

ОПТИМИЗАЦИЯ СИГНАЛЬНО-КODOVЫХ КОНСТРУКЦИЙ ПО КРИТЕРИЮ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ

Л.Н. Протопопов, ведущий научный сотрудник ОАО «Российский институт мощного радиовещания», д.т.н.; avel121@yandex.ru

Ключевые слова: дискретные сигналы, сигнально-кодовые конструкции, энергетическая эффективность, пропускная способность.

Введение. Одним из основных показателей качества радиопередачи является энергетическая эффективность (ЭЭ), т.е. показатель того, как технические средства используют энергию передающего устройства. Величина ЭЭ определяется коэффициентом усиления передающей антенны, характеристиками тракта распространения радиоволн, свойствами приемной антенны, собственными шумами приемника и эффективностью системы обработки принимаемого сигнала.

Цель статьи – оценка предельных возможностей последнего из перечисленных факторов, т.е. систем обработки (СО), структура которых при использовании дискретных сигналов может быть представлена в виде сигнально-кодовых конструкций (СКК). Предполагается, что рассматриваемая СКК состоит из ансамбля сигналов и помехоустойчивого кода.

В многочисленных отечественных и зарубежных источниках рассмотрены практически все аспекты, связанные с построением СКК. Однако из-за многообразия вариантов решения отдельных задач и исходных требований к проектируемым системам, использование этих результатов при выборе оптимального варианта построения СКК весьма затруднительно. Кроме того, подавляющее большинство работ посвящено исследованию предельных возможностей (определению границ) отдельных элементов и лишь в незначительном количестве работ рассматриваются вопросы эффективности системы в целом.

Общие результаты. В общем случае величина ЭЭ СКК (минимально-необходимое отношение сигнал/шум (ОСШ) для приема одного бита информации с заданной достоверностью) определяется с помощью соотношения

$$h_b^a = \frac{h^2}{r[G, p(h)]m}, \quad (1)$$

где h – ОСШ на один отсчет; G – параметр, характеризующий достоверность декодированного сообщения; p – вероятность ошибки на выходе демодулятора; r – функция, определяющая соотношение между информационной и избыточной частями кодового слова (скорость кода); $m = \log_2(M)$, M – объем алфавита используемого сигнала.

Для того чтобы проанализировать зависимость ЭЭ от входящих в (1) компонентов, необходимо располагать соотношениями между h , r , p и G . Если зависимости $p(h)$ достаточно хорошо изучены и количество видов сигналов ограничено, то перебор характеристик всех известных кодов представляет собой весьма трудоемкую задачу. Поэтому в данном случае целесообразно использовать предельные зависимости между исправляющей способностью кода и относительным количеством избыточных символов.

Рассмотрим наиболее удачные практические решения. Для этого вместо широко применяемых границ, полученных на основе комбинаторных свойств кодовых конструкций [1, 2], используем граничные зависимости для кодов, декодирование

которых производится с помощью методов итерации [3–7]. К сожалению, в известной литературе отсутствуют пригодные для анализа соотношения, поэтому ниже предложена формула, определяющая информационную границу идеального кода.

Предположим, что к последовательности независимых равновероятных элементов сигнала, принятых с некоторыми искажениями, добавляется некоторое количество таких же элементов, предназначенных для возмещения потерянной информации. Если качество приема каждого символа однозначно характеризуется пропускной способностью c , то необходимым условием для компенсации искажений является выполнение неравенства:

$$k(m-c) \leq dc, \quad (2)$$

где k – количество символов основного сообщения; $m = \log_2(M)$; d – количество добавленных символов. В (2) и далее c означает пропускную способность на один отсчет и имеет размерность бит/отсчет.

