

УДК 621.396

И.Д. Горбенко, А.А. Замула, Е.А. Семенко

Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина, Харьков

СИНТЕЗ СИСТЕМ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ С ЗАДАНЫМИ СВОЙСТВАМИ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ ПРИЛОЖЕНИЙ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ СИСТЕМ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ АБОНЕНТОВ

Предложен метод синтеза дискретных сигналов с требуемыми значениями максимальных боковых пиков апериодических и периодических функций авто- и взаимной корреляции для различных приложений задач оптимального приема сигналов в широкополосных системах связи.

Ключевые слова: *многопользовательская система, кодовое разделение абонентов, сигнал, корреляционная функция, широкополосная система.*

Введение

Значительное число современных систем относится к многопользовательским системам. В таких системах множество каналов размещаются в пределах общего частотно-временного ресурса, так что каждый абонент имеет возможность передавать и принимать информацию одновременно с другими абонентами и независимо от них. При проектировании многопользовательских систем одной из основных проблем является выбор метода множественного доступа (уплотнения или разделения), т.е. возможности одно-временного использования многими абонентами канала связи с минимальным взаимным влиянием.

Возможны три метода множественного доступа различных абонентов: частотное разделение (ЧР); временное разделение (ВР); кодовое разделение. Метод частотного ЧР заключается в том, что каждому абоненту отводится своя абонентская полоса частот (частотный канал) в пределах общей полосы частот системы. При этом абонентские полосы частот не перекрываются, но сигналы абонентов перекрываются во времени. Метод ВР заключается в том, что каждый абонент работает в своем абонентском интервале времени (временной канал), в течение которого другие абоненты информацию не передают. Спектры абонентов занимают всю общую полосу частот и полностью перекрываются [1].

Одним из способов повышения эффективности использования диапазона частот с учетом электромагнитной совместимости является применение

множественного доступа с кодовым разделением абонентов (МДКР или CDMA), работающих в общей полосе частот. Метод CDMA заключается в том, что разделение осуществляется по форме сигналов, которые использует тот или иной абонент, причем каждый пользовательский сигнал занимает как всю доступную полосу F , так и временной интервал T . Указанное означает, что при таком способе множественного доступа все пользовательские сигналы широкополосны. Таким образом система с CDMA будет обладать всеми достоинствами широкополосной системы (технологии распределенного спектра): помехоустойчивость, низкая вероятность обнаружения и др.

Системы с CDMA можно разделить на два класса — синхронные адресные системы (САС) и асинхронные адресные системы (ААС). САС предполагают отсутствие взаимных временных задержек между сигналами пользователей. В этом случае каждому пользователю выделяется индивидуальный широкополосный сигнал (сигнатура) из семейства ортогональных широкополосных сигналов (например, функции Уолша). В этом случае синхронизация сигнатур является необходимым условием для обеспечения их ортогональности и разделения абонентов на приемной стороне. Синхронный вариант CDMA реализован в системах, в которых единственный передатчик (например, базовая станция в сотовой сети), излучает потоки данных, адресованные пользователям сети (например, мобильным станциям). Синхронные CDMA используются как основа физи-

ческого слоя линии «вниз» в сотовых сетях с CDMA 2-го (IS 95) 3-го (UMTS, Sdma2000) поколений. Кроме того, идея синхронной CDMA используется в каналах «вниз» и «вверх» стандартах 3-го поколения для организации многокодовой передачи [2].

В ряде приложений имеют место взаимные временные задержки между сигналами пользователей, делая процедуру синхронизации сигнатур на входе приемника проблематичной. Примером такой ситуации может служить система мобильной сотовой связи (канал «вверх»), в которой вследствие движения потребителей внутри соты, происходит изменение расстояния между ними и базовой станцией, а значит, и времени поступления пользовательских сигналов на приемник базовой станции. При наличии взаимных задержек сигналов последние не могут оставаться ортогональными. Следствием этого является возникновение межпользовательского мешающего воздействия (помехи множественного доступа), что, в свою очередь, приведет к ненулевому отклику приемника, настроенного на k -го пользователя, от сигналов других абонентов. Помехоустойчивость обработки (различения) данных будет определяться энергетическим отношением сигнал-помеха на выходе приемника и числом пользователей.

