

## СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ АППАРАТА СИНТЕЗА И ОЦЕНКИ СВОЙСТВ НОВЫХ ТИПОВ АНСАМБЛЕЙ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

*Жук А.П., Петренко В.И., Кузьминов Ю.В., Жук Е.П.*

В статье приводится краткий анализ существующих методов повышения защищенности информации в системах передачи информации с кодовым разделением каналов (СПИ КРК). Для совершенствования технических характеристик этих систем предлагается алгоритм оценки статистических свойств корреляционных функций ансамбля дискретных ортогональных сигналов, который подробно рассматривается в статье. Преимущества разработанного алгоритма заключаются в том, что его использование позволяет получить усредненную оценку автокорреляционных и взаимокорреляционных свойств ансамбля сигналов в целом и визуализировать результаты расчетов при оценке автокорреляционных и взаимокорреляционных свойств большого количества ансамблей дискретных ортогональных сигналов.

**Ключевые слова:** телекоммуникации, широкополосная связь, ортогональные последовательности, корреляционные свойства.

В последнее время в связи с бурным развитием информационной инфраструктуры нашей страны увеличилось значение беспроводных систем передачи информации. Согласно обновленному отчету Ericsson о развитии рынка связи и росте трафика, глобальный охват мобильной связи к четвертому кварталу 2011 года составил 85% [1]. Сегодня в мире около 4,1 млрд. абонентов сотовой связи. Таким образом, 60% населения Земли являются абонентами сотовой связи. Среди известных стандартов сотовой связи особое место занимают системы передачи информации с кодовым разделением каналов (СПИ КРК) на основе широкополосной технологии множественного доступа третьего поколения 3G, которые имеют следующие преимущества:

- сокращение затрат на обеспечение покрытия в малонаселенной местности и пригородах,
- улучшенное проникновение сигнала в зданиях и сооружениях.

За 2011 г. в мире число пользователей мобильного широкополосного доступа (ШПД) выросло примерно на 60%, сейчас их число приблизилось к 1 млрд. [1]. В России также активно развиваются технологии ШПД. В частности, в феврале 2012 г. оператор сотовой связи «МегаФон» получил разрешение на использование новых радиочастот

в сетях 3G в диапазоне UMTS-900 на территории Москвы и области, что позволит ускорить домашний и мобильный Интернет до скорости 28,8 Мбит/с. Кроме того, прогнозируется дальнейший рост сетей 3G на территории России [1] – см. рис. 1.

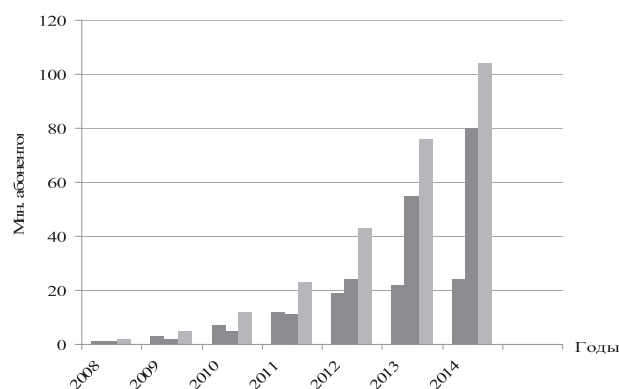


Рис. 1. Существующая и прогнозируемая абонентская база 3G-сетей в России (слева направо: USB-модемы; 3G-телефоны; 3G-абоненты)

Широкополосные технологии множественного доступа третьего поколения 3G связывают с международной программой IMT-2000 (International Mobile Telecommunications). В рамках IMT-2000 регламентированы три технологии сотовой связи, отнесенных к 3G, в которых присутствует кодовое разделение каналов: IS-95, cdma2000 и WCDMA. Увеличение объема передаваемой информации с использованием технологий сотовой связи с кодовым разделением каналов свидетельствует о необходимости решения задач, связанных с совершенствованием характеристик этих систем, таких как дальность связи, пропускная способность радиоканала, защищенность и помехоустойчивость работы системы сотовой связи. Это свидетельствует о том, что вопросы дальнейшего совершенствования широкополосных технологий множественного доступа с применением систем передачи информации с кодовым разделением каналов являются весьма актуальными.