Правая часть неравенства (2) соответствует величине потерянной информации, а левая – количеству информации необходимой для компенсации этих потерь. После очевидных преобразований (при условии, что $kc > 0$ и $(k+d) > 1$) получаем

$$c \geq \frac{km}{k+d}. \quad (3)$$

Из этого неравенства следует, что по мере увеличения влияния помех, приводящих к уменьшению c , необходимо увеличивать d , т.е. снижать скорость передачи сообщения. Такое же условие имеет место при выборе параметров кодов, только вместо связи скорости кода с исправляющей способностью количество дополнительных элементов будет непосредственно зависеть от пропускной способности.

С учетом соотношения (3), формулу (1) можно переписать в виде:

$$h_b^2 \geq \frac{h^2}{c(h,m)}. \quad (4)$$

Таким образом, задача оптимизации (минимизации величины h_b) сводится к минимизации функции (4) при заданном виде сигнала.

В зависимости от способа обработки сигнала значение пропускной способности определяется либо как максимальное количество информации о ненаблюдаемом объекте, содержащееся в наблюдаемом объекте, либо как функция вероятности ошибочного решения.

В первом случае расчет производится с помощью формулы, приведенной в [8]:

$$c_1 = \max_{W(U_c)} [H_a(U_m) - H_p(U_c, U_m)], \quad (5)$$

где H_a – априорная неопределенность (среднее количество информации при отсутствии сигнала); H_p – апостериорная неопределенность (среднее количество информации при наличии сигнала); U_m – белый гауссовский шум; U_c – мгновенное значение рассматриваемого сигнала; $W(U_c)$ – функция,

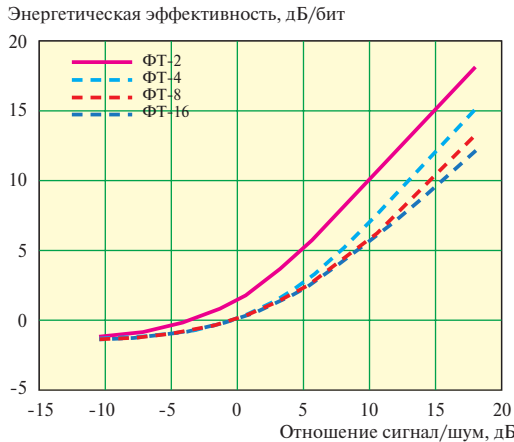


Рис. 1. Зависимость ЭЭ СКК от ОСШ при «мягкой» обработке МФТ-сигналов и идеальном кодировании

описывающая закон распределение вероятности мгновенных значений U_c .

Во втором случае применяется формула

$$c_2 = m + p \log_2\left(\frac{p}{M-1}\right) + (1-p) \log_2(1-p), \quad (6)$$

где p – вероятность ошибочного решения.

Расчет ЭЭ СКК в канале с белым гауссовским шумом. В зависимости от требований к характеристикам проектируемой линии связи и ограничений, обусловленных особенностями аппаратной реализации, выбирается вид сигнала. В данной работе рассмотрены следующие виды сигналов: с постоянной огибающей, эквидистантная система сигналов и сигналы с повышенной частотной эффективностью.

Предполагается, что для описания свойств сигналов с постоянной огибающей и частотно-эффективных сигналов достаточно ограничиться рассмотрением двумерного созвездия. Представление о предельных возможностях многомерных систем сигналов могут быть получены на основе результатов анализа эквидистантной системы.

Распределение мгновенных значений шума в двумерном пространстве имеет вид:

$$W_{ш} = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right).$$

где x и y – координаты точки в прямоугольной системе координат; σ – дисперсия шума.

Для сигналов, принимающих M дискретных значений, закон распределения определяется формулой

$$W_c(t, u) = \sum_{i=1}^M [\delta(1-a_i) + \delta(u-b_i)],$$

где M – количество позиций сигнала; a_i и b_i – координаты i -й позиции сигнала.

