

МИКРОЭЛЕКТРОННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО АДАПТИВНОГО ПОРОГОВОГО ДЕКОДЕРА СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ

Известно, что применение методов помехоустойчивого кодирования характеризуется существованием критического отношения сигнал-шум, ниже которого кодированная передача информации становится менее эффективной, чем некодированная [1—3]. При использовании нестационарных каналов это может приводить к существенному снижению надежности цифровой связи [6]. Важность перспективных систем высокоскоростной передачи со сверточным кодированием [2, 3] предполагает целесообразность разработки адаптивного алгоритма порогового декодирования сверточных кодов, реализуемого на современной быстродействующей радиоэлементной базе и позволяющего ослабить влияние нестационарности СВЧ-и КВЧ-радиолиний на верность связи.

В большинстве случаев высокоскоростной передачи цифровой информации организация канала обратной связи для достижения высокой верности передаваемых сообщений по каналам с переменными параметрами [6] малоэффективна. Это связано с трудностью реализации буферного запоминающего устройства большой емкости, конечностью времени передачи и распространения сигналов [6]. Предлагается использовать адаптивные алгоритмы приема кодированной информации, один из возможных вариантов которых описывается следующей формулой:

$$X \rightarrow \begin{cases} X^* \\ X^\# \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \rho \geq \rho_n \div \rho_{o,d}(\rho_n) \leq \rho_0 \Rightarrow Y = Y' = X^* + S \\ \rho < \rho_n \div \rho_{o,d}(\rho_n) > \rho_0 \Rightarrow Y = Y'' = X^\# \end{cases}, \quad (1)$$

где X — входная последовательность символов; X^* и $X^\#$ — входные последовательности информационных и проверочных символов соответственно:

$$\begin{aligned} X &= [E, \Phi] + Z = [e_{1,1}, \dots, e_{1,m}; f_{1,m+1}, \dots, f_{1,n}; e_{2,1}, \dots, e_{2,m}; \\ & f_{2,m+1}, \dots, f_{2,n}; \dots] + [z_{1,1}, \dots, z_{1,n}; z_{2,1}, \dots, z_{2,n}; \dots] = \\ &= [X^*, X^\#] = [x_{1,1}^*, \dots, x_{1,m}^*, x_{1,m+1}^\#, \dots, x_{1,n}^\#, x_{2,1}^*, \dots, x_{2,m}^*; \\ & \quad x_{2,m+1}^\#, \dots, x_{2,n}^\#, \dots], \end{aligned}$$

$$\text{т. е. } x_{ik}^* \doteq e_{ik} \oplus z_{ik}, \quad \forall i \in N, k \in [1, m]; \quad x_{il}^\# \doteq f_{il} \oplus z_{il}, \\ \forall i \in N, l \in [m+1, n]; \quad m, n \in N; \quad n > m \geq 1;$$

n — длина блока (кодовой комбинации при сверточном кодировании) кода, содержащего m информационных символов и $(n - m)$ проверочных; Z — шумовая последовательность, характеризующая влияние используемого канала связи на верность передачи дискретной информации; E, Φ — формируемые на передающей стороне системы связи исходные информационная и проверочная подпоследовательности символов соответственно, причем подпоследовательность Φ строится на базе подпоследовательности E по правилам, однозначно определяемым конкретным типом используемого кода [1; 2]; N — множество натуральных чисел; \forall — квантор общности; \oplus — знак операции суммирования по модулю 2; ρ — отношение сигнал-шум на входе приемника цифровых сообщений с учетом влияния внешних шумов используемого канала связи, внутренних флюктуаций данного приемника, а также линейных и нелинейных искажений дискретных сигналов [3]; S — синдромная последовательность, формируемая на приемной стороне по правилам, характерным для используемого типа кода и выбранного метода кодирования [2],

