

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ “МЯГКИХ” РЕШЕНИЙ
В СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ
РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ© 2019 г. Ю. Н. Прибытков¹, В. В. Ливенцев^{1, *}, А. Д. Смирнов¹¹АО “Концерн “Созвездие”,
Российская Федерация, 394018 Воронеж, ул. Плехановская, 14

*E-mail: vlivencev@mail.ru

Поступила в редакцию 06.06.2018 г.

После доработки 06.06.2018 г.

Принята к публикации 04.10.2018 г.

Получено выражение для “мягких” решений для случая некогерентной демодуляции сигналов с m -ичной частотной манипуляцией в системах радиосвязи с посимвольной псевдослучайной перестройкой рабочей частоты при наличии дополнительной шумовой помехи с неизвестной интенсивностью в частотных каналах системы. Приведены результаты имитационного моделирования.

DOI: 10.1134/S003384941906007X

ВВЕДЕНИЕ

В современных системах радиосвязи (СРС) с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) широкое применение находят сигнально-кодовые конструкции (СКК) на основе сигналов с m -ичной частотной манипуляцией (ЧМ) и двоичных сверточных кодов [1]. Для энергетически эффективного декодирования таких СКК широко используется декодер Витерби с “мягким входом” совместно с демодулятором сигналов с m -ичной ЧМ с “мягким выходом” [2, 3].

Как известно [2, 3], алгоритм работы демодулятора сигналов с m -ичными видами модуляции с “мягким выходом” сводится к вычислению “мягких” решений (логарифмических отношений правдоподобия) относительно переданных двоичных канальных символов. При этом в литературе приводятся выражения для “мягких” решений только для случая собственной флуктуационной помехи приемника в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). Однако для СРС с ППРЧ типичной является ситуация, когда полезный сигнал искажается не только собственными шумами приемника СРС, но и аддитивной внешней шумовой помехой с неизвестной интенсивностью. Примерами таких помех могут служить шумовая заградительная помеха (ограниченный по полосе АБГШ) и шумовая помеха в части полосы СРС (сосредоточенная по спектру помеха) [1]. В связи с этим цель данной работы – расчет “мягких” решений для случая некогерентной демодуляции сигналов с m -ичной ЧМ при наличии в частотных каналах СРС с посимвольной ППРЧ дополнительной шумовой помехи с неизвестной интенсивностью.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Примем в качестве наблюдаемого случайного процесса в СРС с посимвольной ППРЧ комплексную огибающую сигнала на входе некогерентного демодулятора сигналов с m -ичной ЧМ после устранения скачка рабочей частоты в предположении идеальной временной и частотной синхронизации СРС. Реализацию этого процесса на интервале времени $[0, T]$, совпадающем с интервалом передачи канального символа ЧМ, можно записать как

$$x(t) = (A_c + jA_s)s_k(t) + v(t) + n(t), \quad (1)$$

где A_c и A_s – априори неизвестные реальная и мнимая части комплексной амплитуды сигнала с m -ичной ЧМ; $s_k(t) = g(t)\exp(j\omega_k t)$ – комплексная огибающая k -го сигнала с m -ичной ЧМ единичной амплитуды;

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T, \\ 0, & t < 0, t > T, \end{cases}$$

– импульс единичной амплитуды и фиксированной длительности T ; ω_k – угловая частота сигнала с m -ичной ЧМ, соответствующая передаче k -го блока из $\log_2 m$ двоичных символов закодированных данных, $k \in \overline{1, m}$; $v(t)$ – комплексный гауссовский случайный процесс с нулевым средним и неизвестной постоянной спектральной плотностью N_v в пределах полосы частот текущего частотного канала шириной Ω ; $n(t)$ – комплексный АБГШ с нулевым средним и односторонней спектральной плотностью N_0 .

Считаем, что помеха $v(t)$ и шум $n(t)$ статистически независимы. Кроме того, полагаем, что длительность символа T много больше интервала корреляции помехи $v(t)$, т.е. выполняется условие

$$\Omega T \gg 1, \quad (2)$$

справедливое для случаев шумовой заградительной помехи и шумовой помехи в части полосы при типовых значениях параметров Ω и T в СРС с посимвольной ППРЧ [1].

