

УДК 621.391.037

Д.В. Ганин

ПЕРЕСТАНОВОЧНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ В СИСТЕМЕ КОГЕРЕНТНЫХ СЕТЕЙ

Ганин Дмитрий Владимирович, кандидат экономических наук, окончил Нижегородскую сельскохозяйственную академию. Проректор по научной работе и инновационной деятельности, доцент кафедры «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» Нижегородского государственного инженерно-экономического университета. Имеет статьи и патенты РФ в области помехоустойчивого кодирования и систем восстановления данных. [e-mail: ngiei135@mail.ru].

Аннотация

Рассматривается принцип согласования высокоскоростных оптических систем связи на канальном уровне с использованием перестановочного декодирования (ПД) избыточных кодов. Доказывается целесообразность такого подхода при применении когнитивной процедуры обработки данных. Указываются параметры подобных систем. Учитывая широкое применение в системах обмена данными и в системах автоматического управления, в вычислительных системах и подобных им вычислительных устройствах недвоичных помехоустойчивых кодов Рида-Соломона (РС), осуществляется тонкий анализ сложности декодирования таких кодов методом перестановок. Оценка производится по числу выполненных в процедуре декодирования кодовых векторов элементарных арифметических операций. Сравняются два подхода: во-первых, классический принцип декодирования кодов РС, во-вторых, метод ПД с применением когнитивной карты. Показывается, что полученные результаты для ПД могут быть обобщены для иных кодовых конструкций, в том числе реализованных на базе двоичных кодов. Представлены различные подходы к формированию мягких решений недвоичных символов кодов РС и предлагается метод отношения правдоподобий, который основан на сравнении полученной последовательности оценок символа недвоичного кода с некоторым наперед заданным эталонным набором оценок. Доказывается целесообразность использования анализируемого метода в ряде важных прикладных областей.

Ключевые слова: когерентная сеть, недвоичный избыточный код, когнитивная карта, быстрые матричные преобразования.

PERMUTATION DECODING IN THE SYSTEM OF COHERENT NETWORKS

Dmitrii Vladimirovich Ganin, Candidate of Science in Economics; graduated from the Nizhny Novgorod Academy of Agricultural Sciences; Vice-Rector for Research and Innovation Affairs, Associate Professor at the Department of Information and Communication Technologies and Communication Systems of the Nizhny Novgorod State University of Engineering and Economics; an author of articles and patents of the Russian Federation in the field of error-correcting coding and data recovery systems. e-mail: ngiei135@mail.ru.

Abstract

The principle of matching high-speed optical communication systems at the data link layer using permutation decoding of redundant codes is considered. The expediency of such an approach is proved when applying the cognitive data processing procedure. Author indicates the parameters of such systems. Considering the widespread use in data exchange systems and in automatic control systems, in computing systems and similar computing devices of non-binary noise-resistant Reed-Solomon (RS) codes, a subtle analysis of the complexity of decoding such codes using the permutation method is carried out. The estimation is made according to the number of code vectors of elementary arithmetic operations performed in the decoding procedure. Two approaches are compared: firstly, the classical principle of decoding RS codes, secondly, the permutation decoding method using a cognitive map. It is shown that the results obtained for rearrange decoding can be generalized for other code structures, including those implemented on the basis of binary codes. Various approaches to the formation of soft solutions for non-binary symbols of RS codes are presented and a likelihood ratio method is proposed which is based on comparing the obtained sequence of estimates of a non-binary code symbol with some predetermined reference set of estimates. The expediency of using the analyzed method in a number of important areas is proved.

Key words: coherent network; non-binary redundant code; cognitive map; fast matrix transformations.