$S = [s_{1,1}, \dots, s_{1,m}; s_{2,1}, \dots, s_{2,m}; \dots]$; Y — выходная последовательность символов,

$$Y' = [y_{1,1}, \dots, y_{1,m}; y_{2,1}, \dots, y_{2,m}; \dots] \stackrel{\circ}{=} X^* + S = \\ = [x_{1,1}^*, \dots, x_{1,m}^*; x_{2,1}^*, \dots, x_{2,m}^*; \dots] + [s_{1,1}, \dots, s_{1,m}; \\ s_{2,1}, \dots, s_{2,m}; \dots], \text{ т. е. } y_{ij} = x_{ij}^* \oplus s_{ij}, \forall i \in N, j \in [1, m];$$

$$Y'' = [y''_{1,1}, \dots, y''_{1,m}; y''_{2,1}, \dots, y''_{2,m}; \dots] \stackrel{\circ}{=} X^* = \\ = [x_{1,1}^*, \dots, x_{1,m}^*; x_{2,1}^*, \dots, x_{2,m}^*; \dots], y''_{ik} = x_{ik}^*, \forall i \in N;$$

ρ_0 — вероятность ошибки, характеризующая качество используемого канала связи (соответствует верности передачи некодированной информации); $\rho_{0,д}$, $\rho_э$ — вероятность ошибочного декодирования и эквивалентная вероятность ошибки [1]; ρ_n — пороговое значение отношения сигнал-шум ρ , начиная с которого (при $\rho < \rho_n$) качество функционирования системы передачи кодированной информации становится ниже, чем в системе передачи некодированных сообщений при прочих равных условиях; величина ρ_n определяется по критерию $\rho_{0,д} = \rho_0$ (или $\rho_э = \rho_0$) для заданных способа передачи и метода кодирования цифровой информации [1—3].

При благоприятной электромагнитной обстановке, характеризуемой неравенством $\rho \geq \rho_n$ и $\rho_{0,д} \leq \rho_0$, или $\rho_э \leq \rho_0$, приемник дискретных сигналов, реализующий описанный алгоритм, «использует» корректирующие свойства кода для повышения верности передачи дискретной информации. В случае недопустимого ухудшения электромагнитной обстановки, т. е. $\rho < \rho_n$, а значит, и $\rho_{0,д} > \rho_0$, или $\rho_э > \rho_0$ в данном приемнике не учитываются избыточные проверочные разряды кодовых комбинаций и осуществляется вывод только информационных символов принимаемого кодированного сообщения без дополнительной обработки. Это позволяет избежать характерных для традиционных методов декодирования потерь в верности передачи кодированной информации при относительно

низком качестве используемых каналов связи. Результирующая характеристика верности передачи цифровой информации в системе связи с адаптивным приемником дискретных сигналов показана на рис. 1 (кривая 2). Кривые 3, 1 — зависимости вероятности ошибки при передаче кодированных и некодированных сообщений соответственно. Предполагается, что в исследуемой адаптивной системе цифровой связи применяются систематические коды со скоростями $R_{k1} = (n_{k1}/n_0) < (n_{k2}/n_0) = R_{k2}$, где n_0 — длина элементарного блока (длина кодовой комбинации сверточного кода); n_k — количество информационных символов в блоке, для помехоустойчивых кодов $n_k < n_0$. Повышение вероятности ошибки для неблагоприятного режима функционирования адаптивной системы (по сравнению со

случаем некодированной передачи — кривая 1) обусловлено влиянием дополнительной межсимвольной интерференции (МСИ) вследствие передачи не используемых в данном режиме проверочных символов. Действительно, уровень МСИ при этом возрастает в R_k^{-2} раз, поэтому имеем

$$R_k < 1 \Rightarrow \rho = \rho_0 \frac{1 + \alpha}{1 + \alpha R_k^{-2}} < \rho_0 \Rightarrow p_{\text{ош}}(\rho) > p_{\text{ош}}(\rho_0), \quad (2)$$

где ρ — отношение сигнал-шум в канале с МСИ; ρ_0 — максимальное значение ρ , соответствующее случаю передачи некодированной информации и характеризующее качество используемого канала связи с фиксированной полосой передачи при исходном минимальном уровне МСИ; α — коэффициент, численно равный отношению МСИ исходного уровня к шумам канала, считается, что значения $\alpha = 0,1$ и $1,0$ характеризуют «хороший» и «плохой» каналы соответственно [3]; $p_{\text{ош}}(\cdot)$ — вероятность ошибки, вид зависимости значения которой от величины ρ определяется методом модуляции и способом кодирования передаваемой информации. Например, в случае применения идеальной когерентной двоичной фазовой манипуляции вероятность $p_{\text{ош}}$ определяется по формуле $p_{\text{ош}} = 1 - F(\sqrt{2\rho})$ (3), где $F(\cdot)$ — табулированная функция Лапласа,

$$F(\beta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\beta} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt. \quad (4)$$

