УДК 681.142.01

И. Т. АБРАМСОН, О. М. АВРОВ, Л. Я. ЛАПКИН

(Ленинград)

КОДИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН В СИСТЕМЕ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ

В связи с широким использованием цифровой техники в системах управления перед разработчиками стоит задача создания быстродействующих и высоконадежных управляющих цифровых вычислительных машин (УЦВМ), которые работают в системе остаточных классов (СОК) и позволяют строить машины с высокими характеристиками по быстродействию и надежности. Распространение цифровых систем управления, работающих в СОК (коде вычетов), существенно зависит от связи УЦВМ с источниками информации.

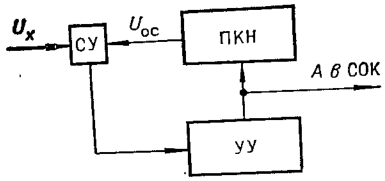

Рис. 1.

В работе рассматриваются устройства ввода информации в УЦВМ — преобразователи электрических величин непосредственно в код вычетов.

Обычно [1] подобные преобразователи строятся по схеме с обратной связью с использованием прямого преобразования «код — электрическая величина». Процесс кодирования рассмотрен как поиск эталонного уровня, наиболее близко совпадающего с входной величиной, на примере преобразователя «напряжение — код в СОК» (ПНК).

ПНК следящего типа. На рис. 1 представлена блок-схема ПНК. В ПНК следящего типа устройство управления (УУ) представляет собой реверсивный счетчик, работающий в СОК. Он состоит из ряда параллельно работающих счетчиков по модулям $p_1, p_2, \ldots, p_i, \ldots, p_n$ и использует тот же набор оснований, что и преобразователь кода в напряжение. Сравнивающее устройство (СУ) в ПНК имеет релейную характеристику

$$\Delta U = \operatorname{sign}(U_x - U_{oc}),$$

где U_x, U_{oc} — кодируемое и уравновешивающее напряжения соответственно.

Как известно [2], ПНК в СОК можно строить на суммирующей матрице сопротивлений, реализующей выражение

$$U_{oc} = e \sum_{i=1}^{n} \{\alpha_i m_i\}_{p_i} \frac{1}{p_i} - r_A), \tag{1}$$

где e — масштабный коэффициент; α_i — остаток преобразуемого в напряжение числа A по модулю p_i, т. е. $\alpha_i = \{A\}_{p_i}$; m_i — вес ортогонального базиса по модулю p_i; r_A — ранг числа A; n — число оснований в СОК.

Из (1) видно, что одной из суммируемых величин является ранг r_A декодируемого числа A, который необходимо находить в процессе уравновешивания.

В следящем ПНК уравновешивание производят последовательным изменением величины числа в счетчике на единицу. Ранг числа, записанного в счетчике, можно вычислить на основе знания ранга преобразуемого числа. Ранг суммы и разности двух чисел A и B выражается [3] формулой

$$r_{A\pm B} = r_A \pm r_B \mp \sum_{i=1}^{n} \left[\frac{\alpha_i \pm \beta_i}{p_i}\right] m_i, \tag{2}$$

где $[y]$ означает наименьшую целую часть y. В рассматриваемом случае $B=1$. Тогда ранги чисел A, $A+1$, $A-1$ связаны соотношением

$$r_{A\pm 1} = r_A \pm r_1 \mp \sum_{i=1}^{n} m_i \left[\frac{\alpha_i \pm 1}{p_i}\right], \tag{3}$$

где r_1 есть ранг единицы. Из определения ранга числа [3] следует, что

$$r_1 = \left[\frac{\sum\limits_{i=1}^{n} 1 m_i \frac{1}{p_i} \prod\limits_{i=1}^{n} p_i}{\prod\limits_{i=1}^{n} p_i}\right] = \left[\sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{p_i}\right]. \tag{4}$$

Для упрощения вычислений r_{A+1} или r_{A-1} удобно выбрать такой набор оснований, чтобы ранг r_1 был минимальным. Число «единица», согласно [3], можно представить как

$$1 = \sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{p_i} \prod_{i=1}^{n} p_i - r_1 \prod_{i=1}^{n} p_i,$$

где слагаемые $\frac{m_i}{p_i} \prod\limits_{i=1}^{n} p_i \neq 0$ являются ортогональными базисами выбранной СОК. Поэтому

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{p_i} \prod_{i=1}^{n} p_i > 1.$$

Иными словами, $r_{1\,\min} \geqslant 1$. Для нахождения достаточного условия равенства r_1 единице используется нормированная по всем модулям система оснований, т. е. система, где все $m_i = 1$.