ВВЕДЕНИЕ

В современных системах обмена данными помехоустойчивое кодирование является мощным средством повышения их спектральной и энергетической эффективности [1]. Различают несколько основных направлений защиты информации от ошибок. К ним относятся системы с последовательным или параллельным турбокодированием, системы с многопороговым декодированием и низкоплотными кодами [2–6]. Несмотря на относительно высокую помехоустойчивость волоконных оптических линий связи, в них востребованы системы защиты данных, основанные на последовательных турбокодах. Именно такой подход упреждающей коррекции ошибок (FEC – от английского Forward Error Correction) используется в когерентных сетях на современном этапе их развития. Считается, что на выходе оптического канала связи обеспечивается вероятность ошибки на бит на уровне $10^{-3} \dots 10^{-5}$. Применение в качестве внутреннего кода системы сверточного кодирования обеспечивает повышение этого показателя при использовании алгоритма Витерби, по крайней мере, на три порядка. Внешний декодер, основанный на коде РС, завершает процедуру повышения достоверности еще на три–четыре порядка, что становится вполне приемлемым для нужд не только цифровой экономики, но и для многих прикладных областей и технологических процессов, требующих высокой достоверности и скорости обработки данных. Однако в описанной схеме обработки данных назревает конфликтная ситуация. Суть ее можно описать следующим образом. С одной стороны, в оптических линиях связи идет постоянное наращивание скоростей передачи данных за счет повышения спектральной эффективности таких каналов. В когерентных сетях скорости, равные и ниже 100 Гбит/с, уже считаются вполне освоенными, и все отчетливее поднимается вопрос о скоростях около 400 Гбит/с. С другой стороны, техника кодирования – декодирования данных в качестве материальной основы продолжает использовать вычислительные устройства на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), которые по объективным причинам не являются высокоскоростными. Именно на этом противоречии возникает проблема согласования высокоскоростных оптических линий связи и недостаточно скоростных процессоров приемных устройств и вычислительных элементов.

ОЦЕНКА СЛОЖНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ТРАДИЦИОННОЙ СХЕМЫ ДЕКОДИРОВАНИЯ

В работах [7, 8] дана оценка сложности реализации декодера кода Рида-Соломона (РС) при использовании классического подхода к восстановлению кодовых векторов такого кода, основанного на решении системы линейных уравнений. Этот метод предполагает выполнение двухэтапной процедуры декодирования. На первом этапе, за счет использования половины уравнений из допустимого их количества, выявляются локаторы

ошибок, иначе номера позиций ошибочных символов в кодовом векторе. На втором этапе другая, оставшаяся половина уравнений, применяется для исправления ошибок на этих позициях. Допустимое число линейных уравнений определяется метрикой Хэмминга [6, 9]. Необходимо отметить, что выявление локаторов ошибок осуществляется с использованием метода проб и ошибок (алгоритм Берлекэмп-Мессис (АБМ)), который позволяет найти порождающий полином локаторов ошибок. Нерегулярность метода АБМ требует неоднзначных интервалов времени для своей реализации [10].

Пусть дан (n, k, d) линейный блочный код V с порождающей матрицей G и проверочной матрицей H , где n – длина кодовой комбинации, k – число информационных разрядов, d – метрика Хэмминга. Если размерность векторного пространства V равна k с q возможными значениями для каждого k , то пространство V содержит всего q^k векторов $\mathbf{v} \in V$, а фундаментальной основой декодирования таких кодов является соотношение вида $\mathbf{v} \times H^T = 0$. Если $\mathbf{v} = (x_1, x_2, x_n)$, а элемент матрицы H обозначить через h_{ij} , то для каждой строки матрицы выполняется условие $\sum_j x_j h_{ij} = 0$. При передаче кодового слова \mathbf{v} по каналу с ошибками принятое слово $\mathbf{v}_e \neq \mathbf{v}$, поскольку $\mathbf{v}_e = (x_1 \oplus e_1, x_2 \oplus e_2, \dots, x_n \oplus e_n)$, где $e_i \neq 0$ – элемент поля $GF(q)$ представляет влияние мешающего фактора. В последнем случае $\sum_j x_j h_{ij} \neq 0$, а полученный результат S_j является синдромом. Зная значение S_j , можно всегда указать номера j , на которых $e_j \neq 0$. В матричной форме это условие представляется в виде:

$$\|S\|_{n-k} = \|h_{ij}\|_{n,n-k} \times \|e_i\|_n^T, \quad (1)$$

а полином ошибок имеет вид:

$$e(X) = \sum_{n=0}^{n-1} e_n x^n. \quad (2)$$

Как показано в работе [11], реализация вычислений по указанной схеме в сигнально-кодовом процессоре потребует

$O_{SA} = O_+ + O_\times = (n-k) + (n-k)k = (n-k)(2k+1)$ (3) операций сложения и умножения. Для поиска полинома локаторов ошибок, как правило, используют авторегрессионную модель вида

$$\sigma(x) = (1 + \Lambda_1 x)(1 + \Lambda_2 x) \dots (1 + \Lambda_\gamma x) = 1 + \sigma_1 x + \sigma_2 x^2 + \dots + \sigma_\gamma x^\gamma, \quad (4)$$

где корнями для $\sigma(x)$ будут значения $1/\Lambda_1, 1/\Lambda_2, \dots, 1/\Lambda_\gamma$.