Из анализа кривых рис. 1 следует, что применение кодов с повышенными значениями скорости R_k позволяет уменьшить проигрыш в вероятности ошибки, по сравнению со случаем некодированной передачи, при неблагоприятной электромагнитной обстанов-



Рис. 1

ке. Кроме того, именно высокоскоростные, в частности сверточные коды в ряде случаев являются оптимальными (по критерию максимума энергетического выигрыша кодирования — ЭВК) для каналов с межсимвольной интерференцией [3]. Увеличение кодовой скорости данных кодов приводит к повышению значения ρ_n , что эквивалентно понижению «порога» неблагоприятной электромагнитной обстановки. При прочих равных условиях предлагаемая адаптивная система с более высоким значением R_k будет чаще переходить в режим вывода некодированной информации и больше времени находиться в указанном режиме, где корректирующие свойства кода не используются. Это свидетельствует о существовании оптимальных значений кодовой скорости и других параметров кодов заданного уровня МСИ и известных вероятностных характеристик замираний (длительности, глубины, скорости и т. п.) в канале связи. Критерием оптимальности может служить следующее выражение для определения средней — усредненной за сеанс связи с длительностью T_c вероятности ошибки:

$$\overline{p_{\text{ош}}} = 1/T_c \int_{T_c} p_{\text{ош}}[\rho(t)] dt, \quad (5)$$

где зависимость $\rho(t)$ определяется характером замираний в канале. В частности, величина $\rho(t)$ для каналов с рэлеевскими замираниями может быть найдена из формулы (2) с учетом следующего соотношения

$$W(x) = \frac{x}{\sigma_x^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}, \quad (6)$$

где $W(\cdot)$ — закон распределения случайной величины x , σ_x — параметр рэлеевского закона распределения случайной величины x .

Анализ зависимости вероятности $p(\rho \geq \rho_n)$, рассчитанной в соответствии с формулой (6) и представленной в табл. 1, свидетельствует о существенном увеличении вероятности переключений режимов работы адаптивной системы при возрастании значения порога ρ_n и (или) уменьшении значения параметра σ_x рэлеевского закона замираний в канале. Действительно, при возрастании величины ρ_n от 3 до 10 и снижении значения σ_x с 12 до 2 вероятность

