Поразрядная сумма по модулю 2 для троичных векторов вычисляется следующим образом: 1) если оба разряда значащие, то они складываются по модулю 2; 2) если один из разрядов значащий, а другой «—», то результирующая компонента вектора равна «—»; 3) если оба разряда «—», то «—».

Общее количество необнаруживаемых ошибок кратности t при переходе слова с ошибкой из интервала I_i в интервал вычисляется по формуле

$$m(E_{ij}^t) = C_{n-p}^{-t_{E_{ij}}}, \tag{10}$$

где n — разрядность троичного вектора E_{ij}; p — число значащих разрядов троичного вектора E_{ij}; $t_{E_{ij}}$ — число единиц троичного вектора E_{ij}.

Обнаруживающая способность выражается как отношение доли необнаруживаемых ошибок кратности t к общему количеству ошибок этой же кратности и вычисляется по формуле

$$\delta = \frac{m(E^t) + m(E_{ij}^t)}{C_n^t \cdot N} = \frac{C_{n-p}^t + C_{n-p}^{t-t_{E_{ij}}}}{C_n^t \cdot N}, \tag{11}$$

где $C_n^t N$ — общее количество искажений, которым подвергаются слова булевой матрицы разрешенных слов $(n \times N)$ под воздействием ошибок кратности t.

В пишущей машинке Consul-260 обнаружение ошибок нечетной кратности достигается за счет введения дополнительного контрольного разряда, использование естественной избыточности позволяет обнаруживать дополнительно 84 % двухкратных и 87 % четырехкратных ошибок.

Заключение. Методы предварительной обработки избыточного алфавитного множества: декомпозиция, минимизация функции Ψ, оценка обнаруживающей способности ориентированы на ЕС ЭВМ с применением программных средств языка ЛЯПАС-М [5]. Полученные в результате такого подхода алгоритмы контроля просты в реализации, оперативны, не требуют больших затрат памяти и могут быть реализованы на любой управляющей ЭВМ, включенной в систему сбора и обработки информации.

1. *Литвинов В. А., Крамаренко В. В.* Организация информационной базы для стандартной процедуры проверки совместимости данных (логического контроля).— УСиМ, 1979, № 4, с. 27—32.
2. *Савченко Ю. Г.* Некоторые соотношения для избыточных алфавитных множеств.— В кн.: Методы контроля и восстановления двоичных сигналов. Киев : О-во «Знание» УССР, 1979.
3. *Савченко Ю. Г., Корунец Е. И.* Алгоритм декомпозиции булевой функции.— В кн.: Теоретические и прикладные вопросы проектирования систем управления. Киев : Наук. думка, 1980, с.
4. *Закревский А. Д.* Алгоритмы синтеза дискретных автоматов.— М. : Наука, 1971.— 248 с.
5. *Закревский А. Д., Торопов Н. Р.* Система программирования Ляпас-М.— М. : Наука и техника, 1978.—302 с.

Киев Получено 28.05.81

УДК 621.372.54.037.372

Б. И. Яворский

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРЯДКА СОЕДИНЕНИЯ ЗВЕНЬЕВ ПРИ КАСКАДНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА

Аппаратурные ограничения, которые приводят к возникновению всевозможных нежелательных эффектов [4, 5], усложняют задачу реализации цифровых фильтров в виде специализированных вычислительных устройств и вместе с тем представляют интересный материал для исследований. Известно, что при каскадной реализации фильтра ошибка вычислений зависит от порядка соединения звеньев [4]. Выявить правильный порядок можно при имитации фильтра на ЭВМ [3] или при макетировании путем перебора разных вариантов. Это требует больших затрат времени и средств. Разработка аналитического метода поиска правильного порядка соединения звеньев свела бы задачу к формульному счету на ЭВМ, что экономически более выгодно.

Ниже предлагается метод поиска оптимального порядка соединения звеньев в каскадной реализации цифрового фильтра. Для решения этой задачи используется матричное представление линейного оператора, которым представляется цифровая фильтрующая цепь [1, 2, 6, 7], а оптимальный порядок соединения звеньев определяется из условий симметрии свойств оператора относительно случайного аддитивного воздействия, которым представляются аппаратурные ограничения [1, 4, 5].

Пусть цифровой фильтр состоит из K последовательно соединенных звеньев порядка n. Действие каждого звена можно представить матричным уравнением

$$A_k \cdot Y = X, \tag{1}$$

где k — номер соответствующего звена; Y — вектор внутренних состояний звена; X — вектор внешнего воздействия; A_k — матрица звена.

