

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОК КОДИРОВАННЫХ ФМ СИГНАЛОВ С ЛОГНОРМАЛЬНЫМИ АМПЛИТУДНЫМИ ФЛУКТУАЦИЯМИ В ГАУССОВОМ ШУМЕ

Андреев Г.А., Андрианов М.Н.

Институт радиотехники и электроники РАН  
101999, Москва, Моховая, 11, стр.7  
тел.(095)202-1591, факс: (095)2038414, E-mail: [Andreyev@mail.cplire.ru](mailto:Andreyev@mail.cplire.ru)

При передаче информации по атмосферным линиям связи в диапазоне миллиметровых волн, из-за гауссова шума и амплитудных флуктуаций, возникают ошибки. Достоверность приема характеризуется вероятностью ошибки  $P_e(q_0)$ , как отношение числа неверно принятых бит информации к числу переданных. Здесь  $q_0^2$  - отношение энергии бита сигнала к спектральной плотности дельта коррелированного гауссова шума при оптимальном приеме.

Кодирование снижает вероятность ошибки при фиксированном отношении сигнала к шуму. Ширина спектра сигнала при этом увеличивается значительно меньше, чем при использовании шумоподобных сигналов (ШПС) [1]. Из линейных кодов, более предпочтительными по сравнению с блоковыми кодами, являются сверточные коды [1-3].

Обычно характеристику кодека, в частности с декодированием по Витерби, оценивают по асимптотической вероятности ошибки [2], однако она не дает правильный результат при малом отношении сигнала к шуму [1,4].

В миллиметровом диапазоне волн в атмосферном радиоканале, из-за турбулентности атмосферы, флуктуации амплитуды волны описываются логнормальным распределением вероятности [5].

Целью работы являлось моделирование вероятности ошибок  $P_e(q_0)$  приема смещенного четырехфазного фазоманипулированного сигнала (СФМ-4) на фоне гауссова шума с учетом амплитудных флуктуаций. Задача была решена компьютерным моделированием в среде MathCad 7 Pro.

Для моделирования вероятности ошибки смеси сигнала СФМ-4 и аддитивного шума были сформированы: нормальный шум с нулевым средним и неизменной дисперсией и сигнал СФМ-4 с переменной амплитудой на интервале  $2^{14} = 16384$  дискретных значений. Вычислялись независимо мощность сигнала и шума, приведенные к входу приемника, и по ним определялось отношение сигнала к шуму  $q_0^2$ .

При определении вероятности ошибки передаваемого сигнала СФМ-4, видеосигнал кодировался сверточным кодом (7,5) и декодировался по алгоритму Витерби [1,2]. Сумматоры кода представлялись полиномами  $g_1(x) = 1+x^2$  и  $g_2(x) = 1+x+x^2$  [1,3] в поле Галуа GF(2).

Используя свойства графа потока сигналов, и сравнивая по модулю 2 принятое и эталонное сообщения, определялось, какая часть ошибок на заданной длине памяти декодера будет исправлена. Вычислялся путь смеси сигнала с шумом по диаграмме Витерби, длина памяти была определена в 10 бит. На этой длине вычислялось количество несовпадений принятого и эталонного сигнала, путь смеси на диаграмме Витерби, или графе потока сигналов, и затем принималось решение о количестве ошибок на длине 10 бит [4].

На рис.1 показаны вероятности ошибок приема сигнала СФМ-4: теоретическая зависимость некодированного сигнала; по асимптотической формуле для кодированного сигнала и компьютерного моделирования.

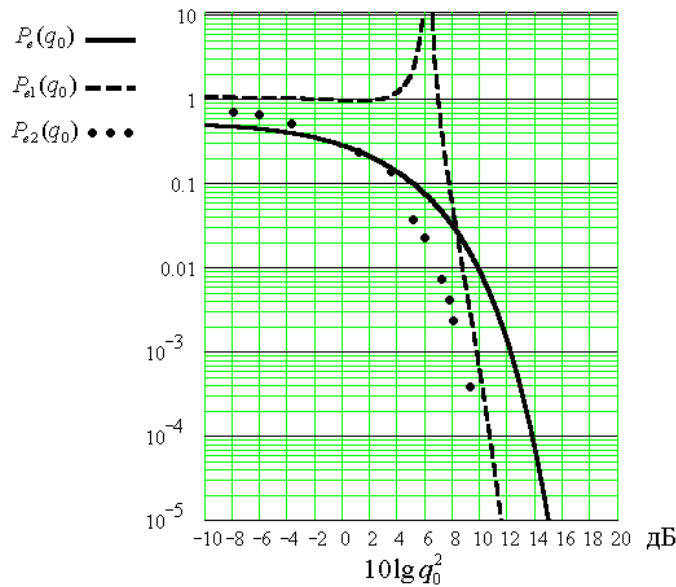


Рис.1 Вероятности ошибок приема сигнала СФМ-4: теоретическая зависимость некодированного сигнала  $P_e(q_0)$ ; по асимптотической формуле для кодированного сигнала  $P_{e1}(q_0)$  и компьютерного моделирования  $P_{e2}(q_0)$ .

