

5. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. Под ред. Д.Д. Кловского. М., Радио и связь, 2000.

6. Жилияков Е.Г., Белов С.П., Ушаков Д.И. Об одном методе повышения эффективности использования выделенного частотного ресурса в системах с OFDM. – В сб.: Труды НТОРЭС им. А.С. Попова. М., 2011, вып. XIII-1, с. 188-191.

7. Битнер В.И., Попов Г.Н. Нормирование качества телекоммуникационных услуг: Учеб. пособ. для ВУЗов. 2-е изд., стереотип. М., Горячая линия – Телеком, 2009. 312 с.

8. Вишневский В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. М., Техносфера, 2009. 472 с.

9. Кловский Д.Д. Теория передачи сигналов. М., Связь, 1973. 376 с.

Исследования выполнены при поддержке ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 гг. Гос контракт № 14 740 11 1260 от 17 июня 2011 г

Статья поступила 09 12 2011

Д.т.н., проф. Е.Г. Жилияков, Д.В. Урсол (НИУ «БелГУ»)

E.G. Zhilyakov, D.V. Ursol

**АЛГОРИТМЫ КОДИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ,
ОБЕСПЕЧИВАЮЩИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ
ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ**

**ALGORITHMS OF CODING AND SIGNAL PROCESSING
WITH NOISE STABILITY OF HIGH SPEED TRANSMISSION
OF INFORMATION**

В статье описан алгоритм кодирования сигналов и обработки полученных данных на основе собственных векторов в заданном диапазоне частот. Приведены результаты компьютерного моделирования вычислительных экспериментов по проверке помехоустойчивости различных методов передачи в информационных коммуникациях при межканальной интерференции.

This paper describes coding algorithm for signal and processing received data based on the eigenvectors in the set frequencies band. Our results of computer simulation computational experiments to test different methods of transferring noise immunity in the information communications with inter-channel interference.

ПРИКЛАДНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Ключевые слова частотное уплотнение, межканальная интерференция, помехоустойчивость

Key words frequency multiplexing, interchannel interference, noise immunity

В статье рассматривается алгоритм кодирования на основе собственных векторов субполосных матриц [1] канальных сигналов с минимальной долей энергии за пределами заданной полосы частот.

Кодирование сигнала для одного частотного канала осуществляется по модели:

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

$\bar{e} = (e_1, \dots, e_J)^T$ - вектор информационных компонент размерностью J , которые представляют собой набор биполярных бит $e_i \in \{-1; 1\}$ и подлежат передаче по каналу связи;

Q - собственные векторы так называемых субполосных матриц для заданной частотной полосы, упорядоченные в соответствии с убыванием собственных чисел, размерность $[N \times J]$, $Q = (q_1, \dots, q_N)^T$.

Свойство ортогональности собственных векторов позволяет записать равенство:

$$\begin{aligned} Q^T \cdot Q &= I, \\ Q &= \{\bar{q}_1, \bar{q}_2, \dots, \bar{q}_J\} \end{aligned}$$

где матрица Q имеет размерность $[N \times J]$, I - единичная матрица.

Поэтому восстановление передаваемой информации может быть осуществлено на основе операции:

$$\bar{e} = Q^T \cdot \bar{x} = Q^T \cdot Q \cdot \bar{e} = I \cdot \bar{e},$$

В эксперименте рассматривается влияние воздействия межканальной интерференции на вероятность ошибочного приема информации. Общий канальный сигнал формируется следующим образом.

$$\bar{w} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2 + \bar{x}_3,$$

где \bar{x}_1, \bar{x}_3 - сигналы из соседних окаймляющих каналов, где \bar{x}_2 - предназначен для передачи по среднему каналу. Каждый сигнал передается в отдельной выделенной для него полосе. Формирование канальных сигналов осуществляется по следующему

ПРИКЛАДНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

принципу:

$$\bar{x}_1 = Q_1 \bar{e}_1; \quad \bar{x}_2 = Q_2 \bar{e}_2; \quad \bar{x}_3 = Q_3 \bar{e}_3,$$

где $\square e \square_1 = (e_{1n}, \dots, e_{1j})^T$, $\square e \square_3 = (e_{3n}, \dots, e_{3j})^T$ - информационные векторы размерностью J , компоненты которых состоят из набора биполярных бит $e_i \in \{-1; 1\}$.

