

АЛГОРИТМЫ ИТЕРАТИВНОГО ПРИЕМА СИГНАЛЬНО-КODOVЫХ КОНСТРУКЦИЙ ТИПА “ТУРБО-КОДЫ” С ЧАСТОТНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТЬЮ БОЛЬШЕЙ 2 БИТ/СЕК/ГЦ

Назаров Л.Е.

Институт радиотехники и электроники РАН, г. Фрязино (nazarov@ire.rssi.ru)

Актуальность проблемы увеличения частотной эффективности ансамблей сигналов, применяемых в цифровых системах связи, обусловлена необходимостью увеличения скорости передачи информации в отведенной полосе частот. Приближение к граничным значениям частотной и энергетической эффективности, определяемых формулой Шеннона для пропускной способности канала, связано с увеличением канального алфавита сигналов. Для этого используют сигналы с многопозиционной фазовой модуляцией (ФМ-сигналы) и сигналы с многопозиционной фазовой и амплитудной модуляцией (АФМ-сигналы) [1].

В работах [2], [3] приведены описания двух наиболее эффективных схем формирования сигнально-кодowych конструкций с частотной эффективностью большей 2 бит/сек/гц. Методы приема данных сигнально-кодowych конструкций основаны на применении алгоритма приема “в целом” Витерби. С использованием данных методов синтезирован ряд решетчатых ФМ и АФМ ансамблей сигналов с частотной эффективностью до 8 бит/сек/гц и выше и значениями асимптотического энергетического выигрыша по отношению к некодированной передаче до 3.0-6.0 дБ [3].

Альтернативу данным ансамблям сигналов относительно вероятностно-энергетических характеристик и сложности реализации алгоритмов их кодирования-декодирования составляют сигнально-кодowych конструкции под общим названием турбо-коды. К принципиальным аспектам турбо-кодов относятся следующие: а) использование совокупности простых сверточных рекурсивных кодов или блоковых кодов и применения схем перемежения совместно с кодерами составляющих кодов при формировании турбо-кодов; б) суть методов приема турбо-кодов – итеративный прием с использованием “мягких” решений в виде отношения правдоподобия для кодowych символов [4].

Основу процедур итеративного приема турбо-кодов составляют алгоритмы вычисления апостериорных вероятностей символов передаваемых кодowych слов составляющих кодов, сложность данных алгоритмов обуславливает общую сложность процедур итеративного декодирования турбо-кодов. Известным алгоритмом вычисления апостериорных вероятностей символов кодowych слов является алгоритм MAP (maximum a posteriori probability), основанный на описании кодowych слов кода в виде стационарной марковской последовательности, связанной с решетчатой структурой порождающих матриц кодов [4]. Алгоритм MAP применяется для итеративного приема турбо-кодов, формируемых на основе сверточных кодов с симметричной структурой решеток.

Для составляющих двоичных блоковых кодов разработан ряд алгоритмов вычисления апостериорных вероятностей символов кодowych слов, которые по сложности реализации более эффективны по сравнению с алгоритмом MAP [5]. Основу данных алгоритмов составляет алгоритм быстрого спектрального преобразования в базисе Уолша. Размерность базиса Уолша определяется размерностью кодов дуальных к составляющим кодам, используемых при формировании турбо-кодов. Понижение размерности базиса Уолша и, соответственно, понижение сложности алгоритмов итеративного приема турбо-кодов, возможно для блоковых кодов со свойством прямой и неполной прямой суммы составляющих кодов для проверочных матриц. Этим свойством обладает широкий класс известных блоковых кодов –циклические коды, коды-произведения [5].

