на рис. 2) не превышает 4.85 дБ. Наблюдается уменьшение требуемых значений сигнал/помеха для обеспечения вероятности  $P_b = 10^{-5}$  при увеличении длины ПСП – для  $l = 4$  и  $l = 8$  различия по отношению каналу АБГШ не превышают 2.35 дБ и 1.35 дБ соответственно.

На рис. 7 приведены вероятностные кривые для сигнальных конструкций с использованием помехоустойчивого низкоплотного кода с кодовой скоростью  $4/5$  и ПСП с длительностью  $l=2$  (кривая 1, общая база с учетом кодовой скорости кода  $B=4.0$  дБ),  $l=4$  (кривая 2, база  $B=7.0$  дБ),  $l=8$  (кривая 3, база  $B=10.0$  дБ).

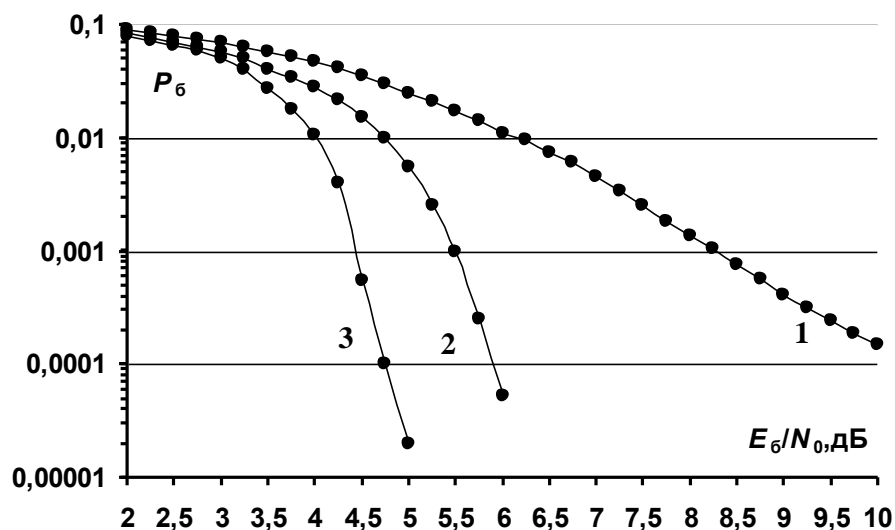


Рис. 7. Зависимости вероятности ошибки  $P_6$  от отношения  $E_6/N_0$  при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM сигналов и помехоустойчивых кодов с кодовой скоростью  $4/5$ : 1 – низкоплотный код,  $l=2$ ; 2 – низкоплотный код,  $l=4$ ; 3 – низкоплотный код,  $l=8$ .

Моделирование показало, что вероятность ошибки  $P_6=10^{-5}$  с использованием ПСП с длительностью  $l=2$  не может быть обеспечена, в этом случае вероятность ошибки  $P_6=10^{-4}$  достигается при  $E_6/N_0=10.5$  дБ, различие по отношению к каналу АБГШ (кривая 3 на рис. 2) достигает 5.5 дБ. Наблюдается уменьшение требуемых значений сигнал/помеха для обеспечения вероятности  $P_6=10^{-5}$  при увеличении длительности ПСП – для  $l=4$  и  $l=8$  различия по отношению каналу АБГШ не превышают 1.25 дБ и 0.35 дБ.

### Заключение.

Приведены описания сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, ПСП и помехоустойчивого кодирования, устойчивых к влиянию ССП. Разработанные итеративные алгоритмы приема этих сигнальных конструкций,

снижающие влияние рассматриваемых канальных помех, основаны на компенсации ССП и увеличении базы сигнальных конструкций по отношению к исходным OFDM-сигналам путем использования помехоустойчивых кодов и ПСП. Приведены рекомендации по оптимальному виду ПСП с длительностью  $l = 2$ ,  $l = 4$  и  $l = 8$ .

В качестве помехоустойчивых кодов рассмотрен ряд низкоплотностных кодов с вариацией их кодовой скорости ( $1/2$ ,  $3/4$  и  $4/5$ ), формируемых на основе порождающего низкоплотного кода с кодовой скоростью  $\approx 7/8$ . Произведен анализ помехоустойчивости данных сигнальных конструкций путем моделирования итеративного алгоритма посимвольного приема с использованием весовой функции Кайзера и модели ССП. Результаты моделирования показывают более высокую эффективность относительно помехоустойчивости рассматриваемой сигнальной конструкции на основе низкоплотностного кода по сравнению с использованием сверточного кода с эквивалентной кодовой скоростью  $1/2$ .

