

**СЕКЦИЯ 10. ДАЛЬНЕЕ РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВОЛН, ПЕРЕДАЧА  
ИНФОРМАЦИИ**

<b>Адаптивная антенная решетка в условиях приема широкополосных сигналов</b> В.В. Балинов, Г.А. Кузнецов, Н.В. Потапова .....	2
<b>Математическая модель ионосферного канала связи с поляризационно-чувствительными коэффициентами передачи</b> О.Ю. Волков .....	6
<b>Ансамбли симплексных последовательностей больших периодов</b> А.Н. Леухин, Н.В. Парсаев, А.С. Шувалов .....	8

## АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА В УСЛОВИЯХ ПРИЕМА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

В.В. Балинов, Г.А. Кузнецов, Н.В. Потапова  
Физический факультет МГУ им. М.В. Ломоносова

Адаптивные антенные решётки (ААР) предназначены для повышения эффективности приёма полезного сигнала при наличии помех и шума. В настоящее время из-за потребности в увеличении скорости передачи данных необходимо использование широкополосных сигналов. В [1] и [2] показано, что эффективность работы традиционных ААР, не использующих поляризацию сигнала для повышения помехоустойчивости, в условиях приема широкополосных сигналов существенно снижается и становится неудовлетворительной.

В данной работе рассматривается пространственно-поляризационная ААР, элементами которой являются поляризационные фильтры. Она состоит из двух подрешёток – сигнальной и опорной, с разными поляризационными характеристиками. Задача сигнальной подрешётки – максимально эффективный прием полезного сигнала, опорной – выделение опорного сигнала в виде копии приходящих помех [3]. Ухудшение работы такой ААР в случае приема широкополосного сигнала вызвано двумя факторами: во-первых, полезный сигнал просачивается в опорную подрешетку, во-вторых, набег фазы между антенными элементами не совпадает для различных спектральных компонент сигнала и помехи. Для частотной компенсации обычно используются методы пространственно-временной либо пространственно-частотной обработки сигналов. Первый заключается в применении многоотводных линий задержки, второй – в использовании узкополосных фильтров. Оба метода существенно усложняют структуру ААР и увеличивают объем вычислений при адаптации [2]. Целью данной работы является анализ эффективности использования поляризационной обработки для увеличения помехоустойчивости в условиях приема широкополосного сигнала и подавления широкополосной помехи без использования методов частотной компенсации.

В данной работе рассматривался случай приема одного полезного сигнала и подавления одной помехи. Предполагалось, что и полезный сигнал и помеха имеют круговую поляризацию, причем, поляризация всех частотных компонент одинакова. При численном моделировании сигнал и помеха представляли собой последовательность радиоимпульсов различной длительности и скважности. Огибающая спектральной амплитуды такого сигнала может быть записана в виде

$$s(\omega) = A \cdot \text{Sinc}(\pi \Delta f \tau), \quad (1)$$

где  $A$  – амплитуда центральной составляющей,  $\Delta f = (f - f_0) / f_0$ ,  $f_0$  – несущая частота,  $\tau$  – отношение длительности импульса к периоду несущей. Под шириной спектра будем понимать минимальное значение  $\Delta f$ , при котором огибающая спектральной амплитуды обращается в ноль.

При численном моделировании сигнал имел левую круговую поляризацию, азимутальный и зенитный углы его прихода были равны  $45^\circ$ . Помеха имела правую или левую круговую поляризацию и были рассмотрены всевозможные углы прихода. Мощности помехи и сигнала на входе ААР были одинаковы.