Теоретическая зависимость вероятности ошибки  $P_e(q_0)$  оптимального некогерентного приема некодированного сигнала СФМ-4 вычислялась по формуле [6]:

$$P_e(q_0) = \int_{\sqrt{2}q_0 \cos\left(\frac{\pi}{8}\right)}^{\infty} z \exp\left[-\left(\frac{2q_0^2 \sin^2 \frac{\pi}{8} + z^2}{2}\right)\right] I_0\left(\sqrt{2}q_0 \sin \frac{\pi}{8}\right) z dz - 0,5 \exp(-q_0^2) I_0\left(\frac{q_0^2}{\sqrt{2}}\right), \quad (1)$$

где  $I_0(z)$  – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка от мнимого аргумента  $iz$ .

Из приведенных данных на рис.1 следует, что выигрыш в кодировании наступает при отношении сигнала к шуму превышающем 3 дБ, а асимптотическая оценка и результаты компьютерного моделирования совпадают при  $q_0^2 > 10$  дБ. При вероятности ошибки  $10^{-3}$  выигрыш от кодирования приближенно равен 3дБ.

Для получения логнормального амплитудного фазоманипулированного сигнала по стандартной программе был реализован случайный сигнал с логнормальным распределением, нулевым средним и переменной дисперсией с последующим перемножением на сигнал СФМ-4.

На рис.2 представлены зависимости вероятности ошибок кодированных сигналов СФМ-4: в невозмущенной  $P_{e1}(q_0)$  и в турбулентной  $P_{e2}(q_0)$  атмосферах с  $\sigma_\chi^2 = 0.25$ , где величина

$$\chi = \ln \frac{A}{A_0} \quad (2)$$

описывается нормальным распределением, а амплитуда

$$A = A_0 e^\chi \quad (3)$$

логнормальным.

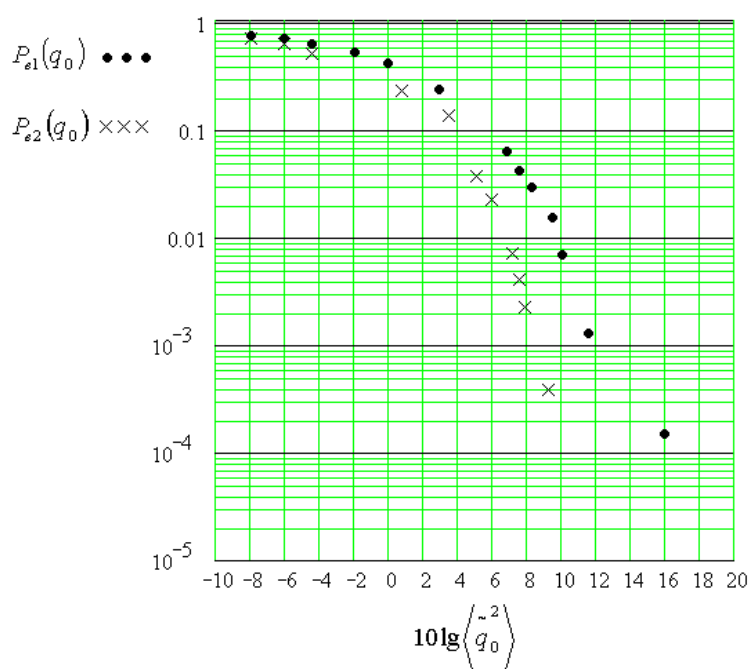


Рис.2 Результаты компьютерного моделирования вероятностей ошибок кодированного сигнала СФМ-4: в невозмущенной  $P_{e1}(q_0)$  и в турбулентной атмосферах  $P_{e2}(q_0)$ .

Из данных, приведенных рис.2 следует, что для обеспечения вероятности ошибки  $10^{-3}$ , мощность кодированного сигнала в турбулентной атмосфере должна быть примерно на 3дБ больше мощности этого сигнала в невозмущенной.

#### Основные результаты.

- Для сигнала СФМ-4 на фоне гауссова шума выигрыш в кодировании наступает при отношении сигнала к шуму превышающем 3 дБ, а асимптотическая оценка совпадает с результатами компьютерного моделирования при  $q_0^2 > 10$  дБ. При вероятности ошибки  $10^{-3}$  выигрыш от кодирования приближенно равен 3дБ.
- Установлено, что для сигнала СФМ-4 при вероятности ошибки  $10^{-3}$  мощность кодированного сигнала с амплитудными флуктуациями должна быть примерно на 3дБ больше мощности этого сигнала в невозмущенной атмосфере.

#### Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000г.
2. Дж.Кларк,мл.,Дж.Кейн. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. - М.: Радио и связь, 1987г.
3. Банкет В.Л., Дорофеев В.М. Цифровые методы в спутниковой связи. - М.: Радио и связь, 1988г.
4. Андреев Г.А., Андрианов М.Н., Соловьев А.В. Моделирование вероятности ошибок кодированных ФМ сигналов миллиметрового диапазона. 4-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение.» 27 февраля – 1 марта 2002г., г. Москва т.1, стр.117.
5. Андреев Г.А., Черная Л.Ф. Флуктуация пучка миллиметровых волн при распространении в турбулентной атмосфере Земли. // Радиотехника, 1978г., т. 33, № 1.
6. Окунев Ю.Б. Цифровые методы передачи информации фазоманипулированными сигналами. - М.: Радио и связь, 1991г.

## MODELING PROBABILITY OF ERRORS CODE PM SIGNALS WITH LOGNORMAL AMPLITUDE FLUCTUATION IN GAUSS NOISE

Andreyev G., Andrianov M.

Institute of Radioengineering and Electronics, Russian Academy of Science,  
7 building, 11 Mokhovaya Str., Moscow 101999, RUSSIA  
fax: (095) 2038414, ph. 2021591, E-mail: [Andreyev@mail.cplire.ru](mailto:Andreyev@mail.cplire.ru)

The reason of errors during the transmission of information in atmospheric radiochannel of millimeter wave band can be Gauss noise and amplitude fluctuation. Reliability of receive define probability of error  $P_e(q_0)$  as ratio wrong bits to all transmit bits. Here  $q_0^2$  - ratio of energy bit to spectral density of delta correlated Gauss noise in optimal receive.

Coding reduces probability of error during definite ratio of signal to noise, thereof spectrum of signal increase less than by used pseudo-noise signals [1]. It is well known, that the best linear codes are convolve codes [1-3].

Under small ratio signal to noise asymptotic estimation of error's probability, usually used, does not give the correct result [1,4].

In turbulent atmosphere amplitude fluctuations in millimeter waves are described by lognormal probability [5].

Aim of this work is modeling probability of receiving error offset quadrature phase shift key (OQPSK) signal with amplitude fluctuation in Gauss noise. This aim was achieved by computer modeling in MathCad 7Pro.

In this model were making compose of signal OQPSK and additive noise. There were normal noise with zero middle, constant disperse and signal OQPSK on interval  $2^{14} = 16384$  discrete values. Power of signal and noise calculate independently on the enter receiving then define ratio signal to noise  $q_0^2$ .

For define probability of error broadcasting signal OQPSK [6] video signal coded convolve code and decoded by Viterbi [1,2]. Summations of code were polynomials  $g_1(x) = 1+x^2$  and  $g_2(x) = 1+x+x^2$  [1,3] in Galua field GF(2).

Lognormal amplitude signal with zero middle and variable disperses was realize using standard program. Then it multiplies with signal OQPSK.

After this define what part of mistakes in setting memory decoder will correct using property of graph stream signals and compare theirs on module 2.

### Mail results

- For compose OQPSK and Gauss noise benefits of coding begin during  $q_0^2 > 3\text{дБ}$  and asymptotic estimate begin coincide with results of computer modeling when  $q_0^2 > 10\text{дБ}$ . When  $P_e(q_0) = 10^{-3}$  benefits of coding approximately equal 3дБ.
- Power signal of coding with amplitude fluctuation must be more signal in unperturbed atmosphere about 3дБ.

### Literature

1. Digital communication. John G. Proakis. – 3<sup>rd</sup> ed. McGraw-Hill, Inc, 1995
2. Error-Correction Coding for Digital communication. George C. Clark, Jr. and J. Bibb Cein. – Plenum Press. New York Second Printing - 1982
3. Bunket V. L., Dorofeev V.M. Digital method in satellite communication. – M.: Radio i svyaz, 1988
4. Anreyev G.A., Andrianov M.N., Solovjev A.V. "Modeling of mistakes probability coded QPSK signals millimeters range" 27.02.2002 – 1.03.2002, Moscow v.1, p.117.
5. Andreyev G.A., Chernaya L.F. "Fluctuations in Millimeter-Wave Beams Propagating in a Turbulent Adsorbing Troposphere". // Telecommunications and Radio Engineering. V.32-33, No.1, 1978.
6. Okunev U. B. Digital method of transmitter of information PM signals – M.: Radio i svyaz, 1991.