УДК 621.396

А.А. Замула

Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина, Харьков

АНСАМБЛИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ С МИНИМАЛЬНЫМИ ЗНАЧЕНИЯМИ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ФУНКЦИЙ КОРРЕЛЯЦИИ

Приведены результаты исследований корреляционных свойств различных классов дискретных сигналов для приложений телекоммуникационных систем и сетей в целях обеспечения необходимых значений помехоустойчивости приема сигналов.

Ключевые слова: *сигнал, корреляционная функция, широкополосная система, бинарная последовательность, пик-фактор.*

Введение

Известно [1], что синтез семейств сигналов с необходимыми авто и взаимнокорреляционными свойствами заключается в отыскании семейства дискретных последовательностей, обладающего соответствующими авто и взаимнокорреляционными функциями. Искусство проектирования широкополосных систем во многих аспектах базируется на нахождении сигналов с соответствующими корреляционными свойствами.

Основные результаты исследований

Минимизация уровня боковых лепестков АКФ имеет наибольшее значение при конструировании сигнала для таких приложений как измерение времени запаздывания, временное разрешение и др. Следует иметь в виду, что равенство нулю всех боковых лепестков невозможно для финитных или апериодических ФМ сигналов. Действительно, если сигнал имеет длину N, то это влечет выполнение равенства $a_o \neq 0$ и $a_{n-1} \neq 0$, поскольку в противном случае длина сигнала была бы меньше N. Тогда крайний правый боковой лепесток нормированной апериодической АКФ кода (1) подобного сигнала будет:

$$P_a(n-1) = a_0 a_{n-1} \Big/ \|a\|^2 \neq 0 \,. \qquad (1)$$

Последнее соотношение приводит к применению минимаксного критерия при синтезе сигналов, который требует достижения минимально возможной величины максимального токового лепестка АКФ апериодического кода. Формальная запись данного критерия имеет вид:

$$P_{a,max} = \max_{m\neq 0}\left\{\left|P_a(m)\right|\right\} = \min. \qquad (2)$$

В соответствии с критерием (2) предпочтительными являются кодовые последовательности с наименьшим значением максимального бокового лепестка. Однако данное требование сопровождается ограничением на метод модуляции или, более конкретно, на алфавит, которому принадлежат символы кодовой последовательности. Это ограничение отражает технологические аспекты, касающиеся сложности формирования и обработки сигнала.

Таким образом, требования, предъявляемых наилучшему сигналу, могут быть сформулированы в виде следующей оптимизационной задачи: на множестве всех возможных последовательностей длины N с символами из заранее выбранного алфавита найти последовательность или последовательности с минимальной величиной максимального бокового лепестка апериодической АКФ. Сформулированная выше оптимизационная задача, как и многие другие задачи дискретной оптимизации, не имеют общего аналитического решения, и типичной процедуры ее выполнения является осуществление исчерпывающего поиска.

При решении задач временного измерения и разрешения во времени основное достоинство широкополосности состоит в возможности распределения энергии сигнала на значительном временном интервале, тем самым, снижая пиковую мощность. Сигналы с фазовой манипуляцией (ФМ) представляют собой предельную версию такого расширения, позволяющего получить пик-фактор V сигнала (отношение пиковой к средней мощности), равный единице.

Для любого ФМ сигнала $|a_i| = 1, i = 0,1 \ldots n-1$, так что $|a_0 a_{n-1}| = 1$, и крайний правый боковой лепесток апериодической АКФ (8) $|p_f(N-1)| = 1/N$. Следовательно, максимальный боковой лепесток ФМ сигнала ограничен снизу величиной:

$$p_{a,max} \geq 1/N \,. \qquad (3)$$

Естественно, что ФМ сигналы, удовлетворяющие данной границе, будут оптимальными. К числу оптимальных сигналов, удовлетворяющих границе (10) относят коды Баркера. Однако бинарные коды

Баркера существуют лишь для длин 2,3,4,5,7,11,13, что конечно же не удовлетворяет многочисленные практические нужды. Указанное стимулирует поиск бинарных последовательностей большей длины с уровнем боковых лепестков, превышающих нижнюю границу (10). Поскольку ненормированная АКФ:

$$P(m) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i * a_{i-m}^* , \quad P_{kl}(m) = \sum_{i=0}^{n-1} a_{k,i} * a_{l,i-m}^*$$