В докладе приведены алгоритмы итеративного приема сигнально-кодowych конструкций с частотной эффективностью большей 2 бит/сек/гц, формируемых с использованием турбо-кодов на основе составляющих двоичных блоковых кодов в совокупности с многопозиционными ФМ и АФМ-сигналами. При реализации данных алгоритмов применяются разработанные алгоритмы вычисления апостериорных вероятностей символов кодowych слов на основе быстрого спектрального преобразования Уолша. Включение кодера турбо-кода при согласовании последовательности двоичных символов кодowych слов турбо-кода и канального алфавита многопозиционных ФМ и АФМ – сигналов и осуществляется с использованием кода Грея. На вход алгоритма итеративного приема формируемых ансамблей сигналов поступают “мягкие” решения в виде отношений правдоподобия, тождественные отношению апостериорных вероятностей для двоичных символов, соответствующих ФМ или АФМ – сигналам. В докладе рассмотрены методы вычисления “мягких” решений для ФМ и АФМ – сигналов, приведены результаты моделирования рассматриваемых сигнально-кодowych конструкций с различными характеристиками.

На рис.1 в качестве примера приведена зависимость вероятности ошибки на бит P_b от отношения сигнал/помеха $\frac{E_b}{N_0}$ (кривая 1) для итеративного приема ансамбля сигналов с частотной эффективностью 4.0 бит/сек/гц, формируемых с использованием ФМ8 и турбо-кода. Параметры турбо-кода – длительность кодовых слов 1600, размерность 1089, скорость турбо-кода $\approx 2/3$ бит/измерение. Кривая 2 соответствует P_b для ансамбля сигналов с частотной эффективностью 4 бит/сек/гц, формируемого с использованием сверточного кода со скоростью $2/3$ бит/измерение в совокупности с ФМ8 (длина кодового ограничения 6) [1], кривая 3 соответствует некодированной передаче в канале с ФМ8 [1]. Видно, что для $P_b = 10^{-5}$ энергетический выигрыш сигнально-кодовой конструкции на основе турбо-кода по отношению к некодированной передаче с использованием в канале ФМ3 составляет около 7.5 дБ, и около 1.4 дБ по отношению к ансамблю сигналов на основе сверточного кода и ФМ8.

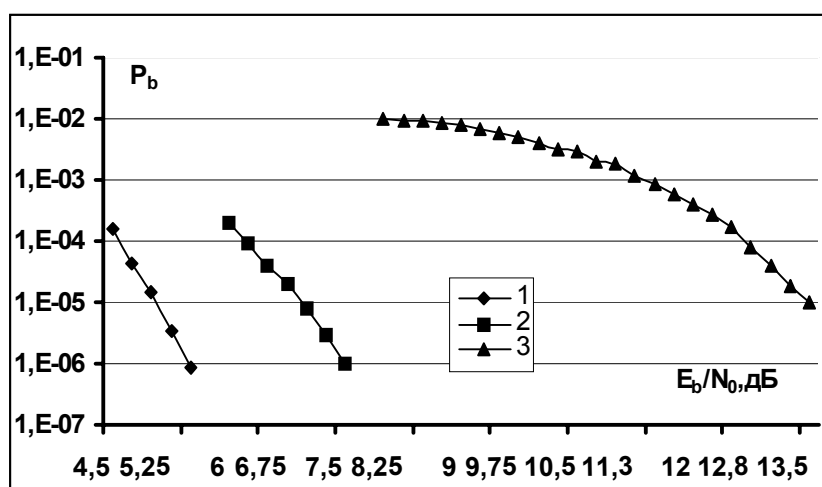


Рис.1. Вероятность ошибки на бит P_b : а) итеративный прием ансамбля сигналов с частотной эффективностью 4 бит/сек/гц, формируемых с использованием ФМ8 и турбо-кода (3 итерации); б) прием ансамбля сигналов с частотной эффективностью 4 бит/сек/гц, формируемых с использованием сверточных кодов со скоростью $2/3$ бит/измерение в канале с ФМ8 и применением алгоритма Витерби [1]; в) некодированная передача в канале с ФМ8 [1].

