УДК 621.391.01

АЛГОРИТМЫ ПОСИМВОЛЬНОГО ПРИЕМА СИГНАЛОВ С РАСШИРЕННЫМ СПЕКТРОМ В МНОГОЛУЧЕВЫХ КАНАЛАХ С ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ

Л. Е. Назаров [1], П. В. Шишкин [2]

[1]Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН, г. Фрязино
[2]АО «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф.Решетнева, г. Железногорск

Статья поступила в редакцию 29 января 2016 г.

Аннотация. Приведены алгоритмы посимвольного приема сигналов с расширенным частотным спектром в виде базисных функций Уолша-Адамара, используемых при передаче информации по многолучевым каналам с частотно-селективными замираниями. Разработанные алгоритмы посимвольного приема основаны на использовании производительного алгоритма быстрого преобразования Уолша.

Ключевые слова: каналы передачи, многолучевость, частотно-селективные замирания, сигналы, посимвольный прием.

Abstract. The algorithms of symbol-by-symbol decoding for broad band signals propagated through multiple propagation paths (reflections from ionosphere, etc.) with frequency-selective fading are studied in the article. The base of these algorithms is Fast Hadamard Transformation.

Key words: multipath channels, frequency-selective fading, signals, symbol-by-symbol decoding.

Введение

Выбор эффективных сигнальных конструкций и методов их обработки, обеспечивающих надежную передачу информации, определяются свойствами и характеристиками физических каналов [1]. Базовой моделью является канал с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) [2,3]. Для многих физических каналов (каналы ионосферных и тропосферных систем связи, каналы наземных и спутниковых подвижных систем связи) наряду с АБГШ рассматривается многолучевость распространения сигналов [1-4].

Многолучевость обусловливает фазо-частотные и амплитудно-частотные искажения сигналов на входе приемных устройств и наличие межсимвольной интерференции (МСИ), приводящей к частотно-селективным и частотно-неселективным замираниям (мультипликативные помехи) [2].

Методы организации передачи информации с целью снижения влияния мультипликативных помех характеризуются большей сложностью по сравнению с методами передачи для АБГШ канала. Эти методы основаны на использовании разнесения сигналов (частотное, временное, пространственное); на применении процедур адаптивного выравнивания каналов; на использовании процедур нелинейной обработки сигналов с использованием алгоритма Витерби в сочетании с моделью импульсной характеристики канала; на использовании сигналов с расширенным спектром с разделением парциальных лучей и их когерентного или некогерентного комбинирования [2,3].

Эти методы используются в сочетании со схемами помехоустойчивого кодирования, для наиболее эффективных кодов разработаны алгоритмы с итеративным приемом (турбо-коды, низкоплотностные коды [5], турбо-подобные коды [6]). Данные алгоритмы основаны на использовании процедур посимвольного приема (вычисление “мягких” решений (многоразрядные квантованные)) относительно кодовых символов, которые необходимо вычислять с учетом многолучевого распространения сигналов. Это обусловливает актуальность разработки процедур вычисления “мягких” решений при реализации приведенных методов снижения эффективности многолучевости.

В статье приведены алгоритмы посимвольного приема сигналов с расширенным частотным спектром в виде базисных функций Уолша-Адамара, используемых при передаче информации по многолучевым каналам с частотно-селективными замираниями. Результирующие алгоритмы посимвольного приема основаны на использовании производительного алгоритма быстрого преобразования Уолша (БПУ) [7]. Даны результаты моделирования разработанных алгоритмов посимвольного приема.

1. Постановка задачи

Многолучевые каналы описываются импульсной характеристикой $h(\tau,t)$ или коэффициентом передачи $\dot{H}(t,f)$ [2]. Для интервала локальной стационарности сигнал $s_{\text{вых}}(t)$ на выходе канала для передаваемого сигнала $s(t)$ задается соотношением $s_{\text{вых}}(t)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}h(\tau)s(t-\tau)d\tau$.

Интервал времени $(0,\tau_{\text{М}})$, в котором $h(\tau,t)$ существенно отлична от 0, определяет память канала. Для канала дальней тропосферной связи значение $\tau_{\text{М}}$ достигает 350…700 мксек [8]. Для канала ионосферной связи при использовании антенн с узкой диаграммой направленности $\tau_{\text{М}}$ не превышает 1…2 мксек, при использовании антенн с расширенной диаграммой направленности максимальное значение $\tau_{\text{М}}$ достигает 0.13…1 мсек [9]. Для сотовых систем подвижной связи значения $\tau_{\text{М}}$ достигают 20 мкс [10].

