

ПУТИ РЕАЛИЗАЦИИ КОДЕКОВ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ

ШЛЯХИ РЕАЛІЗАЦІЇ КОДЕКІВ ВИСОКОШВИДКІСНИХ ЗГОРТКОВИХ КОДІВ

WAYS OF REALISATION CODECS OF HIGH SPEED CONVOLUTIONAL CODES

Аннотация. В статье рассмотрена структура кодера высокоскоростного сверточного кода. Для повышения скорости кода использован метод перфорации символов на выходе кодера. Предложено для реализации синхронизации во времени перфоратора кодера и деперфоратора декодера использовать композитные коды Баркера. Параметры кодов для синхронизации оптимизированы.

Анотація. У статті розглянута структура кодера високошвидкісного згорткового коду. Для підвищення швидкості коду використаний метод перфорації символів на виході кодера. Запропоновано для реалізації синхронізації перфоратора кодера і деперфоратора декодера використовувати композитні коди Баркера. Параметри коду Баркера оптимізовані.

Summary. In paper the structure of a high-speed convolutional codec is considered. For a raising of a code rate the method of puncturing of a encoder symbols is used. It is offered for realisation of time synchronisation of codec's perforator/deperforator to use the composite Barker's codes. The parametres of synchronisation codes are optimised.

Частотная эффективность применения сверточных кодов (СК) в телекоммуникационных системах зависит от скорости кода. К примеру, при скорости $R = 1/2$ необходимо двухкратное расширение полосы частот канала для передачи как информационных, так и дополнительных символов. В то же время, попытки решения проблемы повышения частотной эффективности за счет увеличения скорости кода приводят к ухудшению его дистанционных свойств, т.е. к снижению помехоустойчивости декодирования СК. Поэтому при выборе параметров кода отыскивают *компромисс*, в результате чего во многих системах с кодированием широко используют СК со скоростями $2/3$, $3/4$ и даже со скоростью $7/8$ [1]. Как известно, для повышения скорости СК в технике кодирования предложена процедура «перфорации» (выкалывания) символов на выходе кодера СК [2, 3]. Однако практически важные вопросы аппаратной реализации кодеков высокоскоростных кодов в литературе не рассмотрены. *Цель настоящей работы* – разработка возможных путей реализации кодеков высокоскоростных сверточных кодов.

1. Кодек перфорированного сверточного кода. Составляющей частью кодера перфорированного сверточного кода (ПСК) (рис. 1,а) является кодер неперфорированного сверточного кода, который содержит один либо несколько регистров элементов задержки на такт D , по которым продвигаются кодируемые информационные символы u . Кодер содержит также преобразователи информационных последовательностей u в кодовые последовательности v в виде суматоров по модулю 2 со связями с ячейками регистров. Процесс кодирования производится непрерывно. Скорость кода $R = k/n$, где k – число информационных символов, одновременно поступающих на вход кодера, n – количество соответствующих им кодовых символов на выходах кодера. За время одного информационного символа на выходе такого кодера образуется два кодовых символа. Таким образом, скорость кода в этом примере равна $R = 1/2$. Дополнение такой структуры *перфоратором* позволяет изменять скорость кода.

Перфорация состоит в *регулярном удалении* некоторых символов в кодовых последовательностях на выходе кодера и замене удаленных символов произвольным символом X , который *по каналу не передается*. Это позволяет повышать скорость кода за счет ухудшения его дистанционных свойств (т. е. производить *обмен* повышения скорости на уменьшение свободного расстояния).

Процедура перфорации поясняется следующим алгоритмом. Перфорации обычно подвергаются «*базовые*» коды со скоростью $R = 1/2$ (число входов кодера $k = 1$ и число выходов $n = 2$). Алгоритм Витерби для декодирования таких кодов достаточно легко реализуется. Декодер Витерби *дополняется блоком* «деперфоратора», который выполняет функции обнаружения и вставки символа X (рис. 1,б). Обычно используют $X = 0$. Присутствие этого символа в кодовых последовательностях не меняет их взаимные дистанционные свойства, поскольку символ перфорации

