

чений разрядности коэффициентов по известной передаточной функции и заданной погрешности АЧХ фильтра.

Кроме того, впервые описан метод, позволяющий определить абсолютную погрешность отсчетов импульсной характеристики по ошибке квантования коэффициентов, что позволило определить ошибки отсчетов выходного сигнала при заданной величине погрешности АЧХ фильтра.

Литература

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. Пер. с англ.

под ред. Ю.И. Александрова. М.: Мир, 1978. – 848 с.

2. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1990. – 256 с.
3. Рясный Ю.В., Тихобаев В.Г., Панарин В.И. Математические основы цифровой обработки сигналов. Ч.1. Дискретные сигналы и дискретные цепи. Новосибирск.: СибГУТИ, 2007. – 178 с.
4. Бакалов В.П., Журавлева О.Б., Крук Б.И. Основы анализа цепей. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 590 с.

УДК 621.391

О ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АНСАМБЛЕЙ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ РАЗМЕРНОСТЬЮ В СИСТЕМЕ CDMA

Жук А.П., Черняк З.В., Сазонов В.В.

В статье предложен подход к повышению эффективности использования выделенных частотных ресурсов в системе CDMA за счет применения ансамблей ортогональных сигналов с изменяющейся размерностью при обеспечении заданной помехоустойчивости в условиях необходимости изменения скорости передачи данных. Рассматриваемый подход основывается на плавном изменении размерности ансамбля ортогональных сигналов, описываемого собственными векторами действительных симметрических матриц.

В настоящее время большинством стран осуществляется переход систем мобильной связи на технологии третьего поколения (3G). Международным институтом электросвязи подтверждено, что в мобильных системах связи 3G будет широко использован радиointерфейс на базе технологии CDMA. Тем самым на высшем техническом уровне признается лидерство самой эффективной технологии CDMA по сравнению с технологиями TDMA систем мобильной связи GSM, DAMPS. Кроме того, правопреемник Ассоциации 3G – Инфокоммуникационный союз признал целесообразным создание в России сетей 3G на базе стандарта CDMA-2000 [1].

Поскольку технология CDMA использует сложные шумоподобные сигналы, то к ней предъявляются повышенные требования к помехозащищенности, частотной эффективности и скорости передачи данных [2].

Целью статьи является разработка подхода к повышению эффективности использования выделенных частотных ресурсов в системе CDMA

за счет применения ансамблей ортогональных сигналов с изменяющейся размерностью при обеспечении заданной помехоустойчивости и изменении скорости передачи данных.

В настоящее время известны следующие подходы к достижению поставленной цели.

1. В существующем стандарте CDMA-2000 задача повышения скорости передачи информации решается путем применения масок квазиортогонального кода для расширения ансамбля сигналов [3].

2. В сетях третьего поколения для увеличения скорости передачи данных некоторыми авторами предлагается использовать ортогональные коды (например, коды Голда) с дискретно изменяющимися размерностями $N = 64, 128, 256$ и т.д. [3], обеспечивая этим кратное повышение самой скорости.

К недостаткам первого подхода следует отнести тот факт, что квазиортогональные последовательности не всегда обеспечивают ортогональность в точке [4]:

$$|R_{ij}| \leq \theta_{\min}(N) \text{ для любого } i \text{ и } j \neq i, \quad (1)$$

где R_{ij} – значения функции взаимной корреляции между i -ой и j -ой последовательностями ансамбля сигналов длины N ; $\theta_{\min}(N)$ – наихудшее значение функции взаимной корреляции расширенного ансамбля последовательностей длины N . В [4] представлены значения $\theta_{\min}(N)$ для различных величин N , которые приведены в таблице 1.

Таблица 1. Значения $\theta_{\min}(N)$ для различных N

$N = 2^m$	$\theta_{\min}(2^m)$	$\ \theta_{\min}(2^m)\ $
4	2	0,5
8	4	0,5
16	4	0,25
32	8	0,25
64	8	0,125
128	16	0,125

Подобное свойство квазиортогональных последовательностей влечет за собой снижение помехоустойчивости за счет появления шумов неортогональности. При этом вероятность ошибки в случае однолучевого распространения будет определяться из следующей формулы [5]:

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2 + A \times B}, \quad (2)$$

где

$$A = \frac{\bar{h}^2 \{1 - \|R_{ij}\|^2\}}{\bar{h}^2 \|R_{ij}\|^2 + 1},$$

$$B = \frac{(\bar{h}^2)^2 \{ \|R_{ij}\|^2 + \|R_{ij}\|^4 \} + \bar{h}^2 \{ 1 + 3 \cdot \|R_{ij}\|^2 \} + 2}{(\bar{h}^2)^2 \|R_{ij}\|^4 + \bar{h}^2 \{ \|R_{ij}\|^2 + 1 \} + 2 - \|R_{ij}\|^2},$$

$\bar{h}$ – отношение мощности сигнала к мощности шума на входе приемного устройства.