Пусть $p_{\min}$ — минимальное из p_i. Тогда

$$r_1 = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{p_i} < \frac{n}{p_{\min}},$$

и чтобы $r_1 = 1$, достаточно выполнить условие

$$p_{\min} \geqslant \frac{n}{2}, \tag{5}$$

т. е. $p_{\min}$ должно быть не меньше половины числа используемых оснований.

В нормированной по всем модулям системе оснований при выполнении условий (5) ранги чисел $A+1$ и $A-1$ находятся из (3) по формуле

$$r_{A\pm 1} = r_A \pm 1 \mp \sum_{i=1}^{n} \left[\frac{\alpha_i \pm 1}{p_i}\right]. \tag{6}$$

Если обозначить сигнал переполнения счетчика по модулю p_i через $\varphi(\alpha_i)$, то при сложении и вычитании $\varphi(\alpha_i) = \left[\frac{\alpha_i \pm 1}{p_i}\right]$. Теперь формулу (6) можно записать как

$$r_{A\pm1} = r_A \pm 1 \mp \sum_{i=1}^{n} \varphi(\alpha_i). \tag{7}$$

ПНК следящего типа со схемой вычисления ранга каждого последующего числа по формуле (7) представлен на рис. 2. На рис. 2 сумматор Σ_2 вырабатывает поправку к предыдущему значению ранга r_A, равную $\pm 1 \mp \sum_{i=1}^{n} \varphi(\alpha_i)$. Сумматор накапливающего типа Σ_1 вырабатывает значение ранга числа, записанного в счетчиках Счp_1, Счp_2, ..., Счp_n.

Практически в настоящее время от ПНК не требуется точность преобразования выше 0,05%. Весь диапазон изменения кодируемого напряжения U_x можно представить с помощью малого числа (не большего 4) небольших по величине оснований. Поэтому нетрудно удовлетворить условию (5).

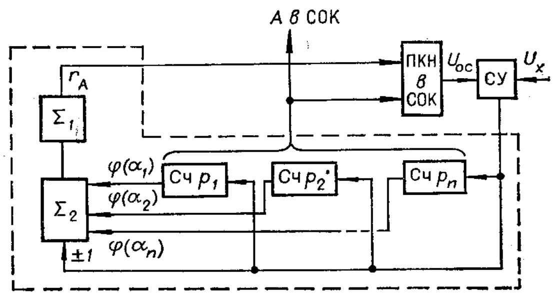

Рис. 2.

Пример. Пусть $p_1=5$, $p_2=6$, $p_3=7$, $p_4=11$. При этом $\frac{1}{\prod_{i=1}^{4} p_i} < 0{,}05\%$ и $r_1=1$.

Преобразователи следящего типа могут быть использованы при построении быстродействующих ПНК в одноканальных системах. В многоканальных системах необходимо использовать циклические ПНК с более эффективными по быстродействию алгоритмами уравновешивания.

Циклические ПНК с дихотомией. В ПНК с дихотомией производят ускоренное уравновешивание кодируемой величины суммой эталонных напряжений, получаемых путем последовательного деления пополам (дихотомии) полного интервала определения $M_i = \prod_{i=1}^{n} p_i$.

В этом случае при каждом шаге уравновешивания определяется, в каком интервале находится кодируемая величина. Полученный интервал делится пополам и снова определяется местонахождение кодируемой величины и т. д.

За k шагов, где

$$1+\log_2 M > k \geqslant \log_2 M,$$

можно найти зону, в которой находится кодируемое напряжение, с точностью до единицы дискретности.

