

Д.т.н., проф. Е.Г. Жилияков, к.т.н., проф. С.П. Белов,
Д.И. Ушаков, И.А. Старовойт (Белгородский ГУ)

E.G. Zhilyakov, S.P. Belov, D.I. Ushakov, I.A. Starovoit

**КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФОРМИРОВАНИЯ
КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СОБСТВЕННЫХ
ВЕКТОРОВ СУБПОЛОСНЫХ МАТРИЦ**

**COMPUTER MODELING FORMING CHANNEL SIGNAL ON ON
THE BASIS OF EIGENVECTORS SUBBAND MATRICES**

Рассматривается метод формирования канальных сигналов на основе использования базиса собственных векторов субполосных матриц. Применение данного базиса позволяет адаптивно увеличивать скорость передачи информации в WiMAX за счет уменьшения защитных интервалов между смежными каналами, используемыми в указанных системах в зависимости от предъявляемых требований к уровню межканальной интерференции.

Keywords: OFDM, signal basis, a subband matrix, a frequency resource, channel signals, concentration of energy, subcarrier frequencies.

Введение

Удовлетворение все возрастающих потребностей пользователей в информационном обмене (изображение, речь, данные) независимо от места их нахождения, приводит к росту числа информационно-телекоммуникационных систем (ИТС), в основе построения которых лежат высокоскоростные технологии беспроводного доступа. В настоящее время среди существующих высокоскоростных технологий беспроводного доступа бесспорным лидером является технология WiMAX [1].

Известно [2-4], что используемые в WiMAX сигнально-кодовые конструкции в виде ортогональных базисов с прямоугольной формой модулирующего импульса, частотная характеристика которого имеет вид, описываемый выражением $(\text{Sin}(x))/x$, не позволяет говорить об оптимальности этого типа сигнальной конструкции при решении задач минимизации влияния смежных символов и каналов друг на друга. Поэтому в указанной технологии приходится вводить защитные частотные интервалы (ЗИ), представляющие собой не-

сколько поднесущих, на которых информация не передаётся (рис.1) [5,6].

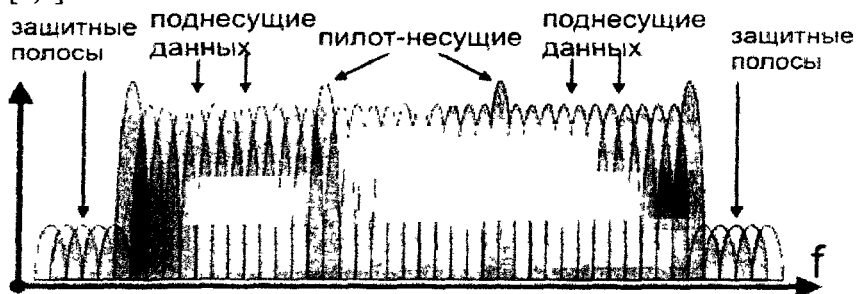


Рис 1

Структура частотного спектра OFDM сигнала

Введение защитных полос позволяет снизить уровень внеполосных излучений и, как следствие, минимизировать влияние на смежные каналы интерференционных помех, но данный подход существенно увеличивает частотные затраты на организацию каналов связи и, как следствие, потенциально возможная скорость передачи информации снижается. Как показал анализ литературы [7-12] величина заградительных полос в системе WiMAX составляет около 20% от всего выделенного частотного интервала.

В статье рассматривается один из методов формирования канальных сигналов на основе базиса собственных векторов субполосных матриц. Применение предлагаемого базиса в системе WiMAX позволяет снизить частотные затраты на организацию новых каналов связи за счет уменьшения защитных интервалов между смежными каналами при обеспечении рекомендуемого стандартом IEEE 802.16го уровня межканальной интерференции.

Формирование канальных сигналов в WiMAX

Известно, что в WiMAX для формирования канальных сигналов в качестве базиса ортогональных векторов используются комплексные экспоненты, аргументы которых определяются частотами поднесущих колебаний, которые выбираются так, чтобы выполнялось условие ортогональности [13].

