

В.В. ГОРБАЧЁВ, канд. техн. наук НТУ "ХПИ" (г. Харьков)
С.Ю. ГАВРИЛЕНКО, канд. техн. наук НТУ "ХПИ" (г. Харьков)
В.А. КРЫЛОВА, ассистент НТУ "ХПИ" (г. Харьков)

МЕТОДЫ АДАПТИВНОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ КАНАЛОВ С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ПАРАМЕТРАМИ

В статті розглянуті методи адаптивного кодування для каналів з параметрами, що змінюються, для підвищення надійності і достовірності передачі інформації. Одержані для кожного з запропонованих методів аналітичні вирази, що визначають імовірнісні оцінки ступеня адаптації. Зроблені висновки, а також намічені перспективи подальших досліджень

In the article the methods of the adaptive encoding are considered for ducting with changing parameters for the increase of reliability and authenticity of information transfer. Analytical expressions determining the probabilistic estimations of degree of adaptation are got for each of the offered methods. The conclusions are made, and also the prospect further researches are planned.

Постановка проблемы. Защита ошибок является одним из основных свойств любой информационной системы и представляет собой совокупность методов и средств обеспечения требуемых значений достоверности при передаче данных по каналам первичной сети связи. В реальных каналах с помощью помехоустойчивого кодирования не всегда удается выполнить предъявляемые к системе требования по вероятностям $P_{\text{ош.кк}}$ и $P_{\text{ст.кк}}$ при технических реализуемых длинах кодовой комбинации n . Это объясняется тем, что в реальных каналах ошибки имеют тенденцию к группированию в длинные пачки, а методы кодирования становятся эффективными лишь при значениях n значительно больших, чем длины вероятных пачек. Однако большие значения n требуют исправления ошибок большей кратности t . В этих условиях целесообразно использовать методы адаптивного кодирования. К классу адаптивных относятся системы передачи данных с обратной связью, которые, адаптивно подстраиваясь под качество канала, изменяют показатели энергетического выигрыша от кодирования.

В настоящее время для систем передачи при малых требуемых значениях энергетического выигрыша от кодирования (ЭВК 3...3,5 дБ) с помощью существующей микропроцессорной техники можно практически реализовать все основные методы кодирования и алгоритмы декодирования. В месте с тем существуют определенные трудности создания универсальных методов повышения достоверности, связанные с тем, что требования к вероятности ошибки для различных служб связи вирируются в широком диапазоне от $P_0 \leq 10^{-4}$ для передачи речи до $P_0 \leq 10^{-10}$ при передаче видеoinформации. Это требует, в свою очередь рассмотрения в данной статье

основных методов адаптивного кодирования в каналах с изменяющимися параметрами.

Целью статьи является рассмотрение методов адаптивного кодирования для каналов с изменяющимися параметрами на основе использования свёрточных кодов. Получение аналитических выражений, определяющих вероятностные оценки степени адаптации.

Основная часть. В качестве методов, исправляющих пакеты ошибок, в адаптивных схемах можно использовать три основных класса кодов:

- двоичные блочные коды Файера (*Firt*);
- двоичные свёрточные коды Ивадера-Массея;
- недвоичные блочные коды Рида-Соломона.

На практике их обычно декодируют методами жесткого решения. Вместе с тем результаты экспериментов для условий мобильной спутниковой связи показывают, что свёрточные коды с декодированием по алгоритму Витерби и мягким решением превосходят вышеупомянутые коды Файера и КРС при одинаковых относительных скоростях кодирования. Необходимость получения высоких вероятностных характеристик и широкого набора кодовых соотношений при сохранении структуры кодека в адаптивных схемах нацеливает на использование перфорированных свёрточных кодов и перемежения битов. Ниже рассматриваются два типа схем адаптивного кодирования, основанных на прямом кодировании или гибридных перфорированных свёрточных кодах.

Известна схема адаптивного кодирования, использующая пошаговую избыточность в гибридной схеме с перезапросом. Исправление ошибок обеспечивается укороченными циклическими кодами с меняющейся степенью укорочения. При увеличении числа ошибок схема увеличивает число проверочных битов.

В других схемах используется адаптивная схема прямого кодирования, основанная на свёрточных кодах с декодированием по Витерби. В этой схеме пораженные пакеты объединяются в один пакет с достаточно низкой относительной скоростью (менее $1/2$), чтобы обеспечить заданную вероятность ошибки бита. Имеются и другие схемы адаптивного кодирования, основанные на свёрточных кодах и последовательным декодированием, а также гибридные схемы, образованные объединением свёрточных и блочных кодов.

Рассмотрим в отдельности каждый из предлагаемых методов адаптивного кодирования и произведем их оценку. Процедура прямого кодирования применяется в основном для цифровых систем речевой связи, для которых невозможно использование перезапроса и канал обратного направления выполняет функцию передачи оценки состояния канала прямого направления.