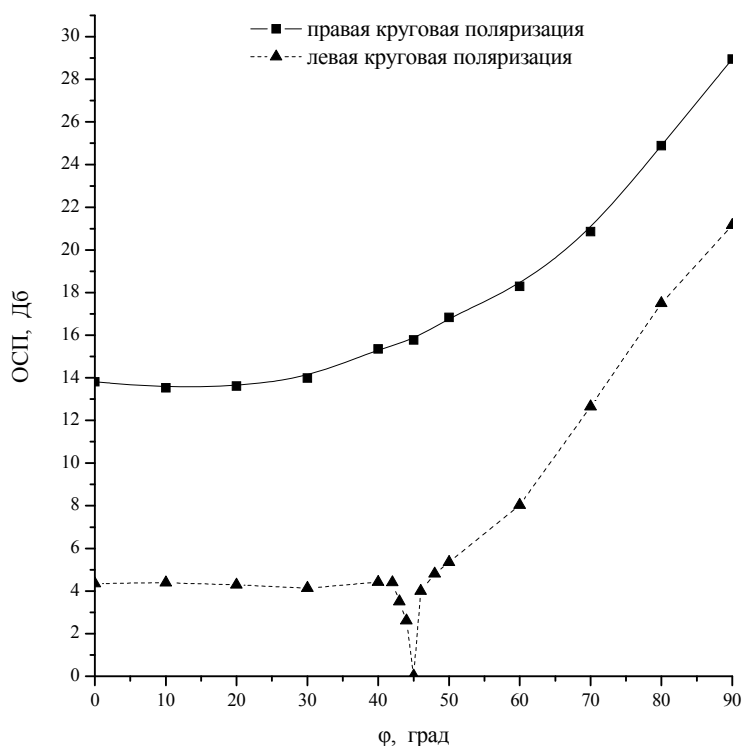


Рис. 1. Зависимость ОСП на выходе ААР от угла прихода помехи при различных ее поляризациях. Ширина спектра сигнала 10%, помехи 20%.

На рис. 1. приведена зависимость ОСП на выходе ААР от угла прихода помехи. Если помеха имеет левую круговую поляризацию, то на графике наблюдается минимум при  $\varphi=45^\circ$ . В этом случае сигнал и помеха имеют одинаковые углы прихода и поляризацию, и ААР не может отличить их друг от друга. Кроме того, при  $\varphi < 40^\circ$  ОСП мало изменяется и является минимальным, если не считать провала вблизи  $\varphi=45^\circ$ . При  $\varphi > 60^\circ$  наблюдается резкий рост ОСП, и при  $\varphi=90^\circ$  ОСП достигает максимального значения. Этот эффект вызван тем, что при малых  $\varphi$  помеха приходит почти вдоль линии, образованной антенными элементами, различие в набеге фаз спектральных составляющих максимально, и ААР не может эффективно подавлять их все. При  $\varphi$ , близких к  $90^\circ$ , помеха приходит перпендикулярно линии антенных элементов, и набег фазы для всех ее

спектральных составляющих одинаков. В этом случае широкополосность помехи почти не влияет на эффективность работы ААР.

Если помеха имеет правую круговую поляризацию, то при всех углах прихода ОСП на выходе ААР выше соответствующего ОСП при одинаковых поляризациях сигнала и помехи на 8 – 10 дБ. То есть поляризация сигнала и помехи существенно влияют на эффективность работы ААР.

На рис. 2. показаны зависимости минимального по углам прихода помехи ОСП на выходе ААР от ширины спектров сигнала и помехи в случае, если помеха имеет правую а), и левую круговую поляризацию б). Как видно из графиков, если поляризация сигнала и помехи различная, то,