В позиционной двоичной системе счисления, где M равно 2^k, все промежуточные интервалы могут быть найдены точным делением. Дихотомия в этом случае есть метод поразрядного уравновешивания.

Пусть в системе оснований СОК имеется модуль p, равный 2^α. Тогда M делится пополам нацело, по крайней мере, α раз. При последующем делении обязательно будет получен интервал, выраженный нечетным числом. В общем случае последовательное деление интервала пополам выполняется по формуле

$$M_{i+1} = \frac{M_i \pm \psi(M_i)}{2}, \tag{8}$$

где $\psi(M_i) = \{M_i\}_2$ является признаком четности M_i.

Максимальное число, которое может быть набрано при использовании мер вида (8), равно

$$A_{\max} = \sum_{i=1}^{k} M_i = M \pm \sum_{i=1}^{k} \psi(M_i). \tag{9}$$

Из (9) видно, что округление нечетных интервалов в меньшую сторону приводит к неполному использованию диапазона СОК.

Уравновешивание кодируемой величины U_x напряжением $U_{\text{ос}}$, равным

$$U_{\text{ос}} = eA = e \sum_{i=1}^{k} X_i M_i, \tag{10}$$

где

$$M_i = \frac{M_{i-1} + \psi(M_{i-1})}{2}, \tag{11}$$

и

$$X_i = \begin{cases} 1, \text{ если } A \geqslant \sum\limits_{i=1}^{i=k} X_{i-1} M_{i-1} + \dfrac{M_{i-1} + \psi(M_{i-1})}{2}; \\ 0, \text{ если } A < \sum\limits_{i=1}^{i=k} X_{i-1} M_{i-1} + \dfrac{M_{i-1} + \psi(M_{i-1})}{2}, \end{cases}$$

ведется последовательно по рекуррентному соотношению

$$A_{i+1} = A_i + \frac{M_i + \psi(M_i)}{2}.$$

Здесь

$$A_i = \sum_{i=1}^{i=i} X_i M_i.$$

На каждом i-м шаге необходима проверка соотношения

$$A - A_i \geqslant \Delta,$$

где Δ — дискретность преобразования.

При уравновешивании по методу «с восстановлением остатка» после получения на i-м шаге сигнала $A - A_i < 0$ необходимо вернуться к предыдущему значению A_{i-1} (на что затрачивается лишний такт) и продолжить процесс по формуле

$$A_{i+1} = A_{i-1} + \frac{M_i + \psi(M_i)}{2}.$$

В рассмотренном методе на полное преобразование расходуется от k до $2k$ тактов. Преобразование заканчивается, когда $|A - A_i| < \Delta$.

При работе «без восстановления остатка» при получении сигнала $A-A_i<0$ необходимо в следующем $i+1$ шаге сформированное M_{i+1} вычесть из A_i. Тогда

$$A_{i+1}=A_{i-1}+\frac{M_{i-1}+\psi(M_{i-1})}{2}-\frac{M_i+\psi(M_i)}{2}.$$

Так как

$$A_i=A_{i-1}+\frac{M_{i-1}+\psi(M_{i-1})}{2}$$

и

$$M_{i+1}=\frac{M_i+\psi(M_i)}{2},$$

то

$$A_{i+1}=A_{i-1}+\frac{M_i-\psi(M_i)}{2}. \qquad (12)$$

Как видно из (12), путь поиска числа в данном случае отличается от пути поиска при методе «с восстановлением остатка». Однако для нахождения следующей меры пользуются не величиной $\frac{M_i-\psi(M_i)}{2}$, а предыдущей мерой M_{i+1}, которая получена из M_i округлением в большую сторону, т. е. используют прежний набор мер (11). Подобный преобразователь выполняет преобразование за k тактов.

Значения M_i в коде вычетов заранее могут быть записаны в запоминающем устройстве машины. Можно вырабатывать M_i и непосредственно в преобразователе по формуле (11) как функцию от M_{i-1}. Если $\psi(M_{i-1})$ известно, операция определения M_i — целочисленная и может быть выполнена поразрядно, например, с помощью регистра с шифраторами (рис. 3). На вход дешифратора Дш поступает из регистра p_j величина $\{M_{i-1}\}_{pj}$. Шифраторы Ш$_1$ и Ш$_2$ реализуют функции $\left\{\frac{M_{i-1}}{2}\right\}_{p_j}$ и $\left\{\frac{M_{i-1}+1}{2}\right\}_{p_j}$ и подключаются к выходу через вентиль В на i-м (t_i) такте в зависимости от значения признака $\psi(M_{i-1})$.