любой бинарной последовательности всегда определяется суммой ± 1, то возможные значения $p_{a,max}$ для не баркеровских кодов принадлежит множеству 2/n, 3/n…… Гарантированное нахождение глобально оптимального (т.е. имеющего минимально возможное $p_{a,max} > 2/N$ при заданном N) бинарного кода может быть осуществлено только путем полного перебора возможных комбинаций. При этом вычислительный объем, необходимый для такой оптимизации, экспоненциально возрастает с увеличением длины N и становится нереализуемым при величинах N, превышающих 50.

Очевидно, что нахождение оптимальных бинарных последовательностей большой длины практически не реализуемо, задача (2) может быть сформулирована в виде: найти бинарный код с удовлетворительно малым уровнем периодического бокового лепестка $p_{a,max}$. Общая идея алгоритмов, направленных на решение этой задачи, состоит в предварительном отборе некоторого ограниченного множества последовательностей, которое кажется многообещающим в плане корреляционных свойств, и последующем поиске кода с минимальным значением $p_{a,max}$ только среди последовательностей, вошедших в указанное множество. Одним из примеров подобной стратегии является использование соотношения (4), связывающего апериодическую АКФ со своим периодическим аналогом. Обозначая через $p_{p,max}$, максимальный боковой лепесток периодической АКФ: $P_{p,max} = \max_{m=1,2,\dots n-1}\left\{\left|P_p(m)\right|\right\}$, и используя неравенство: $\max\left\{\left|x+y\right|\right\} \le \max\left\{\left|x\right|+\left|y\right|\right\} \le \max\left\{\left|x\right|\right\} + \max\left\{\left|y\right|\right\}$, приходим к оценке $P_{p,max} \le P_{a,max}$ или:

$$P_{a,max} \ge P_{p,max}/2 . \qquad (4)$$

Из (4) следует, что последовательности с хорошей апериодической АКФ могут быть найдены среди последовательностей с хорошей периодичноской АКФ.

Интерес к последовательностям с хорошей периодической АКФ не ограничивается только их ролью исходного материала для построения хороших апериодических последовательностей. Существует множество приложений, основанных на использовании периодических дискретных сигналов (CW – локация, навигация, пилотный канал и канал синхронизации в мобильных системах радиосвязи, радарные и сонарные системы с непрерывным излучением и т.п.), что предопределяет важность периодической АКФ (ПАКФ) в отношении системных характеристик. Принято считать «идеальной», такую периодическую АКФ, которая обладает нулевыми боковыми лепестками, т.е. нулевыми значениями между периодическими основными лепестками, повторяющими с периодом N. Указанное условие (с использованием нормированной версии АКФ), можно записать в виде:

$$P_p(m) = \frac{1}{E}\sum_{i=0}^{N-1} a_i * a_{i-m}^* = \begin{Bmatrix} 1/m = 0 \bmod N \\ 0, m \ne 0 \bmod N \end{Bmatrix}, \qquad (5)$$

где запись $m = 0 \mod N$ означает m кратно N (делится на N). Очевидно, что для идеальной АКФ $P_{p,max} = 0$.

В [1] показано, что необходимое условие получения идеальной АКФ для бинарной последовательности может быть записано как $N=4h^2$, где h – целое. В [2] было показано, что для длин N≤12100 единственным бинарным кодом с идеальной ПАКФ является код длины 4 вида: +1+1+1-1 [2].