Поскольку кодовое разделение основано на различии сигналов, то построение таких многопользовательских систем и их характеристики определяются выбором сигналов и их свойствами. Обычно число абонентов достаточно велико, поэтому выбор сигналов для систем с CDMA сводится к определению систем сигналов с заданными свойствами. Развитие систем с CDMA и привело к исследованиям в области теории систем сигналов, некоторые результаты работ авторов в этой сфере будут изложены в данной статье.

В большинстве случаев сигналы конкретной системы с CDMA подчиняются единому правилу или алгоритму построения, который выбирается исходя из требований к ААС. Такой системный подход к сигналам в CDMA является основой для определения систем сигналов. Система сигналов — это множество сигналов, объединяемых единым правилом построения, которое определяет характеристики сигналов (структурные, ансамблевые, спектральные, корреляционные и др.).

Основные результаты исследований

Появление в последние годы новых областей использования псевдослучайных последовательностей потребовало дополнительного и более тщательного изучения их ансамблевых, корреляционных, структурных и других свойств. Например, возросший интерес к широкополосной связи стимулировал исследование аperiodических корреляционных функций, а не только периодических. Точно также приме-

нение методов кодового уплотнения каналов в системах с многостанционным доступом потребовало более глубокого анализа взаимно-корреляционных свойств. Отметим, что по сравнению со свойствами автокорреляционных функций основные результаты по взаимным корреляциям в настоящее время мало известны и недостаточно глубоко поняты. В то же время в ряде приложений, например, применение методов кодового уплотнения каналов в системах связи с многостанционным доступом, они оказываются даже более важными. В данной статье рассматриваются методы синтеза псевдослучайных последовательностей с заданными периодическими и апериодическими корреляционными свойствами. Выбор обсуждаемых здесь корреляционных параметров мотивирован новейшими приложениями этих последовательностей в таких областях, как широкополосные системы связи и системы связи с многостанционным доступом и кодовым уплотнением абонентов.

Типичным для теории связи является подход, заключающийся в использовании множества сигналов, обладающих по меньшей мере одним из следующих свойств:

- 1) каждый из сигналов данного множества легко отличим от своей сдвинутой по времени копии;
- 2) каждый из сигналов данного множества легко отличим от любого другого (в том числе, сдвинутого во времени) сигнала этого множества.

Первое свойство важно для радиолокационных систем, систем синхронизации, а также для широкополосных систем связи, второе — для многопользовательских систем с кодовым разделением абонентов. Наиболее часто используемым критерием различимости является среднеквадратичное расстояние. Критерий состоит в том, что два сигнала являются легко различимыми тогда и только тогда, когда среднеквадратичное расстояние между ними велико. Будем требовать также, чтобы сигнал $Y(t)$ отличался не только от сигнала $X(t)$, но и от $-X(t)$. Необходимость совместного рассмотрения $Y(t)$ и $X(t)$ возникает при использовании манипуляции, например, в тех случаях, когда сигнал $X(t)$ модулируется двоичной последовательностью или когда им самим модулируется некоторая несущая. Таким образом, в качестве меры различимости сигналов будем использовать величину [3]:

$$T^{-1} \int_0^T [Y(t) \pm X(t)]^2 dt = -T^{-1} \left\{ \int_0^T [Y^2(t) + X^2(t)] dt \pm 2 \int_0^T X(t)Y(t) dt \right\}, \quad (1)$$

где T — период сигналов $X(t)$ и $Y(t)$.

Первый интеграл в правой части (1) есть сумма энергий сигналов $X(t)$ и $Y(t)$, $0 \leq t \leq T$. Следовательно, при фиксированных энергиях сигнал $Y(t)$ сильно отличается как от сигнала $X(t)$ так и от сигнала $-X(t)$ только в том случае, когда мал параметр

$$r = \int_0^T X(t)Y(t)dt, \quad (2)$$

Параметр r в связных радиолокационных системах, использующих согласованную фильтрацию или корреляционный прием имеет смысл отклика согласованного с сигналом $Y(t)$ фильтра на входной сигнал $X(t)$. Например, если в системе связи с многостанционным доступом сигналы $X(t)$ и $Y(t)$ выделены двум различным станциям, то параметр является мерой уровня взаимных помех, создаваемых каждым из сигналов приему другого.