Длительность формируемого сигнала определяется длительностью каждого из передаваемых информационных символов T_C и их количеством так, что $T=N \cdot T_C$, где N – количество передаваемых

символов (поднесущих). При этом канальный сигнал OFDM представляется в виде

$$s_m(t) = \sum_{k=1}^N x_{m,k} * \exp\{j2\pi(k - (N-1)/2) * t/T\}, 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

Реально формируется дискретизованная с шагом T_C последовательность комплексных величин

$$X_{m,n} = s_m(t = nT_C) = \sum_{k=1}^N x_{m,k} * \exp\{j2\pi(k - (N-1)/2) * n/N\}, n = 0, \dots, N-1, \quad (2)$$

что позволяет использовать алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Передаваемая последовательность символов данных $x_{m,j}$, которые берутся из алфавитов так называемых m -ичных систем модуляции (m -позиционных) PSK, BPSK, QPSK, QAM и т.п., разбивается на блоки из N символов. Каждый блок из N последовательных символов преобразуется в блок из N параллельных символов длительностью $T=N*T_C$ каждый. Эти символы передаются комплексными экспонентами (поднесущими), отстоящими друг от друга на интервал $\Delta f=1/T_C$ Гц, что обеспечивает их ортогональность при прямоугольной форме модулирующих видеоимпульсов несмотря на случайные фазы, обусловленные модуляцией данными [13].

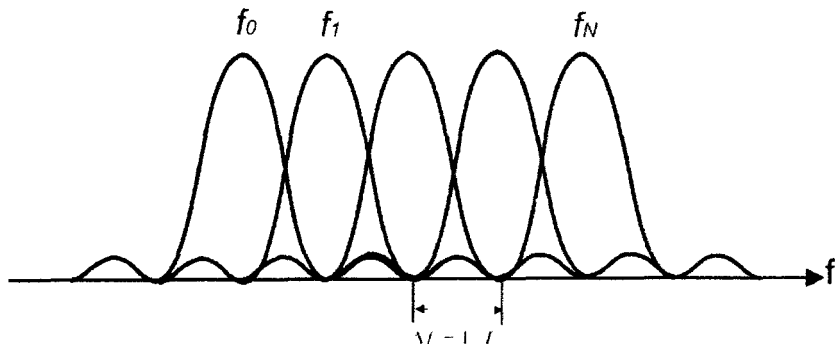


Рис 2
Взаимное расположение ортогональных частот

Если длина блока выбрана так, что $T=NT_c \gg LT_c$, где LT_c – длительность импульсной характеристики канала поднесущей час-

тоты, то межсимвольная интерференция значительно снижается [12].

Следует обратить внимание на то, что в суммарном сигнале частотные спектры комплексных экспонент (поднесущих) частично перекрываются. Причем перекрытие спектра производится таким образом, что максимум спектральной плотности для любой поднесущей всегда соответствует минимальному значению первого лепестка соседней поднесущей (рис.2). В этом случае скалярное произведение соседних частотных спектров не равно нулю только на частотах максимальных значений поднесущих. В этом заключается смысл ортогональности.

Главным достоинством метода OFDM, обусловившим его широкое применение, является то обстоятельство, что модуляция и демодуляция сигналов могут быть выполнены в дискретной форме с использованием дискретного преобразования Фурье.

Цель статьи рассмотреть метод формирования канальных сигналов на основе использования базиса из собственных векторов субполосных матриц с точки зрения уменьшения требуемых частотных затрат на организацию каналов связи в системе WiMAX.

Математическая модель предлагаемого решения

В предлагаемом методе используется новый принцип формирования дискретных оптимальных канальных сигналов, основанный на решении вариационной задачи, приведенной в [14], по минимизации просачивания энергии сигнала за выделенный частотный интервал. Математически это выражается следующим соотношением:

$$\|\vec{x}\|^2 - P_r = \vec{x}'(\mathbf{I} - \mathbf{A}_r) \cdot \vec{x} = \min; \quad (3)$$

где: P_r - энергия в заданном частотном интервале, длительность которого равна $(v_{r+1} - v_r)$;

$\mathbf{I} = \text{diag}(1, \dots, 1)$ - единичная матрица;

$\mathbf{A}_r = \{a_{ik}\}$ - субполосная матрица, соответствующая r -ому частотному интервалу с элементами вида:

$$a_{ik}^r = \begin{cases} \frac{\sin[v_r(i-k)] - \sin[v_{r-1}(i-k)]}{\pi(i-k)}, & i \neq k \\ \frac{v_r - v_{r-1}}{\pi}, & i = k \end{cases}; \quad (4)$$

r -ый диапазон соответствует: $V_r = [-v_2 - v_1) \cup [v_1 v_2)$;

Здесь предполагается выполнение неравенства $0 \leq v_r \leq v_{r+1} \leq \pi$.

Для формирования канальных сигналов необходимо вычислить собственные вектора и собственные числа матрицы A_r .

