

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.*

Формирование канальных сигналов с максимальной концентрацией энергии в заданной частотной полосе является одной из самых важных проблем передачи информации в режиме частотного уплотнения [1]. Известные в настоящее время методы формирования канальных сигналов в системах мобильной связи и радиодоступа не являются в этом смысле оптимальными, т.к. в их основе используется принцип обеспечения, прежде всего, определённого уровня верности передачи, в т.ч. обеспечения устойчивости к сбоям синхронизации.

В статье рассматривается формирование оптимального канального сигнала с минимальной долей энергии за пределами заданной полосы частот на основе собственных векторов субполосных матриц и проведение вычислительных экспериментов по проверке вероятности верного приема при сбоях синхронизации. Целью является описание результатов исследований определения вероятности ошибочного приема при различных сбоях синхронизации и уровнях белого шума в канале связи. В [2] показано, что вектор с минимальным уровнем просачивания энергии представляет собой сумму вида:

$$\vec{x} = Q_1 \cdot \vec{e} = (\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_J) \cdot \vec{e} = \sum_{i=1}^J e_i \vec{q}_i, \quad (1)$$

где:  $\vec{e} = (e_1, \dots, e_J)^T$  информационный вектор размерностью  $J$ , компоненты которого состоят из биполярных бит, которые подлежат передаче по каналу связи;

$\vec{q}_i$  - собственные векторы так называемых субполосных матриц для выделенной частотной полосы, соответствующие собственные числа которых близки или равны единице.

Свойство ортогональности собственных векторов позволяет записать равенство:

$$Q^T \cdot Q = 1,$$

где матрица  $Q_1 = \{\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_J\}$  имеет размерность  $[N \times J]$ .

Поэтому восстановление передаваемой информации может быть осуществлено на основе операции:

$$\vec{e} = Q^T \cdot \vec{x} = Q^T \cdot Q \cdot \vec{e} = 1 \cdot \vec{e}, \quad (2)$$

В [3] исследовано влияние помех на результаты восстановления согласно (2), когда обработке подвергается вектор:

$$\hat{\bar{x}} = \bar{x} + \bar{\varepsilon}$$

где  $\bar{\varepsilon}$  - вектор помех в канале связи, а решающая процедура отнесения символа  $e_i$  к 1 или к 0, на основе скалярных произведений

$\bar{z}_i = (\hat{\bar{x}}_i, \hat{\bar{q}}_i) = \sum_{k=1}^N \hat{x}_k q_{ki}$ , имеет вид  $e_i = 1$ , при  $z_i > 0$ , и наоборот  $e_i = -1$ , при  $z_i < 0$ .

Для исследования влияния сбоя синхронизации на вероятность правильного приема информации использовались вычислительные эксперименты проведенные с помощью математического пакета MatLab.

Задаются входные параметры, такие как длительность сигнала, длительность одного бита информации, ширина полосы частот, передаваемая битовая последовательность, длина битовой последовательности, уровень белого шума в канале связи. Задается произвольная последовательность из 8 бит и длительностью одного бита  $\tau_0$  (по стандарту GSM  $\tau_0 = 3,36 \cdot 10^{-4}$  с), формируются каналные сигналы на основе собственных векторов и двоичной фазовой манипуляции. Сбой синхронизации осуществляется путем смещения всего канального сигнала вправо (одно смещение составляет 1/20 бита или  $\Delta = 1,845 \cdot 10^{-7}$  с), при этом последние отчеты теряются. При сдвиге вправо моделируется ситуация, когда приемник начинает прием раньше. Проводится 1000 экспериментов и вычисляется средняя вероятность неверного приема информации на каждое значение уровня шума и смещение сигнала.

Исследование влияния сбоев синхронизации при передаче оптимальным методом состоит из трех этапов: проверка влияния сбоев синхронизации на автокорреляционную функцию собственных векторов; проверка влияния сбоев синхронизации на ортогональность собственных векторов; сравнение вероятностей возникновения ошибок при передаче оптимальным методом и двоичной фазовой манипуляции при различных сдвигах у уровнях белого шума в канале связи.