В выражении (2) сигналы $X(t)$ и $Y(t)$ полагались вещественными. Для перехода к комплекснозначным сигналам достаточно заменить $Y(t)$ комплексно-сопряженным сигналом. В большинстве приложений практический интерес представляют сигналы, являющиеся последовательностями элементарных импульсов конечной длительности. Такой сигнал можно записать в виде

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n \phi(t - nT_c). \quad (3)$$

Здесь $\phi(t)$ - функциональный вид стандартного элементарного импульса, T_c - его длительность. Если условие (3) выполняется для всех t , то период T должен быть кратен T_c , а последовательность должна быть периодической с периодом, равным $N = T/T_c$. Если $X(t)$ и $Y(t)$ - периодические сигналы, и $X(t)$ задается выражением (3), а $Y(t)$ имеет вид

$$Y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Y_n \phi(t - nT_c), \quad (4)$$

то, в этом случае, выражение (2) для параметра r сводится к виду

$$r = \lambda \sum_n^{N-1} x_n Y_n, \quad (5)$$

$$\text{где} \quad \lambda = \int_0^{T_c} \phi^2(t)dt. \quad (6)$$

Если $\phi(t) = PT_c(t)$ - прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительности $T_c, T_0, \lambda = T_c$. Согласно (5), скалярное произведение двух периодических сигналов с непрерывным временем пропорционально скалярному произведению соответствующих дискретных векторов $(x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1})$ и $(y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1})$. Обобщив (5) на случай $r = lT_c$, получим

$$r_{x,y}(r) = \lambda \sum_{n=0}^{N-1} X_n Y_{n+1}, \quad (7)$$

что равно скалярному произведению векторов $(x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1})$ и $(y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1})$ умноженному на постоянную $\lambda(6)$.

Приведенные рассуждения служат достаточной мотивировкой для рассмотрения периодической

взаимно-корреляционной функции последовательностей (X_n) и (Y_n) , которая определяется соотношением

$$\theta_{x,y}(l) = \sum_{N=0}^{N-1} X_n Y_{n+1}. \quad (8)$$

Из (7) следует, что при $r = lT_c$

$$r_{x,y}(r) = \lambda \theta_{x,y}(l).$$

При произвольных r значение $r_{x,y}(r)$ также определяется периодической взаимно-корреляционной функцией. Например, если $\phi(t) = PT_c(t)$, то при любом $0 \leq r \leq T$

$$r_{x,y}(r) = T_c \theta_{x,y}(l') + (r - l'T_c) \times \\ \times [\theta_{x,y}(l' + 1) - \theta_{x,y}(l')], \quad (9)$$

где l' - наибольшее целое, такое что $l'T_c \leq r$. Отметим также, что независимо от функционального вида экспериментального импульса $\phi(t)$

$$\max \{ |r_{x,y}(r)| : 0 \leq r \leq T \} = \\ = \lambda_{\max} \{ |\theta_{x,y}(l)| : 0 \leq l \leq N-1 \}. \quad (10)$$

Поскольку периодические корреляционные параметры сигналов (3) и (4) с непрерывным временем полностью определяются взаимно-корреляционной функцией соответствующих последовательностей, задача синтеза сигналов сводится к отысканию множеств периодических последовательностей со следующими свойствами:

1) для любой пары последовательности $X = (x_n)$ функция $|\theta_{x,y}(l)|$ мала при всех $1 \leq l \leq N-1$;

2) для любой пары последовательностей $X = (x_n)$ и $Y = (y_n)$ функция $|\theta_{x,y}(l)|$ мала при всех l .

Последовательности, обладающие этими и некоторыми другими важными свойствами и составляют предмет статьи.

Наличие в N -мерном линейном пространстве наиболее N ортогональных векторов делает гипотетическим идеальный с точки зрения минимаксного критерия ансамбль дискретных последовательностей с нулевыми боковыми лепестками функции авто- и взаимной корреляции, и ограничивает потенциал снижения корреляционного выброса $\theta = \max \{ \theta_a, \theta_c \}$ при фиксированных N и K .

В [3] получены границы для среднеквадратичных и максимальных (пиковых) значений авто- и взаимно-корреляционных функций.

