

**СВЯЗЬ**

# **Структурная скрытность М-ичных широкополосных сигналов детерминированной и случайной структуры**

## **Structural secretiveness of M-ary broadband signals with determinate and random structure**

**Ключевые слова:** ортогональные стохастические М-ичные многочастотные параллельно-последовательные широкополосные сигналы – orthogonal stochastic M-ary multifrequency parallel-serial broadband signals; циклостационарность – cyclostationarity; обнаружение – detection; функция спектральной корреляции – spectral correlation function.

В статье обоснована возможность использования ортогональных стохастических М-ичных многочастотных параллельно-последовательных широкополосных сигналов (СМПШПС) в системах связи с повышенными требованиями к структурной скрытности сигнала. С помощью современного метода обнаружения сигналов, основанного на вычислении функции спектральной корреляции, произведен сравнительный анализ структурной скрытности СМПШПС и известных М-ичных ШПС с бинарной фазовой модуляцией функциями Уолша.

In the article the opportunity of using of orthogonal stochastic M-ary multifrequency parallel-serial broadband signals (SMPBS) in communication systems with heightened requirements for structural secretiveness of signal is substantiated. With the help of modern method of signal detection, based on calculation of spectral correlation function, the comparative analysis of structural secretiveness of SMPBS and known M-ary broadband signals with binary phase modulation with Walsh functions is performed.

Понятие скрытности при передаче данных включает в себя несколько аспектов: информационный, структурный и энергетический [1]. Они подразумевают устойчивость к доступу к информации, содержащейся в сигнале, к вскрытию (и дальнейшему анализу) структуры сигнала, к обнаружению самого сигнала – по его энергии, сконцентрированной в некоторой полосе частот, соот-

**ЧЕСНОКОВ / CHESNOKOV M.**

**Михаил Николаевич**

(chesnokovmn@yandex.ru)  
доктор технических наук, профессор,  
ведущий инженер  
ООО «НПП «Новые технологии телекоммуникаций»,  
Санкт-Петербург

**КАМЕНЕЦКИЙ / KAMENETSKIY B.**

**Борис Семенович**

(bskamenetskiy@gmail.com)  
аспирант кафедры теоретических основ связи  
и радиосвязи,  
Санкт-Петербургский государственный университет  
телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,  
Санкт-Петербург

ветственно. Вопросам структурной скрытности широкополосных сигналов (ШПС) уделялось большое внимание в научно-технической литературе. В качестве примера можно сослаться на библиографию данной статьи.

В настоящее время формирование ШПС, удовлетворяющих требованию повышенной структурной скрытности, является актуальной задачей. Это связано, с одной стороны, с общим ростом требований к скрытности передачи информации в ряде систем связи, а с другой – с появлением новых методов анализа структуры сигналов [4]. Широко известны ШПС с *M*-ичной ортогональной модуляцией (или кратко – МОК), полученные путем двоичной фазовой модуляции высокочастотной несущей ортогональными кодовыми последовательностями (ОКП), в качестве которых используются функции Уолша и коды переменной длины. Применение МОК позволяет при *M* = 32, 64 обеспечить существенный энергетический выигрыш, по сравнению с двоичными сигналами (примерно 2,8 и 3,4 dB, соответственно, при  $P_{out} = 10^{-5}$  для канала с белым гауссовским шумом).

Благодаря своим полезным свойствам, модуляция МОК нашла применение во многих международных стандартах – IS-95, CDMA-2000 (в них

в качестве ОКП используются функции Уолша), а также в европейских стандартах WCDMA/UMTS, HSDPA и HSUPA (в них в качестве ОКП применяются коды переменной длины). Проведем сравнение структурной скрытности сигналов с модуляцией МОК и стохастических  $M$ -ичных многочастотных параллельно-последовательных широкополосных сигналов (СМПШПС), предложенных в работе [5].