Таблица 1

ρ_n	$\rho(\rho > \rho_n)$								
	$\sigma_x=4$	$\sigma_x=5$	$\sigma_x=6$	$\sigma_x=7$	$\sigma_x=8$	$\sigma_x=9$	$\sigma_x=10$	$\sigma_x=11$	$\sigma_x=12$
3	$7,55 \cdot 10^{-1}$	$8,35 \cdot 10^{-1}$	$8,92 \cdot 10^{-1}$	$9,12 \cdot 10^{-1}$	$9,32 \cdot 10^{-1}$	$9,46 \cdot 10^{-1}$	$9,56 \cdot 10^{-1}$	$9,63 \cdot 10^{-1}$	$9,69 \cdot 10^{-1}$
4	$6,07 \cdot 10^{-1}$	$7,26 \cdot 10^{-1}$	$8,01 \cdot 10^{-1}$	$8,49 \cdot 10^{-1}$	$8,82 \cdot 10^{-1}$	$9,06 \cdot 10^{-1}$	$9,23 \cdot 10^{-1}$	$9,36 \cdot 10^{-1}$	$9,46 \cdot 10^{-1}$
5	$4,58 \cdot 10^{-1}$	$6,07 \cdot 10^{-1}$	$7,07 \cdot 10^{-1}$	$7,75 \cdot 10^{-1}$	$8,23 \cdot 10^{-1}$	$8,57 \cdot 10^{-1}$	$8,82 \cdot 10^{-1}$	$9,02 \cdot 10^{-1}$	$9,17 \cdot 10^{-1}$
6	$3,25 \cdot 10^{-1}$	$4,84 \cdot 10^{-1}$	$6,07 \cdot 10^{-1}$	$6,93 \cdot 10^{-1}$	$7,55 \cdot 10^{-1}$	$8,01 \cdot 10^{-1}$	$8,35 \cdot 10^{-1}$	$8,62 \cdot 10^{-1}$	$8,82 \cdot 10^{-1}$
7	$2,16 \cdot 10^{-1}$	$3,75 \cdot 10^{-1}$	$5,06 \cdot 10^{-1}$	$6,07 \cdot 10^{-1}$	$6,82 \cdot 10^{-1}$	$7,99 \cdot 10^{-1}$	$7,83 \cdot 10^{-1}$	$8,17 \cdot 10^{-1}$	$8,44 \cdot 10^{-1}$
8	$1,35 \cdot 10^{-1}$	$2,78 \cdot 10^{-1}$	$4,11 \cdot 10^{-1}$	$5,02 \cdot 10^{-1}$	$6,07 \cdot 10^{-1}$	$6,74 \cdot 10^{-1}$	$7,26 \cdot 10^{-1}$	$7,68 \cdot 10^{-1}$	$8,01 \cdot 10^{-1}$
9	$7,96 \cdot 10^{-2}$	$1,98 \cdot 10^{-1}$	$3,25 \cdot 10^{-1}$	$4,38 \cdot 10^{-1}$	$5,31 \cdot 10^{-1}$	$6,07 \cdot 10^{-1}$	$6,67 \cdot 10^{-1}$	$7,16 \cdot 10^{-1}$	$7,75 \cdot 10^{-1}$
10	$4,39 \cdot 10^{-2}$	$1,35 \cdot 10^{-1}$	$2,49 \cdot 10^{-1}$	$3,60 \cdot 10^{-1}$	$4,58 \cdot 10^{-1}$	$5,39 \cdot 10^{-1}$	$6,07 \cdot 10^{-1}$	$6,62 \cdot 10^{-1}$	$7,07 \cdot 10^{-1}$

перехода адаптивной системы в режим вывода «некодированной» информации $p_{\text{пер}} = 1 - p$ ($p \geq p_n$) увеличивается с 3,1 % до 99,9996 % (см. табл. 1). В ряде приложений в качестве критерия более целесообразно использовать значение среднего энергетического выигрыша вследствие применения кодирования ($\overline{\text{ЭВК}}$):

$$\overline{\text{ЭВК}} = 1/T_c \int_{T_c} \text{ЭВК}[\rho(t)] dt, \quad (7)$$

где функционал $\text{ЭВК}[\rho(t)]$ определяется видом и параметрами кода. В частности, в случае применения самоортогональных сверточных кодов со скоростью $R_k = 8/9$, позволяющих исправлять три ошибки передачи $l_0 = 3$ в канале с низким исходным уровнем МСИ ($\alpha = 0,1$), теоретически рассчитанная четырехточечная зависимость ЭВК от величины ρ [3] может аппроксимироваться интерполяционным многочленом Лагранжа [5]:

$$\text{ЭВК}(\rho) = a\rho^3 + b\rho^2 + c\rho + d = 0,8048 \rho^3 - 2,0846\rho^2 + 15,397\rho - 34,4256. \quad (8)$$

Вывод о целесообразности практического использования предлагаемой адаптивной системы передачи информации по каналам связи с заданными свойствами можно сделать в случае выполнения неравенств

$$\overline{\rho_{\text{ош}}}^{\text{ас}} < \frac{1}{\Delta\rho} \min\{\rho_{\text{ош}}^{\text{нк}}, \rho_{\text{ош}}^{\text{к}}\}, \quad (9)$$

или

$$\overline{\text{ЭВК}}^{\text{ас}} > \max\{\overline{\text{ЭВК}}^{\text{нк}} \equiv 0; \overline{\text{ЭВК}}^{\text{к}}\} + \Delta_{\text{ЭВК}}. \quad (10)$$