На рис. 1 представлена автокорреляционная функция первого и пятого собственного вектора. Из рисунка видно, что при сдвиге собственного вектора на  $1\Delta$  значение автокорреляционной функции равно нулю у всех собственных векторов, а при сдвиге на  $4\Delta$  значения функции равны единице, что говорит об ортогональности. Корреляционная функция имеет убывающий характер, поскольку при

смещении последние значения теряются, а на места первых значений помещаются нули. Таким образом при сдвиге всего вектора на длину этого вектора значение функции будет равно нулю.

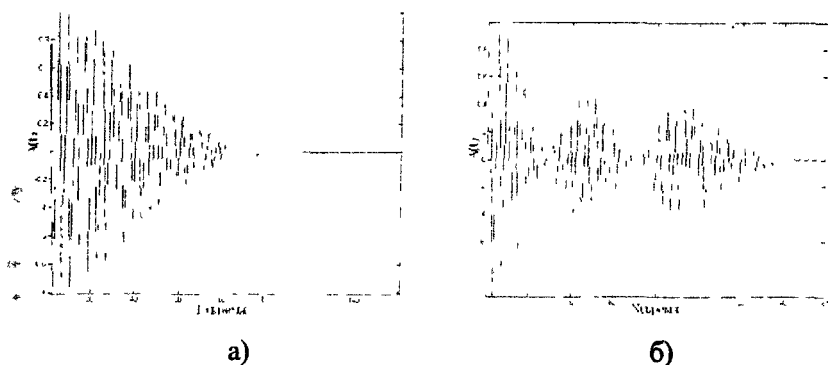


Рис. 1

Автокорреляционная функция собственных векторов  
а) первый собственный вектор; б) пятый собственный вектор

Вероятность правильно приема информации при оптимальном формировании канального сигнала зависит от сохранения ортогональности. Поэтому во втором этапе проводились вычисления матриц скалярных произведений собственных векторов при различных сдвигах. В табл. 1 и 2 представлены результаты вычислений матриц скалярных произведений собственных векторов при одном и двух сдвигах по времени для определения ортогональности этих векторов.

Таблица 1

Матрица скалярных произведений собственных векторов при одном сдвиге

	$\bar{q}_1$	$\bar{q}_2$	$\bar{q}_3$	$\bar{q}_4$	$\bar{q}_5$	$\bar{q}_6$	$\bar{q}_7$	$\bar{q}_8$
$\bar{q}_1$	0	-1	0	0	0	0	0	0
$\bar{q}_2$	1	0	0	0	0	0	0	0
$\bar{q}_3$	0	0	0	1	0	0	0	0
$\bar{q}_4$	0	0	-1	0	0	0	0	0
$\bar{q}_5$	0	0	0	0	0	-1	0	0
$\bar{q}_6$	0	0	0	0	1	0	0	0
$\bar{q}_7$	0	0	0	0	0	0	0	1
$\bar{q}_8$	0	0	0	0	0	0	-1	0

Таблица 2

Матрица скалярных произведений  
собственных векторов при сдвиге  $2 \cdot \Delta$

	$\bar{q}_1$	$\bar{q}_2$	$\bar{q}_3$	$\bar{q}_4$	$\bar{q}_5$	$\bar{q}_6$	$\bar{q}_7$	$\bar{q}_8$
$\bar{q}_1$	-1	0	0	0	0	0	0	0
$\bar{q}_2$	0	-1	0	0	0	0	0	0
$\bar{q}_3$	0	0	-1	0	0	0	0	0
$\bar{q}_4$	0	0	0	-1	0	0	0	0
$\bar{q}_5$	0	0	0	0	-1	0	0	0
$\bar{q}_6$	0	0	0	0	0	-1	0	0
$\bar{q}_7$	0	0	0	0	0	0	-1	0
$\bar{q}_8$	0	0	0	0	0	0	0	-1

Поскольку собственные вектора попарно взаимосвязаны то из табл. 1 видно, что при значении автокорреляционной функции, равной единице, воздействие на парный вектор максимально, при этом воздействие может быть и обратным. Тем самым при восстановлении информации второй вектор вносит ошибку в первый бит, который передавался с помощью первого вектора, а первый вектор восстанавливает второй бит без искажений, поскольку скалярное произведение первого вектора на второе равно единице. Это приводит к тому, что половина переданных бит определяются как верно принятые, поэтому вероятность верного обнаружения составляет 0,5, при сдвигах равных  $1\Delta$  и  $3\Delta$ , что доказывают результаты экспериментов, приведенных в табл. 3, автокорреляционная функция в этих значениях близка к нулю.