Каждое звено фильтра можно вычислить, поэтому его матрица имеет вид [2, 6]

$$A_k = \left\| \begin{array}{cccccccccc} 1 & . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ . & 1 & . & . & . & . & . & . & a^k_{ij} & . \\ . & . & 1 & . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . & 1 & . & . \\ . & z_{lm} & . & . & . & . & . & . & 1 & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & 1 \end{array} \right\|, \tag{2}$$

где a^k_{ij} — коэффициенты, некоторые из них равны нулю; ненулевые $z_{lm} = \exp(-j\omega T)$; T — период дискретизации. Матрица фильтра при каскадной реализации будет

$$\left[\begin{array}{cccc|c} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \begin{smallmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \end{smallmatrix} & A_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \begin{smallmatrix} 1 & 0 & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots \\ \vdots & & \ddots \end{smallmatrix} & A_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \begin{smallmatrix} 1 & 0 & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots \\ \vdots & & \ddots \end{smallmatrix} & A_3 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & A_K \end{array} \right]$$

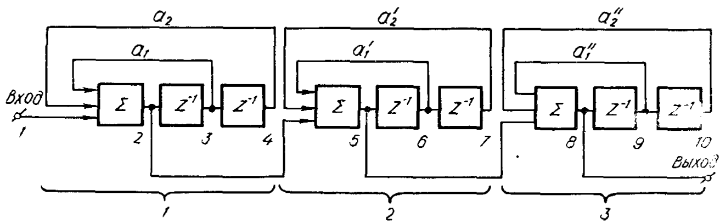
При аппаратурной реализации коэффициенты a^k_{ij} невозможно представить точно. Другие аппаратурные ограничения также можно интерпретировать как неточное представление коэффициентов. Обычно ошибка представления коэффициентов трактуется как аддитивная случайная величина α^k_{ij} с равномерным распределением и числовыми ха-

рактерис...
чисел, д. $Q_{Aj} - Q_{Bsj} = z^{-m}\Gamma_{jm} + z^{-(m-1)}\Gamma_{jm-1} + \ldots + \Gamma_0 = 0,\ j = \overline{0, K-1}$

Тогда коэффициенты $b_{ij}^k = a_{ij}^k + \alpha_{ij}^k$, а матрица фильтра $B = \Delta A$, где Δ — матрица случайного воздействия. Если

$$(\exists \Delta_s)\,(B_s \backsim A), \tag{3}$$

то имеет место симметрия структуры фильтра относительно случайного воздействия Δ_s, характеризующего s-ю реализацию, что будет при



$\Lambda_{Bs} = \Lambda_A$, где $\Lambda_{Bs,A}$ — соответствующие характеристические уравнения. Практически достаточно рассматривать характеристические уравнения матриц $K \times K$ с диагональными элементами A_k и B_k. Например,

$$\Lambda_A' = (-\lambda)^K + (-\lambda)^{K-1} \sum^{C_K'} P_{1i} + (-\lambda)^{K-2} \sum^{C_K^2} P_{2i} + \ldots + (-\lambda)^{K-j} \sum^{C_K^j} p_{ji},$$

где

$$\Lambda_A' = (-\lambda)^K + (-\lambda)^{K-1} \sum_{i=1}^{C_K'} P_{1i} + (-\lambda)^{K-2} \sum_{i=1}^{C_K^2} P_{2i} + \ldots + (-\lambda)^{K-j} \sum_{i=1}^{C_K^j} p_{ji},$$

λ можно представить как $Q_{Aj} = z^{-m} A_m + z^{m-1} A_{m-1} + \ldots + A_0$ (A_m—матрицы из коэффициентов a_{ij}^k). Аналогичные соотношения справедливы для B_s. Если $B_s \backsim A$, то $Q_{Aj} = Q_{Bsj}$, значит,

$$Q_{Aj} - Q_{Bsj} = z^{-m}\Gamma_{jm} + z^{-(m-1)}\Gamma_{jm-1} + \ldots + \Gamma_0 = 0,\quad j = \overline{0, K-1} \tag{4}$$

будет условием симметрии структуры фильтра. Поскольку произведения матриц некоммутативно, то будет $K!$ вариантов (4) для каждой s-реализации фильтра, где каждый вариант отвечает определенному порядку соединения звеньев фильтра.

Для каждой реализации s условие (4) может не выполняться, однако для одного из $K!$ вариантов существует минимум (4), который можно определить как минимум выражения

$$M = \sqrt{\sum_{j,r=0} \gamma_{jr}^2}, \tag{5}$$

где γ_{jr} — абсолютная норма [1] матрицы Γ_{jr} в (4); $j = \overline{0, K-1}$; $r = \overline{0, m}$.