Однако с ростом объема информации, циркулирующей в СПИ КРК, актуальной становится проблема ее защиты, так как основным каналом утечки информации в СПИ КРК являются каналы

радиосвязи, обеспечивающие привязку мобильных абонентов к базовым станциям, осуществляющим дальнейшую передачу информации в СПИ КРК. Основным недостатком каналов радиосвязи является доступность передаваемых сигналов к перехвату с целью несанкционированного доступа, разрушению и модификации передаваемой информации.

В [2] предложен способ повышения защищенности информации в СПИ КРК за счет увеличения количества ансамблей ортогональных дискретных последовательностей (АОДП), используемых в них. Для практического применения данного подхода необходимо, чтобы ансамбли ортогональных дискретных последовательностей удовлетворяли требованиям, важнейшими из которых является наличие у них «хороших» корреляционных свойств.

Известные методики оценки корреляционных свойств рассматриваемых сигналов [3] ориентированы в основном на минимаксную (предельную) оценку их характеристик, что приемлемо в случае синтеза ограниченного количества ансамблей сигналов. Поскольку способ передачи информации с псевдослучайной перестройкой формы сигналов для систем связи с кодовым разделением каналов [2] ориентирован на использование достаточно большого числа ансамблей последовательностей, то это требует усовершенствования аппарата оценки их корреляционных свойств. Цель статьи – разработка алгоритма оценки статистических свойств корреляционных функций ансамблей ортогональных дискретных последовательностей.

Как известно [4], применение сложных сигналов позволяет осуществить кодовое разделение абонентов в радиосвязи. Однако наличие боковых пиков у функции неопределенности (ФН) сложных сигналов приводит к увеличению времени вхождения в синхронизм, а наличие боковых пиков у взаимной функции неопределенности (ВФН) – к увеличению вероятности ошибки при рассинхронизации по времени и частоте. Поэтому при синтезе ансамблей сложных последовательностей (сигналов) необходимо найти ансамбли, у которых сигналы будут иметь малые боковые пики как ФН, так и ВФН, т.е. ансамбли сигналов с хорошими корреляционными свойствами. Обычно боковые пики ФН и ВФН, даже если они малы, могут существенно отличаться друг от друга по величине. В связи с этим возникают следующие задачи:

1. Оценка влияния боковых пиков ФН на вероятность правильного обнаружения сигналов;

2. Определение влияния боковых пиков ВФН на вероятность ошибки при рассинхронизации.

3. Поиск условия малости боковых пиков ФН и ВФН.

Данные задачи были решены Варакиным Л.Е. в [5-6], где вероятность правильного обнаружения сигналов определяется формулой:

$$P_{\text{прав}} = \int_H^\infty \omega(t) \xi(t) dt, \quad (1)$$

где  $H$  – относительный порог;  $\omega(t)$  – плотность вероятности максимума сигнальной составляющей и шума;  $\xi(t)$  – весовая функция.

$$\omega(t) = t \exp\left(-\frac{t^2 + q^2}{2}\right) I_0(tq). \quad (2)$$

$$\xi(t) = \prod_{m=1}^{M-1} \xi(t, r_m), \quad (3)$$

где  $\xi(t, r_m)$  – частная интегральная функция распределения:

$$\xi(t, r) = \int_0^t \omega_r(z) dz, \quad (4)$$

где  $\omega_r(z)$  – плотность вероятности модуля бокового пика и шума, определяемая формулой (2), в которой  $t$  надо заменить на  $z$ , а  $q$  на  $r_m = q |R_m|$ .