По наблюдаемой реализации (1) необходимо сформировать логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) для q -го двоичного символа b_q в переданном блоке закодированных данных

$$L(b_q) = \ln \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ \max_{|t_i - t_{i-1}| \rightarrow 0}} \frac{w(\mathbf{x}|b_q = 1)}{w(\mathbf{x}|b_q = 0)}, \quad (3)$$

$$q = \overline{1, \log_2 m},$$

где $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ – вектор длины N из отсчетов $x_i = x(t_i)$, $i = \overline{1, N}$ реализации (1), взятых в моменты времени t_1, t_2, \dots, t_N на интервале $[0, T]$; $w(\mathbf{x}|b_q = 1)$ – функция правдоподобия выборки отсчетов $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ при условии $b_q = 1$; $w(\mathbf{x}|b_q = 0)$ – при условии $b_q = 0$.

2. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА

Представим функции правдоподобия $w(\mathbf{x}|b_q = 1)$ и $w(\mathbf{x}|b_q = 0)$, $q = \overline{1, \log_2 m}$, входящие в (3), в виде, использованном в работе [3]

$$w(\mathbf{x}|b_q = 1) = \frac{\sum_{s_k(t) \in S(b_q=1)} P(s_k(t)) w_1(\mathbf{x}|s_k(t))}{P(b_q = 1)}, \quad (4)$$

$$w(\mathbf{x}|b_q = 0) = \frac{\sum_{s_k(t) \in S(b_q=0)} P(s_k(t)) w_1(\mathbf{x}|s_k(t))}{P(b_q = 0)}, \quad (5)$$

где $P(s_k(t))$ – априорная вероятность передачи k -го сигнала $s_k(t)$, $k = \overline{1, m}$; $w_1(\mathbf{x}|s_k(t))$ – функция правдоподобия выборки отсчетов $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ при условии передачи k -го сигнала $s_k(t)$, $k = \overline{1, m}$; $P(b_q = 1)$ и $P(b_q = 0)$ – вероятности гипотез $b_q = 1$ и $b_q = 0$, $q = \overline{1, \log_2 m}$ соответственно; $S(b_q = 1)$ и $S(b_q = 0)$, $q = \overline{1, \log_2 m}$, – подмножества по $m/2$ сигналов из ансамбля сигналов с m -ичной ЧМ, используемых для передачи $m/2$ блоков из $\log_2 m$ двоичных симво-

лов, в которых q -й двоичный символ $b_q = 1$ и $b_q = 0$ соответственно. Суммирование в формулах (4) и (5) выполняется по соответствующим подмножествам сигналов ансамбля.

Поскольку в современных СРС с ППРЧ после процедуры канального кодирования, как правило, выполняются процедуры перемежения и скремблирования двоичных кодовых символов, то символы b_q , $q = \overline{1, \log_2 m}$ в передаваемых блоках можно считать статистически независимыми, а вероятности гипотез $P(b_q = 1)$ и $P(b_q = 0)$ – равными. При этом из равенства вероятностей гипотез $P(b_q = 1)$ и $P(b_q = 0)$, $q = \overline{1, \log_2 m}$ вытекает равенство априорных вероятностей передачи сигналов $s_k(t)$: $P(s_k(t)) = 1/m$, $k = \overline{1, m}$.

Подставляя выражения (4) и (5) в (3), с учетом равенства соответствующих вероятностей логарифм ФОП для q -го двоичного символа b_q запишем в виде

$$L(b_q) = \ln \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ \max_{|t_i - t_{i-1}| \rightarrow 0}} \frac{\sum_{s_k(t) \in S(b_q=1)} w_1(\mathbf{x}|s_k(t))}{\sum_{s_k(t) \in S(b_q=0)} w_1(\mathbf{x}|s_k(t))}, \quad (6)$$

$$q = \overline{1, \log_2 m}.$$

Введем в рассмотрение функцию правдоподобия выборки $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ при гипотезе, что в реализации (1) содержится только шум: $x(t) = n(t)$, которую обозначим как $w_1(\mathbf{x}|n(t))$. Разделив числитель и знаменатель в соотношении (6) на $w_1(\mathbf{x}|n(t))$ и выполнив операцию предельного перехода, выражение для $L(b_q)$ приведем к виду

$$L(b_q) = \ln \frac{\sum_{s_k(t) \in S(b_q=1)} \Lambda[x(t)|s_k(t)]}{\sum_{s_k(t) \in S(b_q=0)} \Lambda[x(t)|s_k(t)}, \quad q = \overline{1, \log_2 m}, \quad (7)$$

где

$$\Lambda[x(t)|s_k(t)] = \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ \max_{|t_i - t_{i-1}| \rightarrow 0}} \frac{w_1(\mathbf{x}|s_k(t))}{w_1(\mathbf{x}|n(t))},$$

$k = \overline{1, m}$ – ФОП наблюдаемой реализации $x(t)$ при гипотезе (1) против альтернативы $x(t) = n(t)$.