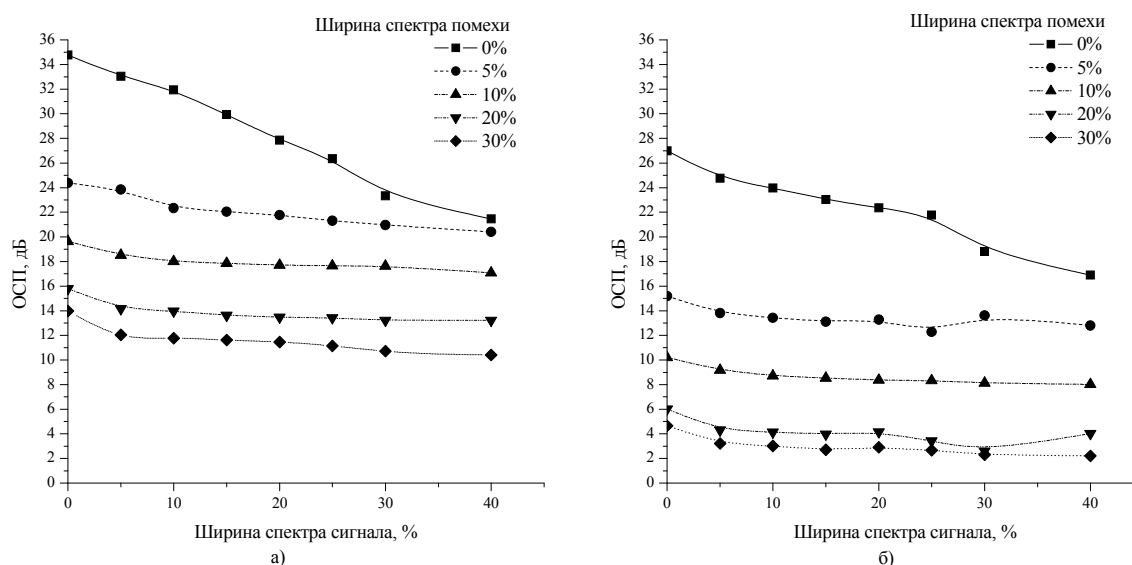


Рис. 2. Зависимость минимального ОСП на выходе ААР от ширины спектра сигнала и помехи. а) помеха имеет правую круговую поляризацию, б) левую. даже при ширине спектра сигнала 40% и помехи 30%, ОСП не меньше 10 дБ. При совпадении поляризации сигнала и помехи и ширине спектра помехи 10% уже в случае монохроматического сигнала ОСП меньше 10 дБ.

Заметим, что ОСП на выходе ААР зависит от ширины спектра сигнала слабее, чем от ширины спектра помехи. Это объясняется структурой используемой антенной решеткой. Как было сказано выше, ухудшение эффективности работы ААР вызвано тем, что набег фаз между антенными элементами неодинаков для различных спектральных составляющих, что существенно для помехи, а не сигнала, так как последний подавляется в опорной подрешетке.

На рис. 1. видно, что когда сигнал и помеха имеют различные поляризации, даже если их углы прихода совпадают,  $OSП \approx 15$  дБ. График зависимости ОСП при одинаковых углах прихода сигнала и помехи от

ширины спектра сигнала и помехи приведен на рис. 3. На графике видно, что пространственно-поляризационная ААР эффективно работает даже при ширине спектра помехи и сигнала 30%, что делает возможным повторное использование частоты.

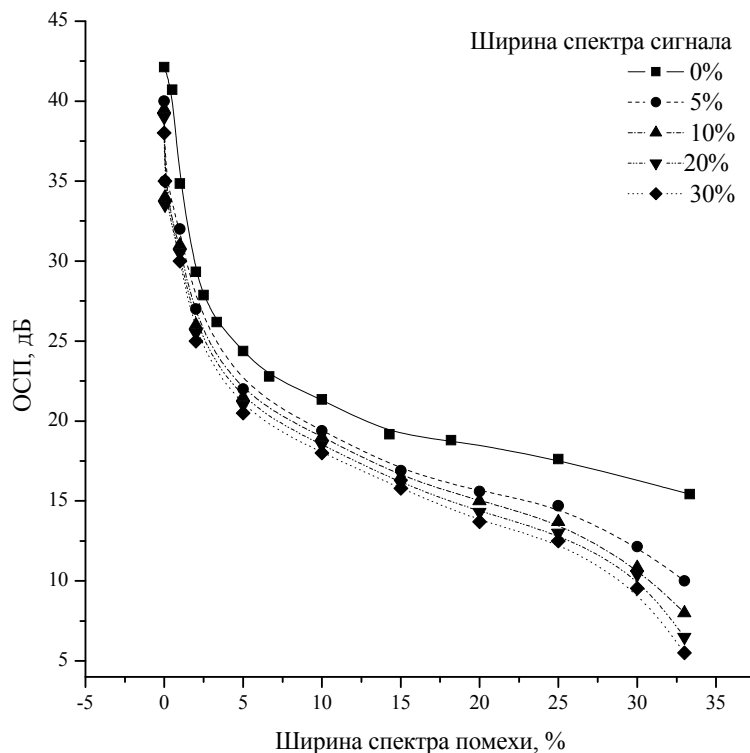


Рис. 3. Зависимость ОСП на выходе ААР при одинаковых углах прихода сигнала и помехи от ширины спектра помехи при различной ширине спектра сигнала. Сигнал имеет левую круговую поляризацию, помеха – правую.