При этом зависимости вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ от значения отношения сигнал-шум для различных значений функции взаимной корреляции сигналов $\|R_{ij}\|$, будут иметь вид, показанный на рис. 1.

Анализ графиков показывает, что в случае применения квазиортогональных сигналов при заданной вероятности ошибки в канале связи со значением 0,001 необходимо обеспечить несколько большее отношение сигнал-шум, по сравнению со случаем применения ортогональных сигналов, для которых $\|R_{ij}\| = 0$. При этом для размерности ансамбля $N = 64$ и $N = 128$ необходимо увеличивать отношение сигнал-шум в точке приема на 1,28 дБ.

Кроме того, количество расширяющих квазиортогональных последовательностей ограничено и зависит от размера расширяемого ансамбля ортогональных сигналов.

Таким образом, возможности по расширению ансамбля ортогональных сигналов до произвольной размерности при помощи квазиортогональных последовательностей ограничены с одной стороны дополнительными затратами на увеличение мощности передатчика, а с другой стороны – малым количеством расширяющих последовательностей.

К недостаткам второго подхода следует отнести расширение занимаемого спектра пропорционально размерности используемого ансамбля

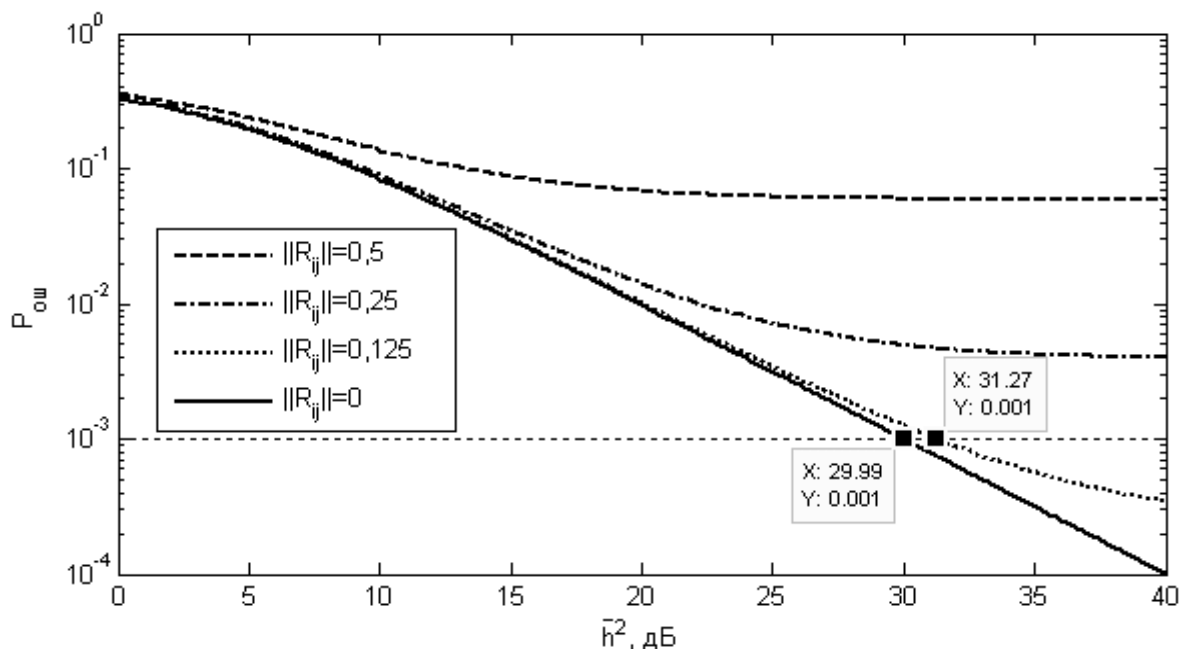


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибки от величины отношения сигнал-шум для различных значений функции взаимной корреляции сигналов

сигналов, а, следовательно, и скорости передачи информации. При этом в случаях, когда требуемая скорость передачи информации меньше максимально возможной (при применении ансамбля сигналов увеличенной размерности), эффективность использования занимаемых частотных ресурсов будет низка.