$Q = (\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_J)$ \vec{q}_i - собственные вектора субполосных матриц;

λ_i - собственные числа векторов q_i $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_i \approx 1$
 где $i, k = 1, \dots, N$;

$$J = M \cdot \frac{v_r - v_{r-1}}{\pi};$$

Таким образом формируемый канальный сигнал можно представить соотношением:

$$\vec{x} = Q \cdot \vec{e}; \tag{5}$$

где: \vec{x} - сформированный канальный сигнал;

$\vec{e} = (e_1, e_2, \dots, e_J)$ - информационный вектор;

e_J - любое число;

Необходимо отметить, что энергия сигнала за пределами заданного частотного интервала вычисляется согласно выражению вида:

$$E_{pp} = \sum_{i=1}^J e_i^2 (1 - \lambda_i); \tag{6}$$

Поскольку собственные вектора ортогональны, то для восстановления информационного вектора канального сигнала можно использовать следующее соотношение [15]:

$$\hat{\vec{e}} = Q^T \cdot \vec{x} = Q^T \cdot Q \cdot \vec{e} = 1 \cdot \hat{\vec{e}}; \tag{7}$$

где: $\hat{\vec{e}}$ - восстановленный информационный вектор;

Предлагаемый метод позволяет определить канальный сигнал \vec{x} , оптимальный в смысле минимума просачивания энергии за пределы выделенного частотного интервала, при восстановлении точных значений информационного вектора.

Результаты компьютерного моделирования

Для экспериментального исследования сначала использовался базис из комплексных экспонент, который применяется Wi-

МАХ в настоящее время с целью определения необходимой ширины полосы канала для обеспечения рекомендуемого стандартом IEEE 802.16e уровня межканальной интерференции. Ширина канала составляет 20 МГц. Требуемый уровень межканальной интерференции - 25 дБ.

Исследования показали, что для обеспечения рекомендуемого уровня интерференции между смежными каналами необходимо использовать защитные интервалы величиной $3,75 \cdot 10^6$ Гц (рис.3). Данные результаты подтверждаются рекомендациями стандарта IEEE 802.16e. Необходимо отметить, что величина защитного интервала по отношению ко всему выделенному частотному ресурсу в этом случае составляет 20%. Из результатов эксперимента видно, что при попытке передавать информацию на защитных интервалах, увеличивается уровень внеполосных излучений и, как следствие, межканальная интерференция возрастает (рис. 4). Зависимость влияния величины защитного интервала от уровня межканальной интерференции отражено в табл. 1.

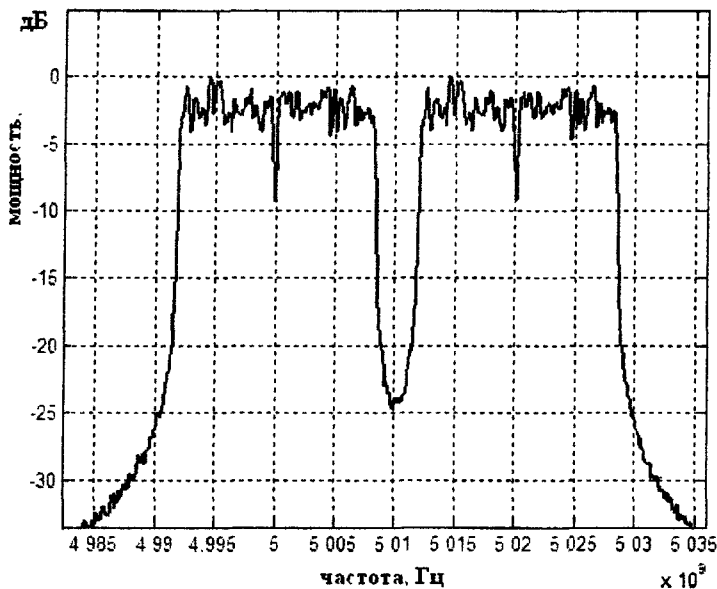


Рис. 3

Частотный спектр группового сигнала при величине ЗИ $3,75 \cdot 10^6$ Гц. (стандарт)