Пиковое значение взаимно-корреляционной функции θ_c можно представить в виде:

$$\theta_c = \max \{ |\theta_{x,y}(l)| : 0 \leq l \leq N-1, \quad x \in X, y \in X, x \neq y \}, \quad (11)$$

где X - множество периодических последовательностей. Максимальное значение бокового пика (лепестка) автокорреляционной функции θ_a запишем в виде:

$$\theta_a = \max \{ |\theta_x(l)| : 1 \leq l \leq N-1, x \in X \}. \quad (12)$$

Если X содержит K последовательностей, то

$$\left(\frac{\theta_c^2}{N} \right) + \frac{N-1}{N(K-1)} \left(\frac{\theta_a^2}{N} \right) \geq 1. \quad (13)$$

Из (13) следует

$$\theta_{\max}^{\Delta} = \max \{ \theta_a, \theta_c \} \geq N \left[\frac{K-1}{NK-1} \right]^{1/2}. \quad (14)$$

В [4] указаны принципиально достижимые значения максимальных боковых пиков периодической функции автокорреляции (границы плотной упаковки) для заданного периода последовательности:

$$\theta_{a_{\max}} \geq \begin{cases} 0, & \text{если } N \equiv 0 \pmod{4}; \\ 1, & \text{если } N \equiv 1 \pmod{4}; \\ 2, & \text{если } N \equiv 2 \pmod{4}; \\ -1, & \text{если } N \equiv 3 \pmod{4}. \end{cases} \quad (15)$$

Данные значения могут быть достигнуты для целого ряда классов дискретных последовательностей: m -последовательности, характеристические коды, многофазные последовательности (коды Чу, коды Франка), троичные последовательности и др. В ряде работ авторов [5-9] предложены методы формирования и результаты исследования свойств указанных сигналов.

Границы (15) удовлетворяют некоторые пары m -последовательностей (предпочтительные пары), обладающие трехуровневыми взаимно-корреляционными спектрами. Однако для большинства приложений, в частности, для широкополосных систем с многостанционным доступом, интерес представляют не пары, а большие множества последовательностей с хорошими взаимно-корреляционными свойствами. В некоторых системах число одновременно используемых последовательностей может превышать несколько сотен. Известны большие множества периодических последовательностей (множества Касами, Голда), обладающие корреляционными функциями со сравнительно небольшими значениями θ_a и θ_c . Для генерации таких последовательностей применяются сдвиговые регистры с линейной обратной связью. Правила построения указанных классов последовательностей указывают на низкую структурную скрытность формируемых последовательностей, а следовательно, и сигналов, обеспечивающих передачу информации в системах связи. Здесь под структурной скрытностью понимается сложность определения злоумышленником правила (закона) построения дискретной последова-

тельности, используемой для манипуляции информационных битов.

В работе предлагается метод синтеза дискретных последовательностей с заданными взаимно-корреляционными, структурными свойствами для применения в системах с CDMA, в которых предъявляются повышенные требования по обеспечению структурной скрытности, помехоустойчивости, функционирования системы. Метод синтеза систем дискретных последовательностей включает следующие этапы.

1. Генерация массива псевдослучайных последовательностей символов заданного периода с использованием генератора ключей криптографического алгоритма, например, AES.

2. Тестирование полученных последовательностей с применением критериев и показателей качества генераторов, определенных международными и ведомственными стандартами [10-13].

3. Получение матрицы состояний корреляционных функций отдельных псевдослучайных последовательностей и всех возможных пар последовательностей, полученных на первом шаге.

4. Формирование границ «плотной упаковки» для различных корреляционных функций (выражения (14) - (15)).

5. Обработка матрицы, заключающаяся в том, что осуществляется отбор последовательностей, удовлетворяющих границам «плотной упаковки» (выражения (14) - (15)).

В качестве иллюстрации метода в табл. 1 представлены (в соответствии с этапом 1 метода синтеза) некоторые псевдослучайные последовательности (ключи), полученные на выходе генератора ключей криптографического алгоритма AES с периодом $N=32$, прошедших процедуру тестирования на соответствие требованиям стандарта AIS 31 [12] (в соответствии с шагом 2 метода). В таблице указано также число символов $\{1,0\}$ в последовательности.

Таблица 1
Массив сгенерированных сигналов

№	Последовательность	1	0
1	01111011000011010001110001111010	17	15
2	00110000000100010111101000010111	13	19
3	00000001010101100100111100100101	13	19
4	00101001000000010010011100100000	9	23
5	00111001010010110010110001110010	15	17
6	00010100010001100011100000011001	11	21
7	00000100011110100011100100111111	16	16
8	01001001001010000010111100001010	12	20
9	01011101001001010001001100110111	16	16
10	00110000000111100011001101010111	15	17
11	00011100000001110010011000110010	12	20
12	00100010000010100101010100011001	11	21
13	00111110001101100011110000101101	17	15
14	01011011010111000011101110010110	18	14
15	00011101010101110011101100100000	15	17
16	01111101001001000111010100000100	14	18

В табл. 2, 3 приведены матрицы состояний взаимно-корреляционных функций (ПФВК) (значения максимальных и минимальных выбросов взаимно-корреляционных функций) некоторых пар псевдослучайных последовательностей и периодических функций автокорреляции последовательностей (ПФАК), полученных при реализации шага 1 предлагаемого метода, и помещенных в табл. 1.