Вариант СМПШПС с номером  $k$  на интервале  $T$  ( $0 \leq t \leq T$ ) в комплексном виде можно записать так:

$$\dot{S}_k(t) = S_k(t) + \sqrt{-1} \cdot \tilde{S}_k(t), \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} S_k(t) &= \operatorname{Re}\left\{\dot{S}_k(t)\right\} = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^l g[t - (j-1)t_u] \left[ \mu_{1ij}^{(k)} \cos \omega_i t + \mu_{2ij}^{(k)} \sin \omega_i t \right], \\ \tilde{S}_k(t) &= \operatorname{Im}\left\{\dot{S}_k(t)\right\} = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^l g[t - (j-1)t_u] \left[ \mu_{2ij}^{(k)} \cos \omega_i t - \mu_{1ij}^{(k)} \sin \omega_i t \right] \end{aligned}$$

где  $i$  – номер частотной составляющей в сигнале ( $i = 1..m$ );  $m$  – количество частотных составляющих;  $\omega$  – круговая частота;  $T$  – длительность сигнала;  $j$  – номер субэлемента сигнала ( $j = 1..l$ );  $l$  – количество субэлементов сигнала длительностью  $t_u = \frac{T}{l}$ ; функция  $g[]$  – стробирующая функция, определяемая соотношением:

$$g[t - (j-1)t_u] = \begin{cases} 1 & \text{при } (j-1)t_u \leq t \leq jt_u; \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases}$$

Сигнал (1) является многочастотным с квадратурной модуляцией последовательностями значений  $\mu_{1ij}^{(k)}, \mu_{2ij}^{(k)}$ . В работе [5] на основе использования процедуры ортогонализации Грама – Шмидта получен алгоритм формирования  $\mu_{1ij}^{(k)}, \mu_{2ij}^{(k)}$  из исходных псевдослучайных аналоговых последовательностей  $\lambda_{1ij}^{(k)}, \lambda_{2ij}^{(k)}$ :

$$\mu_{1ij}^{(k)} = \lambda_{1ij}^{(k)} - \sum_{r=1}^{k-1} k_{rki} \mu_{1ij}^{(r)}, \quad (2)$$

$$\mu_{2ij}^{(k)} = \lambda_{2ij}^{(k)} - \sum_{r=1}^{k-1} k_{rki} \mu_{2ij}^{(r)}, \quad (3)$$

$$\text{где } k_{rki} = \frac{(v_{ki}, w_{ri})}{\|w_r\|^2},$$

причем  $\|\cdot\|$  обозначает норму, а  $(v_{ki}, w_{ri})$  – скалярное произведение сигналов  $v_k$  и  $w_r$  на  $i$ -й частоте.

Расстояние между соседними частотными составляющими СМПШПС ( $\omega_{k+1}$  и  $\omega_k$ ) будем

считать одинаковым и равным  $\Delta\omega = 2\pi/t_u$ , что обеспечивает ортогональность между поднесущими.

Существует три основных метода обнаружения сигнала. Первый – энергетическое детектирование. Он предназначен только для подтверждения факта наличия или отсутствия сигнала в канале связи. Второй метод – использование согласованного фильтра, которое предполагает, что структура сигнала, на который «настроен» фильтр, заранее известна на приемной стороне. Третий метод, предложенный в работе [4] и получающий наибольшее развитие в последнее время, позволяет осуществить обнаружение сигнала и выявить его структуру. Он основан на вычислении функции спектральной корреляции и будет кратко описан ниже.

Пусть  $x(t)$  – комплексный случайный процесс с периодической (период процесса  $x(t)$  будем обозначать как  $T_0$ ) автокорреляционной функцией (АКФ).

$$R_x(t, \tau) = R_x(t + T_0, \tau), \quad (4)$$

причем

$$R_x(t, \tau) = \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t + \tau/2)x^*(t - \tau/2)dt, \quad (5)$$

где  $*$  обозначает сопряженную величину.

