

АНАЛИЗ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ С ЧМН

Фам К.Б., магистрант

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Карпушкин Э.М. – канд. техн. наук, доцент

В докладе исследуются анализ корреляционной характеристики шумоподобных сигналов с ЧМН по результатам моделирования автокорреляционной функций (АКФ) и взаимно-корреляционной функций (ВКФ).

В современных радиосистемах передачи информации всё большой акцент делается на широкополосные радиосистемы (ШПРС). ШПРС позволяет существенно улучшить такие показатели качества как помехозащищенность, скрытность действия возможность борьбы с многолучевостью и замираниями, возможность работы в одной и той же полосе частот множеству других радиосистем в том числе и узкополосных. Полоса частот, занимаемая ШПРС, значитель больше чем полоса частот передаваемого сообщения и обеспечивается применением сложных сигналов с большой базой.

Корреляционные характеристики могут быть использованы для определения эффективности передачи информации через сигналы, а также для разработки методов обработки и фильтрации сигналов. Двумерная АКФ комплексной огибающей псевдослучайного сигнала (ПС-сигнала) с дискретной частотной модуляцией (ДЧМ):

$$\begin{aligned} \rho(\tau, f) &= \int_{-\infty}^{\infty} A(t)A^*(t-\tau)\exp(j2\pi ft)dt \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left\{ \frac{\sin \pi [\Delta F(N_{i+e} - N_i) + f](\tau_0 - \varepsilon)}{\pi [\Delta F(N_{i+e} - N_i) + f](\tau_0 - \varepsilon)} \exp\{j\pi [\Delta F(N_{i+e} - N_i) + f][2\tau_0(i+e) - \varepsilon]\} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sin \pi [\Delta F(N_{i+e} - N_i) + f]\varepsilon}{\pi [\Delta F(N_{i+e} - N_i) + f]\varepsilon} \exp\{j\pi [\Delta F(N_{i+e} - N_i) + f][2\tau_0(i+e) - \varepsilon]\} \exp(j2\pi \Delta F N_i \varepsilon) \right\} \end{aligned} \quad (1)$$

где $A(t)$ и $A^*(t-\tau)$ – соответственно комплексная огибающая сигнала и сопряженная с ней функция; $0 < \varepsilon \leq \tau_0$, $\tau = e\tau_0 + \varepsilon$, $e = 0, 1, 2, \dots, (N-1)$.

Анализ (1) показывает, что характер двумерной АКФ зависит от значений разностей модулирующих чисел $\Delta N_{ie} = N_{i+e} - N_i$, т.е. числовой псевдослучайной (псевдочетной) последовательности. При условии $\Delta N_{ie} \neq \Delta N_{ne}$, $i \neq n$ ($i, n = 1, 2, 3, \dots, N$) максимальные боковые остатки ($\tau \neq 0$) достигают своего минимального уровня $\rho(\tau, f)_{\max} \leq 1/N$.

Сечение двумерной АКФ плоскостью ($\tau = 0$), для прямоугольной огибающей сигнала с ДЧМ описывается функцией

$$\rho(0, f) = \frac{\sin \pi f N \tau_0}{\pi f N \tau_0} \quad (2)$$

которая имеет первые нули на частотах $f = \pm 1/N\tau_0$, не зависит от вида модулирующей числовой последовательности и полностью совпадает с аналогичной функцией для ПС-сигналов с ДФМ.

Сечение двумерной АКФ ПС-сигнала с ДЧМ-плоскостью $f = 0$ дает выражение для одномерной АКФ во временной плоскости:

$$\rho(\tau, 0) = \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_0}\right) \frac{\sin \pi N f \tau_0}{\pi N f \tau_0} \exp[j\pi(N+1)\Delta F \tau] + \frac{|\tau|}{N\tau_0} \sum_{i=1}^N \frac{\sin \pi \Delta F (N_{i+1} - N_{i+e})\tau}{\pi \Delta F (N_{i+1} - N_{i+e})\tau} \exp[j\pi \Delta F (N_{i+1} - N_{i+e})\tau] \quad (3)$$

Второе слагаемое в (3) определяет форму АКФ в основном при малых $\tau \ll \tau_0$, а первое слагаемое – при $\tau \leq \tau_0$. Основной пик АКФ во временной плоскости принимает нулевые значения в точках $\tau = \pm \frac{\tau_0}{N}$

, т.е. интервал корреляции (разрешающая способность по τ) для ПС-сигналов с ДЧМ в N раз короче длительностью одного элемента модулирующей последовательности чисел.