X расположен в сравниваемых кодовых последовательностях в *одном и том же месте*. В момент поступления на вход кодера базового СК каждого информационного символа на выходах кодера формируются кодовые символы $v^{(1)}$ и $v^{(2)}$. Перенумеруем информационные символы на входе кодера в порядке их поступления и определим правила работы перфоратора в виде табл. 1 и табл. 2. Наименование правила перфорации определяется длиной *цикла перфорации* m . Как видно из табл. 1 при $m = 2$ (правило $m - 2$), последовательность номеров информационных символов разбивается на пары. Причем, информационным символам с нечетными номерами (расположенным в начале каждого цикла) соответствует пара символов $(v^{(1)}, v^{(2)})$ на выходах перфоратора. Далее, информационные символы с четными номерами порождают пару $(v^{(1)}, X)$, в которой символ $v^{(2)}$ заменен символом X . Подобное правило применимо при $m = 3$ (правило $m - 3$, см. табл. 2). Видно, что в каждом из этих примеров m символам на входе перфоратора соответствует $(2m - 1)$ кодовых символов на его выходе, что и определяет скорость перфорированного кода

$$R_{\text{перф}} = m/(2m - 1). \tag{1}$$

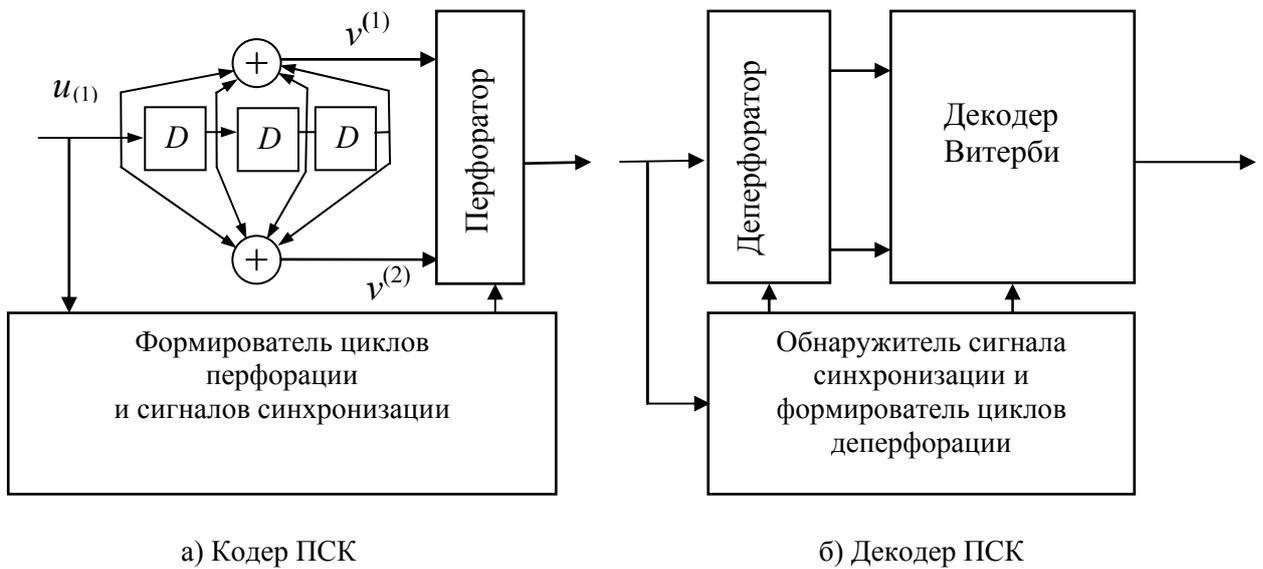


Рисунок 1 – Структура кодера перфорированного СК

Выбирая длину цикла перфорации, можно получить различные значения скоростей кодов: при $m = 2$, $R_{\text{перф}} = 2/3$ и т. д. Простой подсчет показывает, что практически важную скорость $R_{\text{перф}} = 3/4$ можно получить последовательным применением процедур $m - 2$ и $m - 3$ ($m - 2$ & $m - 3$). В общем случае перфорации может подвергаться любой из выходов базового кодера. В пособии [3, п. 4.3.7] приведены правила перфорации базового кода с порождающими многочленами (133,171) для скоростей кода $(2/3 \dots 8/9)$.