Исправление ошибок осуществляется процедурой прямого кодирования, а адаптация достигается изменением относительной скорости кода. При этом желательно не изменять базовую структуру используемого кода. Для этой цели хорошо подходят перфорированные коды. Одним из вариантов может быть использование свёрточных перфорируемых кодов, образованных из исходного свёрточного кода путем изменения числа перфорируемых бит. При этом декодер Витерби работает по алгоритму исходного сверточного кода и использует ту же карту перфорации, что и кодер, для вычисления метрик путей. Недостатком перфорированных свёрточных кодов по сравнению с другими свёрточными кодами при одинаковой относительной скорости и объёме памяти являются значительная длина ошибочных путей, что требует довольно большой глубины решения.

Оценку характеристик кодов прямого кодирования выполним для случая свёрточных кодов. Качество свёрточных кодов может быть оценено либо вероятностью первой ошибки P_e , либо вероятностью ошибки бита P_{bc} . Верхние границы этих вероятностей определяются выражением

$$P_e \leq \sum_{d=d_{free}}^{\infty} a_d P_d \quad (1)$$

$$P_{bc} \leq \frac{1}{k} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} b_d P_d \quad (2)$$

где k – число информационных бит в символе кода, d_{free} – свободное расстояние кода, a_d – число путей на расстоянии d от переданного пути, b_d – общее число ненулевых информационных бит на всех путях на расстоянии d от переданного пути, P_d – вероятность того, что декодер выберет ошибочный путь на расстоянии d от переданного пути.

Вероятность P_d зависит от типа канала связи, вида модуляции и алгоритма декодирования («мягкое» или «жесткое» решение).

В гауссовском канале для "жесткого" решения вероятность P_d определяется формулой

$$P_d = \left\{ \begin{array}{ll} \sum_{l=1}^d \binom{d}{l} * P_{\sigma}^l * (1 - P_{\sigma})^{d-l} & \text{для нечетных } d \\ \sum_{d+1/2}^d P_{d-1} & \text{для четных } d \end{array} \right\} \quad (3)$$

где P_σ является битовой ошибкой в канале и для случая ФМ-2 записывается в виде:

$$P_\sigma = Q\left(\frac{2 * E_\sigma}{N_0}\right) \quad (4)$$

Для "мягкого" решения имеем

$$P_\sigma = Q\left(\frac{E_s * d^2}{4 * N_0 * P}\right) \quad (5)$$

где E_s – передаваемая энергия на символ $E_s = R * E_c$; R – относительная скорость кода; P – средняя мощность сигнала ($P = 0,5$ для ФМ-2).

В гауссовском канале с идеальным перемежением для "жесткого" решения вероятности P_d определяется аналогично (5), но P_σ находится по формуле

$$P_{\sigma i} = \int_{-\infty}^{+\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2 * E_\sigma}{N_0}} * \alpha\right) * P_i(\alpha) * d\alpha \quad (6)$$

Для мягкого решения верхняя граница P_d определяется выражением

$$P_d \leq \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2 * E_s * \sigma_\alpha^2}{N_0}\right) * \exp\left(-\frac{d * \frac{E_s * m_\alpha^2}{N_0}}{1 + \frac{2 * N_s * \sigma_\alpha^2}{N_0}}\right) \quad (7)$$

Процедура гибридного кодирования может использоваться в цифровых каналах передачи данных. Если допускается применение перезапроса, гибридная схема обеспечит высокую пропускную способность и надежность передачи информации практически при любых состояниях канала. В гибридной процедуре, основанной на перфорированных сверточных кодах, декодер Витерби исправляет ошибки и требует повторную передачу, если выжившие пути ненадежны.

Пропускная способность гибридной схемы R_h определяется отношением числа декодированных информационных бит, включая и повторно переданные, и зависит от стратегии перезапроса. Например, для случая единичного перезапроса R_h аппроксимируется выражением

$$R_h \approx \frac{R}{1 + P_x * N} \quad (8)$$

где P_x – вероятность первого перезапроса повторной передачи.

Решение считается правильным, если принятая последовательность находится на расстоянии $d < d_{fr}$ от правильной последовательности. Если же она находится на расстоянии $d_{fr} < d < d_{fr} + \Delta d$ – повторная передача. Тогда для гауссовского канала можно получить верхние границы вероятностей

$$P_E \leq \sum_{d_{fr} + \Delta d}^{\infty} \alpha_d * P_d \quad (9)$$

$$P_E \leq \frac{b_d}{k} \sum_{d_{fr} + \Delta d}^{\infty} P_d \quad (10)$$

где P_d определяется по формулам (3) и (5) для "жесткого" и "мягкого" решения соответственно.