Используя результаты работы [4] с учетом неравенства (2) и при условии, что неизвестные параметры A_c, A_s, N_v приняли на интервале времени $[0, T]$ конкретные значения, запишем ФОП $\Lambda[x(t)|s_k(t)]$ в виде

$$\Lambda[x(t)|s_k(t), A_c, A_s, N_v] = \exp \left\{ -\frac{1}{N_v + N_0} \int_0^T |x(t) - (A_c + jA_s) \exp(j\omega_k t)|^2 dt + \right. \\ \left. + \frac{1}{N_0} \int_0^T |x(t)|^2 dt - \frac{T\Omega}{4\pi} \ln \left[1 + \frac{N_v}{N_0} \right] \right\}, \quad k = \overline{1, m}. \quad (8)$$

Максимизируя условный ФОП (8) по неизвестным параметрам A_c , A_s и N_v , получим

$$\Lambda[x(t)|s_k(t)] = \exp \left\{ -\frac{T\Omega}{4\pi} + \frac{1}{N_0} \int_0^T |x(t)|^2 dt - \frac{T\Omega}{4\pi} \ln \left[1 + \frac{\hat{N}_v}{N_0} \right] \right\}, \quad k = \overline{1, m}, \quad (9)$$

где

$$\hat{N}_v = \frac{4\pi}{T\Omega} \int_0^T \left| x(t) - \left(\frac{1}{T} \int_0^T x(t) \exp(-j\omega_k t) dt \right) \exp(j\omega_k t) \right|^2 dt - N_0.$$

Подставляя соотношение (9) в (7), после сложных преобразований получим искомое выражение для “мягких” решений для случая некогерентной демодуляции сигналов с m -ичной ЧМ

при наличии в частотных каналах СРС с посимвольной ППРЧ дополнительной шумовой помехи с неизвестной интенсивностью

$$L(b_q) = \ln \frac{\sum_{s_k(t) \in S(b_q=1)} \exp \left\{ -\frac{T\Omega}{4\pi} \ln \left[\int_0^T \left| x(t) - \left(\frac{1}{T} \int_0^T x(t) \exp(-j\omega_k t) dt \right) \exp(j\omega_k t) \right|^2 dt \right] \right\}}{\sum_{s_k(t) \in S(b_q=0)} \exp \left\{ -\frac{T\Omega}{4\pi} \ln \left[\int_0^T \left| x(t) - \left(\frac{1}{T} \int_0^T x(t) \exp(-j\omega_k t) dt \right) \exp(j\omega_k t) \right|^2 dt \right] \right\}}, \quad q = \overline{1, \log_2 m}. \quad (10)$$

Таким образом, выражение (10) является результатом синтеза алгоритма формирования “мягких” решений в СРС с посимвольной ППРЧ и определяет совокупность математических операций, которые необходимо произвести с наблюдаемыми данными (1) для вычисления “мягких” решений. С целью практического использования синтезированного алгоритма в устройствах цифровой обработки сигналов выражение (10) необ-

ходимо подвергнуть упрощению на основе известного приближения (см., например, [3])

$$\ln \left[\sum_k \exp(-a_k) \right] \approx \max_k (-a_k) = -\min_k (a_k)$$

и произвести в нем дискретизацию наблюдаемых данных (1) по времени. Выполняя указанные операции, получим следующее квазиоптимальное приближение для “мягких” решений применительно к рассматриваемому случаю:

$$L(b_q) \approx \min_{s_k(t) \in S(b_q=0)} \left\{ \ln \left[\sum_{l=1}^N \left| x_l - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \exp(-j\omega_k t_i) \right) \exp(j\omega_k t_l) \right|^2 \right] \right\} - \min_{s_k(t) \in S(b_q=1)} \left\{ \ln \left[\sum_{l=1}^N \left| x_l - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \exp(-j\omega_k t_i) \right) \exp(j\omega_k t_l) \right|^2 \right] \right\}, \quad (11)$$

$$q = \overline{1, \log_2 m},$$

где отсчеты входной реализации (1) $x_i = x(t_i)$ в отличие от (3) предполагаются взятыми в равноотстоящие моменты времени t_i , $i = \overline{1, N}$ на интервале времени $[0, T]$.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для определения характеристик помехоустойчивости СРС с посимвольной ППРЧ при использовании предложенного алгоритма формирования “мягких” решений (11) было проведено имитационное моделирование.