Из анализа (1) вытекает условие малости боковых пиков ФН: влиянием максимального бокового пика ФН на вероятность правильного обнаружения сигналов можно пренебречь, если значение максимального бокового пика не превышает 0,3:

$$R_m \leq 0,3. \quad (5)$$

Также в [5-6] рассматривается вероятность ошибки при рассинхронизации  $P_{\text{ош}}$ :

$$P_{\text{ош}} = \exp(-h^2(R^2 + \mu^2)) \times \int_0^\infty z^2 \exp(-0,5z^2) I_0(\sqrt{2}hRz) \times \int_z^\infty t \exp(-0,5t^2) I_0(\sqrt{2}h\mu t) dt dz, \quad (6)$$

где рассинхронизация по времени  $\tau$  и по частоте  $\Omega$  в момент принятия решения, который определяется синхронизатором, огибающая на выходе согласованного канала определяется функцией неопределенности передаваемого сигнала  $R = |R(\tau, \Omega)|$ , а огибающая на выходе несогласованного канала

– огибающей ВФН  $\mu = |\mu(\tau, \Omega)| = |R_{jk}(\tau, \Omega)|$ . Отношение «сигнал/шум» в информационном канале  $h = \sqrt{E / N_0}$ , где  $E$  – энергия сигналов, а шум является случайным нормальным стационарным процессом с нулевым средним и с равномерной спектральной плотностью мощности  $N_0$ . Из анализа (5) вытекает условие малости боковых пиков ВФН: влиянием максимального бокового пика ВФН на вероятность ошибки при рассинхронизации можно пренебречь, если значение максимального бокового пика не превышает  $1/\sqrt{B}$ , где  $B$  – база сигнала, то есть

$$\mu \leq \frac{1}{\sqrt{B}}. \quad (7)$$

Таким образом, для оценки АКФ отдельно взятого сигнала можно использовать условие малости боковых пиков ФН, а для оценки ВКФ одной пары сигналов можно использовать условие малости ВФН.

Условие малости боковых пиков ФН (5) будем называть первым условием Варакина, а условие малости боковых пиков ВФН – вторым условием Варакина. Условия Варакина позволяют оценить корреляционные свойства отдельного сигнала (АКФ) либо пары сигналов (ВКФ), но не ансамбля сигналов в целом. В работе предлагается алгоритм оценки корреляционных свойств АОДП на основе вышеупомянутых условий [5-6].

Рассмотрим произвольный АОДП размерности  $n = N = 64$ :

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1n} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nm} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$\begin{aligned} X &= \{x_{ik}\} = \{x_i(t)\}; \\ i &= k = 1, 2, 3, \dots, 64; \\ t &\in [(k-1)\Delta t; k\Delta t]. \end{aligned} \quad (9)$$

Сначала рассчитаем АКФ каждого сигнала в ансамбле по общепринятой формуле [5-6]:

$$R_{ii}(i, \tau) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{n-\tau-1} x_{i, k+\tau} x_{i, k}^*, & \tau \geq 0; \\ R_{ii}^*(i, -\tau), & \tau < 0; \end{cases} \quad (10)$$

$$\tau = -(n-1), \dots, 0, \dots, (n-1).$$

Графическое представление корреляционных функций множества АОДП будет затруднитель-

но ввиду громоздкости получаемых данных, то есть их большого объема. Соответственно, и оперирование большим набором корреляционных функций каждого сигнала каждого ансамбля сопряжено с дополнительными вычислительными затратами. Поэтому необходимо перейти от набора корреляционных функций каждого сигнала в ансамбле сигналов к обобщенной корреляционной функции, которая даст наглядную оценку корреляционных свойств ансамбля сигналов в целом. В данной работе предлагается перейти от набора корреляционных функций для каждого сигнала в ансамбле к единой среднестатистической корреляционной функции для АОДП.

Рассчитаем среднестатистическую АКФ  $\tilde{R}_{ii}(\tau)$  по формуле

$$\tilde{R}_{ii}(\tau) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |R_{ii}(i, \tau)|. \quad (11)$$

Применение (11) позволяет получить среднюю арифметическую оценку абсолютных значений боковых пиков автокорреляционных функций всех сигналов в ансамбле и рассмотреть полученный набор пиков как среднестатистическую АКФ всего ансамбля сигналов.

$$\sigma_{ii}(\tau) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (|R_{ii}(i, \tau)| - \tilde{R}_{ii}(\tau))^2}. \quad (12)$$