Организация вычислительного процесса в соответствии с (4) осложняется матричными преобразованиями в поле $GF(q)$ в соответствии с классикой решения линейных уравнений [11]. Следует особо подчеркнуть,

что при этом наиболее трудоемкими шагами считаются преобразования по поиску обратной матрицы, принятой к обработке системы линейных уравнений. Сложность любого алгоритма с матричными преобразованиями оценивается на уровне $O_2 = (t^3)$. Сложность же реализации АБМ по грубой оценке [9] требует порядка $O_{ABM_1} = (t^2)$, поскольку

$$O_{ABM_1} = 2t(3t+1) + 2t(6t+2) = 4,5(n-k)^2 + 3(n-k). \quad (5)$$

Аппаратурные затраты при реализации процедуры Ченя и Форни составляют

$$O_{Ch\&F} = (n-k-1)^2 + (n-k)^2. \quad (6)$$

Представленные алгоритмы ориентированы на исправление ошибок. Очевидно, если условие $\gamma \leq t$ не соблюдается, возможны отказы от декодирования \mathbf{V}_e . В мягких декодерах стирания способствуют сокращению цикла поиска порождающего полинома, но в декодере всегда закладывается возможность исправления стираний и хотя бы одной ошибки. Условие реализации такого алгоритма имеет вид $d = 2t + s + 1$, где s – число стертых позиций в n . Для снижения сложности реализации декодера в работе [11] предлагается использовать мягкие методы обработки данных.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ МЯГКОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ

В мягком декодере каждый i -й бит принятого кодового вектора представляется в виде жесткого решения, сопровождающегося мягким решением символа (МРС) в виде некоторого вещественного значения λ_i . Обозначая жесткие решения через «минус» для информационного нуля и через «плюс» для единицы, на выходе приемника получают кортеж данных $\dots + \lambda_i - \lambda_{i+1} - \lambda_{i+2} + \lambda_{i+3} + \lambda_{i+4} \dots$, который в последующем обрабатывается в декодере, исходя из принципа декодирования в целом [5].

В ходе канальной обработки защищенных избыточным кодом данных в режиме реального времени используются мягкие методы их обработки, которые достаточно хорошо разработаны для двоичных кодов. Однако обработка недвоичных символов и вычисление для них надежных значений МРС остаются актуальными задачами. Особенностью многих методов декодирования является необходимость преобразования порождающей матрицы G основного избыточного кода в переставленную матрицу эквивалентного кода $G_{пер}$. Наиболее ярко это проявляется в отношении перестановочного декодирования (ПД). С математической точки зрения это преобразование выполняется в соответствии со структурой перестановочной матрицы P . Матрица P формируется на основе сортировки МРС по убыванию их абсолютных значений. Удобной формой представления МРС является их целочисленное выражение, которое по энергетическому выигрышу кода (ЭВК) незначительно (всего 0,2 дБ) уступает действительным оценкам

ЭВК, но способствует повышению скорости вычислительного процесса. Аналитическое выражение для вычисления целочисленных МРС при использовании двоичных видов модуляции имеет вид:

$$\lambda_i(z) = \left\lfloor \frac{\lambda_{\max}}{\rho M_z} \times z \right\rfloor, \quad (7)$$

где λ_{\max} – максимальное значение МРС, принятое для данной системы;

$M_z = \pm \sqrt{E_b}$ – математическое ожидание значений принимаемых сигналов, где E_b – энергия сигнала на бит;

ρ – интервал стирания (обычно $0 \leq \rho < 1$);

z – значение принятого сигнала, учитывающее влияние мешающих факторов [5].

Оценку надежности недвоичного символа в поле $GF(2^n)$ удобно осуществлять по совокупности λ_i , где $i = \overline{1, n}$, в формате коэффициента правдоподобия

$$K_{np} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_i}{\sum_{i=1}^n \lambda_{\max}} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_i}{n \lambda_{\max}}, \quad (8)$$

при этом $0 \leq K_{np} \leq 1$. Частота F появления различных оценок для параметра K_{np} при использовании различных степеней расширения двоичного поля n представлена на рисунках 1 и 2. Выражение (8) удобно использовать в системах с двоичными видами модуляции, что маловероятно в условиях применения оптических каналов связи, в которых борьба за повышение спектральной эффективности реализуется на основе сложных видов модуляции QPSK и КАМ-т. В таких каналах организовать стирающий канал связи, иначе получить значение ρ практически невозможно. В этом случае параметр МРС $\lambda_i(z)$ формируется на основе концентрических окружностей [10] или на основе принципа равенства прямоугольных зон для назначения λ_i [1, 10]. В таком случае выражение (8) оказывается справедливым с некоторым поправочным коэффициентом, равным значению 2, для систем с QPSK и коэффициентом, равным значению m для систем с КАМ-т. Указанное выражение принимает вид:

$$K_{np}^m = m \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_i}{n' \lambda_{\max}},$$