Совместное распределение сигнала и шума определяет как сумма двух независимых случайных величин

$$W_{сш} = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \sum_{i=1}^M \exp\left[-\frac{(x-a_i)^2 + (y-b_i)^2}{2\sigma^2}\right], \quad (7)$$

В частном случае, соответствующем сигналам с постоянной огибающей, координаты a_i и b_i равны $q \cos(\varphi_i)$ и $q \sin(\varphi_i)$, соответственно (здесь q – амплитуда и φ_i – фаза сигнала).

В [9] показано, что максимальная величина энтропии такой системы сигналов достигается при равномерном рас-

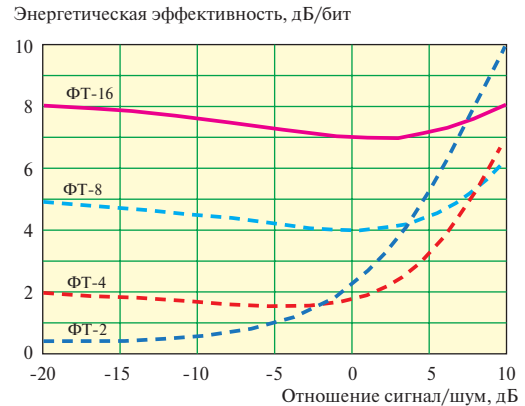


Рис. 2. Зависимость ЭЭ СКК от ОСШ при «жесткой» обработке МФТ-сигналов и идеальном кодировании

пределении значений фазы, поэтому многопозиционная фазовая манипуляция оптимальна при заданных ограничениях.

На рис. 1 приведены результаты вычислений зависимостей ЭЭ СКК от ОСШ для МФТ-сигналов при вычислении пропускной способности с помощью формулы (5). Следует отметить, что полученное здесь минимальное (оптимальное) значение ЭЭ, стремящееся к минус 1,6 дБ при малых значениях h , отличается в $\pi/2$ раз от величины, полученной в [14] для двухпозиционного сигнала. Это различие обусловлено применением различных методов обработки сигналов: «мягкому» решению соответствует формула (5), «жесткому» – (6).

На рис. 2 приведены результаты вычислений зависимостей ЭЭ СКК от ОСШ для МФТ-сигналов при вычислении пропускной способности с помощью формулы (6). При расчете вероятности ошибочного приема использовалась формула, приведенная в [15] для многопозиционной ФТ:

$$p = 2Q\left(\sqrt{2h^2} \sin \frac{\pi}{M}\right) \left[1 - Q\left(\sqrt{2h^2} \cos \frac{\pi}{M}\right)\right] + Q\left(\sqrt{2h^2} \cos \frac{\pi}{M}\right) - 2T\left(\sqrt{2h^2} \cos \frac{\pi}{M}, \operatorname{tg} \frac{\pi}{M}\right),$$

где

$$T(h, a) = \frac{1}{2\pi} \int_0^a \exp\left[-\frac{h^2}{2}(1+x^2)\right] \frac{1}{1+x^2} dx \quad \text{и} \quad Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Некоторые варианты систем связи, использующих многомерные системы сигналов, рассмотрены в [10, 11 и 12]. В [13] показано, что оптимальное значение энергетического потенциала СКК реализуется в случае применения эквидистантных сигналов. Для расчета вероятности ошибочного приема таких сигналов при «жестком» решении использовалась формула из [14].

На рис. 3 приведены зависимости ЭЭ от ОСШ для различных значений объема алфавита (M). В данном случае зависимость ЭЭ имеет четкий минимум, положение которого и величина зависят от M (см. таблицу).

m	3	4	5	6	7	8
h_b , дБ	1,14	1,12	1,05	0,97	0,89	0,81

При анализе свойств сигналов вида КАМ рассматривались классические конструкции [15], широко применяемые в современных цифровых системах вещания (DRM, DRM+,