Результаты расчетов по формуле (3) позволяют сделать следующие выводы:

а) боковые остатки $|\rho(\tau, 0)|$ при $\tau_0/N < |\tau| < (N-1)\tau_0$ зависят от вида модулирующей числовой последовательности $\{N_i\}$, соизмеримы по величине с $1/N$ и совпадают для ДЧМ-сигналов с одинаковыми распределениями $|N_{i+e} - N_i|$, при $e = 0, 1, 2, \dots, (N-1)$;

б) вид $\rho(\tau, 0)$ на интервале $(i-1)\tau_0 \leq \tau \leq i\tau_0$ симметричен относительно ординаты в точке $\tau = (i-0.5)\tau_0$, $i = 1, 2, 3, \dots, (N-2)$;

в) для уменьшения уровня боковых остатков $|\rho(\tau, 0)|$ необходимо выбирать модулирующие числовые последовательности $\{N_i\}$ с большими величинами $|N_{i+e} - N_i|$ при $e = 0, 1, 2, \dots, (N-1)$.

Приведенные на следующих рисунках формы АКФ в среде Симулинке. Сигналы A_i используют M-последовательность значности $N=15$ с полиномом $X^4+X^3+1=0$, а сигналы B_i – полином $X^4+X+1=0$. $\{N_i\}$ – последовательность случайных чисел, $i=1, 2, 3, \dots, N$.