где $n' = n/2$ при $m = 2$ для системы с QPSK и значением m для сигналов с m -кратной модуляцией КАМ. Частоты коэффициента правдоподобия для различных отшеней сигнал-шум для двоичных видов модуляции представлены на рисунках 1 и 2.

Анализ результатов имитационного моделирования канала с независимым потоком ошибок для различных отношений сигнал-шум в формате E_b/N_0 показал, что частота F значений параметра K_{np} для различных оценок во многом зависит от показателя E_b/N_0 и не является монотонной, что вызывает трудности при определении лучших оценок. Это приводит

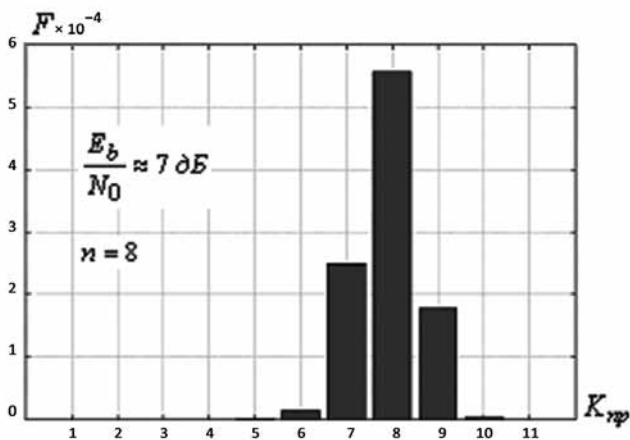


Рис. 1. Частота значений коэффициента правдоподобия при высоком отношении сигнал-шум

к целесообразности применения когнитивной процедуры определения коэффициента правдоподобия по предварительно вычисленным и известным декодеру параметрам ряда гистограмм, характерных для различных значений отношений сигнал-шум [12–14].

Чаще всего когерентные системы связи используют сложные многоуровневые форматы модуляции (DP-QPSK, DP-mQAM), которые считаются достаточно требовательными к величине шумов в оптической линии. По этой причине прием с последующим детектированием оптического сигнала в транспондере содержит несколько блоков, которые поэтапно проводят восстановление кодовых состояний сигнала. Базовый когерентный приемник содержит в себе как оптическую, так и электрическую части. Для восстановления фазовых состояний сигнала применяется блок цифровой обработки, внутри которого производится восстановление фазы несущего колебания, адаптивная подстройка, компенсация хроматической и поляризационно-модовой дисперсии.

ПРИМЕНЕНИЕ КОГНИТИВНОЙ МЕТАФОРЫ В СИСТЕМЕ ДЕКОДИРОВАНИЯ ДАННЫХ

Особенно жесткие требования к надежности работы и достоверности обрабатываемых данных предъявляются к управляющим системам, работающим в реальном масштабе времени, от которых дополнительно требуется еще и повышенная готовность к выполнению задач управления. Этим требованиям во многом отвечает метод ПД [12, 13]. Замечательным свойством метода является возможность предварительного вычисления всех возможных перестановок символов кодовых векторов и организации некоторого подобия кодовой книги, в которой связываются конкретные перестановки и соответствующие им эквивалентные коды. Это открывает возможности организации когнитивной процедуры обучения декодера выявлению таких связей и заполнения кодовой книги по мере появления тех или иных перестановок. Собственно в книгу или когнитивную карту

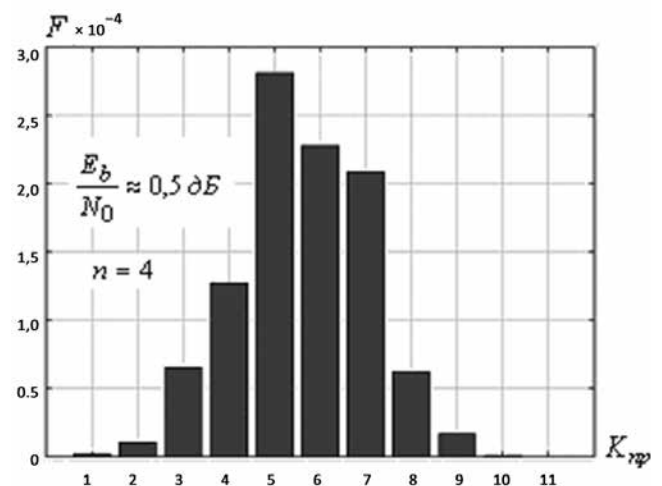


Рис. 2. Частота значений коэффициента правдоподобия при низком отношении сигнал-шум