Литература

1. Зюко А.Г., Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иващенко П.В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. М.: Радио и связь. 1985. 272 с.
2. Jmai H., Hirakawa S. New multilevel coding method using error-correcting codes.// IEEE Trans. Information Theory. 1977. V.23. №5. P.371-377.
3. Ungerboeck G. Channel coding with multilevel/phase signal.// IEEE Trans. Information Theory. 1981. V.28. №1. P.55-66.
4. Hagenauer J., Offer E., Papke L. "Iterative decoding of binary block and convolutional codes".//IEEE Trans. Inform. Theory. 1996. V.42. №2. P.429-448.
5. Назаров Л.Е., Смольянинов В.М. "Оптимальное посимвольное декодирование двоичных блоковых кодов".// Радиотехника и электроника.1999. Т.44. №5. С.557-561.



THE ALGORITHMS FOR ITERATIVE DECODING OF TURBO-CODES WITH SPECTRAL EFFICIENCY GREATER THAN 2 BITS/S/Hz

Nazarov L.

Institute of Radioengineering and Electronics RAS (nazarov@ire.rssi.ru)

In this paper the results of investigation concerning the performance of block turbo codes associated with high spectral efficiency QAM and PSK [1], [2] modulations are presented. The essence of turbo-codes is concatenation of recursive convolutional codes or linear block codes associated with an iterative decoding algorithm. For convolutional turbo-codes the MAP algorithm minimizing symbol error rate is used for iterative decoding realization. For block turbo-codes the effective iterative decoding algorithm based on Fast Hadamard Transformation had been proposed in article [3].

This paper describes a method for associating block turbo-codes with QAM and PSK modulations and presents the simulation results for iterative decoding of that. As example, in fig.1 the bit error rate (BER) for turbo-code with PSK8 (spectral efficiency) 4 bits/s/Hz) is plotted. In order to compare the different coding schemes, the BER for PSK8 with trellis coded modulation (convolutional code with constraint length 6, curve 2) and uncoded PSK8 modulations (curve 3) are plotted.

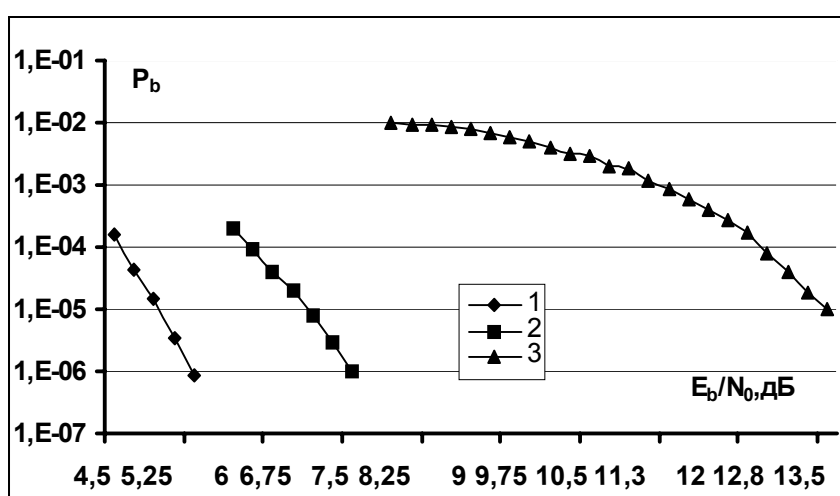


Fig.1. The bit error rate P_b : a) iterative decoding of block turbo-code with PSK8 modulation (spectral efficiency 4 bits/s/Hz); b) PSK8 with trellis coded modulation (spectral efficiency 4 bits/s/Hz, convolutional code with constraint length 6, code rate 2/3) [2]; c) uncoded PSK8 modulation.

References

1. Jmai H., Hirakawa S. New multilevel coding method using error-correcting codes.// IEEE Trans. Information Theory. 1977. V.23. №5. P.371-377.
2. Ungerboeck G. Channel coding with multilevel/phase signal.// IEEE Trans. Information Theory. 1981. V.28. №1. P.55-66.
3. Nazarov L.E., Smolyaninov V.M. "Use of fast Walsh-Hadamard transformation for optimal symbol-by-symbol binary block codes decoding". //Electronics Letters. 1998. V.34. №3. P.261.