Таблица 2

Значения максимальных боковых выбросов ПФВК пар последовательностей

№	Значения максимальных боковых выбросов пар
1	32 -8 -12 -8 16 -12 18 10 -14 12 -18 12 -16 -10 -12 -10 8 -14 -14 12 -14 20 8 14 16 -22 8 10 -10 -14 20 16
2	8 32 -12 16 -12 12 -14 14 10 16 -10 12 -12 -14 -12 -14 16 14 14 16 14 -12 20 14 12 10 12 14 -14 14 12 16
3	12 12 32 12 -12 12 -14 14 18 12 14 12 -12 -10 12 14 8 18 14 -12 10 16 12 10 12 -10 16 14 10 10 -12 16
4	-8 16 12 32 12 12 14 14 -10 12 14 12 -12 -10 12 14 16 10 18 16 -14 12 16 14 16 -14 12 14 14 6 -8 16
5	16 -12 12 12 32 12 18 14 14 12 14 12 12 14 12 10 12 -18 18 -12 -14 12 8 14 8 14 16 14 14 14 12 12
6	-12 12 12 12 12 32 14 10 -14 12 14 16 12 -14 12 -10 12 -14 14 12 -10 16 -12 14 12 -14 12 14 -14 14 12 16
7	18 -14 -14 14 18 14 32 -12 -12 -14 -12 -14 14 -12 14 12 14 -12 -12 -14 8 14 14 16 14 -12 10 -12 16 -12 -14 14
8	-10 14 14 14 -14 10 12 32 12 10 12 14 -14 -16 -10 -12 10 16 16 14 -16 14 -14 12 14 -12 10 16 -12 -12 14 14
9	-14 -10 18 10 14 -14 -12 -12 32 14 12 -14 14 -20 10 12 10 16 12 10 -16 -10 14 16 10 -12 18 -16 12 -12 -14 -10

Таблица 3

Значения боковых пиков ПФАК последовательностей из табл. 1

№	Значения ПФАК сигналов
1	32 4 -4 -8 -12 0 8 0 8 4 -8 -4 -4 4 4 0 -12 0 4 4 -4 -4 -8 4 8 0 8 0 -12 -8 -4 4
2	32 4 4 0 4 0 -12 0 0 0 -8 -4 8 0 0 0 12 0 0 0 8 -4 -8 0 0 -12 0 4 0 4 4
3	32 -4 4 4 0 -4 4 -4 4 4 4 -8 4 -4 0 0 -4 0 0 -4 4 -8 4 4 4 -4 4 -4 0 4 4 -4
4	32 4 4 12 4 8 0 12 -4 0 12 0 12 8 4 12 4 8 12 0 12 0 -4 12 0 0 8 4 12 4 4
5	32 -4 -8 -4 -8 8 4 -4 -4 8 -4 4 0 -4 4 -4 4 -4 4 -4 0 4 -4 8 -4 -4 4 8 -8 -4 -8 -4
6	32 4 -4 -8 8 0 4 0 4 8 8 0 -8 4 8 8 -4 8 8 4 -8 0 8 8 4 0 4 0 8 -8 -4 4
7	32 8 0 -4 -4 -8 -8 -4 0 4 -4 0 -4 0 4 4 0 4 4 0 -4 0 -4 4 0 -4 -8 -8 -4 -4 0 8
8	32 -4 4 8 -12 0 4 -8 8 0 4 8 0 0 4 -4 8 -4 4 0 0 8 4 0 8 -8 4 0 -12 8 4 -4
9	32 -8 -4 4 8 -8 4 0 4 0 0 -8 4 -8 0 -8 8 -8 0 -8 4 -8 0 0 4 0 4 -8 8 4 -4 -8

В табл. 4 представлены (в соответствии с шагом 5 метода), результаты отбора пар последовательностей.