В результате межканальной интерференции из соседних каналов восстанавливаемый информационный вектор определяется соотношением:

$$\begin{aligned} \hat{\bar{e}}_2 &= Q_2^T w = Q_2^T \bar{x}_1 + Q_2^T \bar{x}_2 + Q_2^T \bar{x}_3 = \\ &= Q_2^T Q_1 \bar{e}_1 + Q_2^T Q_2 \bar{e}_2 + Q_2^T Q_3 \bar{e}_3 = \bar{e}_2 + \bar{\varepsilon}_1 + \bar{\varepsilon}_3 \end{aligned}$$

где $\square \varepsilon \square_1$, $\square \varepsilon \square_3$ - искажения при просачивании энергии из соседних каналов в результате межканальной интерференции.

Вектор помехи при межканальной интерференции для соседних каналов с центральным каналом будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_1 &= Q_2^T \cdot Q_1 \cdot \bar{e}_1 \\ \bar{\varepsilon}_3 &= Q_2^T \cdot Q_3 \cdot \bar{e}_3. \end{aligned}$$

Следовательно, значение скалярных произведений собственных векторов соседних каналов и центрального канала влияет на уровень искажений передаваемой информационной последовательности. Если произведение матриц собственных векторов смежных каналов будет близко к нулю

$$\begin{aligned} Q_2^T \cdot Q_1 &\rightarrow 0; \quad \bar{\varepsilon}_1 \rightarrow 0 \\ Q_2^T \cdot Q_3 &\rightarrow 0; \quad \bar{\varepsilon}_3 \rightarrow 0 \end{aligned} \tag{1}$$

то и искажения от соседних каналов **будет мало**

$$\hat{\bar{e}}_2 = Q_2^T \bar{w} \cong \bar{e}_2$$

Если же условие (1) не выполняется, то соседние каналы будут вносить искажения в восстанавливаемую информационную последовательность, что приводит к увеличению вероятности ошибочного декодирования.

В табл. 1 представлены скалярные произведения собственных векторов между центральным каналом и соседним.

Таблица 1

Скалярное произведение собственных векторов соседних каналов (8-16 вектор)

$Q_1 \backslash Q_2$	\bar{q}_8	\bar{q}_9	\bar{q}_{10}	\bar{q}_{11}	\bar{q}_{12}	\bar{q}_{13}	\bar{q}_{14}	\bar{q}_{15}	\bar{q}_{16}
\bar{q}_8	-1,1E-03	-4,3E-04	5,1E-04	1,4E-02	-1,1E-14	1,7E-04	-1,9E-02	1,4E-01	1,2E-01
\bar{q}_9	8,7E-04	-1,2E-02	1,4E-02	-3,9E-04	-3,2E-16	-2,2E-03	2,4E-01	-4,4E-01	-3,6E-01
\bar{q}_{10}	5,7E-04	1,5E-02	1,3E-02	-2,9E-16	-5,0E-03	2,4E-01	2,2E-03	-2,8E-01	3,5E-01
\bar{q}_{11}	9,1E-03	7,0E-04	6,0E-04	3,8E-15	2,5E-01	-6,5E-01	-6,0E-03	2,4E-01	-3,0E-01
\bar{q}_{12}	-1,3E-02	2,3E-03	-2,7E-03	2,7E-01	-3,2E-15	-4,8E-03	5,3E-01	-3,3E-01	-2,7E-01
\bar{q}_{13}	-1,4E-02	-1,4E-01	1,7E-01	-6,5E-01	-3,2E-15	3,4E-03	-3,7E-01	-1,6E-01	-1,3E-01
\bar{q}_{14}	1,1E-02	-2,0E-01	-1,7E-01	2,8E-15	-5,3E-01	3,6E-01	3,3E-03	1,1E-01	-1,3E-01
\bar{q}_{15}	1,2E-01	-4,2E-01	-3,6E-01	-3,0E-15	-4,4E-01	-2,0E-01	-1,8E-03	1,2E-01	-1,5E-01
\bar{q}_{16}	1,5E-01	3,0E-01	-3,6E-01	3,7E-01	-4,8E-15	1,7E-03	-1,8E-01	1,4E-01	1,2E-01