Поскольку АКФ является периодической, она может быть представлена с помощью своих коэффициентов Фурье:

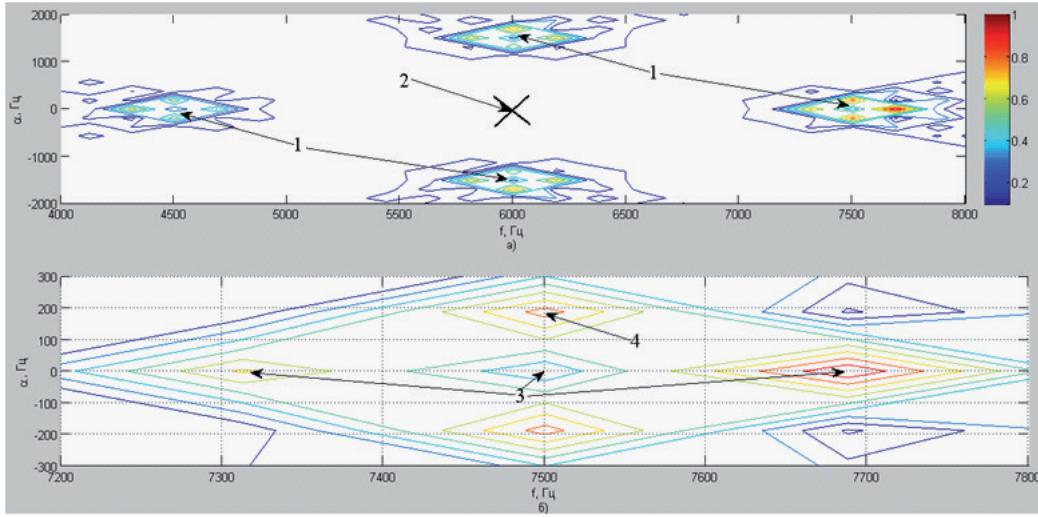
$$R_x^\alpha(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t + \tau/2)x^*(t - \tau/2)e^{-i2\pi\alpha t} dt, \quad (6)$$

где  $\alpha$  – частота цикла (не следует путать с циклической частотой), которая изменяется в диапазоне всех чисел, кратных фундаментальной частоте  $1/T_0$  (в этом случае  $x(t)$  является циклостационарным [4]).

Для сигнала, содержащего в себе более одной фундаментальной частоты, например –  $\{1/T_1, 1/T_2, \dots, 1/T_n\}$  ( $x(t)$  является почти циклостационарным [4]), выражение (6) следует записать в обобщенном виде:

$$\begin{aligned} R_x^\alpha(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t + \tau/2)x^*(t - \tau/2)e^{-i2\pi\alpha t} dt. \end{aligned} \quad (7)$$

# СВЯЗЬ



**Рис. 1.** Зависимость модуля нормированной ФСК периодического сигнала от  $f$  и  $\alpha$

$R_x^\alpha(\tau)$  называют циклической АКФ,  $T$  – интервал измерения,  $\alpha \in \{k_1/T_1, k_2/T_2, \dots, k_n/T_n\}$ , а  $k_i$  – любое целое число, при котором  $R_x^\alpha(\tau) \neq 0$ .

По циклической АКФ, используя выражение Винера – Хинчина для дискретного случая, можно вычислить функцию спектральной корреляции (ФСК), которая применяется, в частности, для обнаружения сигналов и определения вида их модуляции [6]:

$$S_x^\alpha(f) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) e^{i2\pi f\tau} \quad (8)$$

Выражение для оценки ФСК при фиксированном числе отсчетов сигнала  $N$  принимает вид:

$$\tilde{S}_x^\alpha(f) = \frac{1}{N} \frac{1}{T} \sum_{n=-N/2}^{N/2} X_T\left(n, f + \frac{\alpha}{2}\right) X_T^*\left(n, f - \frac{\alpha}{2}\right). \quad (9)$$

где

$$X_T(n, f) = \int_{n-T/2}^{n+T/2} x(u) e^{-i2\pi fu} du. \quad (10)$$

Фактически ФСК – плотность корреляции между спектральными компонентами  $x(t)$ , сдвинутыми на частоты  $f + \alpha/2$  и  $f - \alpha/2$ . Расчеты комплексной ФСК по соотношению (9) требуют большого объема вычислений [7]. В работе [8]

выведено приближенное выражение для ФСК,

$$X_T(n, f) = \int_{n-T/2}^{n+T/2} \operatorname{Re}\{x(u)\} e^{-i2\pi fu} du. \quad (11)$$

Следует отметить, что из-за ограниченности обрабатываемой для получения ФСК выборки при вычислении преобразования Фурье в выражении (11), а также в выражении (9) требуется вводить оконную функцию (в данной работе использовалась оконная функция Хэмминга).

