

УДК 621.391

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СПОСОБА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

А.С. Григорьев, А.А. Дахнович

ГОУ ВПО «Тамбовский государственный технический университет», г. Тамбов

Рецензент С.И. Дворецкий

Ключевые слова и фразы: автокорреляционная функция; вероятность символьной ошибки; демодуляция; модуляция; передача данных; помехоустойчивость; шумоподобные сигналы.

Аннотация: Описаны преимущества автокорреляционных методов приема шумоподобных сигналов. Разработан автокорреляционный алгоритм приема шумоподобных сигналов, основанный на вычислении значений автокорреляционной функции входного сигнала в нескольких точках. Вычислена вероятность символьной ошибки при его использовании для приема двоичных символов.

В настоящее время широкое распространение получают системы передачи данных, использующие широкополосные шумоподобные сигналы. Они имеют ряд преимуществ по сравнению с узкополосными системами [1]. В общей теории оптимальной обработки шумоподобных сигналов (ШПС) различают методы взаимокорреляционного и автокорреляционного приемов [2]. Сравнение вероятности ошибки при передаче информации показывает, что более помехоустойчивыми являются взаимокорреляционные методы. Однако в приемных устройствах на их основе необходимо хранить копию передаваемого сигнала, при этом требуется осуществление и поддержание синхронизации передаваемого сигнала и его копии. Задачи синхронизации решены для случаев, когда отношение сигнал/шум больше единицы, однако при его уменьшении синхронизация возможна только за счет увеличения вычислительных, либо временных затрат, что в ряде случаев нецелесообразно. Выходом из данной ситуации могут послужить ав-

Григорьев А.С. – аспирант кафедры «Радиоэлектронные средства бытового назначения» ТамбГТУ; Дахнович А.А. – кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектронные средства бытового назначения» ТамбГТУ.

токорреляционные методы приема. Работоспособность таких алгоритмов при линейных преобразованиях смеси полезного сигнала с шумом сохраняется при отношениях сигнал/шум меньших единицы. Известные алгоритмы автокорреляционного приема [2 – 4] основаны на вычислении автокорреляционной функции (АКФ) входного сигнала в одной характерной точке. Однако, в ряде случаев сигналы, сопоставляемые символам информационного алфавита, могут иметь АКФ с несколькими характерными точками. Примером тому может послужить АКФ $B_S(\tau)$ составного сигнала $s(t)$, состоящего из n раз повторяющегося с периодом T отрезка $s_0(t)$ стационарного эргодичного случайного процесса $x(t)$ с нормальным распределением и равномерным спектром, ограниченным частотой F . Математическое ожидание АКФ $M(B_S(\tau))$ сигнала $s(t)$ изображено на рис. 1, где E_0 и $\tau_K = \frac{1}{2F}$ – энергия и радиус корреляции ШПС $s_0(t)$.

Если сопоставить l символам информационного алфавита сигналы $s_i(t)$, отличающиеся периодом повторения T_i ШПС $s_{0i}(t)$, получим «алгоритм модуляции периода следования ШПС». Демодуляцию модулированного сигнала можно осуществить автокорреляционным алгоритмом, вычисляющим значение АКФ в $(n_i - 1)$, $i = 1, 2, \dots, l$ максимумах боковых лепестков, каждого из l возможных вариантов входного сигнала и сравнивающим их между собой. Структурная схема соответствующего ему устройства приведена на рис. 2.

Решающее устройство (РУ) считает принятым тот символ, который соответствует каналу с максимальным значением АКФ на выходе.

Несомненный интерес представляет вычисление помехоустойчивости такого алгоритма и сравнение ее с помехоустойчивостью известных алгоритмов.

Пусть логической «единице» соответствует составной сигнал $A(t)$, а логическому «нулю» – $B(t)$:

$$A(t) = a_0(t) + a_0(t - T_1) + \dots + a_0(t - (n - 1)T_1),$$

$$B(t) = b_0(t) + b_0(t - T_2) + \dots + b_0(t - (m - 1)T_2),$$

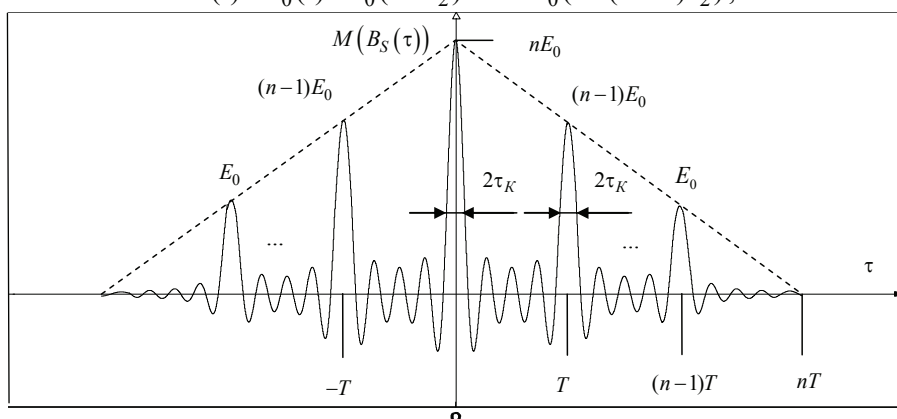


Рис. 1. АКФ составного сигнала из n ШПС $s_0(t)$

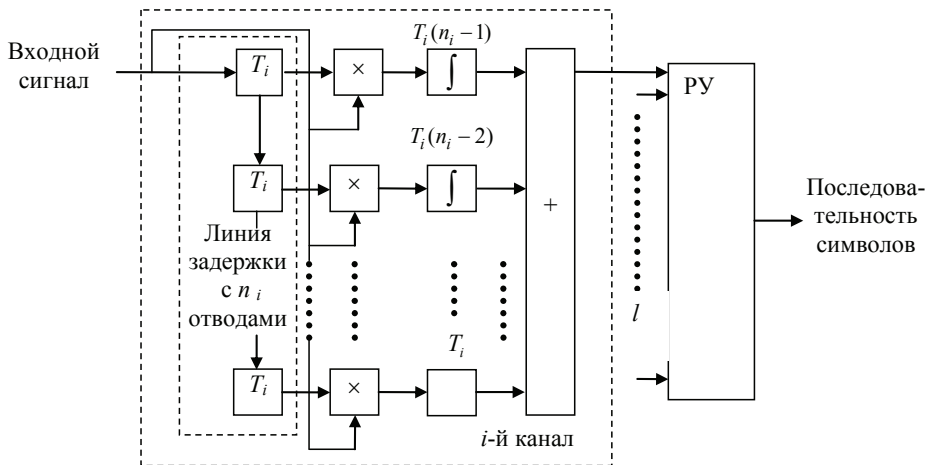


Рис. 2. Структурная схема устройства реализующего приемный алгоритм

где $a_0(t)$ и $b_0(t)$ – ШПС длительностью T_1 и T_2 , полученные путем выборки из независимых стационарных эргодичных случайных процессов $a(t)$ и $b(t)$ с нормальным распределением и равномерным спектром, ограниченным частотой F ; $T_1 = \frac{T}{n}$ и $T_2 = \frac{T}{m}$ – период повторения ШПС

$a_0(t)$ и $b_0(t)$; n и m – целые числа ($n \neq m$); T – длительность символа.

В таком случае приемное устройство, согласно алгоритму, содержит два канала, настроенных на соответствующие значения T_1 и T_2 , выходы которых подключены к решающему устройству, принимающему решение о значении принятого символа путем сравнения сигналов на выходе этих каналов в вычитателе.

Модулированный сигнал с аддитивной помехой в виде нормального случайного процесса $W(t)$ со спектральной плотностью мощности W_0 в случае символа логической «единицы» можно представить следующим образом – $A(t) + W(t)$, а для логического нуля – $B(t) + W(t)$. Для логической «единицы» сигнал на выходе вычитателя $C_{\text{выч}}(t)$ будет случайной величиной, которую можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned}
 C_{\text{выч}}(t) = & \int_0^{(n-1)T_1} [A(t) + W(t)][A(t - T_1) + W(t - T_1)] dt + \\
 & + \int_0^{(n-2)T_1} [A(t) + W(t)][A(t - 2T_1) + W(t - 2T_1)] dt + \dots + \\
 & + \int_0^{T_1} [A(t) + W(t)][A(t - (n-1)T_1) + W(t - (n-1)T_1)] dt - \\
 & - \int_0^{(m-1)T_2} [A(t) + W(t)][A(t - T_2) + W(t - T_2)] dt -
 \end{aligned}$$

$$- \int_0^{(m-2)T_2} [A(t) + W(t)][A(t - 2T_2) + W(t - 2T_2)] dt - \dots - \int_0^{T_2} [A(t) + W(t)][A(t - (m-1)T_2) + W(t - (m-1)T_2)] dt.$$

Если выполняется условие $FT_1 \geq 30$ и $FT_2 \geq 30$ [2], то ее математическое ожидание M и дисперсию D можно определить из выражений:

$$M_A = E_A^{T_1} (n-1) \frac{n}{2} = E_A^T \frac{n-1}{n} \frac{n}{2} = A_0 FT \frac{n-1}{2},$$

$$D = \left[\left(A_0^2 + 2A_0W_0 + W_0^2 \right) \frac{m-1}{2} + A_0W_0 (n-1)^2 + W_0^2 \frac{n-1}{2} \right] FT,$$