Однако разброс абсолютных значений боковых пиков АКФ сигналов в АОДП при заданном  $\tau$  может быть велик. Чтобы оценить этот разброс, вычисляем среднеквадратичное отклонение абсолютных значений пиков. Полученную таким образом среднестатистическую АКФ оцениваем при помощи первого условия Варакина (5), которое накладывает ограничение на величину бокового пика 0,3:

$$\tilde{R}_{ii}(\tau) \leq 0,3 \text{ при } \tau \neq 0. \quad (13)$$

Результаты проведенной оценки автокорреляционных свойств рассматриваемого АОДП представлены на рис. 2. Подобное графическое представление корреляционных свойств ансамбля сигналов позволяет наглядно продемонстрировать корреляционные свойства не только одного ансамбля сигналов, но и множества ансамблей, как это показано на рис. 3.

Аналогичным образом оценим ВКФ АОДП. Рассчитаем ВКФ каждой пары сигналов в ансамбле по известной формуле [5-6].

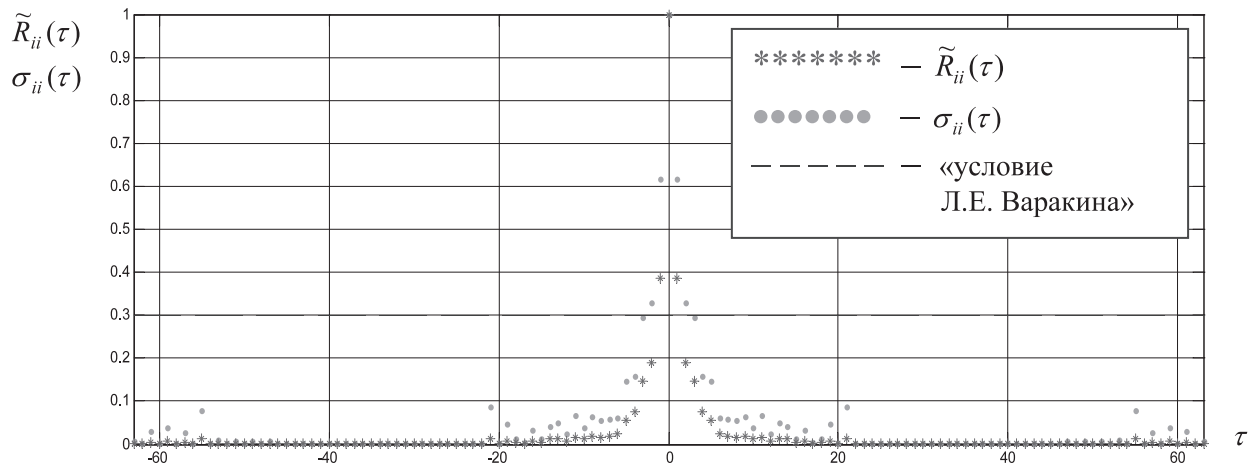


Рис. 2. Среднестатистическая АКФ  $\tilde{R}_{ii}(\tau)$  ансамбля ортогональных дискретных последовательностей и соответствующие ей среднеквадратические отклонения пиков  $\sigma_{ii}(\tau)$