Таким образом, в работе показано, что пространственно-поляризационная обработка является мощным инструментом для улучшения эффективности работы ААР в условиях приема широкополосного сигнала и подавления широкополосных помех.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. L. C. Godara, Smart Antennas, CRC Press, Boca Raton, FL, 2004.
2. M. Hefnawi, G.Y. Delisle, "Performance Analysis of Wideband Smart Antenna Systems using Different Frequency Compensation Techniques," ISCC, pp.0237, Sixth IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC'01), 2001
3. Ю.В. Березин, В.В. Балинов, Н.В. Потапова "Принципы функционирования адаптивной антенной решетки с пространственно-поляризационной диаграммой направленности". – Нелинейный мир № 2, Т. 2, 2004.

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИОНОСФЕРНОГО КАНАЛА СВЯЗИ С ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ЧУВСТВИТЕЛЬНЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ ПЕРЕДАЧИ

О.Ю. Волков

Физический факультет МГУ им. М.В. Ломоносова

Ионосферный канал связи (ИКС) широко используется в коротковолновой радиосвязи. Особенностью ИКС является отражение радиоволн от ионосферы Земли. На одноканковых радиотрассах при одномодовом распространении радиоволн в точку приема приходят две характеристических волны – обыкновенная и необыкновенная, образующиеся при отражении от ионосферы в силу ее анизотропии [1]. Каждая характеристическая волна имеет свою поляризацию, поглощение и доплеровский сдвиг частотного спектра, что сильно влияет на качество передачи информации по ИКС. Одним из способов решения проблемы является применение метода селективного возбуждения характеристических волн (СВХВ) [2].

Моделирование работы метода СВХВ на ЭВМ позволяет выявлять зависимости его эффективности от различных параметров задачи. Для этого, необходимо иметь простую модель ИКС, учитывающую его основные особенности: поглощение электромагнитных волн отсутствует; значение диэлектрической проницаемости ионосферы не зависит от мощности электромагнитной волны, распространяющейся в ионосфере; поляризационные параметры ХВ на выходе из ионосферы не зависят от вида поляризации волны, излучаемой передающими антеннами.

Представим ИКС в виде оператора  $\mathbf{K}$ , действующего на вектор излучаемого поля. Тогда поле на приемной антенной системе, с учетом шума будет иметь вид:

$$\mathbf{E}_{output} = \mathbf{K}\mathbf{E}_{input} + \mathbf{E}_{noise}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{E}_{input}$  и  $\mathbf{E}_{output}$  – электрическая компонента комплексного электромагнитного поля на входе и выходе ионосферного канала соответственно,  $\mathbf{E}_{noise}$  – вектор аддитивного комплексного шума. При этом оператор  $\mathbf{K}$  представим в виде:

$$\mathbf{K} = \sum_{n=1}^2 \mathbf{K}_n = \sum_{n=1}^2 \mathbf{F}_n(t) \mathbf{k}_n^T, \quad (2)$$

где  $\mathbf{F}_n(t)$  – некая векторная функция времени, характеризующая данный ИКС,  $\mathbf{k}_n$  – вектор ( $\mathbf{k}_n^T$  – транспонированный вектор), характеризующий

поляризационную чувствительность возбуждаемой волны,  $n$  – номер ХВ.

Возбужденная в ИКС характеристическая волна имеет эллиптическую поляризацию, изменяющуюся в процессе ее распространения в анизотропной среде. Эта поляризация определяется углом между волновым вектором в данной точке траектории и направлением вектора напряженности магнитного поля Земли. В точке выхода из ионосферы волна имеет некоторую поляризацию, называемую предельной [1].