Трехмерный график зависимости значения

$\frac{|S_x^\alpha(f)|}{\max(\max_f(|S_x^\alpha(f)|))}$  от  $f$  и  $\alpha$  позволяет обнаружить передаваемый по каналу связи сигнал и определить его характерные частоты [7]. На рисунке 1 (рис. 1, *a* – обычный, а на рис. 1, *b* – увеличенный масштаб) приведена зависимость модуля нормированной ФСК двоичной периодической псевдослучайной последовательности (частный случай модуляции МОК) с числом субэлементов  $l = 32$  и длительностью одного субэлемента  $T_c = 1/6000 = 0,167$  мс от  $f$  и  $\alpha$ . Вычисление ФСК производилось по формулам (9) и (11). Число отсчетов сигнала во временной области для расчета ФСК равно 2000. Ширина полосы сигнала – 12 кГц, несущая частота – 0 кГц, частота следования субэлементов – 6 кГц, частота следования информационных символов –  $6000/32 = 187,5$  Гц.

Следует отметить, что максимумы модуля нормированной ФСК (области светло-голубого,

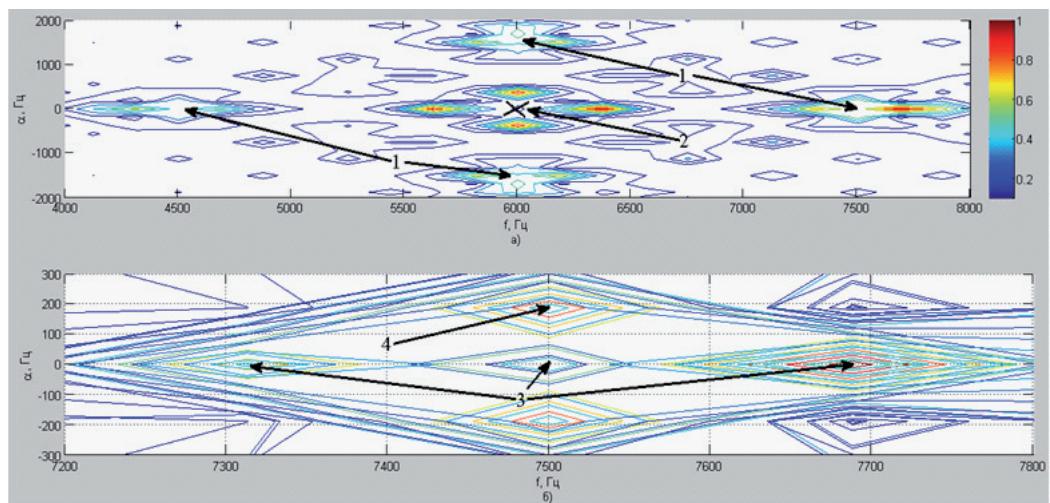


Рис. 2. Зависимость модуля нормированной ФСК сигнала с модуляцией МОК от  $f$  и  $\alpha$

