

**А.П. УЛЕЕВ**, канд. техн. наук, **И.Ю. МАЛЮТИНА**, **В.И. КИЛЬДИШЕВ**,  
**Ю.С. ШЕВЦОВ**

## **ПРИНЦИП КАСКАДНОГО КОДОПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ТАЙМЕРНЫХ КОДОВ**

Пропонуються шляхи зниження втрат пропускної здатності каналу та алгоритми каскадного кодування при спільному використанні разрядно-цифрових і таймерних кодів у телекомунікаційних системах.

Summary. Ways of decrease in losses of throughput of the channel and algorithms of cascade coding are offered at sharing bit-digital and timer's codes in telecommunication systems.

**Введение.** Принцип каскадного кодирования предусматривает использование нескольких ступеней кодопреобразователей [1]. При этом символами кода последующей ступени являются слова кода предыдущей ступени. Например, для двухкратной системы кодопреобразования можно выделить две ступени кодирования (кодеки) - внешний и внутренний кодек. Разрядность каскадного кода  $n$  определяется разрядностью  $n_1$  внешнего и  $n_2$  внутреннего кода. Эффективная скорость передачи такой системы  $R_1 = k_1 / n_1$ ,  $R_2 = k_2 / n_2$ , а  $k_i$ ,  $n_i$  - элементы на отдельных ступенях кодирования.

**Метод каскадного кодирования.** Известно [2], что одним из основных направлений использования таймерных кодов (ТК), является простое кодирование ТК с минимальным кодовым расстоянием  $d_0 = 1$ . При таком способе формировании ТК можно наиболее полно реализовать временной интервал передачи сигналов источника информации. Временной отрезок исходного кода источника информации (интервал времени, например кода КОИ-7), как правило, содержит  $m$  - двоичных единичных элементов, с помощью которых при разрядно-цифровом способе кодирования (РЦК) реализуют все возможные  $2^m$  кодовые слова алфавита.

При совместном использовании РЦК и ТК можно реализовать принцип каскадного кодирования (см. рис. 1), при котором на первой ступени преобразования (внешний кодек) блочный или непрерывный РЦК, избыточность которого определяет требуемое качество передачи, а на второй ступени (внутренний кодек) ТК, как простой ( $d_0 = 1$ ) так и избыточный.

Число реализаций  $N_p$  при использовании таймерных сигналов (ТС) значительно выше, особенно при простом кодировании, когда любая генерируемая кодовая комбинация входит в алфавит всех разрешённых  $N_p$  реализаций. Если же использовать такие коды при каскадном кодировании (внутренний кодек), то на этом этапе кодопреобразования можно наиболее полно реализовать временной интервал  $T_u = m \cdot t_0$  кодовой комбинации, т.е. увеличить количество информации.

При определённых условиях передачи и параметрах ТС можно получить алфавит сигнала простого ТК  $N_p \gg N_H$  (где  $N_H$  – объём источника информации  $N_H = 2^m$ ). Если объём передаваемого сообщения не превышает  $N_H$ , то при  $N_p = N_H$  значительно сокращается время передачи кодового блока ТК  $T_{TK} = T_H$ . На втором этапе кодопреобразования вводится избыточный групповой код для целей защиты информации от ошибок. Выбирая и оптимизируя параметры ТК и групповых кодов, можно достичь эффективной скорости передачи не ниже, а в некоторых случаях и выше для систем передачи дискретной информации безызбыточного кодопреобразования.

**Статистика каналов связи.** Анализ состояний существующих каналов, к которым относятся каналы низовых уровней сетей LAN и MAN показывают, что каналы большую часть времени находятся в хорошем состоянии и незначительную часть в плохом для проводных каналов связи порядка 2-3 %. Поэтому вводимая избыточность особенно при группировании ошибок в пакеты используется малоэффективно, при этом резко снижается эффективная скорость передачи, и для систем передачи с обратной связью при  $P_0 \geq 10^{-3}$  практически падает до нуля.

Рассмотрим эффективность использования непрерывных (цепных) кодов в односторонних системах ПДИ при работе по коммутируемым каналам низового уровня сети LAN.

В работе [1] представлено выражение для оценки вероятности ошибочного приема кодового блока условий длины  $n$  при использовании цепного кода, исправляющего  $k$ -кратные ошибки.

$$P_{КЦ} = 1 - q^n - C_n^1 p^1 q^{n-1} - \dots - C_n^k p^k q^{n-k}$$

Целесообразно ввести условную кодовую группу, длина которой равна сумме допустимого пакета ошибок  $l_n$  и минимально необходимого интервала между пакетами ошибок  $l_u$ .

$$\left. \begin{aligned} l_n &= 2l + 1 \\ l_u &= 4l + 1 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $l$ -шаг сложения элементов для цепного кода. Откуда  $n = l_n + l_u$

Однако выражение (1) не позволяет учесть характер группирования ошибок, что снижает точность оценки.