Из табл. 2 видно, что вектора ортогональны, но противоположны и отличаются друг от друга на  $180$  градусов, что при восстановлении информации приводит к эффекту «обратной работы», все элементы передаваемой информации на приемной стороне принимаются как противоположные.

Важно заметить, что ортогональность при малых сдвигах максимальна и с каждым сдвигом уменьшается, что сказывается на помехоустойчивости.

Для сравнительных исследований была выбрана BPSK ма-

Таблица 3  
Вероятность ошибочного приема ОМ при различном сдвиге

Шум/сигнал	2,51	1,99	1,58	1,25	1	0,8	0,63	0,50	0,40	0,31	0,25
Сдвиг											
$\Delta = 1,845 \cdot 10^{-7} c$											
0 · Δ	0,00162	0,00038	0,0005	0,000125	0	0	0	0	0	0	0
1 · Δ	0,499	0,50013	0,49975	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
2 · Δ	0,997	0,99913	0,99938	0,99987	1	1	1	1	1	1	1
3 · Δ	0,49888	0,49988	0,5	0,5	0,5	0,49988	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
4 · Δ	0,0055	0,00288	0,0015	0,000375	0	0	0	0	0	0	0
5 · Δ	0,5005	0,5005	0,50125	0,5005	0,5005	0,50062	0,50013	0,5	0,5	0,5	0,5
6 · Δ	0,98638	0,9911	0,99587	0,99662	0,99862	0,99962	0,99975	0,99987	1	1	1
7 · Δ	0,49962	0,5021	0,4965	0,494	0,49825	0,49838	0,49912	0,49925	0,49988	0,5	0,5
8 · Δ	0,02925	0,02963	0,0205	0,01425	0,00825	0,006375	0,0025	0,00125	0,000125	0,00025	0
9 · Δ	0,51063	0,52312	0,50825	0,50787	0,51375	0,50538	0,50638	0,50713	0,504	0,505	0,5025

Таблица 4  
Вероятность ошибочного приема ФМ при различном сдвиге

Шум/сигнал	2,51	1,99	1,58	1,25	1	0,8	0,63	0,50	0,40	0,31	0,25
Сдвиг											
$\Delta = 1.845 \cdot 10^{-7} c$											
0·Δ	0,002625	0,000375	0,00025	0	0	0	0	0	0	0	0
1·Δ	0,47113	0,471	0,49088	0,47537	0,47763	0,49762	0,48063	0,47225	0,44813	0,4655	0,48088
2·Δ	0,99025	0,99475	0,99738	0,9995	0,99975	1	1	1	1	1	1
3·Δ	0,48625	0,478	0,46225	0,49325	0,46837	0,55325	0,5195	0,53787	0,46337	0,51075	0,54325
4·Δ	0,0325	0,021125	0,01225	0,00725	0,001875	0,000625	0,0005	0	0,000125	0	0
5·Δ	0,47587	0,45787	0,44088	0,44462	0,46175	0,51863	0,47463	0,47888	0,439	0,4945	0,5035
6·Δ	0,89287	0,92012	0,92637	0,955	0,97488	0,98388	0,9905	0,99513	0,99825	0,99962	1
7·Δ	0,50125	0,47575	0,44412	0,48575	0,46537	0,539	0,5185	0,5065	0,44562	0,54588	0,54138
8·Δ	0,21675	0,20088	0,17525	0,15637	0,13588	0,11737	0,09375	0,07375	0,05575	0,040875	0,028375
9·Δ	0,4945	0,45363	0,441	0,44675	0,45088	0,523	0,46537	0,47513	0,43312	0,46887	0,47763

нипуляция как наиболее помехоустойчивая при воздействии белого шума (BPSK - Binary Phase-Shift Keying - Двоичная фазовая манипуляция со скачкообразным переключением фазы синусоидального сигнала на  $180^\circ$  при неизменной амплитуде, при этом фазе  $0^\circ$  ставится в соответствие логический нуль, а  $180^\circ$  логическая единица.