Таблица 1 – Перфорация по правилу $m - 2$

Номер инфор. символа	1	2	3	4	5	6	7
Кодовые символы	$v^{(1)}, v^{(2)}$	$v^{(1)}, X$	$v^{(1)}, v^{(2)}$	$v^{(1)}, X$	$v^{(1)}, v^{(2)}$	$v^{(1)}, X$	$v^{(1)}, v^{(2)}$
Циклы перфорации							

Таблица 2 – Перфорация по правилу $m - 3$

Номер инфор. символа	1	2	3	4	5	6	7
Кодовые символы	$v^{(1)}, v^{(2)}$	$v^{(1)}, v^{(2)}$	$v^{(1)}, X$	$v^{(1)}, v^{(2)}$	$v^{(1)}, v^{(2)}$	$v^{(1)}, X$	$v^{(1)}, v^{(2)}$
Циклы перфорации							

2. Синхронизация перфорированного кода и пакетный режим работы кодека. Работа устройств перфорации и деперфорации в составе кодека ПСК (рис. 1) должна быть согласована во времени. Такую синхронную работу может обеспечить применение специального метода «синхронизации по символам перфорации». К этому следует отметить, что в состав алгоритма декодирования Витерби наряду с процедурами обработки метрик ветвей СК (сложение, сравнение и выбор) входит процедура *обратного просмотра* результатов декодирования по кодовой решетке с целью выбора наиболее правдоподобного пути. Протяженность интервала обратного просмотра (глубина декодирования) обычно составляет (6...8) длин кодового ограничения СК [3, п. 3.8.2]. Иными словами, при непрерывном режиме сверточного кодирования на передаче декодер обрабатывает принимаемую последовательность пакетами. Такой пакетный режим удобно согласовывать с предлагаемым методом «пакетной» организации процессов перфорации и синхронизации по перфорированным символам. В этом случае при передаче на выходе кодера ПСК формируется пакет, структура которого имеет вид, показанный на рис. 2. Пакет ПСК формируется по принципам, принятым в системах пакетной связи. Передаваемые в канал символы ПСК образуют «информационную» часть пакета длины N , которой предшествует специально выбранное «синхрослово» длины S . Положение синхрослова на оси времени определяет все необходимые временные соотношения: на передаче – расположение циклов перфорации и на приеме (при условии точного определения на приеме временного положения синхрослова) – расположение временной шкалы работы деперфоратора и блока организации обратного просмотра декодера Витерби. Работой деперфоратора управляет обнаружитель сигнала синхронизации и формирователь циклов деперфорации (рис. 1).

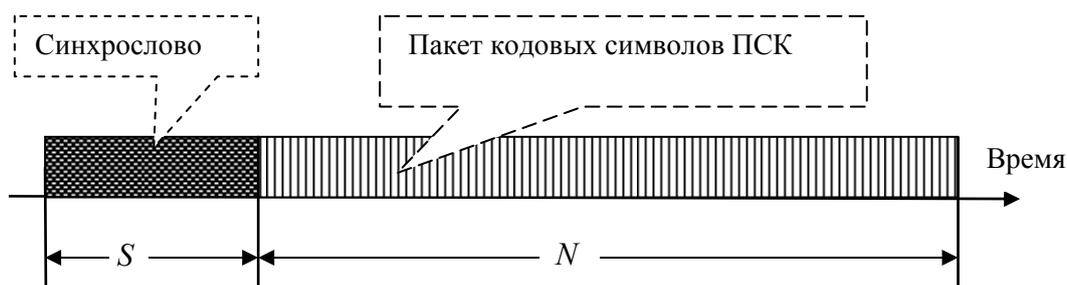


Рисунок 2 – Структура пакета ПСК

3. Выбор структуры сигнала синхронизации. От свойств сигнала синхронизации зависит надежность работы декодера ПСК. Требования к синхросигналу в этом случае сводятся к следующему:

1. Синхросигнал должен иметь хорошие автокорреляционные свойства, обеспечивающие высокую вероятность его обнаружения на фоне помех.
2. Синхросигнал должен иметь малый уровень взаимной корреляции с содержанием информационной части пакета, что и определяет «уникальность» [3] синхрослова и *надежность синхронизации* [4] в реальных условиях.