заносятся образцы порождающих матриц эквивалентных кодов, которые зависят от порядка ранжирования кортежа $\dots + \lambda_i - \lambda_{i+1} - \lambda_{i+2} + \lambda_{i+3} + \lambda_{i+4} \dots$ для реализации ПД. Рассмотрим код РС с параметрами (7,3,5) и занумеруем столбцы порождающей матрицы этого кода от 1 до 7 и назовем их нумераторами. В результате ранжирования должны быть сформированы две матрицы. Матрица перестановок P , из которой для выполнения обратных действий формируется транспонированная матрица перестановок P^T . На формирование матрицы P должно уходить ровно n операций. В итоге должен быть получен вектор нумераторов символов переставленной комбинации исходного кода, который содержит в себе две части нумераторов. В левой части вектора (на позициях k информационных разрядов) оказываются нумераторы наиболее надежных символов из кортежа $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ на оставшихся $(n - k)$ позициях оказываются наименее надежные символы, которые с более высокой вероятностью могут содержать ошибочные решения. Следовательно, прямая и обратная перестановки требуют ровно $2n$ арифметических операций, а с учетом операции сравнения полученного из канала вектора и переставленного вектора получаем $3n$ операций.

В ходе последующей обработки данных сочетание надежных символов кодовой комбинации недвоичного кода, например, вида (2 4 5) с высокой долей вероятности может повторяться. Для экономии в будущем вычислительного ресурса декодера целесообразно сохранить в его памяти вычисленное выражение порождающей матрицы эквивалентного кода и использовать его при возможных перестановках элементов (2 4 5).

Система надежных символов дает возможность лексикографически упорядочить поиск нужной матрицы в памяти декодера. Матрицу со строго возрастающей последовательностью номеров столбцов называют канонической, и сама матрица является эталонной. Это удобно с точки зрения быстрого поиска нужной

эталонной матрицы в списке таких матриц [14–17]. Каждый эталонный образец хранится в виде таблицы, как показано на рисунке 3, при этом нет необходимости хранить систематическую часть матрицы [18, 19].

$$\begin{matrix} \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & 2 \\ \alpha^3 & \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^1 & 4 \\ \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^4 & \alpha^5 & 5 \\ 1 & 3 & 6 & 7 & \end{matrix}$$

Рис. 3. Структура эталонной матрицы в каноническом виде по последовательности надежных символов

Следуя принципам когнитивной обработки данных, декодер, получив, например, кортеж значений K_{np} в виде (5 2 4) для первых k надежных символов принятой комбинации и оставшихся $(n - k)$ менее надежных символов в виде (3 7 1 6), формирует матрицу $G_{пер}$, исходя из структуры эталонной матрицы, как показано ниже.

$$\begin{matrix} \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & 2 \\ \alpha^3 & \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^1 & 4 \\ \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^4 & \alpha^5 & 5 \\ 1 & 3 & 6 & 7 & \end{matrix} \Rightarrow \begin{matrix} \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^4 & \alpha^5 & 5 \\ \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & 2 \\ \alpha^3 & \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^1 & 4 \\ 1 & 3 & 6 & 7 & \end{matrix} \Rightarrow \begin{matrix} \alpha^4 & \alpha^5 & \alpha^5 & \alpha^4 & 2 \\ \alpha^2 & \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^6 & 4 \\ \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^1 & 5 \\ 3 & 7 & 1 & 6 & \end{matrix}$$

Нетрудно заметить, что декодер извлекает эталонную матрицу в каноническом виде из когнитивной карты и за n шагов преобразует ее в требуемую форму. Для реализации полного цикла декодирования потребуется умножить переставленный вектор на полученную

порождающую матрицу эквивалентного кода. По сути необходимо учитывать операции только для проверочной матрицы, как показано на рисунке 3. Для этого декодеру требуется всего n тактов работы, что несоизмеримо меньше, чем при алгебраическом декодировании подобных кодов. Сравнивая процесс декодирования кода РС с классическим методом применения АБМ и классическим методом ПД, можно увидеть преимущество предложенного способа применения когнитивной карты в структуре декодера двоичного кода. Действительно, для реализации предложенного метода при декодировании кода РС с параметрами (7,3,5) потребуется всего 64 арифметические операции. Для реализации метода с АБМ потребуется 109 операций, что в 1,7 раза хуже, а при реализации классического ПД потребуется 336 арифметических операций, что хуже предложенного метода в 5,25 раза.