Для сигналов $s(t)$ с частотной полосой ΔF при условии $\Delta F\tau_{\text{М}}<1$ наблюдаются частотно-неселективные замирания [2,3]. В этом случае $T_{\text{с}}>\tau_{\text{М}}$ и влияние МСИ не учитывается, $T_{\text{с}}$ - длительность цифровых сигналов.

При условии $\Delta F\tau_{\text{М}}>1$ наблюдаются частотно-селективные замирания, в этом случае $T_{\text{с}}<\tau_{\text{М}}$ и необходимо учитывать влияние МСИ [2].

Модель многолучевого канала с частотно-селективными замираниями представляется дискретной линией задержки с $N=\Delta F\tau_{\text{М}}$ отводами и сумматором парциальных сигналов $s(t-\tau_i)$ с взвешивающими коэффициентами $c_1,..,c_N$ с отводов. Время задержки $\tau_i=i/\Delta F$, $i=1,2,...,N$.

Развитию этой модели для каналов передачи со случайными импульсными характеристиками $h(\tau,t)$ посвящен ряд работ [1-3].

Один из эффективных методов передачи для данного многолучевого канала основан на использовании сигналов $s(t)$ с расширенным частотным спектром ΔF, на выделении парциальных сигналов $s_i(t)$, соответствующих задержанным и взвешенным копиям $s_i(t) = c_i s(t - \tau_i)$ в соответствии с моделью, и на их объединении в приемных устройствах [2,3]. При достаточно точном оценивании параметров сигналов $s_i(t)$ (оценивание задержек τ_i и начальных фаз φ_i, амплитуд c_i, доплеровских частот Δf_i) возможно когерентное объединение. Более простым является некогерентное объединение, не требующее оценки начальных фаз φ_i [2].

В статье рассматриваются сигналы с расширенным спектром, формируемые путем сопоставления k информационным (кодовым) символам дискретных базисных функций Уолша-Адамара объемом 2^k [7]. Коэффициент частотного расширения (база сигналов) при организации передачи с когерентным приемом равен $\gamma = 2^k / k$. При организации передачи с некогерентным приемом (ортогональность сигналов в усиленном смысле) коэффициент частотного расширения равен $\gamma = 2^{k+1} / k$.

Суть задачи - разработка вычислительных процедур посимвольного приема информационных (кодовых) символов для многолучевого канала с частотно-селективными замираниями путем объединения (когерентного и некогерентного) парциальных сигналов с расширенным частотным спектром на основе базисных функций Уолша-Адамара.

2. Алгоритмы посимвольного приема для однолучевого канала

Ниже приведены алгоритмы обработки сигналов с расширенным частотным спектром при их посимвольном приеме для однолучевого канала распространения. Эти алгоритмы являются основой вычислительных процедур посимвольного приема сигналов для многолучевых каналов.

Пусть $\vec{A} = (a_i; 0 \le i < k)$ - последовательность информационных символов ($a_i = 0{,}1$), которой однозначно сопоставляется дискретный сигнал

$\vec{h}_A$ из ансамбля базисных функций Уолша-Адамара объемом 2^k и длительностью $n = 2^k$ ($\vec{A}$ - двоичное представление номера функции). Этот ансамбль дискретных сигналов эквивалентен блоковому помехоустойчивому систематическому коду $(2^k, k)$, информационные символы расположены на позициях $2^i, i = 0,1,..,k-1$. Последовательности $\vec{A}$ равновероятны, рассматривается АБГШ канал с односторонней спектральной плотностью N_0, передача осуществляется сигналами с двоичной фазовой манипуляцией.

Введем обозначения $\vec{Y}_c = (y_{ic}; 0 \le i < n)$, $\vec{Y}_s = (y_{is}; 0 \le i < n)$ - дискретные отсчеты для прямого и квадратурного каналов, соответствующие символам функции Уолша-Адамара $\vec{h}_A$ с выхода сигнального демодулятора при условии идеальной тактовой синхронизации,

$$y_{ic} = \frac{DT_c}{2} h_{iA} \cos(\varphi) + n_{ic}, \qquad (1)$$

$$y_{is} = \frac{DT_c}{2} h_{iA} \sin(\varphi) + n_{is}. \qquad (2)$$

Здесь φ - начальная фаза сигналов; $h_{iA} = \pm 1$ - символы переданного сигнала Уолша $(i = 0,1,...,n-1)$; D - амплитуда сигналов; n_{ic}, n_{is} - помеховые составляющие, статистически независимые, с гауссовским законом распределения с нулевыми средними и с дисперсиями $\sigma_0^2 = N_0 T_c / 4$; T_c - длительность символов сигналов Уолша.