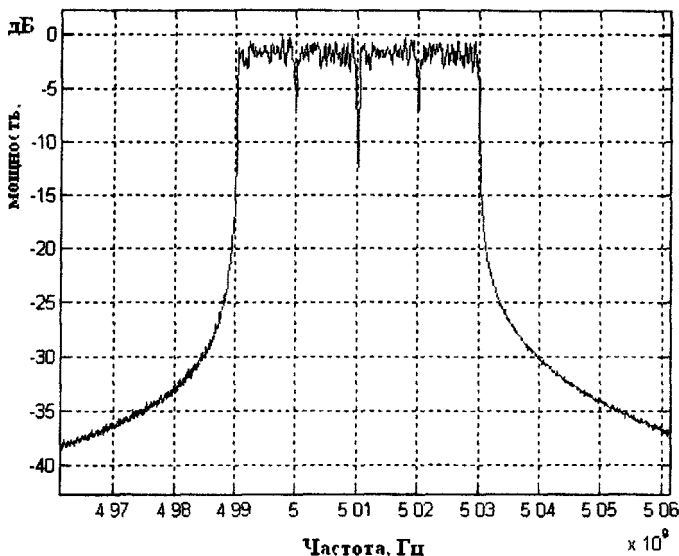


Рис. 4

Частотный спектр группового сигнала при величине ЗИ $6,25 \cdot 10^5$ Гц

Таблица 1

Исследование межканальной интерференции

Количество добавляемых поднесущих, шт	Величина защитного интервала, Гц	Величина уровня интерференции	Количество передаваемых символов
0	3750000	-25	48
2	3125000	-20	50
4	2500000	-19	52
6	1875000	-17	54
8	1250000	-15	56
10	625000	-13	58

Из результатов экспериментов видно, что использование защитных полос для передачи информации ведет к увеличению просачивания энергии в смежные каналы и как следствие ухудшению электромагнитной обстановки радиоустройств. Поэтому представляется актуальным исследовать предлагаемый базис с позиции

ПРИКЛАДНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

различных требований к уровню межканальной интерференции и возможным количеством передаваемых символов в системе Wi-MAX.

При моделировании сигнала с помощью базиса собственных векторов субполосных матриц ширина частотного диапазона устанавливалась равной 20 МГц. Длительность полезной части сигнала составляет 3.2 мкс. Количество точек в собственном векторе составляет 512. Рекомендуемый уровень межканальной интерференции -25 дБ.

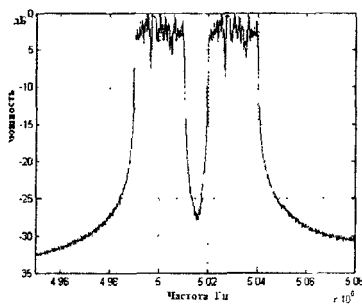
Величина просачивания энергии сигнала за выделенный частотный интервал регулируется согласно выражению (6). Используя данное соотношение, можно регулировать уровень межканальной интерференции, а количество сформированных собственных векторов с заданным числом λ соответствует числу символов, которые можно передавать в одном цикле передачи (фрейме). Исследования зависимости количества передаваемых данных и просачивания энергии за выделенный частотный интервал сведены в табл. 2.

Из результатов эксперимента видно, что рекомендуемый уровень межканальной интерференции обеспечивается в том случае, когда выбираются собственные векторы, собственные числа которых $\lambda \geq 0,35$ (рис.56).

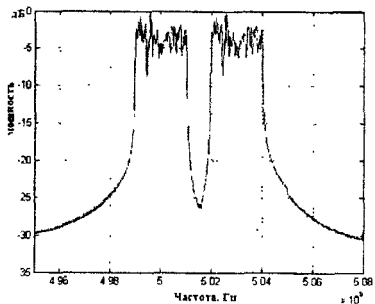
Таблица 2

Исследованием межканальной интерференции

Значение собственных чисел λ	Величина уровня интерференции, дБ	Кол-во сформированных векторов (количество передаваемых символов)
0,1	-23	67
0,35	-25	66
0,65	-28	65
0,75	-30	64
0,85	-32	63
0,90	-36	62
0,95	-38	62
0,99	-40	61
0,999	-43	59
0,9999	-45	58
0,99999	-48	57



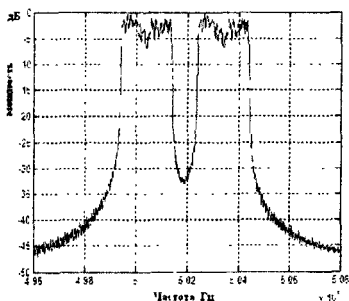
а)



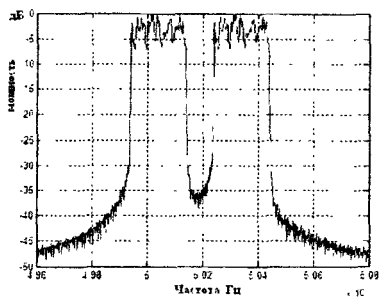
б)

Рис. 5

Частотный спектр группового сигнала а) при $\lambda \geq 0,65$; б) при $\lambda \geq 0,35$