ОЦЕНКА СООТНОШЕНИЙ СКОРОСТЕЙ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ

Для оценки возможностей реализации тех или иных алгоритмов необходимо учитывать скорость поступления комбинаций кода РС на вход приемника и время обработки такой комбинации процессором. В этом случае принципиальное значение имеет тип процессора, его возможности по параллельной обработке данных в системе нескольких ядер. Для дальнейших исследований были выбраны коды РС в полубайтовой системе обмена данными (двоичное поле Галуа четвертой степени расширения) и в системе двоичного поля восьмой степени расширения. В качестве процессоров были выбраны ПЛИС типа Altera (Virtex-5) и процессор типа Эльбрус-8СВ. Результаты оценки приведены в таблицах 1 и 2 соответственно.

Анализ таблиц показывает, что повышение канальной скорости в системе когерентных сетей должно сопровождаться адекватным подбором процессоров, осуществляющих декодирование данных в системе прямой коррекции ошибок. Целесообразно рассматривать параллельную обработку данных в многоядерных процессорах совместно с системой управления подобным процессом.

Таблица 1

Возможности ПЛИС Altera (Virtex-5) в системе ПД

Канальная скорость (Гбит/с)	Рабочая тактовая частота (МГц)	Код РС (15, 13, 3), время прибытия одной комбинации	Время обработки одной комбинации (нс)	Код РС (255, 253, 3), время прибытия одной комбинации	Время обработки (нс)
1	550	$6 \cdot 10^{-8}$	30 (успевает)	$\approx 2 \cdot 10^{-6}$	255 (успевает)
10	550	$6 \cdot 10^{-9}$	не успевает	$\approx 2 \cdot 10^{-7}$	255 не успевает
100	550	$6 \cdot 10^{-10}$	не успевает	$\approx 2 \cdot 10^{-8}$	255 не успевает
400	550	$1,5 \cdot 10^{-10}$	не успевает	$\approx 5 \cdot 10^{-9}$	не успевает

Возможности Эльбруса-8 СВ в системе ПД

Канальная скорость (Гбит/с)	Производительность (ГФлопс/с)	Код РС (15, 13, 3), время прибытия одной комбинации	Время обработки одной комбинации (нс)	Код РС (255, 253, 3), время прибытия одной комбинации	Время обработки (нс)
1	576	$6 \cdot 10^{-8}$	30 (успевает)	$\approx 2 \cdot 10^{-6}$	255 (успевает)
10	576	$6 \cdot 10^{-9}$	30 (успевает)	$\approx 2 \cdot 10^{-7}$	255 на пределе
100	576	$6 \cdot 10^{-10}$	30 (успевает)	$\approx 2 \cdot 10^{-8}$	255 не успевает
400	576	$1,5 \cdot 10^{-10}$	30 (успевает)	$\approx 5 \cdot 10^{-9}$	не успевает

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные данные справедливы для условий, когда индексы MPC достаточно хорошо сопровождают ошибочные решения. Это говорит о том, что исследования в этой области должны быть продолжены с акцентом на сложные виды модуляции. Нужны надежные схемные решения для выявления ошибочных символов и сопровождения их низкими значениями MPC.

Использование методов ПД кодов РС может служить альтернативой традиционным методам декодирования таких кодов на основе решения системы линейных уравнений. Практически предлагается обмен процесса снижения сложности декодирования кодовых векторов на расширение объема памяти когнитивной карты декодера.

Требуются дополнительные исследования в области организации памяти когнитивной карты декодера на принципах поиска требуемой информации с использованием принципа лексикографического ее размещения в памяти декодера. Требуются экспериментальные проверки с использованием имитационных моделей временных задержек при поиске эталонных матриц для кодов большой длины.

В целом предложенный метод ПД является значимой альтернативой классическим методам обработки комбинаций двоичных кодов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Комплексный метод повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи / Д.В. Ганин, А.А. Гладких, А.А. Шамин, А.А. Шагарова // Вестник НГИЭИ. – 2016. – № 6 (61). – С. 16–23.
2. Тамразян Г.М., Гладких А.А., Ганин Д.В. Аппаратная реализация оптимального декодера низкоплотных кодов // Автоматизация процессов управления. – 2015. – № 3 (41). – С. 106–112.
3. Гладких А.А. Применение метода гиперкодирования в системах передачи данных // Автоматизация процессов управления. – 2011. – № 2 (24). – С. 77–81.

4. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2005. – 320 с.

5. Скляр Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – Изд. 2-е, испр.; пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

6. Форни Д. Каскадные коды. – М.: Мир, 1970. – 207 с.

7. Берлекэмп Э.Р. Техника кодирования с исправлением ошибок // ТИИЭР. – 1980. – Т. 68, № 5, – С. 24–58.

8. Dilip V.S., Naresh R.S. High-speed Architectures for Reed-Solomon decoders // IEEE Trans. VLSI systems – 2001. – Vol. 34. – pp. 388–396.

9. Конопелько В.К., Липницкий В.А. Теория норм синдромов и перестановочное декодирование помехоустойчивых кодов. – М.: Едиториал УРСС, 2004. – 176 с.

10. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. – Ульяновск: УлГТУ, 2010. – 253 с.

11. Эффективное декодирование недвоичных кодов с провокацией стертого элемента / А.А. Гладких, Е.С. Баскакова, А.А. Маслов, Г.М. Тамразян // Автоматизация процессов управления. – 2013. – № 2 (32). – С. 87–93.

12. Мак-Вильямс Ф.Дж. Перестановочное декодирование систематических кодов // Кибернетический сборник. Новая серия. – 1965. – Вып. 1. – С. 35–57.

13. Мак-Вильямс Ф. Дж., Дж Слоэн Н. Дж. Теория кодов, исправляющих ошибки. – М.: Связь, 1979. – 354 с.

14. Гладких А.А., Ал Тамими Т.Ф.Х Концепция когнитивной обработки данных в системе перестановочного декодирования недвоичного избыточного кода // Электросвязь. – 2018. – № 9. – С. 69–74.

15. Гладких А.А., Ал Тамими Т.Ф.Х. Система быстрых матричных преобразований в процедуре формирования эквивалентных избыточных кодов // Радиотехника. – 2017. – № 6. – С. 41–44.

16. Гладких А.А. Перестановочное декодирование как инструмент повышения энергетической эффективности систем обмена данными // Электросвязь. – 2017. – № 8. – С. 52–56.

17. Шахтанов С.В. Перестановочное декодирование недвоичных избыточных кодов // Вестник НГИЭИ – 2017. – № 8. – С. 7–14.

18. Гладких А.А., Пчелин Н.А., Шахтанов С.В. Минимизация объема памяти когнитивной карты декодера в системе поиска эквивалентных кодов // Радиотехника. – 2018. – № 6. – С. 38–41.

19. Адаптивная обработка данных в системе мягкого декодирования / Д.В. Ганин, А.А. Гладких, Н.А. Пчелин, И.А. Сорокин // Вестник НГИЭИ.– 2016. – № 10 (65). – С. 15–23.

REFERENCES

1. Ganin D.V., Gladkikh A.A., Shamin A.A., Shagarova A.A. Kompleksnyi metod povysheniia energeticheskoi i spektralnoi effektivnosti tsifrovoi radiosviasi [The Complex Method of Improving Energy and Spectral Efficiency of Digital Radio]. *Vestnik NGIEI* [Herald NGIEI], 2016, no. 6 (61), pp. 16–23.

2. Tamrazian G.M., Gladkikh A.A., Ganin D.V. Apparatnaia realizatsiia optimalnogo dekodera nizkoplotnostnykh kodov [Hardware Implementation of an Optimal LDPC Decoder]. *Avtomatizatsiia protsessov upravleniia* [Automation of Control Processes], 2015, no. 3 (41), pp. 106–112.

3. Gladkikh A.A. Primenenie metoda giperkodirovaniia v sistemakh peredachi dannykh [Application of the Method of Hypercoding in Data Transmission Systems]. *Avtomatizatsiia protsessov upravleniia* [Automation of Control Processes], 2011, no. 2 (24), pp. 77–81.

4. Morelos-Saragosa R. *Iskusstvo pomekhoustoichivogo kodirovaniia. Metody, algoritmy, primeneniie* [The Art of Noise-Tolerant Coding. Methods, Algorithms, Application]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2005. 320 p.

5. Sklyar Bernard. *Tsifrovaia sviaz. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniie. Izd. 2-e, ispr.; per. s angl.* [Digital Communication. Theoretical Foundations and Practical Application. 2nd Edition; translated from Engl.]. Moscow, Izdatelskii dom Williams Publ., 2003. 1104 p.