В табл. 3 и 4 представлены результаты вычислительных экспериментов по определению вероятности ошибочного приема оптимального метода передачи и BPSK при различном сдвиге. На каждое значение уровня шума и сдвига проводилось 1000 экспериментов.

Из таблицы 3 видно, что, при сдвигах равных  $2\Delta$  и  $6\Delta$  наблюдаются эффекты «обратной работы» поскольку вектора полностью противоположны друг другу по фазе, т.е. фаза отличается на  $180$  градусов и, тем самым, при восстановлении определяется противоположный переданному бит. При этом собственные векторы субполосной матрицы остаются ортогональны. Поэтому при таких сдвигах вероятность ошибочного приема максимальна и равна единице.

Сравнивая результаты вычислительных экспериментов двух методов передачи по помехоустойчивости (табл. 3 и 4) видим, что при сдвиге, равном  $8\Delta$  (когда вектора ортогональны) и при отношении шум/сигнал равном 1 вероятность неверного приема у оптимального метода составляет 0,00825, а у двоичной фазовой манипуляции 0,13588. При сдвиге  $4\Delta$  вероятность ошибочного приема у оптимального метода передачи 0, а у двоичной фазовой манипуляции 0,001875. Таким образом устойчивость к помехам у оптимального метода при сбоях синхронизации сохраняется выше, чем у двоичной фазовой манипуляции.

### Литература

1. Кузнецов М.А. и др. GPRS – технология пакетной передачи данных в сетях GSM. Спб., Судостроение, 2002. 144 с.
2. Жилияков Е.Г. Вариационные методы анализа и построения функций по эмпирическим данным. Белгород, БелГУ, 2007. 160 с.
3. Жилияков Е.Г., Белов С.П. и Урсол Д.В. Оптимальные канальные сигналы при цифровой передаче с частотным уплотнением. – "Научные ведомости БелГУ", сер. Информатика, 2009, № 7(62), вып. 10/1, с.166 – 172.



4. 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.146-155.

*Статья поступила 12.10.2010*

**Д.т.н., проф. Н.И. Корсунов, к.т.н. В.В. Муромцев (БелГУ)**

**N.I. Korsunov, V.V. Muromtsev**

**ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ  
АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ  
НА БАЗЕ ОЦЕНОЧНОГО КОМПЛЕКТА ADSP-21262 EZ-KIT LITE**

**SOFTWARE FOR IMPLEMENTATION DIGITAL SIGNAL  
PROCESSING ALGORITHMS BASED EVALUATION  
KIT ADSP-21262 EZ-KIT LITE**

*Рассмотрены особенности программного обеспечения, разработанного для упрощения исследования и реализации алгоритмов цифровой обработки звуковых сигналов на базе оценочного комплекта ADSP-21262 EZ-KIT Lite, включающего цифровой сигнальный процессор ADSP-21262 SHARC. Программное обеспечение разработано в среде VisualDSP ++ и LabVIEW*

*Key words: Digital signal processing, Digital signal processor, ADSP-21262 EZ-KIT Lite, ADSP-21262 SHARC, VisualDSP ++, LabVIEW*

## **Введение**

Для аппаратной реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС) широко используются цифровые сигнальные процессоры (ЦСП). При создании устройств, осуществляющих ЦОС, разработчики часто используют оценочные комплекты, которые включают оценочную плату с целевым ЦСП, необходимые отладочные средства и программное обеспечение (ПО). В ряде случаев использование оценочных комплектов позволяет создать прототип устройства без каких-либо доработок оценочных плат. Но, несмотря на это, процессы аппаратной реализации алгоритмов ЦОС и, особенно, процессы их исследования и модификации могут затягиваться на длительный срок. Часто это связано с тем, что отладочные