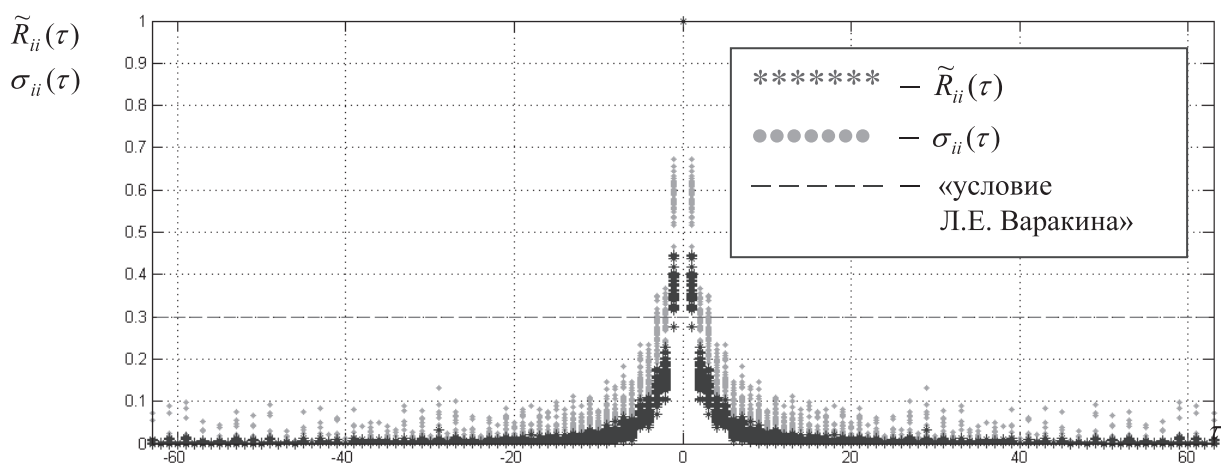


Рис. 3. Среднестатистические АКФ  $\tilde{R}_{ij}(\tau)$  множества ансамблей ортогональных дискретных последовательностей и соответствующие им среднеквадратические отклонения пиков  $\sigma_{ij}(\tau)$

$$R_{ij}(i, j, \tau) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{n-\tau-1} x_{i, k+\tau} x_{j, k}^*, & \tau \geq 0; \\ R_{ij}^*(i, j, -\tau), & \tau < 0; \end{cases} \quad (14)$$

$$\tau = -(n-1), \dots, 0, \dots, (n-1).$$

Число пар сигналов  $L$  для ансамбля из 64-х сигналов равно числу сочетаний из 64 по 2:

$$L = C_n^2 = \frac{n!}{2!(n-2)!} = \frac{64!}{2 \cdot 62!} = 2016. \quad (15)$$

На рис. 4 представлены 126 из 2016 рассчитанных ВКФ пар сигналов.

Проанализируем среднестатистические ВКФ для АОДП в целом:

$$\tilde{R}_{ij}(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{\langle i, j \rangle=1}^L |R_{ij}(i, j, \tau)|, \quad (16)$$

где  $\langle i, j \rangle$  – номер пары  $i$ -го и  $j$ -го сигналов. Затем рассчитываем среднеквадратичное отклонение абсолютных значений пиков:

$$\sigma_{ij}(\tau) = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{\langle i, j \rangle=1}^L (|R_{ij}(i, j, \tau)| - \tilde{R}_{ij}(\tau))^2}. \quad (17)$$

Полученную среднестатистическую ВКФ оцениваем при помощи второго условия Варакина (7), которое накладывает следующее ограничение на величину бокового пика:

$$\tilde{R}_{ij}(\tau) \leq 1/\sqrt{n}, \quad (18)$$

где  $n = 64$  в рассматриваемом примере. Следовательно,

$$\tilde{R}_{ij}(\tau) \leq 0,125. \quad (19)$$



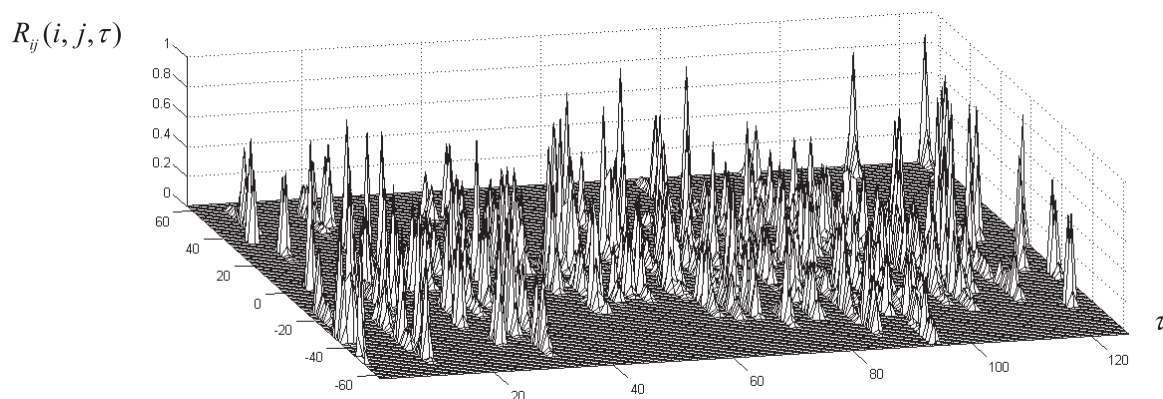
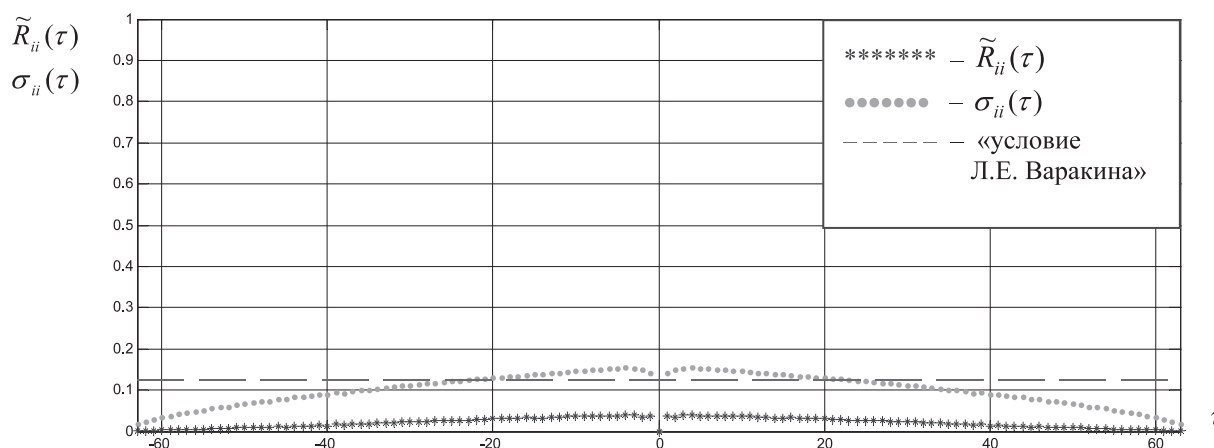


Рис. 4. ВКФ анализируемого ансамбля ортогональных дискретных последовательностей

Рис. 5. Среднестатистическая ВКФ  $\tilde{R}_{ij}(\tau)$  ансамбля ортогональных дискретных последовательностей и соответствующие ей среднеквадратические отклонения пиков  $\sigma_{ij}(\tau)$ 

Результаты данной оценки представлены на рис. 5.

Таким образом, предлагаемый алгоритм оценки статистических свойств корреляционных функций сигналов в АОДП представляет собой следующую последовательность действий.

1. Расчет среднестатистической АКФ  $\tilde{R}_{ii}(\tau)$  и соответствующих среднеквадратичных отклонений боковых пиков  $\sigma_{ii}(\tau)$  согласно (3)-(5).

2. Расчет среднестатистической ВКФ  $\tilde{R}_{ij}(\tau)$  и соответствующих среднеквадратичных отклонений боковых пиков  $\sigma_{ij}(\tau)$  согласно (10)-(12).

3. Оценка уровня боковых пиков  $\tilde{R}_{ii}(\tau)$  и  $\tilde{R}_{ij}(\tau)$  на одновременное соответствие и первому, и второму условию Варакина – см. (13) и (18) соответственно.

## Выводы

В результате оценки помехоустойчивости приема сложных сигналов с учетом их корреляционных функций по методике, предложенной Варакиным Л.Е., уточнены условия малости бо-

ковых пиков АКФ и ВКФ («условия Варакина»), позволяющие определить «хорошие» автокорреляционные свойства сложного сигнала и взаимокорреляционные свойства пары сигналов.

Предложенный алгоритм оценки статистических свойств корреляционных функций сигналов в АОДП, в отличие от известных, дает возможность получить усредненную оценку автокорреляционных и взаимокорреляционных свойств ансамбля сигналов в целом, а также при оценке автокорреляционных и взаимокорреляционных свойств большого числа АОДП позволяет визуализировать результаты расчетов.