Выходящее из ионосферы поле одной ХВ, представим в виде суммы компонент: детерминированной  $\mathbf{E}_0$ , рассеянной поляризованной  $\mathbf{E}_s$  и рассеянной деполаризованной  $\mathbf{E}_d$  [3]. Учитывая, что средние мощности трех компонент частично рассеянного и частично поляризованного поля связаны со степенью рассеяния  $\beta^2$  и деполаризации  $q$  волны, получим:

$$\mathbf{K}_n = \left( \boldsymbol{\varepsilon}_n \left( e^{i\Omega_n t} \sqrt{\beta^2 / (1 + \beta^2)} + s_n(t) \sqrt{q - \beta^2 / (1 + \beta^2)} \right) + \mathbf{d}_n(t) \sqrt{1 - q} \right) \mathbf{k}_n^T, \quad (3)$$

где  $\boldsymbol{\varepsilon}_n$  – вектор поляризации,  $\Omega_n$  – доплеровское смещение частоты компоненты поля,  $s_n(t)$  и  $d_n(t)$  – функции, определяющие рассеянные поляризованные и деполаризованные компоненты соответственно,  $\beta^2$  – степень рассеяния,  $q$  – степень поляризации,  $\mathbf{k}_n$  – вектор поляризационной чувствительности ХВ.

Покажем работу метода СВХВ на основе математической модели ионосферного канала связи, описанной выше. Рассмотрим случай односкачковой ионосферной радиотрассы. Формула (1), определяющая поле в точке приема, для двухлучевого ИКС с учетом (2) примет вид:

$$\mathbf{E}_{output} = \left( \sum_{n=1}^2 \mathbf{F}_n(t) \mathbf{k}_n^T \right) \mathbf{E}_{input} + \mathbf{E}_{noise} = \sum_{n=1}^2 \mathbf{F}_n(t) (\mathbf{k}_n^T \mathbf{E}_{input}) + \mathbf{E}_{noise}. \quad (4)$$

Если в пункте передачи излучить поле  $\mathbf{E}_{input}$  такое, что скалярное произведение векторов  $(\mathbf{k}_n, \mathbf{E}_{input}) = 0$ , то волна с номером  $n$  в данном ИКС не возбудится вообще, т.е. поле в точке приема будет однолучевым.

## ЛИТЕРАТУРА

1. В.Л. Гинзбург “Распространение электромагнитных волн в плазме” М.: Наука, 1967.
2. Ю.В. Березин, Д.Е. Рыжов // Вестник Московского университета. Сер. 3. Физика. Астрономия. 1992, Т. 23, No 2, с. 93-96.
3. В.В. Балинов, Ю.В. Березин, Ю.Е. Виноградов, В.И. Смирнов // Техника средств связи. Сер. СС, 1981, No 2, с. 10-22.

## АНСАМБЛИ СИМПЛЕКСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ БОЛЬШИХ ПЕРИОДОВ

А.Н. Леухин, Н.В. Парсаев, А.С. Шувалов

ГОУ ВПО «Марийский государственный технический университет»,

Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3

[code@martsu.net](mailto:code@martsu.net)

Симплексные последовательности нашли широкое применение в системах передачи информации [1-2]. Большое количество результатов синтеза симплексных последовательностей рассмотрено в работах [1]. Особенно изучен трехмерный случай (размерность пространства  $k = 3$ ). В работе [3] предлагаются три новые конструкции регулярных симплексных кодов, основанные на теории матриц Адамара, две из которых приводят к построению ансамблей циклических последовательностей (каждая последовательность ансамбля представляет собой циклически сдвинутую копию относительно других последовательностей в составе ансамбля). В работе [4] предложен метод построения симплексных последовательностей, основанный на теории синтеза последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией (ПАКФ).