Если фаза φ или ее оценка известны, то можно положить $\varphi = 0$ и реализуется когерентный прием с использованием реализации $\vec{Y}_c$, для неизвестной фазы реализуется некогерентный прием с использованием реализаций $\vec{Y}_c$, $\vec{Y}_s$.

Процедуры приема “в целом” (когерентный и некогерентный), реализующие правило максимального правдоподобия, основаны на вычислении множества корреляционных соотношений [2]

$$R_{Id} = \sum_{i=0}^{n-1} y_{ic} h_{id} \,, \qquad (3)$$

$$R_{Qd} = \sum_{i=0}^{n-1} y_{is} h_{id} \,. \qquad (4)$$

Здесь h_{id} - символы функции Уолша-Адамара $\vec{h}_d$ с номером $d, 0 \le d < n$.

Функция Уолша-Адамара $\vec{h}_m$, для которой достигается максимум в множестве (R_{Id}), соответствует переданному дискретному сигналу для когерентного приема “в целом”. Функция Уолша-Адамара $\vec{h}_m$, для которой достигается максимум в множестве $(l^2(d) = R_{Id}^2 + R_{Qd}^2)$, соответствует переданному сигналу для некогерентного приема “в целом”.

При посимвольном приеме вычисляются “мягкие” решения λ_i, относительно символов h_i, $1 \le i < n$ на основе реализаций $\vec{Y}_c$, $\vec{Y}_s$ [5]

$$\lambda_i = \ln\left(\frac{\Pr(h_i = 1 | \vec{Y}_c, \vec{Y}_s)}{\Pr(h_i = -1 | \vec{Y}_c, \vec{Y}_s)} \right). \qquad (5)$$

При условии $\lambda_i \ge 0$ принимается решение $h_i = 1$, иначе $h_i = -1$.

Апостериорные вероятности $\Pr\left(h_i = \pm 1 | \vec{Y}_c, \vec{Y}_s\right)$ имеют вид

$$\Pr(h_i = \pm 1 | \vec{Y}_c, \vec{Y}_s) = \sum_{\vec{h}_d : h_{di} = \pm 1} \frac{\Pr(\vec{h}_d)\, p(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s | \vec{h}_d)}{p(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s)}. \qquad (6)$$

Для некогерентного приема обозначение $p(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s | \vec{h}_d)$ соответствует усредненной по φ условной плотности вероятности

$$p(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s | \vec{h}_d) = < p(\vec{Y}_c(\varphi), \vec{Y}_s(\varphi) | \vec{h}_d) >_{\varphi} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p(\vec{Y}_c(\varphi), \vec{Y}_s(\varphi) | \vec{h}_d)\, d\varphi. \qquad (7)$$

Для когерентного приема имеем

$$p(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s | \vec{h}_d) = L_1 \exp\left(\frac{DT_c}{2\sigma_0^2} \sum_{i=0}^{n-1} y_{ic} h_{di} \right). \qquad (8)$$

Для некогерентного приема после усреднения по φ имеем [11]

$$p(\vec{Y}_c,\vec{Y}_s \middle| \vec{h}_d) = L_2 I_0\left(\frac{DT_c}{2\sigma_0^2} l(d)\right). \qquad (9)$$

Здесь $I_0(x) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \exp(x\cos(\varphi))d\varphi$ - модифицированная функция Бесселя первого рода 0-го порядка; L_1, L_2 - множители, не зависящие от $\vec{h}(d)$.

Таким образом, процедура оценки апостериорных вероятностей $\Pr(h_i | \vec{Y}_c, \vec{Y}_s)$ заключается в вычислении множества корреляций R_{Id}, R_{Qd} (3), (4), их нелинейном преобразовании (8) для когерентного приема и (9) для некогерентного приема и выполнении суммирования (6).