Базовые параметры имитационной модели были следующие. Размер блока информационных данных составлял 480 битов. Кодирование данных осуществлялось с помощью двоичного сверточного кода с кодовой скоростью $R = 1/2$, длиной кодового ограничения $l = 7$ и порождающими полиномами $g_0 = 133_8$, $g_1 = 171_8$ [5]. Перемежение и скремблирование двоичных кодовых символов выполнялось согласно стандарту [6] при параметрах перемежителя $K = 960$ и $a = 103$ и нулевом начальном состоянии скремблера. Для передачи данных использовалась ЧМ с $m = 16$ (ЧМ-16) с равномерной сеткой информационных частот $\omega_k = 2\pi\Delta f(k - 17/2)$, $k = \overline{1, 16}$ с шагом $\Delta f =$

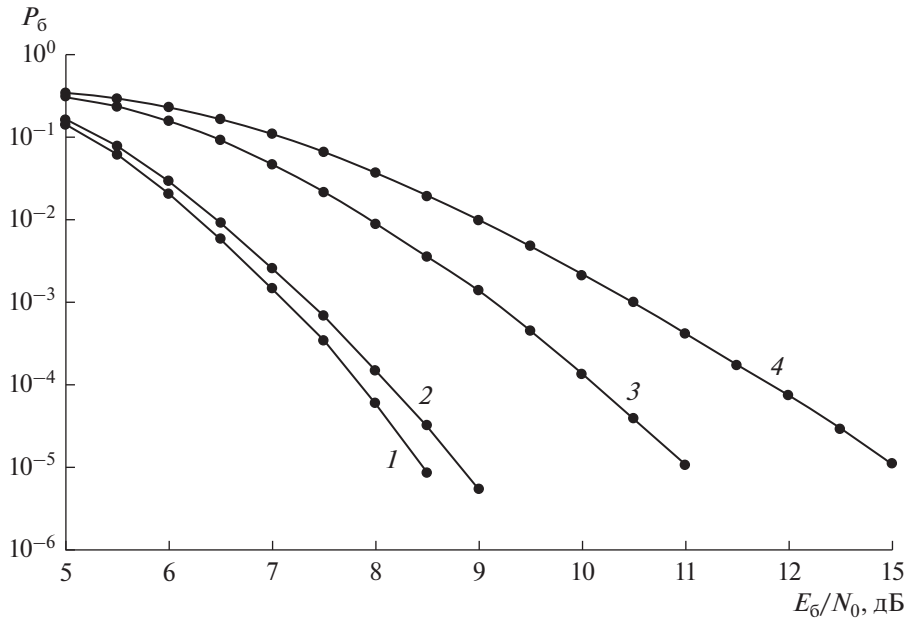


Рис. 1. Зависимость средней вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум на бит для ССК на основе сверточного кода $R = 1/2$, $l = 7$ и ЧМ-16 при “мягком” декодировании в условиях воздействия в частотных каналах СРС с посимвольной ППРЧ дополнительной шумовой помехи.

= 20 кГц при ортогональном разнесении частот и с шагом $\Delta f = 6$ кГц – при неортогональном. Соответственно передаваемых битовых комбинаций частотам ω_k , $k = \overline{1, 16}$ задавалось с использованием кода Грея. Длительность символа T полагалась равной $T = 50$ мкс. Скорость переключения частотных каналов полагалась совпадающей с частотой следования символов $f_{\text{симв}} = 1/T$ (посимвольная ППРЧ). При этом скачки рабочей частоты в соответствии с методом моделирования по комплексной огибающей сигнала [7] в предположении идеальной временной и частотной синхронизации СРС с ППРЧ не моделировались. Частота дискретизации f_d была выбрана равной $f_d = 0.6$ МГц. Собственные шумы приемника СРС с ППРЧ моделировались дискретным комплексным АБГШ с дисперсией σ^2 , обеспечивающей заданное отношение сигнал/шум на бит $E_b/N_0 = 10 \lg[(P_{\text{сигн}} f_d)/(M R f_{\text{симв}} \sigma^2)]$, где E_b – энергия сигнала на бит, $P_{\text{сигн}}$ – мощность сигнала, $M = 4$ – число бит, переносимых символом ЧМ-16. Поражение частотных каналов СРС с ППРЧ дополнительной шумовой помехой с неизвестной интенсивностью моделировалось с помощью дополнительного дискретного комплексного АБГШ. Для этого случайным образом по равномерному закону поражалось 30% передаваемых символов ЧМ-16. Отношение сигнал/помеха, определяемое как $h^2 = 10 \lg(P_{\text{сигн}}/P_{\text{п}})$, где $P_{\text{п}}$ – мощность дополнительного АБГШ в полосе частот $-0.5f_d \dots 0.5f_d$, задавалось