Для любого конечного числа векторов (последовательностей)  $L$  сформулируем геометрическую задачу, так чтобы любая ближайшая пара векторов (последовательностей) находилась на максимально возможном расстоянии  $d_{\min} = \max$ . Кроме того введем ограничение, что все векторы (последовательности) имеют одинаковую длину, и значит, лежат на сферической поверхности. В такой формулировке приходим к задаче о сферической упаковке [1], [2]: в пространстве заданной размерности  $k$  построить созвездие из  $L$  точек или векторов с гарантированным минимальным расстоянием  $d_{\min}$ , обеспечив равную длину (энергию  $E$ ) всех векторов. В авторской работе [4] приводится рассматриваемый ниже подход к построению симплексных последовательностей, на основе фазокодированных последовательностей (ФКП) с минимальным возможным уровнем боковых лепестков ПАКФ.

Задача оптимальной упаковки в пространствах большой размерности  $k > 2$  является чрезвычайно сложной и до сих пор не имеет общего решения. Однако, найдены теоретически верхний предел минимума расстояний  $d_{\min}$  в отсутствие предварительного ограничения на размерность пространства  $k$ , а также минимальное значение размерности пространства  $k$ , которое обеспечит его достижение.

Необходимая и достаточная размерность пространства  $k$  для построения ансамбля симплексных векторов (последовательностей) определится как



$$k = L - 1.$$

Верхняя граница минимального расстояния имеет вид:

$$d_{\min}^2 \leq \frac{2L}{L-1} E. \quad (1)$$

В данной работе продемонстрируем реализацию предложенного в работе [4] метода для построения ансамблей циклических симплексных последовательностей в пространстве больших размерностей  $k$ .

Многофазную последовательность  $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$  определим как:

$$\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1} = \{\exp(i\varphi_n)\}_{0, N-1}, \quad n = 0, \dots, N-1,$$

где модуль каждого кодового элемента  $|\gamma_n|=1$ ,  $i$  – мнимая единица, значение фазы  $\varphi_n$  на каждом  $n$ -ом кодовом интервале принимает любое вещественное значение из диапазона  $[0, 2\pi]$ ,  $N$  – период кодовой последовательности.

В фазовом представлении ФКП будет иметь вид:

$$\Psi = \{\varphi_n\}, \quad n = 0, \dots, N-1.$$

Циклически сдвинутые копии исходной ФКП  $\Gamma_0 = \{\gamma_n^{(0)}\}_{0, N-1}$  определяются на основании выражения как

$$\Gamma_l^{\text{aut}} = \{\gamma_n^{(l)}\}_{0, N-1} = \{\gamma_{l+n \pmod{N}}^{(0)}\}_{0, N-1}, \quad l = 0, 1, \dots, N-1.$$

Отсчеты ПАКФ представляют собой не что иное, как скалярное произведение двух ФКП - сдвинутых копий и исходной, т.е.

$$r_\tau = (\Gamma_\tau^{\text{aut}}, \Gamma_0) = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_n^{(\tau)} \cdot \gamma_n^{(0)*} = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau \pmod{N}}^{(0)} \cdot \gamma_n^{(0)*} = a, \quad \tau = 0, 1, \dots, N-1.$$

Квадрат расстояния между двумя последовательностями  $\Gamma_\tau^{\text{aut}}$  и  $\Gamma_0$  определится на основании выражения как

$$R^2 = 2 \cdot \|\Gamma_0\|^2 - 2 \cdot (\Gamma_\tau^{\text{aut}}, \Gamma_0).$$

Учитывая, что  $E = \|\Gamma_0\|^2 = N$ , а уровень боковых лепестков  $a = a_{\min} = \frac{N}{1-N}$ , получим

$$R_{\max}^2 = 2 \frac{N}{N-1} N. \quad (2)$$

Далее, если в качестве исходной ФКП брать не нулевую  $l \neq 0$ , а любую другую циклически сдвинутую последовательность  $l = 1, 2, \dots, N-1$  и рассмотреть скалярные произведения вида

$$r_{\tau} = \left( \Gamma_{\tau}^{\text{aut}}, \Gamma_l \right),$$

то придем к такому же результату.