Другими словами, в табл. 4 приведены номера пар и собственно пары последовательностей, боковые пики взаимно-корреляционных функций (значения боковых пиков приведены в таблице) которых, удовлетворяют границе «плотной упаковки».

Таблица 4

Результаты отбора по ПФВК

№	Значение ПФВК / Сигналы
1	0 0 0 -4 0 0 -8 0 0 0 -8 -8 -4 4 8 8 0 -4 -4 -8 -4 4 4 8 -4 0 0 8 0 -4 4 Сигналы (1, 2): 01111011000011010001110001111010 00110000000100010111101000010111
2	4 4 0 4 -8 -8 4 -8 0 4 -8 4 -8 -4 4 0 -4 0 -8 8 8 0 0 -4 0 -4 -4 4 4 -4 0 -8 Сигналы (1, 4): 01111011000011010001110001111010 00101001000000010010011100100000
3	4 0 -4 -4 -4 0 4 0 4 0 0 -4 0 0 4 0 -4 0 -4 -4 -4 0 0 8 0 4 0 -8 -4 -4 4 Сигналы (1, 17): 01111011000011010001110001111010 00100001010111100010000001011110
4	4 8 -8 -4 -4 -8 8 4 4 4 -4 0 4 -4 4 4 4 0 -8 -4 0 -4 0 4 4 0 -4 -4 -4 -8 4 4 Сигналы (1, 23): 01111011000011010001110001111010 00111001001101110011000000110101
5	-4 4 0 4 0 -4 0 -4 -4 8 4 4 0 -4 -4 0 0 0 8 4 0 -8 0 -8 4 -4 4 8 4 -8 -4 -4 Сигналы (1, 27): 01111011000011010001110001111010 00100101010101110010011001000111
6	4 0 0 4 8 -4 4 4 -8 -4 -4 0 0 4 0 4 4 4 4 8 0 4 0 -4 -4 -4 4 -4 8 0 Сигналы (3, 17): 00000001010101100100111100100101 00100001010111100010000001011110
7	4 4 0 4 -4 4 0 4 4 0 -4 4 -4 -8 -4 8 4 0 0 -8 0 -4 4 4 0 4 0 -4 -4 8 Сигналы (24, 30): 00110101001100110011101000001001 00001110010101110001110000110001

На рис. 1, 2 приведен вид (2D и 3D графиков) периодической функции взаимной корреляции для указанной в табл. 4 первой пары последовательностей.

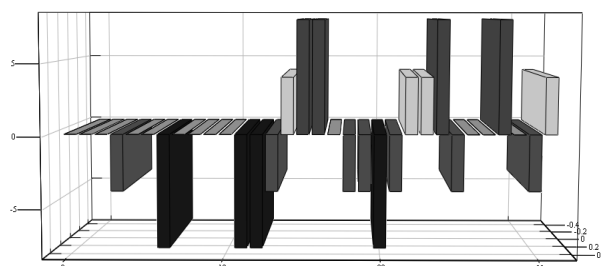


Рис 1. 3D - График значений ПФВК 1-й пары из табл. 4

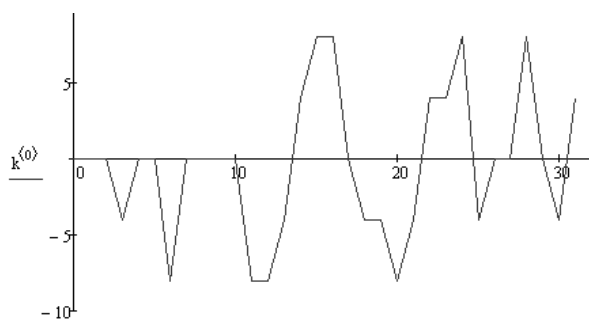


Рис. 2. 2D-графік значень ПФВК
1-й пари з табл. 4

В настоящее время создана имитационная (программная) модель, реализующая предложенный метод синтеза дискретных последовательностей для различных периодических и аperiodических корреляционных функций.

Выводы

Разработанные и программно реализованные алгоритмы позволяют: генерировать псевдослучайные последовательности символов практически любой длительности; получать минимальные и максимальные значения боковых выбросов периодической и аperiodической функций авто- и взаимной корреляции последовательностей; сравнивать полученные значения с известными границами «плотной упаковки»; считывать отобранные, удовлетворяющие границам, последовательности; присваивать выбранным последовательностям уникальные идентификаторы с целью использования последовательностей в различных приложениях широкополосных систем. Кроме того, предлагаемый метод синтеза позволяет находить псевдослучайные последовательности с нулевыми значениями боковых пиков периодической функции автокорреляции с нулевыми значениями боковых пиков вблизи основного пика, что является важным фактором поддержания устойчивого синхронизма в системе.