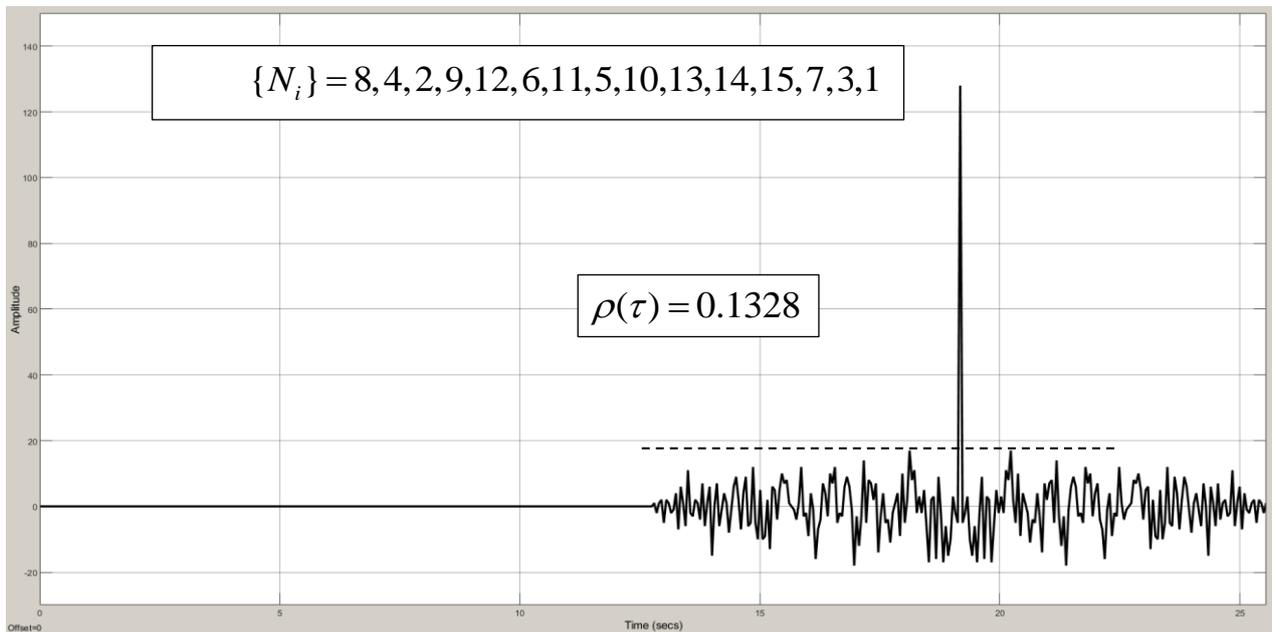


Рисунок 1 – АКФ сигнала A_8

Продолжая делать то же, что и выше, получаем следующую таблицу

Таблица 1 – Результаты компьютерного моделирования АКФ сигналов

АКФ сигнала	Соответствующий $\{N_i\}$	$\rho(\tau)$
A_8	8,4,2,9,12,6,11,5,10,13,14,15,7,3,1	0.1328
A_9	9,12,6,11,5,10,13,14,15,7,3,1,8,4,2	0.1641
A_1	1,8,4,2,9,12,6,11,5,10,13,14,15,7,3	0.1406
A_2	2,9,12,6,11,5,10,13,14,15,7,3,1,8,4	0.1875
A_{10}	10,13,14,15,7,3,1,8,4,2,9,12,6,11,5	0.1328
A_{11}	11,5,10,13,14,15,7,3,1,8,4,2,9,12,6	0.1563
A_3	3,1,8,4,2,9,12,6,11,5,10,13,14,15,7	0.1406
A_4	4,2,9,12,6,11,5,10,13,14,15,7,3,1,8	0.1719
A_{12}	12,6,11,5,10,13,14,15,7,3,1,8,4,2,9	0.1641
A_{13}	13,14,15,7,3,1,8,4,2,9,12,6,11,5,10	0.1563
B_8	8,12,14,15,7,11,5,10,13,6,3,9,4,2,1	0.1406
B_1	1,8,12,14,15,7,11,5,10,13,6,3,9,4,2	0.125
B_9	9,4,2,1,8,12,14,15,7,11,5,10,13,6,3	0.125
B_2	2,1,8,12,14,15,7,11,5,10,13,6,3,9,4	0.1563
B_{10}	10,13,6,3,9,4,2,1,8,12,14,15,7,11,5	0.1406
B_3	3,9,4,2,1,8,12,14,15,7,11,5,10,13,6	0.1719

B_{11}	11,5,10,13,6,3,9,4,2,1,8,12,14,15,7	0.1563
B_{12}	12,14,15,7,11,5,10,13,6,3,9,4,2,1,8	0.1406
B_4	4,2,1,8,12,14,15,7,11,5,10,13,6,3,9	0.1406
B_{13}	13,6,3,9,4,2,1,8,12,14,15,7,11,5,10	0.1406

Из результатов таблицы 1 и вышеприведенных рисунков видно, что нормированные АКФ сигналов относительно однородны, не сильно различаясь, а значения $R(\tau=0)$ одинаковы для всех сигналов. Их минимальное значение – 0,125, максимальное – 0,1875. сигналы A_8, A_{10} ($\rho(\tau) = 0.1328$) и B_1, B_9 ($\rho(\tau) = 0.125$) – сигналы с лучшим значением нормированных АКФ.