Здесь надстрочные символы (ас), (нк) и (к) означают соответствие обозначенных величин адаптивной системе, системе передачи некодированной информации и передачи кодированной информации; $\Delta\rho$ и $\Delta_{\text{ЭВК}}$ — «запас практической целесообразности» (в ряде случаев $\Delta\rho \geq 10^{-1} \dots 10^{-2}$, $\Delta_{\text{ЭВК}} \geq 1 \dots 3$ дБ (табл. 2). Оптимальные значения параметров кодов $\{R_k, l_0\}$, применяемых в адаптивной системе, находятся из следующих условий:

$$\overline{\rho_{\text{ош}}}^{\text{ас}}\{R_k, l_0\} = \min; \quad (11)$$

$$\overline{\text{ЭВК}}^{\text{ас}}\{R_k, l_0\} = \max. \quad (12)$$

Применение систематических кодов с жестко определенным и априорно известным (при надежной тактовой и цикловой синхронизации) местоположением информационных и проверочных символов упрощает аппаратную реализацию самоорганизующегося приемника, синтезированного в соответствии с описанным адаптивным алгоритмом. Из формулы (1) следует возможность двух основных вариантов организации «открытого» входа для контроля текущего качества канала связи: путем измерения отношения сигнал-шум ρ на входе или, лучше, на выходе линейной части приемника дискретных сигналов, либо методом экспериментального определения ве-

Таблица 2

Rk	ЭВК ₃	p (ЭВК > ЭВК ₃)								
		σ _x = 6			σ _x = 8			σ _x = 10		
		α = 0	α = 0,1	α = 0,5	α = 0	α = 0,1	α = 0,5	α = 0	α = 0,1	α = 0,5
1/2	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0
	1	1	0,88	0	1	0,93	0	1	0,96	0
	2	1	0,8	0	1	0,88	0	1	0,92	0
	3	1	0,39	0	1	0,59	0	1	0,71	0
3/4	0	1	0,88	0,65	1	0,93	0,78	1	0,96	0,86
	1	1	0,84	0,53	1	0,91	0,7	1	0,94	0,79
	2	0,88	0,78	0,37	0,93	0,87	0,57	0,95	0,92	0,7
	3	0,82	0,72	0,1	0,89	0,83	0,38	0,93	0,89	0,43
4/5	0	0,9	0,86	0,75	0,95	0,92	0,84	0,96	0,95	0,89
	1	0,88	0,82	0,65	0,92	0,89	0,78	0,95	0,93	0,86
	2	0,84	0,76	0,51	0,9	0,86	0,68	0,94	0,91	0,78
	3	0,77	0,68	0,1	0,87	0,8	0,39	0,91	0,87	0,51
5/6	0	0,86	0,83	0,75	0,92	0,9	0,85	0,95	0,94	0,9
	1	0,83	0,8	0,69	0,89	0,88	0,81	0,93	0,92	0,87
	2	0,78	0,75	0,58	0,87	0,85	0,73	0,92	0,89	0,82
	3	0,74	0,67	0,23	0,84	0,79	0,59	0,9	0,86	0,71
7/8	0	0,83	0,79	0,75	0,9	0,88	0,85	0,93	0,92	0,9
	1	0,79	0,76	0,69	0,88	0,86	0,81	0,92	0,91	0,87
	2	0,76	0,73	0,58	0,85	0,84	0,73	0,91	0,89	0,82
	3	0,7	0,66	0,31	0,82	0,78	0,59	0,88	0,85	0,71
8/9	0	0,81	0,79	0,75	0,89	0,87	0,85	0,93	0,92	0,9
	1	0,77	0,76	0,69	0,87	0,86	0,81	0,91	0,91	0,87
	2	0,75	0,72	0,58	0,85	0,83	0,74	0,89	0,89	0,83
	3	0,66	0,63	0,43	0,79	0,77	0,62	0,86	0,86	0,74

роятности (частоты появления) ошибки передачи $p_{\text{ош}}$ на выходе данного приемника. Кроме того, в пороговых декодерах сверточных кодов возможен вполне достоверный контроль текущего качества канала связи — подсчетом количества единиц в последовательности проверок [2]. В двух последних случаях необходимо так организовать измерения, чтобы их результаты были состоятельными и несмещенными (по возможности — и эффективными) оценками вероятности $p_{\text{од}}$ или $p_{\text{э}}$, точные значения которых находятся таким образом [1]:

$$p_{\text{од}} = 1 - \sum_{j=0}^t C_n^j p_0^j (1 - p_0)^{n-j}; \quad (13)$$

$$p_{\text{э}} = 1 - \left[\sum_{j=0}^t C_n^j p_0^j (1 - p_0)^{n-j} \right]^{1/m}, \quad (14)$$