С точки зрения схемной реализации, возможно, проще использовать набор мер вида 2^α. Тогда в цепи обратной связи можно применять двоичный ПНК. Схема превращается в обычный двоичный ПНК с поразрядным уравновешиванием, с набором таблиц, кодирующих 2^α в СОК, и с суммированием выбранных констант на сумматоре в СОК. Такой ПНК невыгоден там, где $2^{k-1}<M\ll 2^k$, так как в этом случае появляется избыточность в требованиях к точности ПНК, в оборудовании и в количестве шагов для полного преобразования. Кроме того, отсутствует возможность использования корректирующих свойств кодов в СОК.

Использование мер вида 2^α, записанных в СОК, позволяет строить ПКН в цепи обратной связи ПНК в коде вычетов. Меры 2^α могут быть вычислены в каждом разряде СОК аналогично мерам M_i, если уравновешивание начинать с числа 2^{k-1}. Так как признак четности $\psi(2^\alpha)=0$, то для реализации схемы вычисления мер 2^α требуется только один шифратор на каждое основание.

Таким образом, ПНК с дихотомией дает возможность строить многоканальные преобразователи, кодирующие напряжение за k тактов, где $k=[\log_2 M]+1$.

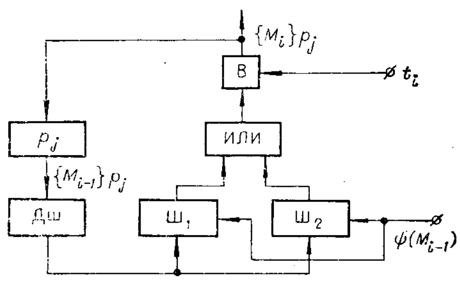

Рис. 3.

Циклические ПНК на минимальных числах. Ниже рассмотрено уравновешивание кодируемой величины с помощью минимальных чисел.

Минимальным числом M_{ij} называют [3] наименьшее из чисел вида

$$M_{ij}=\left(\alpha_1^{(j)},\ \alpha_2^{(j)},\ \ldots,\alpha_i^{(j)},0,0,\ldots,0\right). \qquad (13)$$

Минимальные числа по определению имеют значения

$$M_{ij}=j_i\prod_{r=i+1}^{r=n}p_r. \qquad (14)$$

Так как $M_{ij}<\prod\limits_{r=i}^{r=n}p_r$, то в системе оснований $p_i,\ p_{i+1},\ \ldots,\ p_n$ по определению ортогонального базиса [3]

$$\left\{m_i\prod_{r=i+1}^{r=n}p_r\right\}=1.$$

Пусть a_k таковы, что

$$\left\{a_km_k\prod_{r=k+1}^{r=i}p_r\right\}_{p_k}=1. \qquad (15)$$

Тогда M_{ij} в СОК имеет вид

$$M_{ij}=(\{j_ia_1\}_{p_1},\{j_ia_2\}_{p_2},\ldots,\{j_ia_i\}_{p_i},0,\ldots,0). \qquad (16)$$

Если производить уравновешивание кодируемого напряжения величиной U_{oc}, получаемой путем последовательного суммирования напряжений, пропорциональных M_{ij}, то

$$U_{oc}=e\sum_{i=1}^{n}M_{ij}=e\sum_{i=1}^{n}j_i\prod_{r=i+1}^{n}p_r. \qquad (17)$$

Подбор U_{oc} осуществляется последовательно по используемым основаниям.