С учетом указанного вызывает интерес определение потенциала минимизации максимального бокового лепестка ПАКФ бинарных кодов. Z ненормированная ПАКФ бинарной последовательности:

$$P_p(m) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i * a_{i-m} , \qquad (6)$$

в которой знак комплексного сопряжения опущен, поскольку все $a_i = \pm 1$. Пусть N++, N+-, N-+ обозначает число пар в соотношении (13), значения которых совпадают с подстрочными индексами, например N_+ – число пар, в которых $a_i = -1 : a_{i-m} = -1$. Поскольку как $N_{++} + N_{+-}$, так и $N_{++} + N_{-+}$ дают один и тот же результат – общее число положительных элементов на периоде кода, то $N_{+-} = N_{-+}$. Тогда разность:

$$N - R_p(m) = \sum_{i=0}^{N-1}(1 - a_i * a_{i-m}) = 2(N_{+-} + N_{-+}) = 4N_{+-}$$

всегда делится без остатка на четыре. Поэтому очевидно, что для любого бинарного кода ненормированная периодическая АКФ всегда отличается от длины N некоторым множителем на четыре, т.е.:

$$R_p(m) = N - 4h , \qquad (7)$$

где h – целое.

Очевидно, что в отсутствии бинарных кодов с идеальной ПАКФ следующими по привлекательности являются бинарные последовательности, для которых $R_p(m)$ принимает значения ±1, при m=1,2 …. N-1, т.е. обладают $R_{p,max} = 1/N$ могут иметь только два возможных значения ненормированных ПАКФ, либо:

$$P_p(m) = \begin{Bmatrix} N, m = 0 \bmod N \\ +1, m \ne 0 \bmod N \end{Bmatrix}, \qquad (8)$$

при длине N=4h+1, либо

$$P_p(m) = \begin{cases} N, m = 0, \mathrm{mod}\, N \\ -1, m \neq 0, \mathrm{mod}\, N \end{cases}, \qquad (9)$$

при длине N=4h-1.

Последовательности, удовлетворяющие соотношениям (15)-(16) и, следовательно, обладающие теоретически минимальным уровнем боковых лепестков ПАКФ ($R_{p,max} = 1/N$) для бинарных кодов нечетной длины, называются минимаксными. Известны только два примера (N=5 и N=13) последовательностей, подчиняющихся соотношению (15), тогда как существуют регулярные правила формирования минимаксных последовательностей, удовлетворяющих (16). К указанным типам последовательностей относят m-последовательности или последовательности максимальной длины, последовательности Лежандра.

Линейные рекуррентные последовательности (m-последовательности), обладающие наибольшим периодом повторения $L = P^n - 1$, (P – простое, а n – целое число) представляют особый интерес в современной информационной технологии. Будучи полностью детерминированными, они обладают многими свойствами, присущими случайным последовательностям. Ряд свойств m-последовательностей являются весьма ценными в плане построения кодов с хорошей автокорреляцией [3]. В тоже время, множество длин $N=2^n$ -1=3,7,15,31,63,127,255,511,1023, 2047,4095…, для которых существуют данные последовательности, достаточно разрежено, что является в ряде приложений ограничительным фактором к практическому использованию.

Последовательности Лежандра [4] для длин N=4h+3 являются минимаксными, т.е. обладают оптимальными периодическими корреляционными свойствами возможными для бинарных последовательностей нечетных длин. Их ансамблевые свойства (условие существования последовательностей – любая простая длина вида N=4h+3), значительно мягче, чем у m – последовательностей ($N=2^n$-1), благодаря чему последовательности Лежандра более доступны по сравнению с m-последовательностями. Например, на интервале длин от 50 до 1500 m-последовательности существуют только при пяти значений длин, тогда как доступное число последовательностей Лежандра составляет 114.

Любой циклический сдвиг последовательности $a_o, a_1, ...a_{n-1}$ длины N обладает такой же периодической АКФ, что и исходная последовательность, поскольку периодическая АКФ – инвариантна к циклическому сдвигу. Апериодическая ФАК (АФАК) циклически сдвинутой копии может отличаться от АКФ первоначальной. Данный факт вместе с границей (11) позволяет основу метода (алгоритма) поиска последовательностей с приемлемой АФК.

На первом этапе для заданной длины L некоторым образом формируется множество последовательностей с хорошей ПФАК. Оно может включать все известные последовательности заданной длины N, уровень боковых лепестков ПФАК которых согласно (11) позволяет надеяться на получение низкого значения $R_{a,max}$. Например, если необходимы бинарные коды длины N=63, то первоначальное множество может быть ограничено только всеми m-последовательностями данной длины (поскольку N-непросто число, то для данной длины не существуют последовательности Лежандра) или включать другие последовательности с удовлетворительной ПАКФ.