Следующие рисунки показывают формы ВКФ и их нормированные

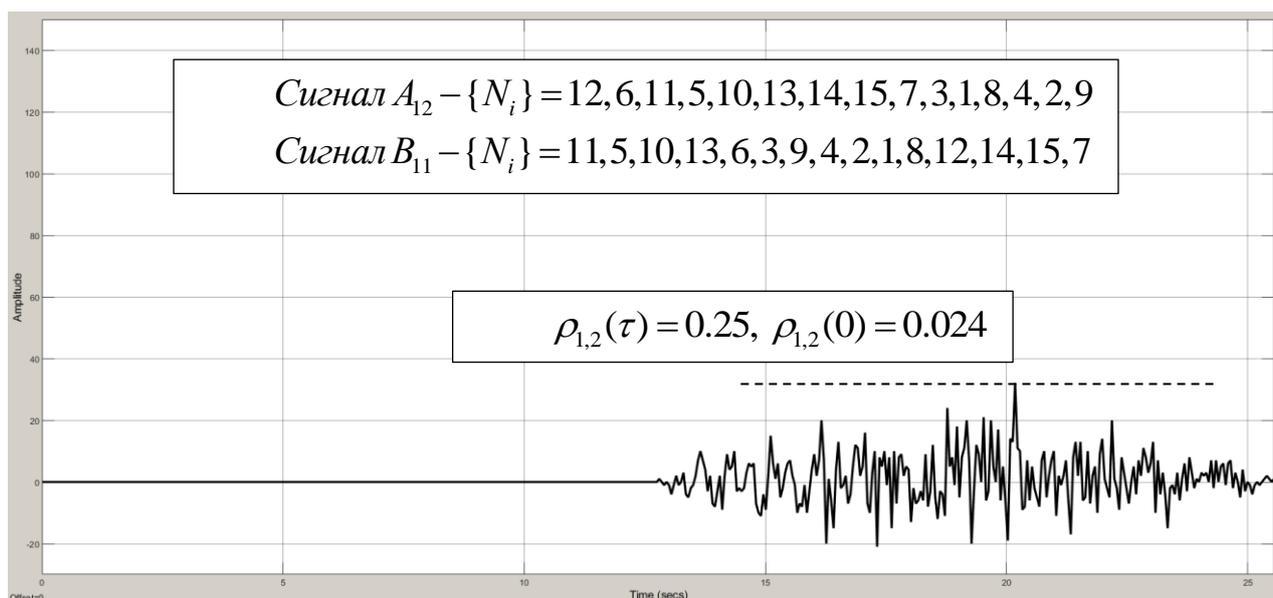


Рисунок 2 – ВКФ сигналов $A_{12} * B_{11}$

Так же, как указано выше, получаем следующую таблицу

Таблица 2 – Результаты компьютерного моделирования ВКФ сигналов

ВКФ сигналов	$\rho_{1,2}(\tau)$	$\rho_{1,2}(0)$
$A_8 * B_8$	0.2969	0.056
$A_8 * B_9$	0.3125	0.2125
$A_8 * B_1$	0.2969	0.2808
$A_9 * B_1$	0.3281	0.0888
$A_1 * B_9$	0.2656	-0.0495
$A_2 * B_2$	0.4063	-0.178
$A_{12} * B_{11}$	0.25	0.024
$A_{10} * B_{10}$	0.2344	0.154
$A_{10} * B_9$	0.2813	0.0385
$A_{10} * B_1$	0.2344	-0.0808
$A_4 * B_{12}$	0.375	-0.0255
$A_4 * B_{11}$	0.3125	0.0716
$A_4 * B_3$	0.2656	0.0362
$A_4 * B_{10}$	0.2656	-0.0057
$A_4 * B_2$	0.3281	0.0647
$A_4 * B_9$	0.3125	0.178
$A_4 * B_1$	0.3125	-0.032
$A_{13} * A_8$	0.5313	-0.0915
$A_{13} * A_{12}$	0.6094	-0.101
$A_{13} * A_4$	0.4375	-0.0194
$A_{13} * A_3$	0.6875	0.115
$A_{13} * A_{11}$	0.7656	-0.0023
$A_{13} * A_{10}$	0.9219	-0.1246

$A_{13}^* A_2$	0.4531	0.0556
$B_4^* B_3$	0.8281	-0.1482
$B_4^* B_{12}$	0.6875	0.0194
$B_4^* B_{11}$	0.4375	0.1402
$B_4^* B_{10}$	0.5938	0.0526

Из результатов таблицы 5 и приведенных выше рисунков видно, что нормированные ВКФ сигналов $\rho_{1,2}(\tau)$ и степени зависимости $\rho_{1,2}(0)$ неравномерны, есть большая разница для разных ансамбля сигналов. самый большой $\rho_{1,2}(\tau)$ – 0,9219, самый маленький – 0,2344. Самый большой $\rho_{1,2}(0)$ равен 0,2808, самый маленький – 0,0023. Легко видеть, что ансамбли сигналов, сформированные из одного и того же полинома, будут иметь высокие значения $\rho_{1,2}(\tau)$ и большие разности (от 0,5 до 0,9), а ансамбли, сформированные из 2 разных полиномов, будут иметь меньшие и более устойчивые значения $\rho_{1,2}(\tau)$ (от 0,23 до 0,32). Кроме того, исходя из основных свойств ВКФ сигналов, можем выбрать ансамбли с низким значением $\rho_{1,2}(\tau)$ и малой степенью зависимости $\rho_{1,2}(0)$: $A_1^*B_9$, $A_{12}^*B_{11}$, $A_{10}^*B_1$, $A_4^*B_{10}$.

Список использованных источников:

1. Радиотехнические системы передачи информации / под ред. В. В. Калмыкова. – М.: Радио и связь, 1990.
2. Информационные технологии в радиотехнических системах / под ред. И. Б. Федорова. – М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003.
3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М.: Изд. Дом «Вильямс», 2003.