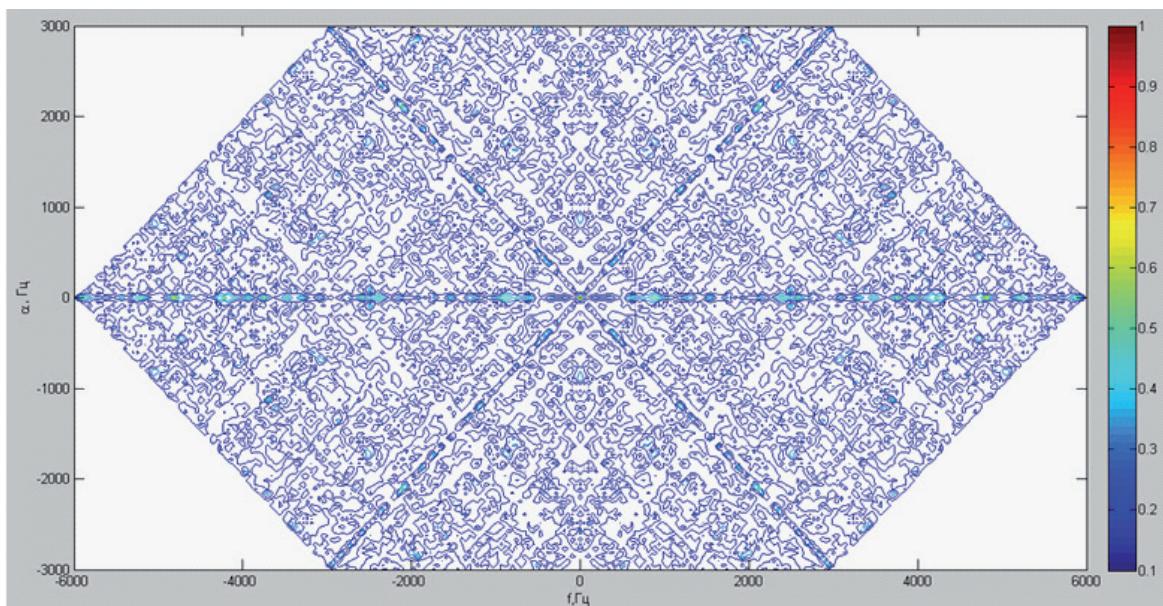
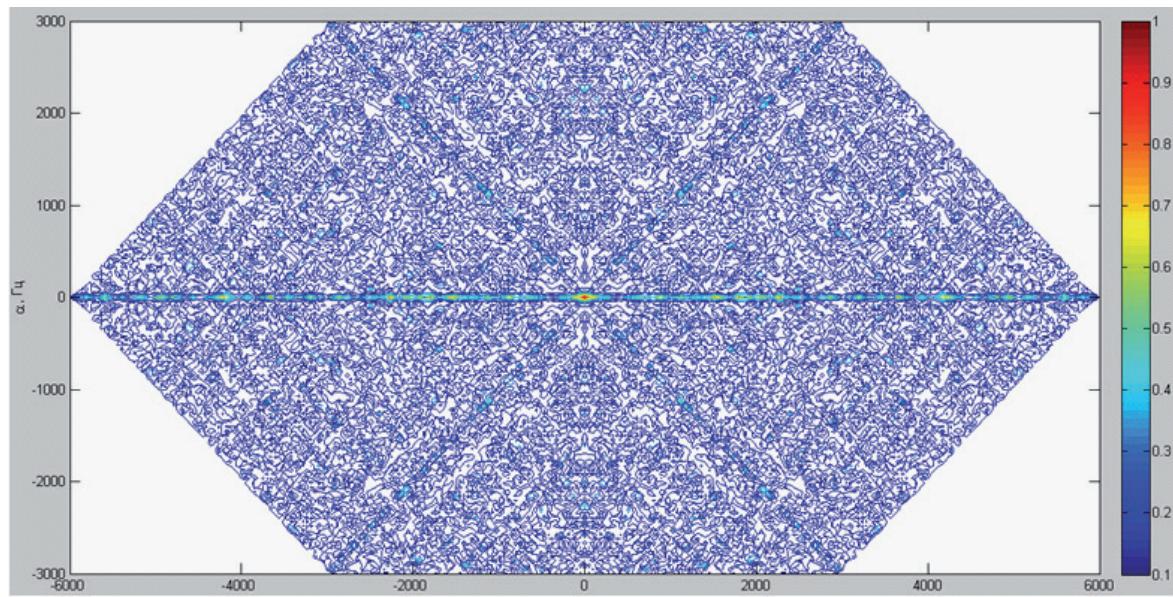
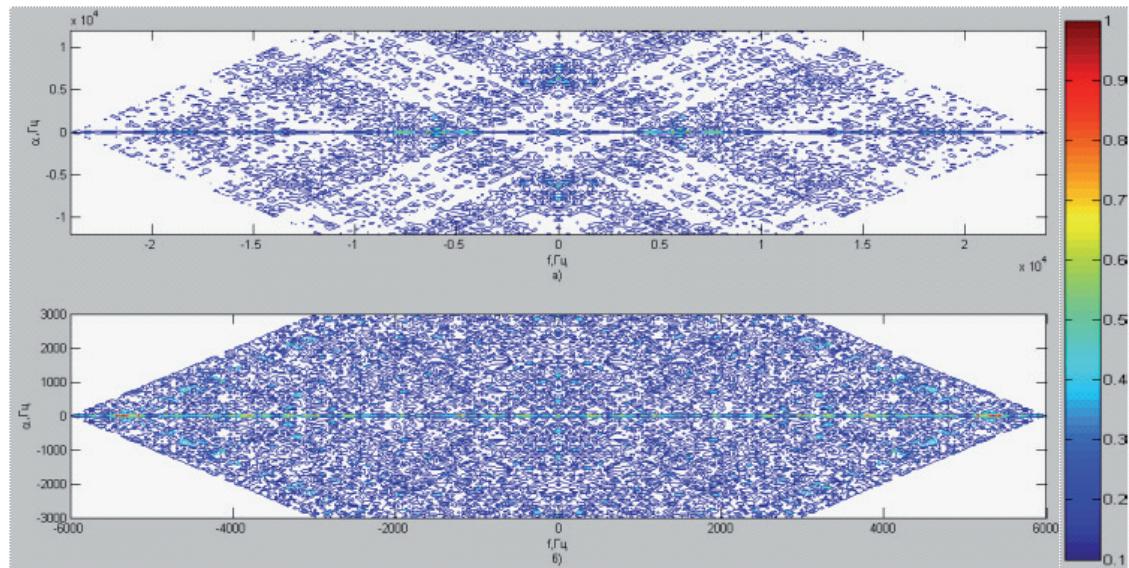