Вероятность первого запроса может быть записаны в виде:

$$P_x = \sum_{d_{fr}}^{d_{fr} + \Delta d} \alpha_d * P_d \quad (11)$$

Вероятности P_E , P_{oc} , P_x для гауссовского канала определяется формулами (9), (10), (11) соответственно, а вероятность P_d формулами (3) и (5) для "жесткого" и "мягкого" решения соответственно.

В заключении отметим, что эффективность адаптивного кодирования в значительной степени зависит от методов оценки состояния канала. При оценки состояния канала с помощью формулы (3) исходят из предположения, что число его состояний и матрица вероятностей переходов известны. Для конкретного канала связи они могут быть вычислены из экспериментальных данных. Так как передаваемые данные в большинстве цифровых систем связи имеют блочную структуру, процедура оценки основывается на подсчете числа ошибочных блоков, то есть блоков, содержащих, по крайней мере, один ошибочный бит. При «жестком» декодировании подсчет ошибочных блоков легко осуществляется сравнением последовательности бит на входе и выходе декодера. При мягком решении необходимо вновь закодировать исходную последовательность декодера. при мягком решении необходимо вновь закодировать исходную последовательность декодера и сравнит ее с

двоичной последовательностью, имеющей минимальное расстояние на входе декодера.

Для каждого состояния S_i канала задается интервал наблюдения N_{0i} , выраженный в числе блоков, задается также два порога $N_{i, j-1}$ и $N_{i, j+1}$ для каждого состояния S_i и число ошибочных блоков N_g . Если выполняется условие $N_{i, j+1} < N_g < N_{i, j-1}$, то принимается решение оставить канал в состоянии S_i . Если $N_g < N_{i, j+1}$ принимается решение, что канал находится в состоянии S_{i+1} и выбирается код, соответствующий данному состоянию. В большинстве реальных каналов вероятность плохих состояний (с большей степенью вероятности ошибки) много меньше длительности хороших состояний. Интервал наблюдения для оценки состояния канала выбирается достаточно большим, чтобы сократить время оценки и быть меньше ожидаемой длительности конкретного состояния.

Выводы. В заключении необходимо отметить актуальность решения рассмотренных в данной статье вопросов при развертывании в сетях связи информационных систем и систем пакетной радиосвязи и возможностями их совершенствования.

Список литературы: 1. Техника декодирования сверточных кодов. Зарубежная РЭ №2 1983 г., 3-27 с. 2. Кларк Дж. Мл, Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Пер. С англ. – М.: Радио и связь, 1987.г. с. 392 3. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. 1984. 4. Housley T. Data communications and teleprocessing systems. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07632.

Поступила в редколлегию 30.05.08

В.К. ГУСЕЛЬНИКОВ, канд. техн. наук, **Е.А. БОРИСЕНКО**, аспирант,
С.А. ЛИТВИНЕНКО

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФОРМЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ ПЬЕЗОИЗЛУЧАТЕЛЯ НА ЕГО ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ

Знайдено передаточну функцію п'єзовипромінювача і показано, що при наявності в напрузі живлення імпульсів з експонентними фронтами у вихідному сигналі пристрій також з'являється експонентна складова.

The transmission function of piezo-oscillator is found and it is rotined that at presence of in tension of feed of impulses with exponential fronts in the initial signal of device an exponential constituent appears also.

Постановка проблеми. Задача точного и достоверного измерения временных интервалов была и остается достаточно актуальной. В частности такая задача становится при измерении расходных характеристик (объем, расход, уровень) жидких и сыпучих веществ. По сути дела, информативной величиной в задачах такого рода является временной интервал, в течение которого ультразвуковой сигнал передается от излучателя к приемнику. Поэтому наибольшая составляющая погрешности определяется точностью фиксации момента времени, в который сигнал поступит на приемник.

Анализ литературы [1, 2, 3] показывает, что основное внимание уделяется таким вопросам: построение измерительной системы в целом; выбор первичного измерительного преобразователя. Наиболее близко к затрагиваемой теме подошел автор статьи [3], в которой изучается модель пьезоэлектрического излучателя, однако вопрос о влиянии формы сигнала на выходной сигнал излучателя также не рассматривается.

Цель статьи – исследовать влияние формы напряжения питания пьезоизлучателя, в частности, когда передний и задний фронты импульсов этого напряжения изменяются по экспоненте, на выходной сигнал пьезоизлучателя.

В качестве примера рассмотрим пьезоизлучатель с рабочей частотой 40 кГц и синусоидальным выходным сигналом $Y(t)$. Напряжение питания $X(t)$ при этом представляет собой последовательность прямоугольных импульсов длительностью t_n и скважностью, равной двум. Временные диаграммы показаны на рис. 1.

Передаточная функция пьезоизлучателя:

$$K(p) = \frac{Y(p)}{X(p)}, \quad (1)$$

где $Y(p)$ - операторное изображение выходной величины; $X(p)$ – операторное