Список литературы

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумаподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М.: Связь, 1985. – 384 с.

2. Ipatov Valery P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications [Текст] / Valery P. Ipatov. University of Turku, Finland and St. Petersburg Electrotechnical University 'LETI', Russia. – John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England. – 2005. – 385 p.

3. Sarvate D.V. Crossrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences / D.V. Sarvate, M.V. Pursley // IEEE Trans. Commun. Vol. Com 68-5, 1980.

4. Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы / М. Б. Свердлик. – М.: Радио и связь, 1975. – 200 с.

5. Горбенко И.Д. Синтез систем сигналов с заданными корреляционными свойствами, законами формирования, структурными и ансамблевыми свойствами / И.Д. Горбенко, А.А. Замула // Прикладная радиоэлектроника. – Х.: ХНУРЕ, 2012. – Т. 2. – С. 293-298.

6. Замула А.А. Предложения по построению широкополосных систем передачи со сложными сигналами / А.А. Замула // Радиотехника. – Х.: ХНУРЕ, 2012 – Вып. 4, № 171. – С. 177-185.

7. Метод синтеза сигналов с заданными ограничениями на уровень боковых лепестков корреляционной функции / А.А. Замула, Р.И. Киянчук, Т.Е. Ярыгина, Е.П. Колованова // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – 2011 – № 5/9 (53). – С. 30 – 34.

8. Замула А.А. Метод построения многофазных характеристических дискретных сигналов / А.А. Замула // Радиотехника. – Х.: ХНУРЕ, 2013 – Вып. 172. – С. 47-51.

9. Замула А.А. Мощность метода кодирования характеристических дискретных сигналов / А.А. Замула // Системи обробки інформації: – Х. ХУПС, 2014. – Вип. 2 (118) – С. 162-168.

10. Federal Information Processing Standards Publication (FIPS PUB) 140-1. Security requirements for cryptographic modules. NIST, 1994.

11. Federal Information Processing Standards Publication (FIPS PUB) 140-2. Security requirements for cryptographic modules. NIST, 1999.

12. Application Notes and Interpretation of the Scheme (AIS) 31. Functionality classes and evaluation methodology for physical random number generators. Certification body of the BSI in context of certification scheme. BSI, 2001.

13. Горбенко И.Д. Прикладна криптологія: Теорія. Практика. Застосування: Монографія / І.Д. Горбенко, Ю.І. Горбенко. – Х.: Форт, 2012. – 880 с.

Поступила в редколлегию 8.10.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.А. Краснобаев, Полтавский национальный технический университет им. Ю. Кондратюка, Полтава.

СИНТЕЗ СИСТЕМ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ ІЗ ЗАДАНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ КОРЕЛЯЦІЙНИХ ФУНКЦІЙ ДЛЯ ДОДАТКІВ БАГАТОКОРИСТУВАЧЕВИХ СИСТЕМ З КОДОВИМ РОЗПОДІЛЕННЯМ АБОНЕНТІВ

І.Д. Горбенко, О.А. Замула, Є.О. Семенко

Запропонований метод синтезу дискретних сигналів з необхідними значеннями максимальних бокових піків аperiodичних та періодичних функцій авто- та взаємної кореляції для різних додатків задач оптимального прийому сигналів у широкополосних системах зв'язку.

Ключові слова: багатокористувачева система, кодове розподілення абонентів, сигнал, кореляційна функція, широкополосна система.

SYNTHESIS OF COMPLEX SIGNAL SYSTEMS WITH GIVEN PROPERTIES OF THE CORRELATION FUNCTIONS FOR MULTI-USER SYSTEM APPLICATIONS WITH CODE DIVISION OF SUBSCRIBERS

I.D. Gorbenco, A.A. Zamula, E.A. Semenko

The article presents the method of discrete signal synthesis with desired values of the maximum side peaks of auto- and cross-correlation aperiodic and periodic functions for different applications of optimum signal detection task applications in wideband communication systems.

Keywords: correlation function, division of subscribers, multi-user system, signal, wideband communication system.