Рис. 3. Зависимость модуля нормированной ФСК СМПШПС от  $f$  и  $\alpha$



**Рис. 4.** Зависимость модуля нормированной ФСК АБГШ от  $f$  и  $\alpha$



**Рис. 5.** Зависимость модуля нормированной ФСК сигнала от  $f$  и  $\alpha$ :  
а – с модуляцией МОК; б – с модуляцией СМПШПС

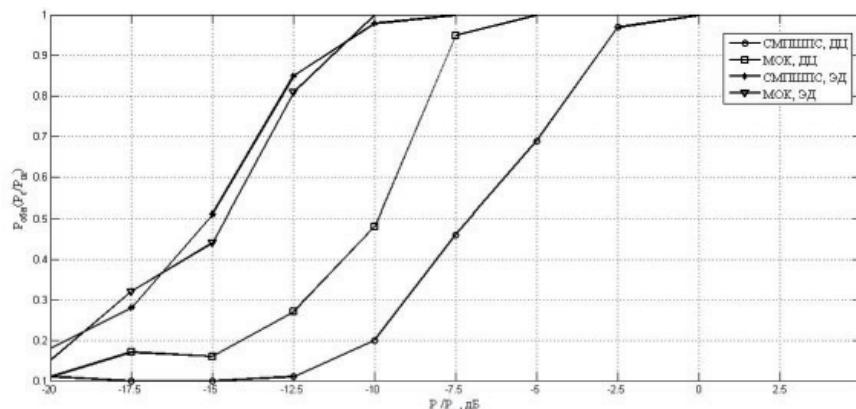


Рис. 6. Зависимость вероятности обнаружения сигнала с модуляцией МОК и СМПШПС от отношения «сигнал – шум» для ЭД и ДЦ при заданной вероятности ложной тревоги  $P_{lt} = 0,1$