На втором этапе осуществляется поиск по критерию наименьшего уровня максимума АФАК среди всех однопериодных сегментов последовательностей кандидатов. В частности, берется однопериодный сегмент первой последовательности кандидата, вычисляется его апериодическая АКФ и запоминается в памяти уровень максимального бокового лепестка наряду с номерами последовательности кандидата (типа) и его сдвига. Затем осуществляется циклический сдвиг сегмента на одну порцию, и производятся необходимые вычисления. Если новое значение максимума апериодического токового лепестка окажется ниже предыдущего, то его значение и номер нового сдвига заменяют ранее записанные в памяти данные, в противном случае зарегистрированные значения сохраняются без изменения. Данная процедура повторяется N раз, т.е. для всех циклических сдвигов первой последовательности кандидата (для всех автоморфизмов исходного автоморфизма). Подобному исследованию подвергается следующая последовательность кандидат (изоморфизм выбранного кода, либо последовательность некоторого другого типа кода). Результатом поиска является последовательность с минимальным значением $P_{a,max}$ среди последовательностей, отобранных на первом этапе.

Бинарные (±1) минимаксные последовательности, обладающие максимальным периодическим боковым лепестком ПФАК $P_{p,max} = 1/N$, весьма важны для многочисленных практических приложений, в частности для дальномерных систем с непрерывным излучением, пилотный канал и канал синхронизации в цифровых системах передачи данных (пилотные каналы «вниз» стандартов cdmaOne и cdma2000, вторичный канал синхронизации стандарта UMTS) радарные и сонарные системы с непрерывным излучением и т.п.

При этом, возможность ситуации, когда приемлемое значение $P_{p,max}$ требует достаточно большой длины N. Например, для локационных дальномерных и сонарных систем требования временного разрешения сигналов в динамическом диапазоне, превышающем 80дБ, является достаточно обычным. Для выполнения данного условия требуются оптимальные бинарные последовательности длины, превышающей 10^4, что может замедлить начальную процедуру поиска сигнала [1]. Очевидно, что для подобных случаев может служить идеальная ПФАК (12), которая недостижима на множестве бинарных кодов.

Рассмотрим возможные пути достижения идеальной ПАКФ для случаев, когда алфавит не ограничен требованием бинарности сигналов $\{\pm1\}$.

Бинарные последовательности с непротивоположной модуляцией.

Замена противоположного алфавита {+1, -1} на некоторый другой алфавит, а именно является добавлением константы с к исходному алфавиту {+1, -1} последовательности $a_0, a_1, \ldots a_{n-1}$, заменяя символом +1 и -1 на +1+с и -1+с соответственно.

В [1] приведено правило преобразования бинарной минимаксной последовательности с ПАКФ вида (15) в новую с идеальной АКФ: элементы, отвечающие -1, заменяют на $-1 \pm 2/\sqrt{N+1}$, а элементы +1 остаются без изменения. Данный метод предписывает использование значений комплексных амплитуд когда, установка и поддерживание которых может оказаться весьма затрудненной на практике.

Многофазные коды.

Одним из правил конструирования недвоичной фазовой модуляции M>2 с идеальной ПАКФ является алгоритм, соответствующий кодам квадратичных вычетов [1, 3, 5]. Указанные коды существуют при произвольном значении длины N и формируются как:

$$a_i = \begin{Bmatrix} \exp\left(j\pi i^2/N\right), N - \text{четное} \\ \exp\left(j2\pi i^2/N\right), N - \text{нечетное} \end{Bmatrix}, \tag{10}$$

где i= ………. -1,0,1 …….. .

Практическая реализация кодов квадратичных вычетов, несмотря на то, что данные коды являются убедительным примером ФМ последовательности с идеальной АКФ, проблематична. Указанное обусловлено следующим: размер фазового алфавита линейно растет с увеличением длины и расстояние между соседними фазами становится чрезвычайно малым. Этим, в свою очередь, обусловлена возрастающая требовательность к точности формирования символов кода, качеству воспроизведения фаз, условиям эксплуатации и т.п. К семейству многофазных кодов относят коды Франка. Они осуществляют так же как и коды квадратичных вычетов пошаговую аппроксимацию линейной частотной модуляции и существуют при значениях длин, представляющих квадрат целого числа $N=h^2=4,9,16,25,36,49\ldots$. Правило их формирования описывается соотношением:

$$a_i = \exp\left(\frac{j\pi i}{h}\left[\frac{i}{h}\right]\right), i = \ldots -1, 0, 1 \ldots, \tag{11}$$

где [x] обозначает округление неотрицательного x в меньшую сторону.