Сравним выражения (1) и (2). С учетом обозначений

$$d_{\min}^2 = R_{\max}^2, \quad L = N, \quad E = \|\Gamma\|^2 = N$$

получим эквивалентность этих выражений.

Таким образом, циклически сдвинутые копии фазокодированной последовательности  $\Gamma$  периода  $N$  с минимально возможным уровнем боковых лепестков  $a_{\min} = N/(1-N)$  образуют ансамбль эквидистантных симплексных векторов с максимально возможным взаимным расстоянием. Эквидистантность симплексных векторов (последовательностей) означает равенство нормированных скалярных произведений для любой пары циклически сдвинутых копий.

В таблице 1 приведем результаты построения ансамбля симплексных векторов, образованных циклическими сдвигами исходной последовательности периода  $N = 100$  с минимально возможным уровнем боковых лепестков  $a_{\min} = -100/99$ . Эта последовательность приведет к построению одного возможного ансамбля симплексных векторов в пространстве размерности  $k = N - 1 = 100 - 1 = 99$ .

Существует множество ансамблей данной размерности, построенных на основе других неэквивалентных ФКП периода  $N = 100$  с минимальным возможным уровнем боковых лепестков.

Таблица 1.

$\Psi = \{\varphi_n\}_{0,99}$
0; 4,0192539164; 4,3391044945; 0,3526724564; 5,6470356935; 1,3254634049; 4,6353068456; 2,3470620863; 2,3176367636; 1,532361995; 4,5854097749; 3,668131541; 5,9439959609; 0,9807350642; 0,2194809479; 5,0200758247; 2,9745311688; 2,5046639128; 3,872803927; 5,3152116018; 1,9673836879; 1,4890088367; 4,6821120906; 2,1783717607; 4,3659759083; 6,1343089838; 4,5946493483; 1,4215638864; 4,6415247905; 6,0783569303; 0,475311746; 5,7112281704; 4,4396648525; 5,174106287; 5,6996040418; 5,1093026884; 2,358396415; 2,5863932782; 5,7410190732; 1,0436636103; 4,6656480472; 2,6775164646; 0,9151644056; 3,4261406803; 1,4278869036; 4,9273650939; 6,2408038958; 2,412999861; 2,2574584568; 1,0299181036; 1,2960615709; 2,8407157104; 3,2801220875; 4,0767130578; 2,8907081483; 2,2197952237; 2,6176744374; 0,0211007689; 5,2352703384; 0,9405380371; 2,8337167306; 5,311160518; 3,2126726727; 1,6983143388; 1,0077534592; 2,2944392155; 2,3782169151; 0,2474683322; 1,7397794942; 5,0744461397; 1,3786235892; 1,9693623851; 5,5116557726; 6,179755682; 3,9520046158; 4,8866875777; 2,5591856476; 1,3284994051; 3,87078415; 3,6472472436; 5,875356488; 4,5582394536; 6,0966648149; 0,0687243115; 4,9169532624; 2,7446268842; 4,4633016109; 1,1578426293; 2,1651100946; 1,8131354488; 1,7351857649; 4,3092169283; 2,6563592571; 4,8280769134; 0,1329518485; 0,7384508311; 4,8025544; 5,7158699765; 5,5556981283; 3,0140886007

Таким образом, в работе продемонстрирован способ построения ансамблей симплексных последовательностей в пространствах больших размерностей.

*Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента РФ МД-5418.2010.9, гранта РФФИ 09-07-00072-а и в рамках НИР №1.01.10 АВЦП «Развитие научного потенциала высшей школы».*

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Дж.Конвей, Н.Слоэн. Упаковки шаров, решетки и группы: В 2-х т. – М.Мир, 1990.
2. В.П.Ипатов. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
3. H.Y.Song, S.W. Golomb. Some New Constructions for Simplex Code// IEEE Transactions on Information Theory, March 1994, Vol. 40, No. 2, pp.504-507.
4. А.Н.Леухин, Д.А.Назаров. Симплексные фазокодированные последовательности// Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып.1., с.3-11.