желтого, оранжевого и красного цветов на рис. 1), образуют геометрические фигуры (см. сноски 1 на рис. 1, а), узловыми и центральными точками которых (см. сноски 3 на рис. 1, б) являются характерные для сигнала частоты и их комбинационные составляющие. Так, например, из рис. 1, а, видно, что в четырех точках, соответствующих частотам  $\pm 1500$  и  $6000 \pm 1500$  Гц, находятся центры ромбовидных геометрических фигур, одна из которых в увеличенном масштабе представлена на рис. 1, б. Эти фигуры, в свою очередь, являются узловыми точками большой ромбовидной фигуры с геометрическим центром (обозначен крестом), находящимся на частоте 6 кГц (сноска 2). По рисунку 1 достаточно легко определить как частоту передачи информационных символов (сноска 4 на рис. 1, б, указывает на узловую точку ромбовидной геометрической фигуры, находящуюся на частоте 187,5 Гц), так и частоту следования субэлементов сигнала.

На рисунке 2 приведена зависимость модуля нормированной ФСК сигнала с модуляцией МОК (с числом функций Уолша в ансамбле  $M = 4$ , при передаче они чередуются случайным образом) с числом субэлементов  $l = 32$  и длительностью одного субэлемента сигнала  $T_c = 1/6000 = 0,167$  мс от  $f$  и  $\alpha$ . Из рисунка 2 видно, что при передаче сигнала с модуляцией МОК внешний вид ФСК позволяет (аналогично тому, как это сделано на рис. 1) определить характерные для сигнала частоты. Сноски на рис. 2 с индексами 1, 2, 3 и 4 аналогичны соответствующим сноскам на рис. 1.

На рисунке 3 приведена зависимость модуля нормированной ФСК СМПШПС от  $f$  и  $\alpha$  при размерности ансамбля сигналов  $M = 4$  и количестве поднесущих  $m = 8$  (другие параметры те же, что и для сигнала с модуляцией МОК). Все 4 сигнала при передаче чередуются случайным

образом. Частоты, на которых располагаются поднесущие СМПШПС – 0 Гц,  $\pm 1500$  Гц,  $\pm 3000$  Гц,  $\pm 4500$  Гц,  $\pm 6000$  Гц (частоты  $\pm 6000$  Гц фактически представляют собой одну точку). Общая полоса сигнала – 12 кГц. При этом из рис. 3 теоретически можно определить только половину поднесущих, поскольку при расчете ФСК учитывалась только вещественная часть СМПШПС. На рисунке 4 изображена зависимость модуля нормированной ФСК АБГШ со средней мощностью 1 Вт (АБГШ рассматривается только в полосе 12 кГц) от  $f$  и  $\alpha$ .

Из рисунков 3 и 4 видно, что ФСК СМПШПС по внешнему виду похожа на ФСК АБГШ. Тем не менее, по рис. 3 все еще возможно определить как частоту следования информационных символов, так и те 2 поднесущих СМПШПС (из 8), которые располагаются на частотах 0 и 3000 Гц. Здесь следует учитывать, что ФСК СМПШПС была приведена для случая полного отсутствия АБГШ. На рисунке 5 показана зависимость модуля нормированной ФСК сигнала с модуляцией МОК (рис. 5, а) и СМПШПС (рис. 5, б) от  $f$  и  $\alpha$  при отношении «сигнал – шум» 5 дБ. Темно-синие линии (окаймленные белыми), пересекающиеся крест-накрест на рис. 5, а, позволяют определить наличие характерных для сигнала с модуляцией МОК частот. На рисунке 5, б, подобные линии отсутствуют.

Интересно сравнить зависимости вероятности обнаружения сигнала с модуляцией МОК и СМПШПС от отношения «сигнал – шум» для случая детектора, основанного на вычислении ФСК (далее он также будет обозначаться как детектор, использующий свойство циклостационарности сигнала – ДЦ), и получить аналогичные зависимости для случая энергетического детектора (ЭД).