В работе [4] предложен новый вид синхросигналов для систем временной пакетной синхронизации в виде *композиционных кодов Баркера*. Рассмотрено и произведено сравнение параметров различных кодов. Показано, что по критериям помехоустойчивости и простоты реализации устройств формирования/обработки целесообразно использовать короткий композиционный код Баркера $C4/C7$, составленный из внутреннего (элементарного) кода $C7$ (длины $m_0 = 7$ символов) и внешнего (образующего) кода $C4$ (длины $M = 4$ символов), которые представлены в табл. 3.

Таблица 3 – Формирование композитного кода Баркера C4/C7

Образующий, элементарный и итоговый композитный коды	Формирование композитного кода			
	C4	+	+	+
C7	+--+---		+--+---	
C4/C7	+--+---0...0+--+---0...0+--+---0...0+--+---			

Длина последовательности композитного кода C4/C7 равна $S = m_0M = 28$ символов. Знаки в записи кодов в табл. 3 указывают знаки элементарных посылок сигнала, посылаемого в канал с двоичными сигналами. Нули образуют защитные интервалы.

4. Оптимизация параметров обнаружителя сигнала синхронизации. Типовая структура обнаружителя сигнала синхронизации состоит из согласованного с синхросигналом C4/C7 фильтра и включенного последовательно с ним порогового обнаружителя с порогом L . Момент превышения сигналом B на выходе фильтра величины порогового уровня ($B > L$) означает момент фиксации начала передаваемого пакета ПСК. Процессы обработки ПСК моделировались с использованием пакета прикладных программ HP VEE. Сказанное выше иллюстрируется временными диаграммами на рис. 3. На рис. 3,а показан вид функции автокорреляции кода Баркера C4/C7 с пиком $B_{\text{макс}} = 28$ и малым уровнем боковых лепестков. Информационная часть пакета ПСК моделировалась отрезком случайной последовательности двоичных символов длины N . Качество работы подобных систем пакетной синхронизации определяется следующими показателями:

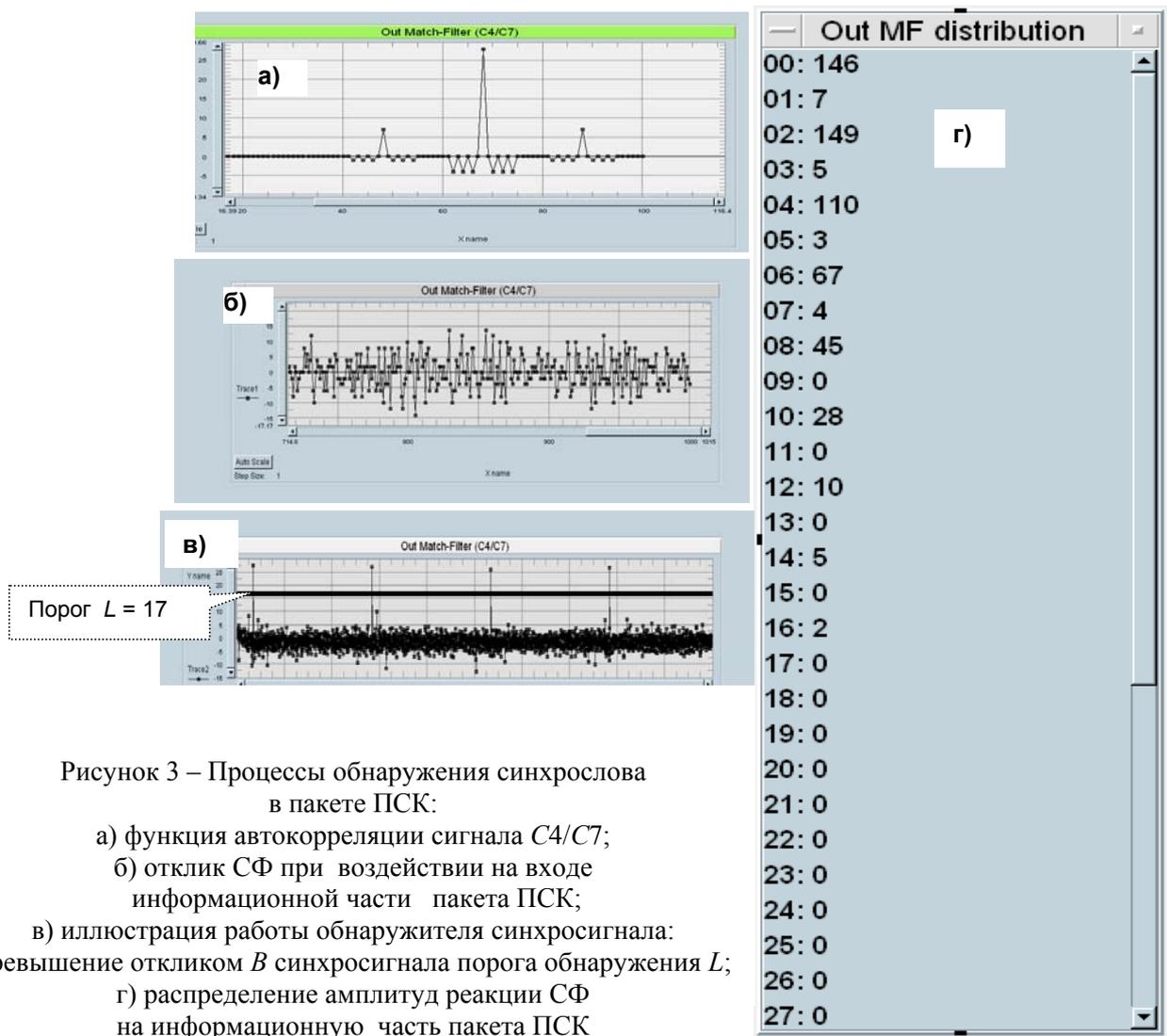


Рисунок 3 – Процессы обнаружения синхрослова в пакете ПСК:

- а) функция автокорреляции сигнала C4/C7;
- б) отклик СФ при воздействии на входе информационной части пакета ПСК;
- в) иллюстрация работы обнаружителя синхросигнала: превышение откликом B синхросигнала порога обнаружения L ;
- г) распределение амплитуд реакции СФ на информационную часть пакета ПСК

1. Вероятностью ложного обнаружения $P_{\text{лож}}$ момента начала блока ПСК. *Ложное обнаружение синхросигнала* происходит всякий раз, когда отрезок информационной последовательности содержимого блока ПСК на входе согласованного фильтра принимает форму синхросигнала.

2. Вероятностью пропуска синхросигнала $P_{\text{пр}}$ за счет подавления синхросигнала случайным шумом, поступающим из канала. *Пропуск синхросигнала* имеет место всякий раз, когда случайный шум канала принимает форму, *инверсную* форме синхросигнала, и соответственно, снижает уровень отклика на выходе согласованного фильтра. При этом синхросигнал не регистрируется (пропускается).

Эти параметры ($P_{\text{лож}}$, $P_{\text{пр}}$) зависят от порогового уровня обнаружителя синхросигнала L , свойств синхросигнала, информационного сигнала и случайного шума канала. Обычно считают, что ошибки ложных обнаружений и пропусков синхросигнала *равноценны*. В таком случае критерием оптимизации порога регистрации L является минимум суммарной вероятности ошибки регистрации

$$P_{\text{ош}} = P_{\text{лож}} + P_{\text{пр}}. \quad (2)$$

Теоретическое определение вероятности ложных обнаружений сводится к решению комбинаторной задачи вычисления количества комбинаций в потоке равновероятных символов информационной части пакета ПСК, совпадающих с синхрословом. В фундаментальном руководстве по комбинаторике [5] теория для решения такой задачи не разработана. В этих условиях принято решение об определении величины $P_{\text{лож}}$ на основе моделирования. На вход фильтра, согласованного с синхросигналом *C4/C7* подавался поток равновероятных независимых символов, имитирующий информационную часть пакета ПСК. Вид последовательности откликов СФ на такой поток в виде случайной последовательности отсчетов показана на рис. 3,б. Распределение амплитуд отсчетов определялось анализатором уровней, входящим в состав пакета прикладных программ *HP VEE*. Итоговое распределение уровней показано на рис. 3,г. В столбце результатов анализа слева отмечены величины уровней, а после двоеточия – количество отсчетов с этим уровнем. К примеру, в строке (16:2) отмечено наличие двух отсчетов с уровнем 16. В эксперименте использована длина случайной последовательности $N = 1000$. Видно, что при такой длине пакета откликов с амплитудами в интервале (17...27) практически не оказалось. Этот результат подтверждает свойство *уникальности* выбранного кода Баркера, что дает основание для установки величины порога обнаружителя $L = 17$ ($L > 16$). На рис. 3,в представлена временная диаграмма работы обнаружителя синхросигнала с этим порогом. При таком выборе L вероятность ложных обнаружений синхросигнала на длине N информационной части пакета ПСК $P_{\text{лож}} = 0$. В этих условиях помехоустойчивость приема синхросигналов в соответствии с формулой (2) определяется только *вероятностью пропуска* синхросигнала $P_{\text{ош}} = P_{\text{пр}}$, которая может быть определена расчетным путем.