Из сравнения (17) и (19) следует, что увеличение объема алфавита с ростом N происходит значительно медленнее. Анализ многофазных кодов показывает, что технологически данные коды не настолько привлекательны в сравнении с бинарными противоположными кодами.

Троичные последовательности.

В отличие от бинарных последовательностей элементы троичных последовательностей a_2 в дополнение к значениям ±1 принимают еще и нулевое значение, т.е. используется троичный алфавит {-1,0,1}. Такой алфавит означает комбинирование бинарной ФМ с паузами, т.е. интервалами времени, в течении которых отсутствует передача символов. В [1] рассмотрены способы конструирования троичных последовательностей. Суть одного из способов состоит в следующем. Пусть $d_i, i = \ldots -1, 0, 1, \ldots$ р – ичная m-последовательность, где р – простое нечетное число. Каждый символ последовательности является элементом простого ноля GF(P). Последовательность преобразуется в троичную путем отображения нулевого элемента в вещественный нуль, а ненулевые элементы в их двухзначные характеры. После подобного преобразования изменяют знаки всех элементов, стоящих на нечетных позициях. Формально, алгоритм может быть представлен следующим соотношением:

$$a_i = \begin{Bmatrix} (-1)^i \Psi(d_i) d_i \neq 0 \\ 0, d_i = 0 \end{Bmatrix}, \tag{12}$$

где i= ….., -1,0,1…… .

Одной из основных причин появления интереса к расширению спектра в задачах временного измерения и разрешения служит стремление к достижению высоких показателей при низкой пиковой мощности, т.е. при распределении энергии сигнала на большом временном интервале. В качестве показателя эффективности распределения энергии во времени используют величину пик-фактора V, т.е. отношение пиковой и средней мощности. Для любой ФМ, и в частности бинарной, энергия последовательности сигнала равномерно распределена на периоде, так что пиковая и средняя мощности одинаковы и, значит, V=1. Сведение N_p пауз на периоде троичной последовательности, нарушает равномерность распределения энергии и увенчивает пик-фактор $N/(N - Np)$ раз. Таким образом, целевой функцией синтеза является построение троичных последовательностей не только идеальной ПФАК, но и малым числом нулей Np на периоде, т.е. пик-фактором, незначительно превышающем единицу.

Троичная последовательность может быть образована посредством посимвольного умножения полученной в соответствии с правилом (12) на единственную бинарную последовательность 1,1,1, - 1, имеющую идеальную ПФАК. Результирующая троичная последовательность будет характеризоваться учетверенной длиной без изменения значения пик-фактора и идеальности АКФ. Кроме того, посимвольное произведение двух троичных последовательностей с идеальной ПФАК и взаимно простыми длинами N_1, N_2 так же будут обладать идеальной АКФ, длиной $N = N_1 N_2$ и пик-фактором $V = V_1 V_2$.

В [1] показано, что такие последовательности обладают идеальной периодической АКФ:

$$P_p(m) = \begin{Bmatrix} P^n - 1, m \neq 0 \bmod N \\ 0, m = 0 \bmod N \end{Bmatrix}, \qquad (13)$$

где $N = \left(P^n - 1\right) / \left(P - 1\right)$ – истинный период троичной последовательности.