Вычисление $R_I(\vec{h}), R_Q(\vec{h})$ выполняется с использованием алгоритма БПУ размерностью 2^k с операциями “сложение-вычитание-пересылки”. Это повышает производительность обработки по отношению к прямому вычислению в $2^k / k$ раз [11]. Соотношение (6) также может быть вычислено с использованием алгоритма БПУ размерностью 2^k над сигналами (8) или (9) для когерентного или некогерентного посимвольного приема [11]

$$C(h_i) = \Pr(h_i = 1 | \vec{Y}_c, \vec{Y}_s) - \Pr(h_i = -1 | \vec{Y}_c, \vec{Y}_s) = \frac{\sum_{j=0}^{n-1} p(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s | \vec{h}_i) h_{ij}}{\Pr(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s | \vec{h}_i)}. \qquad (10)$$

Числитель и знаменатель (10) являются компонентами спектрального преобразования в базисе Уолша-Адамара. Используя тождество $\Pr(h_i = 1 | \vec{Y}_c, \vec{Y}_s) + \Pr(h_i = -1 | \vec{Y}_c, \vec{Y}_s) = 1$, имеем результирующее выражение

$$\lambda_i = \ln\left(\frac{1 + C(h_i)}{1 - C(h_i)}\right). \qquad (11)$$

Более простой метод вычисления мягких решений $\vec{\lambda}$, не требующий вычисления функций экспоненциального вида, основан на применении приближенного соотношения [5]

$$\lambda_i \cong \ln\left(\max_{\vec{h}_d : h_{di}=1}\left(p(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s \middle| \vec{h}_d)\right)\right) - \ln\left(\max_{\vec{h}_d : h_{di}=-1}\left(p(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s \middle| \vec{h}_d)\right)\right). \qquad (12)$$

В частности, для некогерентного посимвольного приема имеем

$$\lambda_i \cong \max_{\vec{h}_d : h_{di}=1}\left(l(d)\right) - \max_{\vec{h}_d : h_{di}=-1}\left(l(d)\right). \qquad (13)$$

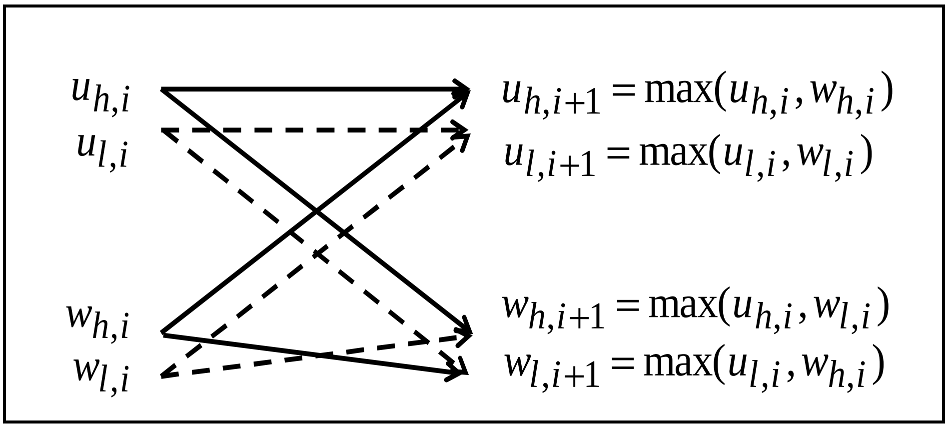

Рис.1. Схематическое изображение элемента (парная “бабочка”) модифицированного алгоритма БПУ с базовыми операциями “сравнение-пересылки”.

При вычислении (12), (13) применяется модифицированный алгоритм БПУ размерностью 2^k с операциями “сравнение-пересылки” [6]. На рис.1 приведен вид элемента модифицированного БПУ - “бабочки” i-го слоя ($0 \le i < k$): выходные парные отсчеты $u_{h,i+1}(t), u_{l,i+1}(t)$ и $w_{h,i+1}(t), w_{l,i+1}(t)$, являющиеся входными для $(i+1)$-го слоя, вычисляются по правилам

$$u_{h,i+1}(t) = \max(u_{h,i}(t), w_{h,i}(t)),\ u_{l,i+1}(t) = \max(u_{l,i}(t), w_{l,i}(t)),$$

$$w_{h,i+1}(t) = \max(u_{h,i}(t), w_{l,i}(t)),\ w_{l,i+1}(t) = \max(u_{l,i}(t), w_{h,i}(t)).$$

Здесь $u_{h,i}(t), u_{l,i}(t)$ и $w_{h,i}(t), w_{l,i}(t)$ парные отсчеты на входе i-го слоя, $t = 0,1,\ldots,2^{k-1}-1$. На первом слое отсчеты равны $u_{h,0}(t) = \ln(p(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s | \vec{h}_t))$, $w_{h,0}(t) = \ln(p(\vec{Y}_c, \vec{Y}_s | \vec{h}_t))$, $u_{l,0}(t) = w_{l,0}(t) = 0$, для некогерентного приема имеем $u_{h,0}(t) = l(t)$, $w_{h,0}(t) = l(t)$. На последнем k-ом слое определяются значения λ_i с использованием соотношений (12), (13).