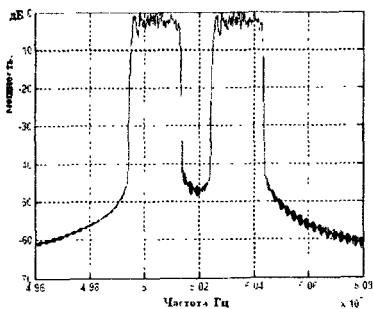
а)



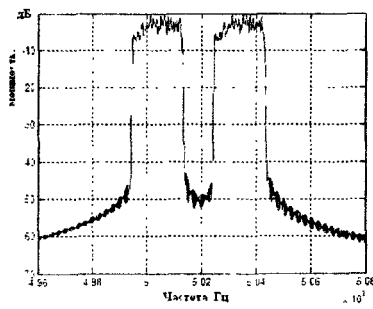
б)

Рис. 6

Частотный спектр группового сигнала а) при $\lambda \geq 0,85$; б) при $\lambda \geq 0,90$



а)



б)

Рис. 7

Частотный спектр группового сигнала а) при $\lambda \geq 0,9999$; б) при $\lambda \geq 0,99999$

Выводы

Результаты компьютерного моделирования позволяют сделать вывод, что применение базиса собственных векторов субполосных матриц в системе WiMAX, позволяет обеспечить высокую степень частотно-временной локализации формируемого канального сигнала, что не удаётся достичь, применяя базис Фурье. Предлагаемый подход позволяет минимизировать просачивание энергии за выделенный частотный диапазон в синтезированном сигнале, что позволит уменьшать частотные затраты для организации каналов связи в системе WiMAX.

Исследования выполнены при поддержке ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы, Государственный контракт № П964 от 27 мая 2010 г.

Литература

1. Берлин А.Н. Цифровые системы связи. М., Эко-Трендз, 2007. 294 с.
2. Оппенгейм А. и Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М., Техносфера, 2006.
3. Голд Б. и Рейдер Ч. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. М., Сов. радио, 1973. 376 с.
4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. Учеб. пособ. для вузов. СПб., Питер, 2002. 603 с.: с илл.
5. IEEE Std P802.16-2004, IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed BWA Systems.
6. Быховский М.А. и др. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. М., Эко-Трендз, 2006. 144 с.
7. Shinsuke Hara, Ramjee Prasad. Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications. Boston, Artech House, 2003.
8. Еременко А.И. и Пименов В.А. Этапы развития и преимущества применения технологии ортогонального частотного мультиплексирования. – "Телекоммуникации", 2007, № 12, с.18-21.
9. Уиппл Д. Концепции ортогонального частотного разделения каналов OFDM. - «Электронные компоненты», 2008, № 9, с. 33-38.
10. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. М., Техносфера, 2004.

11. Волчков В.П. и Петров Д.А. Оптимизация базиса Вейля-Гейзенберга для цифровых систем связи, использующих принцип OFDM/OQAM передачи. – "Научные Ведомости БелГУ", 2009, № 1 (56), вып. 9/1, с. 102-112.

12. Сюваткин В.С. и др. WiMAX – технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение. СПб., БХВ-Петербург, 2005, с. 99-105.

13. Ahmad R.S. Bahai., Burton R. Salzberg. Multi-Carrier Digital Communication. Theory and Application of OFDM. New York, Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2007.

15. Жилияков Е.Г. Вариационные метода анализа и построения функций по эмпирическим данным. Белгород, БелГУ, 2007.

14. Жилияков Е.Г., Белов С.П. и Урсол Д.В. Метод оптимальной передачи информации в режиме частотного уплотнения. – "Вопросы радиоэлектроники", сер. ЭВТ, 2010, вып. 1, с. 146.

Статья поступила 12.10.2010

Д.т.н., проф. Е.Г. Жилияков, Д.В. Урсол (Бел ГУ)

E.G. Zhilyakov, D.V. Ursol

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

COMPUTER SIMULATION OF THE DIGITAL FORMATION AND PROCESSING CHANNEL SIGNALS

В статье рассматривается метод формирования канальных сигналов с минимальным «просачиванием» энергии за пределы заданной частотной полосы (как альтернатива используемым в настоящее время, таким как GMSK и BPSK). Приведены результаты вычислительных экспериментов влияния сбоя синхронизации на ортогональность и автокорреляцию собственных векторов и вероятность неправильного восстановления информации при различных соотношениях шум/сигнал для различных методов передачи.

Keywords: methods of data transmission, digital communications, mobile systems, frequency-division multiplexing, synchronization.