## Литература

1. <http://www.json.ru>.
2. Жук А.П., Жук Е.П., Трошков А.М. Способ передачи информации с псевдослучайной перестройкой формы сигналов для систем связи с кодовым разделением каналов. Материалы XII МНПК «ИБ-2012». Ч.1. Таганрог: Изд. ТТИ ЮФУ, 2012. – 346 с.

3. Пашинцев В.П., Малофей А.О., Жук А.П. и др. Развитие теории синтеза и методов формирования ансамблей дискретных сигналов для перспективных систем радиосвязи различных диапазонов радиоволн. М.: Физматлит, 2010. – 196 с.
4. Ипатов В.П., Орлов В.К., Самойлов И.М., Смирнов В.Н. Системы мобильной связи. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 288с.
5. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. М.: Сов. радио, 1978. – 303 с.
6. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1978. – 365 с.

## IMPROVEMENT OF STAFF EVALUATION FOR PROPERTIES OF NEW TYPES OF ENSEMBLES OF ORTHOGONAL DISCRETE SEQUENCE

**Zhuk A.P., Zhuk E.P., Kuzminov Y.V., Petrenko V.I.**

**The article provides a brief review of existing methods for increasing security of the CSDMA. To improve the technical characteristics of these systems the algorithm estimates the statistical properties of the correlation functions of the ensemble of discrete orthogonal signals, which are detailed in the article. Advantages of the new algorithm is that it allows you to use the average estimate of the inter-correlation and autocorrelation properties of an ensemble of signals in general, and visualize the results of calculations in assessing the inter-correlation and autocorrelation properties of a large number of ensembles of discrete orthogonal signals.**

*Keywords: telecommunications, broadband, orthogonal sequences, the correlation properties.*

Жук Александр Павлович, к.т.н., профессор Кафедры «Организация и технологии защиты информации» (ОТЗИ) Северо-Кавказского федерального университета (СКФУ). Тел. 8-918-884-14-81. E-mail: alekszhuk@mail.ru

Жук Елена Павловна, к.п.н., доцент Кафедры ОТЗИ СКФУ. Тел. 8-918-884-14-91. E-mail: alekszhuk@mail.ru

Кузьминов Юрий Владимирович, к.т.н., доцент Кафедры ОТЗИ СКФУ. Тел. 8-918-753-20-87. E-mail: 2kuzminov@gmail.com

Петренко Вячеслав Иванович, к.т.н., доцент, заведующий Кафедрой ОТЗИ СКФУ. Тел. 8-928-262-06-91. E-mail: petrenko@stavsru

УДК 621.391

## АЛГОРИТМ СЛЕПОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ МИМО-КАНАЛА С ЦИКЛИЧЕСКИМ СДВИГОМ ИНФОРМАЦИИ

*Березовский А.А., Горячкин О.В., Харитонова А.А.*

В статье предлагается модифицированная система МИМО, основанная на применении избыточного пространственного кодирования, осуществляемого путем циклического перебора каналов передачи. Предлагается основанный на этой модификации алгоритм слепой идентификации многомерного матричного МИМО-канала связи.

**Ключевые слова:** слепая обработка сигналов, векторный канал связи, системы МИМО.

### Введение

В настоящее время интенсивно развиваются системы беспроводной связи (мобильный Internet, компьютерные радиосети внутри зданий и т.п.). Сильные замирания сигнала в канале затрудняют оценку переданных сообщений и приводят к искажениям передаваемой информации. Для устране-

ния замираний в современных беспроводных технологиях широко применяется система МИМО, то есть система, где информация передается одновременно несколькими разнесенными передатчиками и принимается на несколько независимых приемников. Система МИМО применяется в беспроводных локальных сетях стандарта IEEE 802.11n, а также в беспроводных сетях мобильной связи WiMAX.

В настоящее время значения элементов матрицы импульсных характеристик МИМО-канала на приемной стороне определяются по тестовым импульсам. Однако при внесении в систему МИМО циклического сдвига передаваемой последовательности по передающим позициям в течение некоторого фиксированного интервала времени мы будем иметь избыточность, достаточную для слепого оценивания матрицы импульсной характеристики мат-