На рис.2 приведен граф модифицированного БПУ размерностью 2^2.

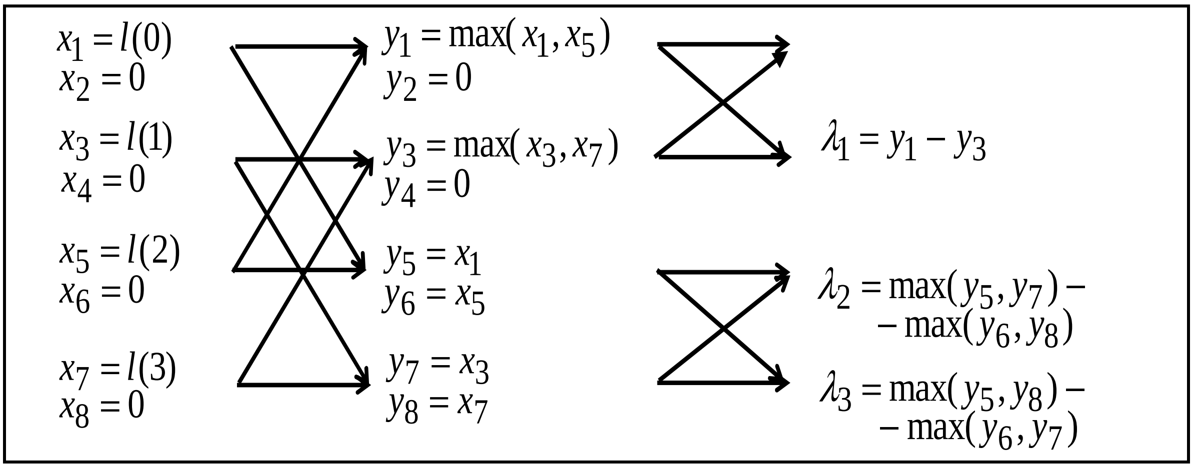

Рис.2. Результирующий граф модифицированного алгоритма БПУ размерностью 4 с базовыми операциями “сравнение-пересылки”.

3. Алгоритмы посимвольного приема для каналов с многолучевостью

Для многолучевых каналов с j парциальными лучами распространения сигналов с расширенным частотным спектром рассматривается совокупность $2j$ реализаций с выходов демодуляторов прямого и квадратурного каналов $(\vec{Y}_{c1}(\varphi_1), \vec{Y}_{s1}(\varphi_1), ..., \vec{Y}_{cj}(\varphi_j), \vec{Y}_{sj}(\varphi_j))$.

Функция правдоподобия $p(\vec{Y}_{c1}, \vec{Y}_{s1}, ..., \vec{Y}_{cj}, \vec{Y}_{sj} | h_d)$ для когерентного приема имеет вид

$$p(\vec{Y}_{c1}, \vec{Y}_{s1}, ..., \vec{Y}_{cj}, \vec{Y}_{sj} | \vec{h}_d) = L_1 \prod_{p=1}^{j} \left(\exp\left(\frac{D_p T_c}{2\sigma_{p0}^2} \sum_{i=0}^{n-1} y_{cpi} hi \right) \right). \tag{14}$$

Для некогерентного приема после усреднения по φ имеем [11]

$$p(\vec{Y}_{c1}, \vec{Y}_{s1}, ..., \vec{Y}_{cj}, \vec{Y}_{sj} | \vec{h}_d) = L_2 \prod_{p=1}^{j} I_0 \left(\frac{D_p T_c}{2\sigma_{p0}^2} l_p(d) \right). \tag{15}$$

Здесь L_1, L_2 - множители, не зависящие от $\vec{h}(d)$; D_p, σ_{p0}^2 - амплитуда сигнальной составляющей и мощность помеховой составляющей для парциального луча p; значения $l_p(d)$ вычисляются для парциальных лучей с использованием корреляционных соотношений (3), (4).