В схеме рис. 4 уравновешивание начинается с подбора на счетчике Счp_1 номера j_1 интервала длиной $\prod\limits_{i=2}^{n}p_i$, где $p_1>p_2>\ldots p_n$, в котором находится кодируемая величина. Между найденным номером и числом M_{ij} существует взаимно-однозначное соответствие. По этому номеру из постоянного запоминающего устройства (ПЗУp_1) выбирается соответствующее минимальное число и записывается в сумматор Σp_1. Записанное в Σp_1 число имеет в коде вычетов нули по всем разрядам, кроме p_1. Затем находятся номера более мелких интервалов. Выбираемые по этим номерам из ПЗУ p_i минимальные числа имеют в коде вычетов

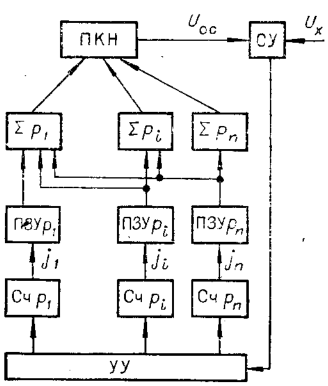

Рис. 4.

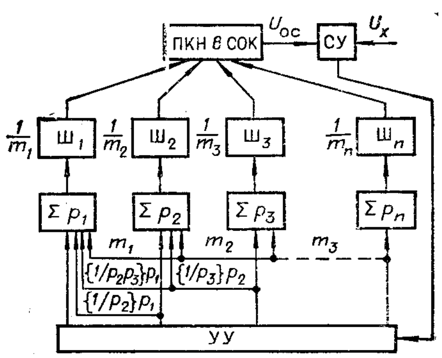

Рис. 5.

нули по всем основаниям, кроме тех, по которым интервалы уже подобраны. Поэтому каждое последующее минимальное число корректирует результат по предыдущим основаниям. Последовательность уравновешивания обеспечивается регистром, управляемым сравнивающим устройством.

По каждому основанию уравновешивание может производиться с помощью дихотомии и без восстановления остатка, что ускоряет процесс уравновешивания.

Подбор уравновешивающих минимальных чисел можно производить суммированием номеров интервалов соответствующих оснований (рис. 5). Номера интервалов шифраторами Ш перекодируются в код остатка по соответствующему модулю. Из рассмотрения (16) видно следующее. Во-первых, остаток минимального числа по модулю p_i отличается от его номера постоянным множителем $\left\{\frac{1}{m_i}\right\}_{p_i}$. Во-вторых, при выработке номера каждого последующего более мелкого интервала необходимо осуществлять коррекцию номеров интервала по предыдущим основаниям согласно выражению (16).

Преимущество этого способа реализации ПНК заключается в исключении счетчиков, необходимых в схеме рис. 4.

Время одного преобразования в обоих случаях одинаково и равно

$$\sum_{i=1}^{i=n}([\log_2 p_i]+1)\text{ тактам.}$$

Следует отметить, что при построении ПКН в СОК, стоящего в цепи обратной связи циклического ПНК, на суммирующую матрицу сопротивлений в ПКН необходимо подавать значения ранга подбираемого числа. Ранг каждого последующего числа можно вычислять из предыдущего по формуле (2).

В заключение необходимо отметить, что рассмотренные схемы ПНК дают одинаковую точность. Применение того или иного метода построения преобразователя определяется требуемым быстродействием ПНК и необходимым для его реализации оборудованием. Для одноканальных преобразователей наиболее быстродействующим и дешевым является ПНК следящего типа. Для автономных многоканальных преобразователей целесообразно использовать циклические ПНК с дихотомией как более быстродействующие. В многоканальных преобразователях, использующих ЦВМ в СОК для реализации алгоритмов преобразования, аппаратурно проще производить уравновешивание с помощью минимальных чисел, записанных в постоянной памяти ЦВМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи напряжения. Под ред. В. Б. Смолова и Н. А. Смирнова. Л., «Энергия», 1967.
2. И. Т. Абрамсон, Л. Я. Лапкин, О. В. Носиков. Принципы построения преобразователей информации, работающих в системе остаточных классов.— Автометрия, 1969, № 2.
3. И. Я. Акушский, Д. И. Юдицкий. Машинная арифметика в остаточных классах. М., «Советское радио», 1968.

Поступила в редакцию 4 января 1974 г.;
окончательный вариант — 24 апреля 1974 г.