# СВЯЗЬ

Алгоритм обработки, реализующий ДЦ, взят из работы [7] и имеет следующую последовательность операций:

- вычисляется ФСК для аддитивного белого гауссовского шума с заданной средней мощностью (которой регулируется отношение «сигнал – шум») в заданной полосе частот (в данной работе она составляет 12 кГц);

- по ФСК АБГШ находится порог, относительно которого будет выноситься решение о наличии или отсутствии сигнала в канале связи при заданной вероятности ложной тревоги  $P_{\text{лт}}$ ;

- вычисляется ФСК смеси сигнала (СМПШПС или сигнала с модуляцией МОК) и АБГШ (ограниченного по полосе частот) при заданном отношении «сигнал – шум», после чего находится максимум модуля соответствующей ФСК  $\max(\max_f(|S_x^\alpha(f)|))$ ;

- по результатам сравнения максимума модуля ФСК смеси сигнала и АБГШ с порогом выносится решение о наличии или отсутствии сигнала в канале связи.

На рисунке 6 приведено сравнение зависимостей вероятности обнаружения СМПШПС и сигнала с модуляцией МОК от отношения «сигнал – шум» для случаев использования ЭД и ДЦ при заданной вероятности ложной тревоги  $P_{\text{лт}} = 0,1$ . Число реализаций отрезков сигналов и АБГШ (длина каждого отрезка соответствует по длительности интервалу 80 информационных посылок и составляет 2560 отсчетов) для вычисления ФСК равно 100.

Из рисунка 6 видно, что кривые вероятности обнаружения для сигнала с модуляцией МОК и СМПШПС для случая ЭД при одинаковой средней мощности практически совпадают. Из рисунка 6 также можно увидеть, что при использовании ДЦ вероятность обнаружения для СМПШПС ниже, чем для сигнала с модуляцией МОК при отношениях «сигнал – шум» от -20 до 0 дБ.

## ВЫВОДЫ

1. Современный метод анализа сигналов на основе использования функции спектральной корреляции позволяет эффективно определять параметры широкополосных сигналов с модуляцией МОК (частоту несущей, частоту следования субэлементов и т.д.), что является предпосылкой для вскрытия структуры сигналов.

2. Ортогональные  $M$ -ичные стохастические многочастотные параллельно-последовательные ШПС (СМПШПС) обладают существенно более высокой структурной скрытностью по сравнению с сигналами с модуляцией МОК.

3. Более высокая структурная скрытность СМПШПС позволяет понизить вероятность их

обнаружения при радиомониторинге по сравнению с ШПС детерминированной структуры, так как при обнаружении последних может быть использовано знание их структуры.

4. При энергетическом обнаружении СМПШПС и сигналы с модуляцией МОК эквивалентны.

## Литература

1. Каневский З.М., Литвиненко В.П. Теория скрытности. – Воронеж: Изд-во Воронежск. гос. ун-та, 1991.
2. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. радио, 1970.
3. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. – М.: «Радио и связь», 1988.
4. Gardner W., Cochran D. Cyclostationarity in communications and signal processing. – 1994: IEEE press Piscataway.
5. Chesnokov M.N. New Multifrequent M-ary Orthogonal Chaotic Broadband Signals and Methods of Their Reception with Channel Features Evaluation // 8th International Symposium on Communication Theory and Applications. – 17–22 July 2005.
6. Atwal S., Gagnon F. An LPI Wireless Communication System Based On Chaotic Modulation. – MILCOM 2009. – Boston, 18–21 October 2009.
7. Han N., Shon S., Chung J., Kim J. Spectral Correlation Based Signal Detection Method for Spectrum Sensing in ieee 802.22 Wran systems // Proc. ICACT, 2006.
8. Kim K.W. Exploiting Cyclostationarity for Radio Environmental Awareness in Cognitive Radios. – Virginia Polytechnik Institute and State University, Blacksburg. – May 2008.