Этот вариант оптимален. Условия существования минимума (4) требуют дальнейших исследований, однако ясно, что они зависят от способа реализации s.

Таким образом, поиск оптимального варианта соединения звеньев при каскадной реализации фильтра сводится к рассмотрению подстановок в (5) и определению перестановки с минимальной нормой матрицы, что выполняется на ЭВМ значительно быстрее, чем при исследовании имитационной модели.

Пример. Представим каскадную реализацию фильтра каноническими звеньями второго порядка (см. рисунок), где реализация фильт-

Условие (4) имеет вид

$$\begin{Vmatrix} \Gamma_{00} & \Gamma_{01} & \Gamma_{02} \\ \Gamma_{10} & \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{20} & \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} 1 \\ z^{-1} \\ z^{-2} \end{Vmatrix} = 0,$$

$$\gamma_{00} = 4{,}24\alpha,$$

$$\gamma_{01} = \alpha \sqrt{2\alpha^2 + 2\alpha(2a_1 + a_1'' + a_2'' - 3) + (a_1 + a_2'')^2 - 6(a_1 + a_1'') + 36},$$

$$\gamma_{02} = 2 \quad M = \alpha \sqrt{185 + 2\alpha^2 + 2\alpha(2a_1 + a_1'' + a_2'' - 3) + (a_1 + a_1'')^2 - 6(a_1 + a_1'')}.$$

Откуда

$$M = \alpha \sqrt{185 + 2\alpha^2 + 2\alpha(2a_1 + a_1'' + a_2'' - 3) + (a_1 + a_1'')^2 - 6(a_1 + a_1'')}.$$

Возможно всего $K! = 1 \cdot 2 \cdot 3 = 6$ разных M при таких порядках соединения звеньев: (123), (132), (213), (231), (312) и (321): $M_{213} = 1{,}328979 \times 10^{-2}$, $M_{132} = 1{,}328528 \cdot 10^{-2}$, $M_{213} = 1{,}328212 \cdot 10^{-2}$, $M_{231} = 1{,}328527 \cdot 10^{-2}$, $M_{312} = 1{,}328212 \cdot 10^{-2}$, $M_{321} = 1{,}328979 \cdot 10^{-2}$.

Откуда при предполагаемой реализации фильтра нужно принять порядок следования звеньев (213) или (312).

1. *Драган Я. П.* Структура и представление моделей стохастических сигналов.— Киев : Наук. думка, 1980.—384 с.
2. *Крошьер, Оппенгейм.* Анализ линейных цифровых цепей.— Тр. ин-та инженеров по электротехнике и радиоэлектрон., 1975, **63**, № 4, с. 45—61.
3. *Кухлин Г. Н., Суханов С. В.* Имитационная модель для синтеза цифровых рекурсивных фильтров.— Вопр. кибернетики, 1979, № 62, с. 36—44.
4. *Ланнэ А. А., Шевкопляс Г. Б.* Шумы и точность реализации характеристик цифровых фильтров.— Зарубеж. радиоэлектрон., 1974, № 4, с. 18—47.
5. *Оппенгейм А. В., Шафер Р. В.* Цифровая обработка сигналов.— М. : Связь, 1979.— 416 с.
6. *Петренко А. И., Артюхов В. Г., Кондратюк В. А., Подладчиков В. Н.* Матричные модели цифровых цепей.— Автоматизация проектирования в электрон., 1979, № 19, с. 6—17.
7. *Ярославский Л. П.* Введение в цифровую обработку изображения.— М. : Сов. радио, 1979.—312 с.

Тернополь — Получено 27.01.81

УДК 621.317.42

Р. Я. Беркман

КОЛЬЦЕВЫЕ ФЕРРОЗОНДЫ С СИСТЕМОЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОБМОТОК

Дальнейшее усовершенствование кольцевых феррозондовых (КФЗ), сердечник которых представляет собой замкнутую систему для поля возбуждения, обусловлено рядом метрологических и конструктивных достоинств этих устройств [3, 5, 8, 9]. Во всех опубликованных до настоящего времени работах предполагается, однако, что измеряемое поле однородно в объеме КФЗ, а каждая составляющая этого поля измеряется с помощью обмотки (или пары обмоток), охватывающей сердечник и расположенной симметрично относительно центра КФЗ перпендикулярно направлению измеряемой составляющей.

Метод расчета полей в кольцевых сердечниках, помещенных в неоднородное поле [2, 4], позволяет произвести анализ процессов в КФЗ в более общем случае. В данной работе на основе обобщенной характеристики преобразования КФЗ, выведенной аналитически, разработана схема включения системы узких измерительных обмоток, позволяющая производить одновременно измерение составляющих однородного поля