Расчетную вероятность пропуска синхросигнала целесообразно определять в сравнении с рабочей вероятностью ошибки декодирования символов СК. По данным пособия [3, рис. 3.21] при декодировании высокоскоростных СК ($R = 1/8...3/4$) вероятность ошибки бита $p = 10^{-5}$ обеспечивается при отношении энергии бита к спектральной плотности мощности шума $E_6/N_0 = (4...6)$ дБ. Уровень максимального отклика на выходе фильтра, согласованного с сигналом *C4/C7* можно выразить через энергию бита как $B_{\text{макс}} = m_0 M E_6$. Вероятность пропуска синхросигнала определяется вероятностью того, что выбросы гауссовского шума со спектральной плотностью мощности N_0 опустят значение отклика ниже уровня обнаружения $L[1]$

$$P_{\text{пр}} = Q \sqrt{\frac{2SE_6}{N_0}}, \quad (3)$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – табулированная дополнительная функция ошибок.

Из приведенной расчетной формулы (3) видна роль параметра длины кода Баркера S в повышении помехоустойчивости обнаружителя синхрослова: с ростом S происходит накопление энергии в максимальном значении отсчета $B_{\text{макс}} = SE_6$ и снижение вероятности пропуска. Результаты расчетов вероятности пропуска синхросигнала *C4/C7* с длиной

$S = m_0M = 28$ по формуле (3) для различных значений отношения сигнал/шум в канале E_b/N_0 приведены в табл. 4.

Таблица 4 – Расчеты вероятности пропуска синхросигнала

E_b/N_0 (дБ)	1	2	3	4	5	6	7
$P_{пр}$	$4 \cdot 10^{-17}$	410^{-20}	$4 \cdot 10^{-26}$	210^{-32}	210^{-40}	0	0

Видно, что применение композитного кода Баркера в качестве синхросигнала в широком диапазоне изменений отношения сигнал/шум обеспечивает малую вероятность ошибки регистрации синхросигнала $P_{ош} = P_{пр}$, которая на много порядков ниже, нежели рабочая вероятность ошибки декодирования $p = 10^{-5}$.

В заключение можно сказать следующее.

1. Повышение скорости сверточных кодов, используемых в телекоммуникационных системах, позволяет обеспечивать высокоскоростную передачу информации при требуемом уровне помехоустойчивости.

2. «Перфорация» кода является конструктивным методом формирования высокоскоростных кодов. Реализация кодеков перфорированных сверточных кодов требует обеспечения синхронизации по перфорированным символам.

3. В работе предложено использовать в качестве сигнала синхронизации кодека перфорированного кода композитный код Баркера.

4. Проведенные теоретические и экспериментальные исследования подтвердили высокую помехоустойчивость системы синхронизации с композитными кодами.

Литература

1. Банкет В.Л. Помехоустойчивое кодирование в телекоммуникационных системах: учеб. пособ./ Банкет В.Л., Иващенко П.В., Ищенко Н.А.– Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2011.– 104 с.
2. Кларк Дж. мл. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи; пер. с англ./ Дж. мл. Кларк, Дж. Кейн. – М.: Радио и связь, 1987.– 392 с.
3. Банкет В.Л. Цифровые методы в спутниковых системах связи: учеб. пособ. / Банкет В.Л., Иващенко П.В., Геер А.Э. – Одесса: УГАС, 1996.– 180 с.
4. Банкет В.Л. Композитные коды Баркера / В.Л. Банкет, М.С. Токарь // Цифрові технології. – 2007.- № 2.– С. 8-18.
5. Холл М. Комбинаторика; пер. с англ./ Холл М. – М.: Мир, 1970.– 425 с.