Для обоснования данного утверждения оценим относительную эффективную ширину спектра сигналов, воспользовавшись методом, приведенным в работе [6]. В данной работе для оценки спектральной характеристики по первым боковым пикам функции автокорреляции используемых сигналов предложено соотношение:

$$\frac{W_k^2}{W_0^2} = \left(\frac{T}{\Delta t} \right)^2 [1 + |R_{\max}(\Delta t)|], \quad (3)$$

где T – длительность сигнала, Δt – длительность элементарной посылки, $R_{\max}(\Delta t)$ – максимальное значение первого бокового пика функции автокорреляции самого широкополосного сигнала используемого ансамбля.

С учетом того, что модуль максимального первого бокового пика функции автокорреляции самого широкополосного сигнала, используемого в CDMA ансамбля Уолша размерности N , имеет следующее нормированное значение:

$$|R_{\max}(\Delta t)| = \frac{N-1}{N}. \quad (4)$$

Подставим выражение (4) в (3) и определим максимальную относительную эффективную ширину спектра, занимаемую системой CDMA, использующей ансамбль сигналов Уолша:

$$\frac{W_k^2}{W_0^2} = \left(\frac{T}{\Delta t} \right)^2 \left[1 + \frac{N-1}{N} \right], \quad (5)$$

Данная зависимость представлена на рис. 2.

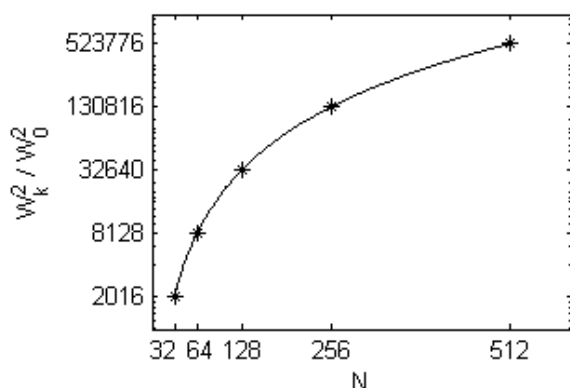


Рис. 2. Зависимость изменения максимальной относительной эффективной ширины спектра сигналов от размерности сигналов

Анализ графика на рис. 2 показывает, что при каждом удвоении размерности ансамбля происходит существенное увеличение (более чем в 4 раза) используемой максимальной относительной эффективной ширины спектра (величины обозначены символом *). Таким образом, данный подход наращивания необходимой скорости передачи информации нельзя назвать эффективным, поскольку удвоение скорости приводит к значительному расширению полосы частот канала связи. При этом на практике весьма вероятно могут потребоваться ее промежуточные значения.

Для устранения недостатков, изложенных в рассмотренных подходах, авторами предлагается использование плавного изменения размерности ансамбля ортогональных сигналов, описываемых собственными векторами действительных симметрических матриц.

Данный подход основывается на использовании следующей математической модели [7].

Множество матриц порядка $(n \times N)$ вида:

$$|x_{ik}| = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nN} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$x_{ik} = x_i(t)$, $1, 2, \dots, n$, при $t \in [(k-1)\Delta t; k\Delta t]$ образуют пространство моделей ансамблей дискретных ортогональных фазоманипулированных сигналов.

В качестве строк матрицы (6) предлагается использовать собственные векторы симметрических матриц.

Известно, что если собственные векторы $\vec{x}$ и $\vec{y}$ симметрической матрицы $A = [\alpha_{ij}]$ соответствуют различным собственным значениям λ и φ , то они удовлетворяют условию ортогональности [7-8]:

$$\vec{x} \cdot \vec{y} = 0. \quad (8)$$

Следовательно, в данном подходе синтез ансамбля дискретных ортогональных фазоманипулированных сигналов произвольной размерности, сводится к алгебраическому нахождению собственных векторов действительных симметрических матриц требуемого порядка.

Для того чтобы оценить во сколько раз увеличивается эффективность использования выделенного частотного ресурса канала при данном подходе, воспользуемся следующим отношением относительной эффективной ширины спектра в случае удвоения размерности сигналов $W_{удв}$ к