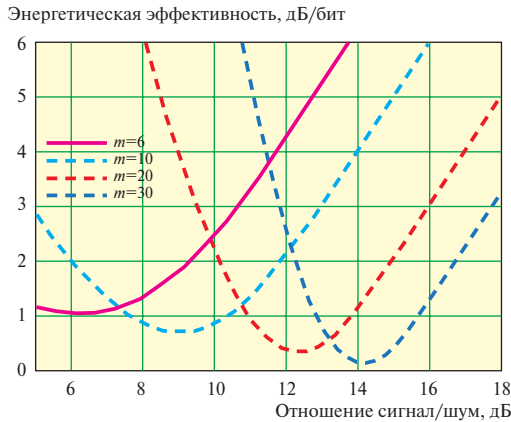


Рис. 3. Зависимость ЭЭ СКК, использующей эквидистантные сигналы, «жесткое» решение и идеальный код, от ОСШ

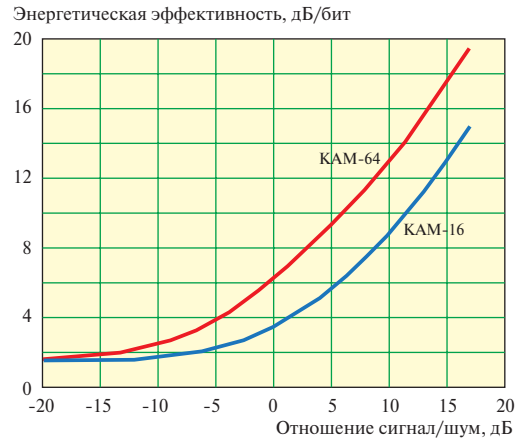


Рис. 4. Зависимость ЭЭ СКК, использующей сигналы вида КАМ, «мягкое» решение и идеальный код, от ОСШ

DVB-T, DVB-T2, DVB-S и DVB-C). Пропускную способность вычисляли по формуле (5), для построения закона распределения суммы сигнала и шума использовался такой же способ, что при исследовании МФТ-сигнала.

Из рис. 4. следует, что величина ЭЭ с сигналами КАМ заметно уступает (примерно на 1,5÷2дБ) системам с МФТ-сигналами.

Результаты математического моделирования. Для оценки соответствия полученных результатов характеристикам реальных устройств было выполнено математическое моделирование СКК, состоящей из: источника псевдослучайного двухпозиционного сигнала, кода LDPC, модулятора ФТ-2, имитатора канала с постоянными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом, системой выделения фазы несущей и демодуляции ФТ сигнала и декодера LDPC-кода.

В ходе испытаний изменялись значения ОСШ на входе демодулятора и скорость кода. Результат декодирования оценивался по количеству ошибок на выходе декодера и значению синдрома. Решение о правильном декодировании данного блока принималось в тех случаях, когда ошибки отсутствовали и синдром был равен нулю.

В качестве демодулятора использовалась модифицированная схема Костаса [17], для нормальной работы которой в начале каждого кодового блока передавалось детерминированная последовательность. Параметры используемого LDPC-кода приведены в описании стандарта DVB-T2 [18].

Результаты моделирования (рис. 5) подтверждают корректность полученных выше рекомендаций относительно соотношений между параметрами СКК, а также возможность их практической реализации.

Выводы. 1. Сравнение значений предельно-достижимой ЭЭ систем связи, использующих рассмотренные виды сигналов и идеальное кодирование, показало, что наилучшие результаты могут быть достигнуты с помощью двукратной фазовой манипуляции при условии применения «мягкого» решения.

2. Построение системы связи с двукратной фазовой манипуляцией, «мягким» решением и LDPC-кодом позволяет реализовать ЭЭ порядка 0 дБ.