В работе проводится оценка эффективности применения цепного кода, исправляющий пакет ошибок  $\leq l_n$ , при условии безошибочного интервала  $\geq l_u$ . Выражение для верхней границы коэффициента повышения верности

$$K_{эф} \leq \frac{P(\geq 1, l_{II})}{P(\geq l_{II} + 1, l_{II})} \quad (2)$$

Используя статистику потока ошибок [3] для реального коммутируемого канала ГТС, в таблице 1 сведены результаты расчёта коэффициента верности (2). Значения  $P(\geq 1, l_{II})$  и  $P(\geq l_{II} + 1, l_{II})$  определены на основе знания  $P(\geq 1, n)$  и  $P(\geq m, n)$ .

Как следует из табл.1, использование цепного кода на коммутируемых каналах ГТС позволяет снизить вероятность ошибки на знак на **2÷2,5** порядка при относительной скорости передачи  $R = 0,5$ . При этом  $K_{эфmax}$  составляет при шаге сложения  $l = 5, 6$ .

Таблица 1

$l$	2	3	4	5	6	7
$P(\geq 1, l_{II})$	$7.3 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$1.3 \cdot 10^{-2}$	$1.3 \cdot 10^{-2}$	$1.5 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}$
$P(\geq l_{II} + 1, l_{II})$	$6.7 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-5}$	$3.3 \cdot 10^{-5}$	$3.5 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-5}$
$K_{эф}$	108	200	258	400	414	315

**Моделирование непрерывных кодов.** С целью проведения анализа эффективности применения непрерывных кодов при работе по трактам ГТС, была изготовлена измерительная система передачи с цепным кодом Финка-Хагельбаргера с шагом сложения  $l = 3, 4, 5, 6, 7$ , структурная схема которой приведена на рис. 1.

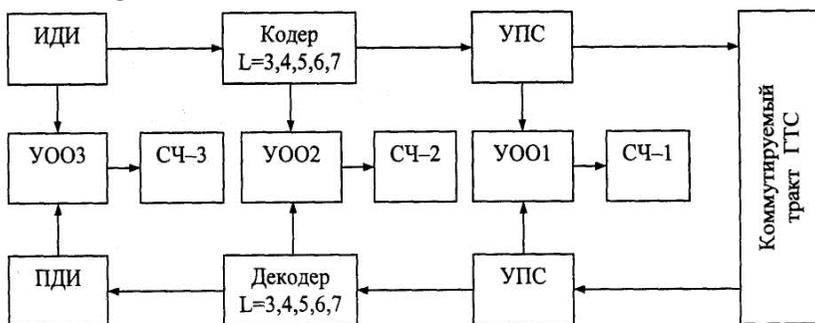


Рис.1

В качестве окончных устройств передачи-приема использованы датчик и приемник испытательного текста. В качестве устройств преобразования сигналов /УПС/ при измерениях были использованы модемы каналообразующей аппаратуры ТТ-48 и ЧВТ.

В результате проведенных статистических измерений были определены следующие характеристики:

- частотность ошибок по элементам  $P_o$  (УОО1-СЧ1);
- частотность ошибок по элементам на выходе декодера  $P_{оц}$  (УОО2-СЧ2);
- частотность ошибки по знакам на выходе декодера  $P_{кц}$  (УОО3-СЧ3);
- коэффициент повышения верности за счёт применения цепного кода  $K_{эф}$ , где УОО устройства обнаружения ошибок, СЧ - счётчики анализа.

Исследования проводились при двух способах организации измерительного тракта с групповой скоростью передачи  $B = 100$  Бод;

1. УПС – выделенный модем 1У группы, система ЧВТ,  $F = 700$  Гц;  
 $B/F = 0,143$  Бод/Гц;
2. УПС – выделенный модем, 112 канал системы ТТ-48,  $F = 80$  Гц;  
 $B/F = 1,25$  Бод/Гц;

В табл. 2 приведены значения коэффициента использования цепного кода с  $l = 3, 4, 5, 6, 7$ .

По данным эксперимента были построены графики зависимости  $P_{оц} = f(P_o, P, l)$  при различных способах организации измерительного тракта (см. рис. 2 и рис. 3).