для каждого поражаемого символа случайной величиной, распределенной равномерно на интервале $-15 \dots 0$ дБ. “Мягкие” решения в демодуляторе сигналов ЧМ-16 формировались в соответствии с алгоритмом (11). С целью сравнения в имитационной модели также был реализован известный алгоритм формирования “мягких” решений [8]

$$L(b_q) = \ln \frac{\sum_{s_k(t) \in S(b_q=1)} \left(\sum_{l=1, l \neq k}^m |z_l|^2 \right)^{-m}}{\sum_{s_k(t) \in S(b_q=0)} \left(\sum_{l=1, l \neq k}^m |z_l|^2 \right)^{-m}}, \quad q = \overline{1, \log_2 m}, \quad (12)$$

где z_l , $l = \overline{1, m}$, – выходной эффект коррелятора при использовании в качестве опорного l -го сигнала ансамбля. Для декодирования данных использовался декодер Витерби с “мягким входом”.

Результаты моделирования представлены на рисунке 1 в виде графиков зависимости средней вероятности ошибки на бит P_6 от отношения сигнал/шум на бит E_b/N_0 для двух алгоритмов формирования “мягких” решений при различных значениях шага сетки информационных частот Δf . Кривая 1 на рисунке соответствует алгоритму (11) при $\Delta f = 20$ кГц, кривая 2 – алгоритму (12) при $\Delta f = 20$ кГц, кривая 3 – алгоритму (11) при $\Delta f = 6$ кГц, кривая 4 – алгоритму (12) при $\Delta f = 6$ кГц.

Как следует из рисунка, в случае ортогонального разнесения информационных частот энер-

гетический выигрыш кодирования при использовании предложенного алгоритма формирования “мягких” решений (11) по сравнению с известным алгоритмом (12) для значения средней вероятности ошибки на бит $P_6 = 10^{-4}$ составляет 0.2 дБ. В случае неортогонального разнесения информационных частот величина этого выигрыша для указанного значения вероятности ошибки на бит возрастает до 1.7 дБ. Увеличение этого выигрыша во втором случае объясняется тем, что сравниваемый алгоритм (12) был синтезирован в [8] при сходных допущениях (неизвестные амплитуда и начальная фаза сигналов, а также спектральная плотность мощности АБГШ), но в предположении ортогональности сигналов ансамбля.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Энергетический выигрыш кодирования в СРС с посимвольной ППРЧ, использующих СКК на основе сигналов с m -ичной ЧМ и двоичных сверточных кодов, в условиях воздействия дополнительной шумовой помехи с неизвестной интенсивностью может быть повышен путем применения в некогерентном демодуляторе сигналов с m -ичной ЧМ синтезированного алгоритма формирования “мягких” решений (11).

При реализации предложенный алгоритм (11) сложнее известного алгоритма формирования “мягких” решений (12) в вычислительном отношении, так как при его синтезе условие ортогональности информационных частот не предполагалось.

Однако с учетом постоянно растущих возможностей современной аппаратуры цифровой обработки сигналов это усложнение представляется некритичным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000.
2. Зяблов В.В., Коробков Д.Л., Портной С.Л. Высоко-скоростная передача сообщений в реальных каналах. М.: Радио и связь, 1991.
3. Варгаузин В.А., Цикин И.А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи. СПб.: БХВ-Петербург, 2013.
4. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978.
5. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, IEEE Standard 802.11–2007, Jun. 12, 2007. N.Y.: IEEE, 2007.
6. ETSI EN 300 396-2 V1.3.1 (2006-09). European Standard (Telecommunication series). Nice: Europ. Telecommun. Standards Inst. Secretariat, 2007.
7. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М.: Сов. радио, 1971.
8. Souryal M.R., Larsson E.G., Peric B., Vojcic B.R. // IEEE Trans. 2008. V. SP-56. № 1. P. 266.