Апостериорные вероятности $\Pr(h_i = \pm 1 | \vec{Y}_{c1}, \vec{Y}_{s1}, ..., \vec{Y}_{cj}, \vec{Y}_{sj})$ вычисляются на основе (14), (15) и соотношения, подобного соотношению (10)

$$C(h_i) = \frac{\sum_{l=0}^{n-1} \left(\prod_{p=1}^{j} p(\vec{Y}_{c1}, \vec{Y}_{s1}, ..., \vec{Y}_{cj}, \vec{Y}_{sj} | \vec{h}_i) \right) h_{il}}{\prod_{p=1}^{j} \Pr(\vec{Y}_{c1}, \vec{Y}_{s1}, ..., \vec{Y}_{cj}, \vec{Y}_{sj} | \vec{h}_i)}. \tag{16}$$

Вычисление “мягких” решений λ_i с использованием значений $C(h_i)$ (16) осуществляется с использованием соотношения (11).

Более простой метод вычисления “мягких” решений основан на применении приведенного приближенного соотношения (12)

$$\lambda_i \cong \ln \left(\frac{\max\limits_{\vec{h}_d : h_{di} = 1} \left(p(\vec{Y}_{c1}, \vec{Y}_{s1}, ..., \vec{Y}_{cj}, \vec{Y}_{sj} | \vec{h}_d) \right)}{\max\limits_{\vec{h}_d : h_{di} = -1} \left(p(\vec{Y}_{c1}, \vec{Y}_{s1}, ..., \vec{Y}_{cj}, \vec{Y}_{sj} | \vec{h}_d) \right)} \right). \tag{17}$$

В частности, для некогерентного посимвольного приема имеем

$$\lambda_i \cong \max_{\vec{h}_d : h_{di} = 1} \left(\sum_{p=1}^{j} \frac{D_p T_c}{2\sigma_{p0}^2} l_p(d) \right) - \max_{\vec{h}_d : h_{di} = -1} \left(\sum_{p=1}^{j} \frac{D_p T_c}{2\sigma_{p0}^2} l_p(d) \right). \tag{18}$$

При вычислении (17), (18) может быть применен приведенный модифицированный алгоритм БПУ размерностью 2^k с операциями “сравнение-пересылки”.

Для вычисления значений λ_i с использованием (16), (17), (18) необходимо знание параметров $\dfrac{D_p T_c}{\sigma_{p0}^2} = \dfrac{2D_p}{N_0}$ для парциальных лучей. Оценку данного отношения можно произвести с использованием методики, приведенной в [11]. Обозначим значение m, определяемое условием $l_p(\vec{h}_m) = \max\limits_i (l_p(\vec{h}_i))$, выражения для $\dfrac{D_p T_c}{2}$ и σ_{p0}^2 имеют вид

$$\frac{D_p T_c}{2} = \sqrt{\frac{n l_p^2(\vec{h}_m) - \sum_{i=0}^{n-1} l_p^2(\vec{h}_i)}{n^2(n-1)}}. \tag{19}$$

$$\sigma_{p0}^2 = \frac{\sum_{i=0.i\neq m}^{n-1} l_p^2(\vec{h}_i)}{2n(n-1)}. \tag{20}$$

4. Результаты вычислений

На рис.3 приведены вероятностные характеристики (вероятности ошибки на бит $P_б$) когерентного и некогерентного приема ортогональных сигналов объемом $n = 16$ (число информационных битов $k = 4$) для однолучевого канала АБГШ в зависимости от отношения сигнал/помеха $\frac{E_б}{N_0}$. Здесь $E_б$ - энергия сигналов на информационный бит.