где t — количество независимых ошибок передачи, которое позволяет исправлять используемый в системе связи код формата (m, n) ,

$i \in N$; C_n^j — число сочетаний из n по j . Указанные варианты организации вспомогательного «открытого» входа приемника сигналов для контроля текущего состояния канала связи — эквивалентны. Поэтому окончательное решение о практической целесообразности применения того или иного варианта принимается с учетом всех особенностей построения и функционирования конкретной системы связи и реальных возможностей аппаратурной реализации соответствующих узлов их приемных устройств.

На рис. 2 изображена структурная схема устройства, представляющего собой объединение трех возможных из указанных вариантов практической реализации самоорганизующегося приемника дискретных сигналов с «открытыми» входами, синтезированного согласно алгоритма (1). Здесь РПУ — радиоприемное устройство,

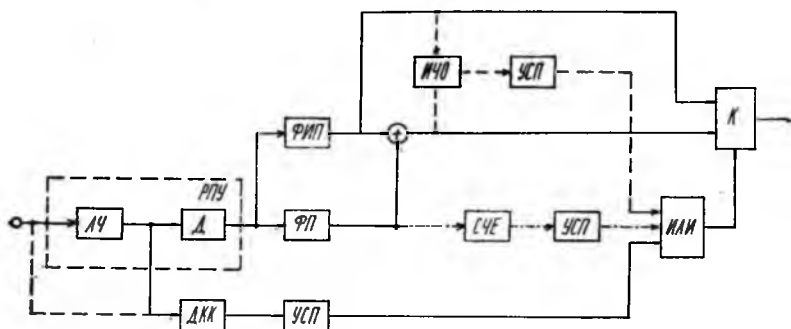


Рис. 2

содержащее в общем случае линейную часть ЛЧ с демодулятором Д; ДКК — детектор качества канала, например, по текущим значениям отношения сигнал-шум; УСП — устройство сравнения с порогом; К — коммутатор; ФП — формирователь проверок; ФИП — формирователь информационной последовательности (последовательности информационных символов); \oplus — сумматор по модулю 2; ИЧО — измеритель частоты ошибок; СЧЕ — счетчик числа единиц в последовательности проверок. Для упрощения схемы опущены изображения устройств тактовой и цикловой синхронизации, которые принципиально необходимы и весьма важны для обеспечения надежного функционирования реальных приемников дискретных сигналов. Штриховой линией указаны соединения по варианту II организации «открытого» входа, штрихпунктирной — по варианту III (см. выше).

На рис. 3 приведена принципиальная схема предлагаемого адаптивного декодера, реализованная на серийно освоенных отечественной промышленностью быстродействующих цифровых микросхемах 500-й и 597-й серий (в целях упрощения схемы подключение источников питания к микросхемам не показано). Здесь DA1 — микросхема КМ 597 CA1; DD1 — К500 ТМ 173; DD2 — К 500 ЛП

107; DD3, DD4 — К 500 ТМ 231. Пороговый декодер самоортогонального сверточного кода с $R_k = 1/2$ и порождающим многочленом $G(D) = 1 + D$, где D — оператор задержки Хаффмена, реализован на микросхемах DD1 и DD2, а схема управления — на DA1 (пороговый элемент), DD3 и DD4 (блоки вентилях). Для «хорошего»