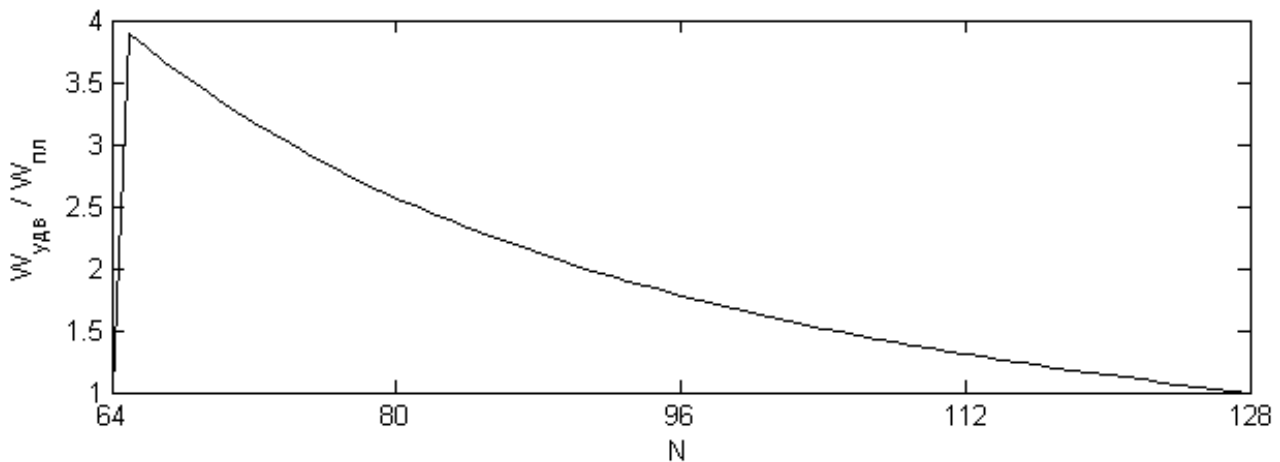


Рис. 3. Зависимость отношения относительной эффективной ширины спектра в случае удвоения размерности сигнала к относительной эффективной ширине спектра при плавном изменении размерности сигнала от размерности сигнала

относительной эффективной ширине спектра при плавном изменении размерности сигналов $W_{пл}$:

$$\frac{W_{удв}}{W_{пл}} = \frac{W_k^2(N_{удв})}{W_0^2(N_{удв})} \bigg/ \frac{W_k^2(N_{пл})}{W_0^2(N_{пл})}, \quad (9)$$

где $N_{удв} = \begin{cases} N, & N = 2^m, \\ 2^{m+1}, & 2^m < N < 2^{m+1}; \end{cases} N_{пл} = N.$

Отношение $\frac{W_{удв}}{W_{пл}}$ показывает, во сколько раз значение относительной эффективной ширины спектра в случае удвоения размерности сигналов превышает значение относительной эффективной ширины спектра при плавном изменении размерности сигналов.

График значений данного отношения для $N \in [64 \dots 128]$ изображен на рис. 3. Из рис. 3 следует, что при плавном увеличении размерности N в диапазоне от 65 до 127 значение $\frac{W_{удв}}{W_{пл}}$ варьируется от 4 до 0, что подразумевает выигрыш в использовании выделенного частотного ресурса канала с применением предложенного подхода в $Z = 1-4$ раза.

Следует отметить, что для любого N ансамбль сигналов, описываемый системой (7) удовлетворяет условию ортогональности (8), что будет обуславливать отсутствие шумов неортогональности при их практическом использовании в системе CDMA.

Изложенное обуславливает целесообразность использования ансамблей ортогональных сигналов с плавно изменяющейся размерностью в системах CDMA с возможностью адаптации к требу-

емой скорости передачи информации. При этом обеспечиваются заданные требования по помехоустойчивости и эффективности использования выделенного частотного ресурса канала связи.

Литература

1. Бурсак А. Третье поколение по-новому // Оператор. Новости связи. №23(371), 2007. – С. 42-43.
2. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. М.: Советское радио, 1978. – 299 с.
3. Невдяев Л. CDMA: сигналы и их свойства [Электронный ресурс] /– Электронный журнал «Сети», №11, 2000. Режим доступа: <http://text.marsu.ru/osp/nets/2000/11/index.htm> ограниченный. – Загл. с экрана.
4. Kyeongcheol Yang, Young-Ky Kim, Vijay Kumar P. Quasi-Orthogonal Sequences for Code-Division Multiple-Access Systems // IEEE Transactions on Information Theory/ Vol. 46, №3, May 2000. – P. 982-993.
5. Маслов О.Н., Пашинцев В.П. Модели трансферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. Приложение к журналу «Инфокоммуникационные технологии». Вып. 4. Самара, 2006. – 357 с.
6. Попенко В.С. Оценка ширины спектра дискретных сигналов // Радиотехника. №11, 1996. – С. 57-59.
7. Попенко В.С. Векторный синтез ансамблей ортогональных сигналов. Ставрополь: МО РФ. Ч.2, 1993. – 202 с.
8. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М.: Физматлит, 2004. – 560 с.