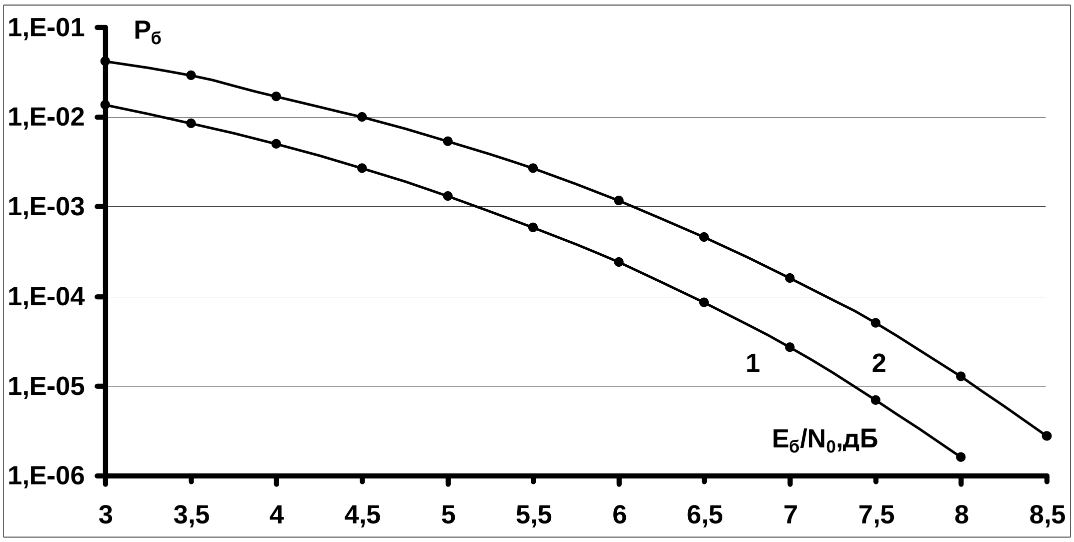

Рис.3. Вероятности ошибки на бит $P_б$ приема ортогональных сигналов объемом $n = 16$ для однолучевого канала АБГШ: 1 – когерентный прием; 2 – некогерентный прием.

Кривая 1 соответствует когерентному приему “в целом”, в этом случае известно аналитическое выражение для $P_б$ [1]

$$P_б = \frac{n}{2(n-1)}\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int\limits_{-\infty}^{\infty} \exp(-\frac{x^2}{2})\left(1 - F(x + \sqrt{2E_б k / N_0}\right)^{n-1}\right)dx. \quad (21)$$

Здесь $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int\limits_{-\infty}^{x} \exp(-x^2/2)dx$.

Кривая 2 соответствует некогерентному приему “в целом”, в этом случае также известно аналитическое выражение для $P_б$ [2]

$$P_б = \frac{\exp(-E_б k / N_0)}{2(n-1)}\sum_{j=2}^{n}(-1)^j C_n^j \exp(E_б k / jN_0). \quad (22)$$

Видно, что для значения $P_б = 10^{-5}$ энергетический проигрыш для некогерентного приема относительно когерентного приема достигает 1 дБ.

Вероятностные кривые для оптимального посимвольного приема рассматриваемого ансамбля сигналов получены путем компьютерного моделирования с использованием соотношений (6), (8) (когерентный посимвольный прием) и (9) (некогерентный посимвольный прием). Полученные вероятностные кривые незначительно отличаются от вероятностных кривых приема “в целом”, приведенных на рис.1. Так для когерентного приема “в целом” при $\frac{E_б}{N_0} = 6$ дБ имеем $P_б = 2.4 \cdot 10^{-4}$, для оптимального посимвольного приема имеем $P_б = 2.2 \cdot 10^{-4}$.

Моделирование алгоритмов оптимального и подоптимального посимвольного приема с использованием соотношений (17), (18) показало их эквивалентность относительно вероятностей ошибки $P_б = 2.2 \cdot 10^{-4}$.

На рис.4 приведены вероятностные характеристики когерентного и некогерентного посимвольного приема рассматриваемых ортогональных сигналов объемом $n = 16$ для двухлучевого канала АБГШ. Вероятностные кривые получены путем компьютерного моделирования алгоритмов посимвольного приема при условии равенства отношений сигнал/помеха для парциальных лучей.