Показана возможность организации надежной передачи информации по каналам с рассматриваемой моделью ССП с использованием исследуемой сигнальной конструкции с базой до 6 дБ, в то время как теоретическая оценка требуемой базы сигналов для решения этой проблемы превышает 20 дБ.

### **Финансирование.**

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект №20-07-00525).

### **Литература**

1. Johnson S.J. *Iterative Error Correction: Turbo, Low-Density Parity-Check and Repeat-Accumulate Codes*. Cambridge, University Press. 2010. 356 p.
2. Li J., Lin S., Abdel-Chaffar K., Ryan W.E., Costello D.J. Jr. *LDPC Code Designs, Constructions, and Unification*. Cambridge, University Press. 2017. 248 p.
3. Скляр Б. *Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение*. Москва, Издательский дом «Вильямс». 2003. 1104 с.



4. Зудилин А.А., Назаров Л.Е. Анализ помехоустойчивости при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов, устойчивых к влиянию сосредоточенных по спектру помех. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2017. №11. <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/4/text.pdf>
5. Кравченко В.Ф., Назаров Л.Е., Пустовойт В.И. Исследование эффективности весовых окон Кравченко при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов при наличии сосредоточенных по спектру помех. *Радиотехника и электроника*. 2019. Т.64. №10. С.976-983.
6. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Алгоритмы нелинейной помехоустойчивой обработки при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2020. №3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.3.2>
7. Кравченко В.Ф., Назаров Л.Е., Пустовойт В.И. Помехоустойчивый прием сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием и обработкой весовыми функциями Кравченко. *Доклады Российской академии наук. Математика, информатика, процессы управления*. 2020. Т.495. С.95-99.
8. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. *Технология OFDM*. Москва, Горячая линия-Телеком. 2016. 280 с.
9. Liu H., Li G. *OFDM-Based Broadband Wireless Networks*. New Jersey, A John Wiley & Sons. 2005. 251 p.
10. Зудилин А.А., Назаров Л.Е. Анализ помехоустойчивости при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, устойчивых к влиянию сосредоточенных по спектру помех. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2017. №11. <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/4/text.pdf>
11. Назаров Л.Е., Щеглов М.А. Характеристики полных и укороченных помехоустойчивых низкоплотностных кодов на основе конечных геометрий. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2017. №6. С.23-30.
12. Kou Y., Lin S., Fossorier M. Low-density parity-check codes based on finite geometries: a rediscovery and new results. *IEEE Transactions on Information Theory*. 2001. V.47. №7. P.2711-2736. <https://doi.org/10.1109/18.959255>

13. Darsena D., Verde F. Successive NBI cancellation using soft decision for OFDM systems. *IEEE Signal Processing Letters*. 2008. V.15. P.873-876. <https://doi.org/10.1109/LSP.2008.2001808>
14. Goma A., Al-Dhahir N. A Sparsity-Aware Approach for NBI Estimation in MIMO-OFDM. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2011. V.10. №6. P.1854-1862.
15. Darsena D., Gelli G., Verde F. Perfect symbol recovery and NBI suppression in MIMO-OFDM systems. *Electronics Letters*. 2014. V.50. №3. P.225-227.
16. Altous H., Barhumi I., Al-Dhahir N. Narrow-band Interference Mitigation Using Compressive Sensing for AF-OFDM Systems. *12-th IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WIMOB 2016)*. 2016.
17. Назаров Л.Е. Сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов, устойчивые к влиянию сосредоточенных по спектру помех. *Радиотехника и электроника*. 2019. Т.64. №8. С.787-795.
18. Калинин В.И., Радченко Д.Е., Черепенин В.А. Вероятностные характеристики цифрового канала передачи информации на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией. *Радиотехника*. 2015. №8. С.84-94.
19. Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS). *TM synchronization and channel coding – summary of concept and rationale. Information report CCSDS 130.1-G-3*. Washington, Green Book. 2020. 130 p.

**Для цитирования:**

Назаров Л.Е. Итеративный алгоритм посимвольного приема OFDM сигнальных конструкций при наличии сосредоточенных по спектру помех. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №12. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.12.2>