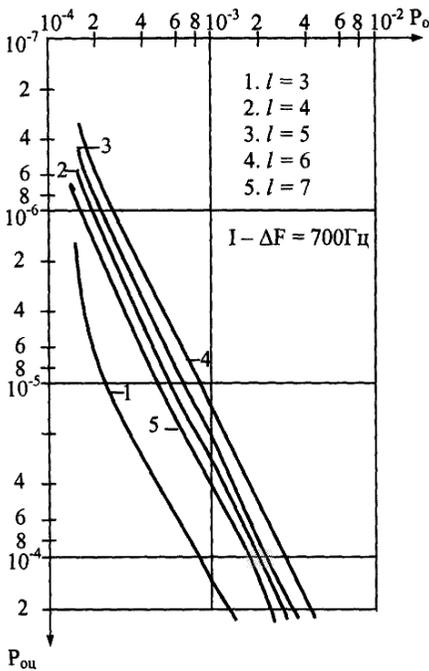


Рис. 2

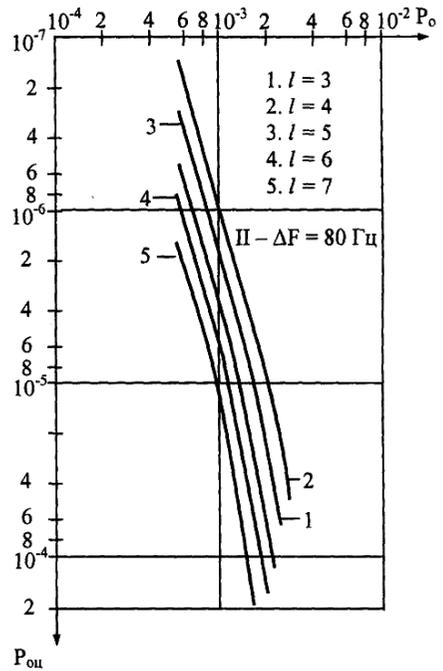


Рис. 3

Анализируя эти зависимости можно сделать следующий вывод, что вероятность ошибки по элементам  $P_{Оц}$  зависит от шага сложения  $l$  и полосы пропускания канала связи.

Таблица 2

$l$	3	4	5	6	7	$P$ , дБ
1	90	275	300	422	208	-8.7
	18	135	158	200	95	-13.05
	10	65	73	125	60	-1.4
	4	10	12	16	8	-25.1
2	200	375	100	80	38	-8.7
	138	258	72	40	28	-13.05
	40	48	20	16	11	-17.4
	4	6	3	2	1	-25.1

Таким образом по результатам исследований можно утверждать, что максимальный выигрыш в верности передачи  $P_{КЦ} = (2 \div 8) \cdot 10^{-6}$  по знакам, достигается при работе по коммутируемым каналам ГТС с уровнем передачи  $P = -8,7$  дБ при потерях пропускной способности  $R = 0,5$ .

Следует отметить, что при измерениях не учтены потери в верности передачи, вызванные неидеальной работой устройств синхронизации и фазирования синхронного тракта передачи-приема.

Сравнивая результаты теоретического и экспериментального исследований, представленных в табл. 1 и 2 можно отметить, что при  $F = 700$  Гц максимальный выигрыш по достоверности приходится для  $l = 5,6$ .

**Моделирование кодека каскадного кода.** Известно, что простым в техническом отношении являются цепные коды с относительной скоростью  $R = 1/2$ . Среди таких кодов наиболее простым являются коды Финка-Хагельбаргера.

Недостатком кодов с  $R = 1/2$  является то, что при их использовании требуется вдвое расширить полосу пропускания канала связи. Уменьшить ширину канала можно, если на выходе цепного кода включить кодер ТК.

В существующей аппаратуре передачи данных чаще всего применяется распознавание элементов кодовых комбинаций методом анализа в средней точке. Поэтому при ширине зоны  $S = 12\%$  большая часть ошибок будет возникать за счет краевых искажений в проводных каналах со средним квадратическим отклонением  $\sigma \leq 2,1\%$ . Вероятность ошибки в канале с ТК определяется по формуле:

$$P_{ош} = \frac{1}{2} [1 - F_k(S/2\sigma)] \leq 2,2 \cdot 10^{-3}$$

где  $F_k$  – функция Крампа.

Полученное значение верности передачи в канале является недостаточным для передачи данных. Повышение достоверности может быть достигнуто благодаря каскадному использованию простейшего цепного кода и декодера с кодеком ТК. Схемы кодера и декодера для цепного кода с  $R = 1/2$  и минимальным кодовым расстоянием  $d_m$  приведены на рис. 4а и рис. 4б. Обозначения на рисунках соответствуют: ДЛЗ – дискретная линия задержки, т. е. последовательный регистр сдвига с памятью  $\gamma_0 = 6$ ; КТК – кодер таймерного кода; ДТК – декодер таймерного кода; КД – кодер декодера цепного кода, аналогичный по схеме кодеру на передающем конце линии и & - трехвходовой пороговый элемент.