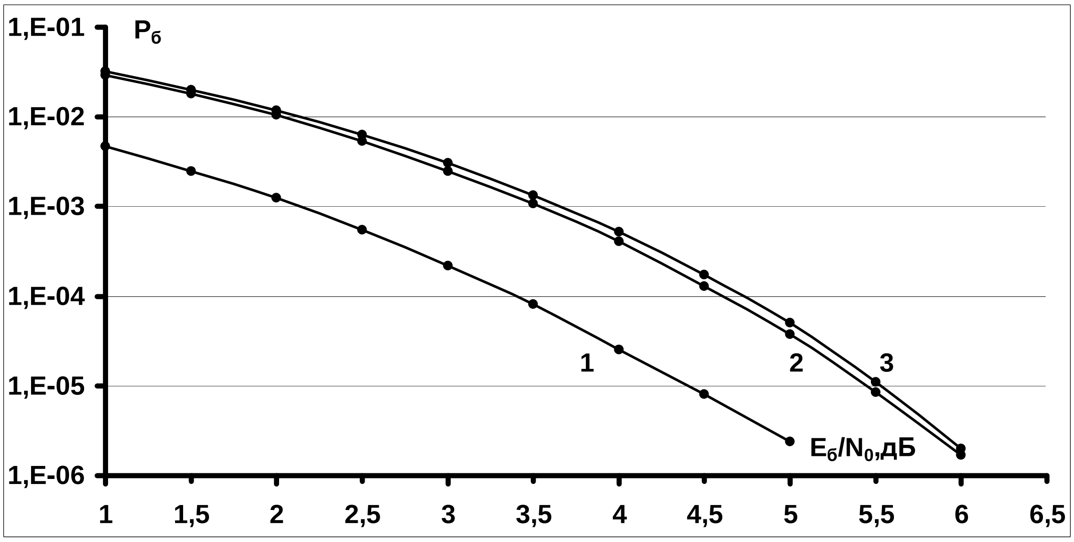

Рис.4. Вероятностные характеристики когерентного и некогерентного посимвольного приема ортогональных сигналов объемом $n=16$ (число информационных битов $k=4$) для двухлучевого канала АБГШ: 1 – оптимальный когерентный посимвольный прием: 2 – оптимальный некогерентный посимвольный прием; 3 – подоптимальный некогерентный посимвольный прием.

Кривая 1 соответствует оптимальному когерентному посимвольному приему с использованием соотношений (6), (14). Кривая 2 соответствует оптимальному некогерентному посимвольному приему с использованием соотношений (6), (15). Видно, что для значения $P_б = 10^{-5}$ энергетический проигрыш для некогерентного посимвольного приема относительно когерентного посимвольного приема достигает 1 дБ.

Моделирование показало, что вероятностные кривые для алгоритмов подоптимального посимвольного приема с использованием соотношения (12) незначительно отличаются от соответствующих приведенных вероятностных кривых оптимального посимвольного приема. Так для когерентного оптимального приема при $\frac{E_б}{N_0} = 4$ дБ имеем $P_б = 2.55 \cdot 10^{-4}$, для подоптимального когерентного посимвольного приема имеем $P_б = 2.65 \cdot 10^{-4}$.

Кривая 3 соответствует подоптимальному некогерентному посимвольному приему с оценкой энергетических параметров $\frac{D_p T_c}{2\sigma_{p0}^2}$, $p = 1,2$, вычисляемых с использованием соотношений (19), (20) для лучей. Видно, что полученная кривая незначительно отличается от вероятностной кривой 2 для оптимального некогерентного посимвольного приема - энергетические потери не превышают 0.1 дБ.

Заключение

Приведены алгоритмы посимвольного когерентного и некогерентного приема сигналов с расширенным частотным спектром в виде ортогональных базисных функций Уолша-Адамара, используемых для передачи информации по многолучевым каналам с частотно-селективными замираниями. Приведенные алгоритмы реализуют оптимальный и подоптимальный (более простой относительно сложности реализации) посимвольный прием.

Даны результаты компьютерного моделирования разработанных алгоритмов посимвольного приема для однолучевого и двухлучевого канала АБГШ. Показано, что вероятностные кривые подоптимального посимвольного приема незначительно отличаются от соответствующих вероятностных кривых для оптимального посимвольного приема - отличия не превышают 0.1 дБ.

Разработка методов теоретического оценивания вероятностных характеристик посимвольного приема ансамблей сигналов составляет направление перспективных исследований.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (№16-07-00746).

Литература

1. Зюко А.Г., Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иващенко П.В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. М.:Радио и связь. 1985.

2. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.:Сов.радио. 1970.

3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Перевод с англ. М.: Издательский дом “Вильямс”. 2003.

4. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширение спектра. Перевод с англ. под редакцией В.И.Журавлева. М.: Радио и связь. 2000.

5. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. Перевод с англ. М.: Техносфера. 2005.

6. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Последовательные турбо-коды с пониженной сложностью алгоритмов приема. // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55. №10. стр. 1193-1199.

7. Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы дискретных сигналов на конечных интервалах. М.: Советское радио. 1975.

8. Немировский А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. М.:Радио и связь. 1984.

9. Сорочинский М.В., Кузнецов О.О., Назаров Л.Е. Некоторые модели каналов передачи сигналов и экспериментальное определение их параметров. // Электронная техника. Выпуск 2(482). 2003. С.119-124.

10. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики. М.:Экотрендз. 2005.

11. Назаров Л.Е. Некогерентный посимвольный прием сигналов, соответствующих двоичным блоковым кодам. // Радиотехника и электроника. 2003. Т.48. N7. С.818-823.