6. Forni D. *Kaskadnye kody* [Cascade Codes]. Moscow, Mir Publ., 1970. 207 p.

7. Berlekemp E.R. Tekhnika kodirovaniia s ispravleniem oshibok [Coding Technique with Error Correction]. *TIIEE* [Proceedings of the IEEE], 1980, vol. 68, no. 5, pp. 24–58.

8. Dilip V.S., Naresh R.S. High-Speed Architectures for Reed-Solomon Decoders. *IEEE Trans. VLSI systems*, 2001, vol. 34, pp. 388–396.

9. Konopelko V.K., Lipnitskii V.A. *Teoriia norm sindromov i perestanovochnoe dekodirovaniie pomekhoustoichivyykh kodov* [The Theory of Norms of Syndromes and Permutation Decoding of Error-Correcting Codes]. Moscow, Editorial URSS Publ., 2004. 176 p.

10. Gladkikh A.A. *Osnovy teorii miagkogo dekodirovaniia izbytochnykh kodov v stiraiushchem kanale sviasi* [Soft-Decision Decoding Essentials of Redundant Codes in Erasure Communications Channel]. Ulyanovsk, UISTU Publ., 2010. 253 p.

11. Gladkikh A.A., Baskakova E.S., Maslov A.A., Tamrazian G.M. Effektivnoe dekodirovaniie nedvoichnykh kodov s provokatsiei stertogo elementa [Effective Decoding of Non-Binary Codes with Provocation of the Erased Element]. *Avtomatizatsiia protsessov upravleniia* [Automation of Control Process], 2013, no. 2 (32), pp. 87–93.

12. Mac-Williams F.J. Perestanovochnoe dekodirovaniie sistemicheskikh kodov [Permutation Decoding of Systematic Codes]. *Kiberneticheskii sbornik. Novaia seriia* [Proceedings in Cybernetics. New Series], 1965, iss. 1, pp. 35–57.

13. Mac-Williams F.J., N.J. Sloan. *Teoriia kodov, ispravliaiushchikh oshibki* [The Theory of Error Correction Codes]. Moscow, Sviaz Publ., 1979. 354 p.

14. Gladkikh A.A., Al-Tameemi T.F.H. Kontseptsiiia kognitivnoi obrabotki dannykh v sisteme perestanovochnogo dekodirovaniia nedvoichnogo izbytochnogo koda [The Concept of Cognitive Data Processing in the System of Permutation Decoding of Non-binary Redundant Code]. *Elektrosviaz* [Telecommunications and Radioengineering], 2018, no. 9, pp. 69–74.

15. Gladkikh A.A., Al-Tameemi T.F.H. Sistema bystrykh matrichnykh preobrazovaniia v protsedure formirovaniia ekvivalentnykh izbytochnykh kodov [The Concept of Cognitive Data Processing in a Permutation Decoding System of a Non-Binary Redundant Code]. *Radiotekhnika* [Radioengineering], 2017, no. 6, pp. 41–44.

16. Gladkikh A.A. Perestanovochnoe dekodirovaniie kak instrument povysheniia energeticheskoi effektivnosti sistem obmena dannyimi [Permutation Decoding as a Tool to Improve the Energy Efficiency of Data Exchange Systems]. *Elektrosviaz* [Telecommunications and Radioengineering], 2017, no. 8, pp. 52–56.

17. Shakhtanov S.V. Perestanovochnoe dekodirovaniie nedvoichnykh izbytochnykh kodov [Permutation Decoding of Non-Binary Redundant Codes]. *Vestnik NGIEI* [Herald NGIEI], 2017, no. 8, pp. 7–14.

18. Gladkikh A.A., Pchelin N.A., Shakhtanov S.V. Minimizatsiia obema pamiati kognitivnoikarty dekodera v sisteme poiska ekvivalentnykh kodov [Minimizing the Memory Capacity of a Cognitive Decoder Card in the Equivalent Code Search System]. *Radiotekhnika* [Radioengineering], 2018, no. 6, pp. 38–41.

19. Ganin D.V., Gladkikh A.A., Pchelin N.A., Sorokin I.A. Adaptivnaia obrabotka dannykh v sisteme miagkogo dekodirovaniia [Adaptive Data Processing in the System of Soft Decoding]. *Vestnik NGIEI* [Herald NGIEI], 2016, no. 10 (65), pp. 15–23.