Как видно из таблицы, при использовании более 12 собственных векторов искажения $\|\varepsilon\|_1, \|\varepsilon\|_3$ становятся более существенными, что влияет на вероятность неверного приема информационного вектора. Чем выше просачивание энергии вектора за границы заданной полосы, тем больше значение скалярного произведения, и, следовательно, больше вероятность ошибочного приема.

Табл. 2 представляет собой значения скалярных произведений собственных векторов из соседних каналов, соответствующие собственные числа которых близки к единице для одного канала, а для другого малы.

По результатам видно, что искажения при межканальной интерференции по сравнению с табл. 2 сократились в среднем в два раза. Это объясняется тем, что энергия векторов 9-16 попадает в соседний интервал частот, а энергия векторов 1-7 остается в заданном интервале.

Решающая процедура отнесения символа \hat{e}_2 к 1 или к -1 на основе скалярных произведений

$$z_i = \left(\bar{w}, \hat{q}_i \right) = \sum_{k=1}^N w_k q_{ki}$$

имеет вид $e_{2i} = 1$, при $z_i > 0$, и наоборот $e_{2i} = -1$, при $z_i < 0$, $i = 1 \dots J$.

Представляется целесообразным оценивать вероятности ошибок при восстановлении информационных векторов, возникающие из-за влияния соседних каналов. Для этого естественно использовать вычислительный эксперимент. При этом необходимо провести сравнительный анализ с широко используемыми методами кодирования с фазовой манипуляцией (BPSK).

Расчет центральной частоты для соседних каналов передачи осуществляется по следующему принципу:

$$\begin{aligned} F_{o_pm1} &= F_0 - sh_pol ; \\ F_{o_pm3} &= F_0 + sh_pol , \end{aligned}$$

где: sh_pol - ширина частотной полосы центрального канала,

F_0 - середина полосы частот центрального канала.

Формирование канального сигнала фазовой манипуляции в зависимости от передаваемых бит формируется по следующему принципу:

Таблица 2

Скалярное произведение собственных векторов соседних каналов

Q_1 / Q_2	\bar{q}_9	\bar{q}_{10}	\bar{q}_{11}	\bar{q}_{12}	\bar{q}_{13}	\bar{q}_{14}	\bar{q}_{15}	\bar{q}_{16}
\bar{q}_1	-1,6E-05	1,9E-05	3,7E-05	-3,4E-13	-6,0E-07	6,5E-05	4,0E-04	3,2E-04
\bar{q}_2	-1,3E-05	-1,1E-05	3,2E-13	3,9E-05	-2,2E-05	-2,0E-07	-2,8E-04	3,5E-04
\bar{q}_3	-3,8E-06	-3,2E-06	6,2E-14	5,5E-04	1,1E-03	1,0E-05	-1,3E-03	1,6E-03
\bar{q}_4	-1,5E-05	1,7E-05	-3,6E-04	9,3E-14	-1,0E-05	1,1E-03	-8,4E-04	-6,8E-04
\bar{q}_5	8,1E-04	-9,5E-04	-6,3E-04	3,2E-15	7,6E-05	-8,3E-03	-1,8E-02	-1,5E-02
\bar{q}_6	7,9E-04	6,7E-04	-2,0E-15	-9,6E-04	6,0E-03	5,5E-05	1,4E-02	-1,7E-02
\bar{q}_7	-1,0E-03	-8,8E-04	9,3E-15	1,6E-02	1,6E-02	1,5E-04	-1,2E-01	1,5E-01

ПРИКЛАДНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

$$x_{pm} = \begin{cases} \cos(2\pi\omega_0 t), e_i = 1; \\ \cos(2\pi\omega_0 t + \pi), e_i = -1; \end{cases} \quad i = 1, 2, 3 \dots J$$

где: J - количества передаваемых бит,

ω_0 - несущая частота центрального канала.

В качестве параметров были заданы параметры из системы подвижной связи GSM: длительности одного бита $T = 3 \cdot 10^{-6} c$, $sh_pol = 200 kГц$.

При увеличении передаваемых бит возрастает межканальная интерференция, но поскольку соседние каналы воздействуют в большей степени на собственные векторы, соответствующие минимальным собственным числам, то сохраняется высокая помехоустойчивость к такого рода помехам. Это дает возможность при наличии межканальной интерференции передавать большее количество бит, не расширяя при этом полосу передачи, что представлено в табл. 1.

Для средней оценки помехоустойчивости методов передачи проводилось порядка $2.5 \cdot 10^5$ экспериментов для каждого метода, результаты усреднялись. Вероятность ошибки рассчитывалась по следующей формуле:

$$P = \frac{N_{\text{ош}}}{J \cdot N_{\text{эксп}}}$$

где: $N_{\text{ош}}$ - количество неверно принятых бит на протяжении всех экспериментов,

$N_{\text{эксп}}$ - количество экспериментов;

J - количество передаваемых бит.

В табл. 3 приведены результаты эксперимента по оценке помехоустойчивости моделируемых методов при различном количестве передаваемых бит и уровнях межканальной интерференции.

Из представленных результатов видно, что с помощью собственных векторов можно передать в 1,5 раза больше информации, не теряя при этом в помехоустойчивости по сравнению с BPSK. Дальнейшее увеличение количества собственных векторов приводит к увеличению взаимных помех в каналах передачи, поскольку скалярные произведения собственных векторов соседних каналов не равны нулю. Энергии собственных векторов, обладающих собственными числами близкими единице, полностью сосредоточены в заданном частотном диапазоне и не вносят помех в соседние каналы

передачи.

Таблица 3

Вероятность неверного приема информации,
при межканальной интерференции

NN п/п	Количество передаваемых бит (минимальное собственное число)	Средняя вероятность возникновения ошибок	
		OM	BPSK
1	8 ($\lambda_{\min} = 0,9937$)	0	0,01365
2	9 ($\lambda_{\min} = 0,9354$)	0	0,02158
3	10 ($\lambda_{\min} = 0,9354$)	0	0,03548
4	11 ($\lambda_{\min} = 0,6713$)	0	0,04775
5	12 ($\lambda_{\min} = 0,6713$)	0	0,05627
6	13 ($\lambda_{\min} = 0,2543$)	0,02404	0,07230
7	14 ($\lambda_{\min} = 0,2543$)	0,03125	0,07585
8	15 ($\lambda_{\min} = 0,0448$)	0,05237	0,08052
9	16 ($\lambda_{\min} = 0,0448$)	0,06426	0,12021
10	17 ($\lambda_{\min} = 0,0045$)	0,07088	0,09540
11	18 ($\lambda_{\min} = 0,0045$)	0,08586	0,09988

Литература

1. Жиляков Е.Г., Белов С.П., 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.
2. Жиляков Е.Г., Урсол Д.В. Компьютерное моделирование цифрового формирования и обработки канальных сигналов. – "Вопросы радиоэлектроники", сер. ЭВТ, 20112, вып.1, с.141-149.

Статья поступила 09 12 2011