3. Режим, соответствующий оптимальному значению ЭЭ, предполагает использование сравнительно низкой скорости передачи сообщения. Требование повышения скорости передачи по отношению к ее значению при оптимальном значении ЭЭ неизбежно ведет к увеличению необходимого ОСШ и, соответственно, уменьшению дистанции связи (в

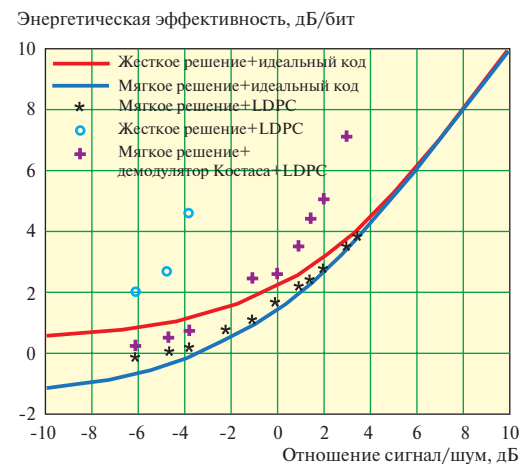


Рис. 5. Сравнение теоретических зависимостей ЭЭ и результатов математического моделирования

канале с постоянными параметрами). Аналогичное противоречие между требованиями к различным параметрам СКК рассматривалось в [16].

Существенное отличие результатов математического моделирования от теоретических зависимостей, полученных при исследовании схемы с «жестким» решением и кодом LDPC, требует дальнейшего анализа.

ЛИТЕРАТУРА

- Мак Вильямс Ф.Дж., Слоэн Н.Дж.А. Теория кодов, исправляющих ошибки. — М.: Связь, 1979.
- Левенштейн В.И. Границы для упаковок метрических пространств и некоторые их приложения / Кибернетический сборник. Вып. 40. — 1983.
- Зяблов В.В., Пинксер М.С. Оценка сложности исправления ошибок низкоплотными кодами Галлагера // Проблемы передачи информации. — 1975. — Т.11, №1.
- Золотарев В.В. Теория и алгоритмы многопорогового декодирования. — М.: Радио и связь, 2006.
- Федоренко С.В. Методы быстрого декодирования линейных блочных кодов. — СПб.: ГУАП, 2008.
- Sripimanwat K. Turbo Code Applications. — Dordrecht: Springer, 2005.
- Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. — Ульяновск: УГТУ. — 2010.
- Стратанович Р.Л. Теория информации. — М.: Советское радио, 1975.
- Протопопов Л.Н. Синтез сигналов с ограниченной шириной спектра и максимальной энтропией / Межвузовский сборник

- научных трудов. Проблемы обработки и передачи информации. – С.-Петербург: ЛИАП, 1991.
10. **Варгаузин В.А., Цикин И.А.** Сравнительная эффективность современных сигнально-кодовых конструкций в системах радиосвязи / Научно-технические ведомости. Сер. Информатика, Телекоммуникация. Управление. – СПбГПУ. – 2012. – №1.
 11. **Варакин Л.Е.** Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985.
 12. **Зяблов В.В., Коробков Д.Л., Портной С.Л.** Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах. – М.: Радио и связь, 1991.
 13. **Балакришнан А.А.** Теория выбора сигналов для космических каналов связи / В сб. Статистическая теория связи и ее применение. – М.: Мир, 1967.
 14. **Финк Л.М.** Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Советское радио, 1970.
 15. **Савищенко Н.В.** Специальные интегральные функции, применяемые в теории связи. – СПб.: ВАС, 2012.
 16. **Бабкин В.В., Ланнэ А.А., Шапгала В.С.** Оптимизационная задача выбора речевого и канального кодирования / Доклады 7-й международной конференции DSPA-2005 (Т. 1).
 17. **Hamkins J., Simon M.K.** Autonomous Software-Defined Radio Receivers for Deep Space Applications // DEEP Space Communications and Navigation Series. – Jet Propulsion Laboratory California Institute of Technology, 2006.
 18. ETSI EN 302 755 v1.3.1 (2012-04). Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2).

Получено 14.03.13