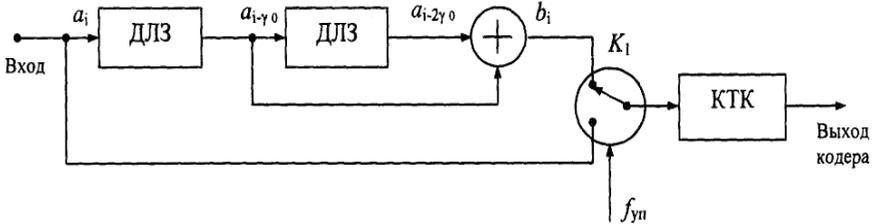


Рис. 4, а

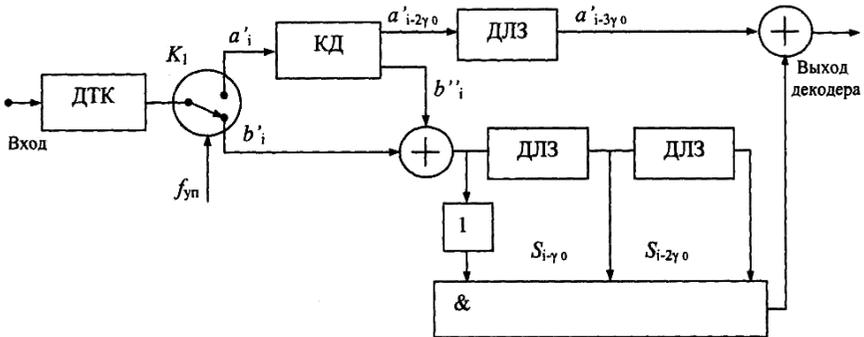


Рис. 4, б

В табл.3 приведена статистика совместного использования ТК и цепного кода Финка-Хагельбаргера. В данной таблице колонки с соответствующими обозначениями имеют следующий смысл:  $P_0$  – заданная вероятность ошибки

в канале;  $L$  – объем выборки, заданный в кодовых элементах;  $I_1$  – количество ошибок в канале;  $I_2$  – количество ошибок на выходе декодера;  $K_O$  – достигнутое значение коэффициента ошибки в канале;  $K_d$  – коэффициент ошибки на выходе декодера, который практически совпадает с вероятностью ошибки на выходе декодера и  $W = K_O / K_d$  выигрыш по вероятности ошибки.

Таблица 3

$P_O$	$L$	$I_1$	$I_2$	$K_O$	$K_d$	$W$
0.05	500000	49922	8724	4.99E-02	1.74E-02	2.9
0.03	750000	44843	4980	2.99E-02	6.64E-02	4.5
0.01	1000000	20165	782	1.01E-02	7.82E-02	12.9
0.008	2000000	31915	1005	7.98E-02	5.02E-04	15.9
0.005	4000000	40111	862	5.01E-02	2.15E-04	23.3
0.002	8000000	32223	274	2.01E-03	3.42E-05	58.8
0.001	15000000	29896	120	9.96E-03	8.00E-06	124.6

**Выводы.** Таким образом, совместное использование кода Финка-Хагельбаргера даёт возможность примерно на два порядка снизить вероятность ошибки.

Так как в плохом состоянии канал может исказить два идущих подряд символа ТК, то на передаче дополнительно может быть реализована перестановка символов последовательности, обеспечивающая декорреляцию ошибок, т.е. некоторые байты перестанавливаются перед кодером ТК. Естественно, на приеме после декодирования сигналов ТК для восьмиразрядных блоков следует сделать обратную перестановку байтов на входе декодирующего устройства сверточного кода.

Следовательно, применение на входе в канале кодера ТК позволяет повысить эффективность использования канала.

**Список литературы:** 1. Захарченко Н.В., Крысько А.С., Захарченко В.Н. Основы кодирования. Учебное пособие. – Одесса. УГАС им. А.С. Попова, 1999. – С. 240.  
2. Захарченко В.М. Синтез багатопозиційних часових кодів - К.: Техніка, 1999. – 284 с.  
3. Захарченко В.Н., Кильдишев В.И., Буряченко Б.Д., Драганов А.В. Эффективность использования сигнальных конструкций на базе таймерных сигналов. // Научные труды ОНАС им. А. С. Попова. – 2002. – №2.

Поступила в редколлегию 20.09.05