где A_0 – спектральная плотность мощности случайных процессов $a(t)$ и $b(t)$; $E_A^{T_1}$ – энергия ШПС $a_0(t)$; E_A^T – энергия составного сигнала $A(t)$. Выполняя аналогичный анализ для сигнала логического «нуля» и подставляя результаты в формулу вероятности появления ошибочного бита [1], получим следующее выражение

$$P = Q \left(\frac{A_0 FT \left(\frac{n+m-2}{4} \right)}{\sqrt{\left[\left(A_0^2 + 2A_0W_0 + W_0^2 \right) \frac{m-1}{2} + A_0W_0 (n-1)^2 + W_0^2 \frac{n-1}{2} \right] FT}} \right),$$

из которого, при достаточно большом значении n и m , $n \approx m$ можно получить

$$P = Q \left(\frac{A_0 FT}{\sqrt{4FT \left(\frac{A_0^2}{2n} + A_0W_0 + W_0^2 \frac{1}{n} \right)}} \right) \text{ или } P = Q \left(\frac{h}{\sqrt{4 + \frac{4FT}{h^2 n} + \frac{2h^2}{FTn}}} \right),$$

где $Q(x)$ – Гауссов интеграл ошибок; $h^2 = \frac{A_0}{W_0} FT = \frac{E_A^T}{W_0}$ – отношение

энергии символа к спектральной плотности мощности помехи.

Анализируя полученную вероятность символьной ошибки, можно прийти к выводу, что она зависит от числа характерных точек АКФ, значения в которых используются в приемном алгоритме и, в случае достаточно большой базы $B = FT$ сигналов $a_0(t)$ и $b_0(t)$, ниже вероятности символьной ошибки методов передачи данных, использующих фазоразностную модуляцию или модуляцию по методу Ланге–Мюллера совместно с классическими алгоритмами автокорреляционного приема. Графики вероятности символьной ошибки для описанного способа модуляции и демодуляции, а также известных способов, проиллюстрированы на рис. 3.

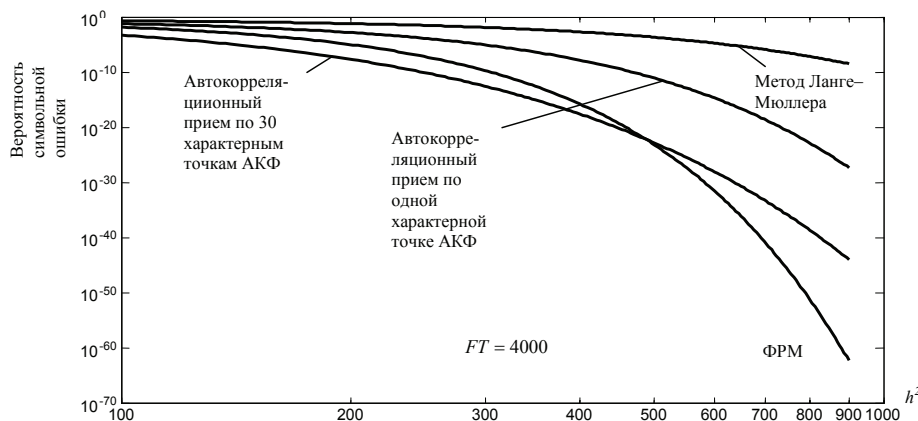


Рис. 3. Вероятность появления ошибочного символа для различных алгоритмов приема

Список литературы

1. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Бернард Скляр. – 2-е изд. – М. : Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.
2. Окунев, Ю.Б. Широкополосные системы связи с составными сигналами / Ю.Б. Окунев, Л.А. Яковлев ; под ред. А.М. Заездного. – М. : Связь, 1968. – 168 с.
3. Окунев, Ю.Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами / Ю.Б. Окунев. – М. : Радио и связь. – 1991. – 296 с.
4. Ланге, Ф. Корреляционная электроника : пер. с нем. / Ф. Ланге. – М. : Судпромгиз, 1963. – 446 с.

Interference Margin of Data Communication Using Noise-Type Signal

A.S. Grigoryev, A.A. Dakhnovich

Tambov State Technical University, Tambov

Key words and phrases: autocorrelation function; possibility of symbol error; demodulation; modulation; interference margin; noise type signals.

Abstract: The advantages of autocorrelation methods of noise-type signals reception are described. Autocorrelation algorithm of noise-type-signals reception is developed; it is based on calculation of values of autocorrelation function of input signal in several points. The possibility of symbol error to receive binary symbols is calculated.

© А.С. Григорьев, А.А. Дахнович, 2007