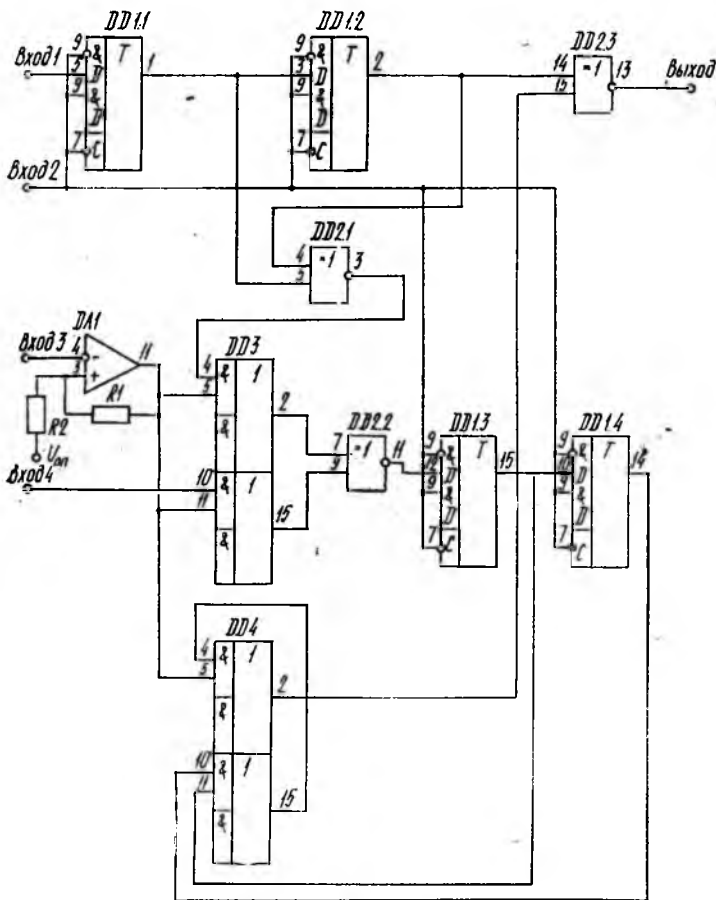


Рис. 3

качества используемого канала связи на выходе DA1 поддерживается напряжение, соответствующее логической единице и «разрешающее» прохождение сигналов через DD3 и DD4, т. е. сверточный декодер работает обычным образом — в режиме исправления ошибок. При «плохом» качестве канала на выходе DA1 появляется напряжение логического нуля, которое «запрещает» прохождение сигналов через блок вентилях DD3 и DD4, и, следовательно, в сверточном декодере DD1 и DD2 не корректируются информационные

символы, что одновременно обуславливает автоматическое устранение эффекта размножения ошибок передачи в декодере.

Предложенный адаптивный метод приема кодированных сообщений наиболее целесообразен в случаях использования существенно нестационарных каналов связи с априорно неизвестными моментами изменения качества передачи. Робастность метода и ожидаемый выигрыш от его практического применения в значительной мере определяются реально достижимой оперативностью отслеживания вариаций характеристик канала, т. е. быстродействием адаптивного приемника дискретных сигналов, в первую очередь его схем анализа текущего состояния указанного канала. В частности, для получения в реальном масштабе времени достоверных, состоятельных и несмещенных оценок значений величины ρ необходимо проведение экспресс-анализа длительностью не менее 12...15 тактовых интервалов [4]. Поэтому наиболее предпочтительна область практического применения разработанного адаптивного метода приема дискретных сигналов — высокоскоростные каналы цифровой связи со сравнительно медленными (по отношению к длительности тактового интервала) изменениями качества передачи. Если параметры помехоустойчивых, прежде всего сверточных, кодов согласованы с характеристиками используемого канала (9) — (12), то с помощью рассмотренного метода можно заметно повысить среднюю эффективность и надежность функционирования систем передачи кодированной информации.

Список литературы: 1. *Финк Л. М.* Сигналы, помехи, ошибки... (Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи). М., 1978. 272 с. 2. *Банкет В. Л., Ляхов А. И.* Применение сверточных кодов в системах связи с фазовой манипуляцией // Зарубеж. радиоэлектроника. 1981. № 8. С. 3—23. 3. *Иванов М. А., Макаренко Б. И., Яковлев И. А.* Исследование особенностей сверточного кодирования информации в высокоскоростных системах цифровой связи // Радиотехника. 1984. № 3. С. 39—45. 4. *Арзуманян Ю. В., Захаров А. А.* Оценка энергетических соотношений сигнала и помехи при передаче дискретной информации // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1983. № 9. С. 23—28. 5. *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике для научных работников и инженеров. М., 1973. 832 с. 6. *Финк Л. М.* Теория передачи дискретных сообщений. М., 1970. 728 с.

Поступила в редколлегию 27.05.87