<u>Характеристические коды.</u>

К числу привлекательных с точки зрения ФАК относятся характеристические коды с числом позиций $N = 4x + 2$ и $N = 4x, x = 1, 2, \ldots$. Построение данных кодов базируется на использовании характера мультипликативной группы ($\Psi(x)$) поля $GF(P^n)$, $n \geq 1$. Правила кодирования для указанных кодов определяются соотношениями [4] :

$$\mu = \{\mu_i : i = 0, 1, \ldots, P^n - 2\}$$

$$\mu_i = \Psi(\Theta^i + 1), \text{ если } \Theta^i + 1 \neq 0 (\bmod P),$$

$$\mu_i = 1, \text{ если } \Theta^i + 1 \equiv 0 (\bmod P), \qquad (14)$$

$$\mu_i = \Psi(\Theta^i + 1), \text{ если } \Theta^i + 1 \neq 0 (\bmod P),$$

$$\mu_i = -1, \text{ если } \Theta^i + 1 \equiv 0 (\bmod P),$$

где Θ – первообразующий элемент поля $GF(P^n)$.

Несомненным достоинством данных кодов являются хорошие ансамблевые свойства. Характеристические коды, как было отмечено выше, существуют для всех $N = P^n - 1 (n \geq 1)$. Например, на интервале длин от 50 до 1500, m – последовательности могут быть построены только для 5 значений длин, доступное число последовательности Лежандра составляет 114, характеристические коды могут быть построены для 223 значений длин. Более того, мощность метода кодирования (20)-(21) (ансамбль кодов для заданного $N = P^n - 1$) равна числу классов неинверсно-изоморфных коэффициентов, которые могут быть получены разложением мультипликативной группы $T = \{t\}$ $\{t, N\} = 1$ на сниженные классы по классу автоморфных коэффициентов и равна $\Psi(N)/2n$, где $\Psi(N)$ – функция Эйлера. Так для характеристического кода с числом элементов N= 2062 существует 1030 изоморфизмов данного кода [5].

Для размерности кода $N = 4x + 2$ максимальные боковые лепестки ПФАК принимают значение {-2, 2}. В случае применения характеристических кодов с числом позиций N=4x боковые лепестки ПФАК $P_{a,max}$ не принимают значения {0, -4}. Естественно полагать, что данный класс кодов, обладая хорошими корреляционными свойствами в части ПФАК, будет иметь и малые значения боковых лепестков АФАК [6].

Ансамбль возможных сигналов может быть составлен, наряду с другими кодами, и из характеристических кодов. В соответствии с правилами (13), (14) могут быть построены все неинверсно-изоморфные коды. Для каждого из кодов следует, путем циклической перестановки его символов, найти оптимальные по минимаксному критерию апериодические коды и отобрать из них наилучшие.

Список литературы

1. Ipatov Valery P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications / Valery P. Ipatov. – West Sussex PO19 8SQ, England, 2005. – 385 p.

2. Baumert L.D. Ciclice Difference Sets / L.D. Baumert. – Springer-Virley, 1971.

3. Варакин Л.Е. Системы связи с шумападобными сигналами / Л.Е. Варакин. – 1985. – 384 с.

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

5. Замула А.А. Метод построения многофазных характеристических дискретных сигналов / А.А. Замула // Радиотехника. – 2013. – Вып 172. – С. 47-51.

6. Замула А.А. Мощность метода кодирования характеристических дискретних сигналов / А.А. Замула // Системи обробки інформації. – Х.: ХУ ПС, 2014. – Вип. 2 (118).– С. 162-168.

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.

Поступила в редколлегию 29.07.2015

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

АНСАМБЛІ ДИСКРЕТНИХ СИГНАЛІВ З МІНІМАЛЬНИМИ ЗНАЧЕННЯМИ БОКОВИХ ПЕЛЮСТКІВ ФУНКЦІЙ КОРЕЛЯЦІЇ

О.А. Замула

Наведені результати досліджень кореляційних властивостей різних класів дискретних сигналів для додатків телекомунікаційних систем і мереж з метою забезпечення необхідних значень завадостійкості прийому сигналів.

Ключові слова: *сигнал, кореляційна функція, широкосмугова система, бінарна послідовність, пік-фактор.*

NSEMBLES OF DICRETE SIGNALS WITH MINIMAL VALUES OF SIDE LOBES OF CORRELATION FUNCTION

A.A. Zamula

The results of the research of correlation properties of various classes of discrete signals for applications in telecommunication systems and networks for the provision of the required values of interference resistance of signals reception are presented in the article.

Keywords: *signal, correlation function, wide-band system, binary sequence, peak factor.*