РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК

СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ

АВТОМЕТРИЯ

№ 6 1992

МЕТОДЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

УДК 681.3.058

Е. В. Рабинович, М. П. Цапенко

(Новосибирск)

ТАБЛИЧНЫЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ПРОЦЕССОРЫ

Рассматриваются методы построения функциональных преобразователей, обеспечивающих алгоритмическое, временное и аппаратное совмещения процессов аналого-цифрового преобразования и обработки измерительных сигналов. Исследуются нелинейное аналого-цифровое преобразование, основанное на использовании таблицы обратной функции, поразрядное измерение и вычисление функций, их комбинации.

Функциональные аналого-цифровые преобразователи, основанные на использовании таблицы обратной функции, — φ-преобразователи. Предметом данной статьи являются функциональные преобразователи, обеспечивающие алгоритмическое, временное и аппаратное совмещения процессов аналого-цифрового преобразования и обработки измерительных сигналов. Речь идет о специализированных аналого-цифровых процессорах, осуществляющих нахождение числовых значений функции $y = \varphi(X)$ аналоговой переменной X путем нелинейного аналого-цифрового преобразования, выполняемого при помощи последовательного уравновешивания функциональной мерой, согласованной с законом преобразования входной величины.

Заслуживает серьезного внимания возможность построения функциональных аналого-цифровых преобразователей, основанных на уравновешивании входной переменной X образцовой величиной, формируемой в соответствии с функцией $x = \varphi^{-1}(y)$, обратной заданной $y = \varphi(X)$.

В дальнейшем функциональные аналого-цифровые преобразователи, содержащие цепь обратной связи, формирующую аналоговый эквивалент табличнозаданной компенсирующей величины $x = \varphi^{-1}(y)$, будем называть φ-преобразователями [1].

Структурная схема φ-преобразователя (рис. 1) состоит из компаратора CMP, формирователя результата преобразования y, постоянного запоминающего устройства ROM и линейного цифроаналогового преобразователя DAC.

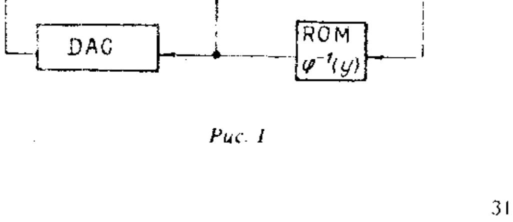

Рис. 1

Остановимся на алгоритме функционирования этого преобразователя. В исходном состоянии в формирователе y установлен начальный адрес памяти, определяемый методом уравновешивания, реализованным в данном преобразователе. При поступлении на вход CMP аналоговой величины X производится ее сравнение с аналоговым эквивалентом значения компенсирующей величины $x = \varphi^{-1}(y)$, извлеченного из начальной ячейки блока ROM. В соответствии с результатом сравнения осуществляется изменение адреса ячейки памяти, что влечет выборку нового значения компенсирующей величины, цифроаналоговое преобразование этого значения и следующую операцию сравнения. И так до тех пор, пока не состоится полная (с учетом точности преобразования) компенсация входной величины X. По окончании уравновешивания в формирователе y фиксируется последний адрес, код которого совпадает с искомым значением функции $y = \varphi(X)$. Содержимое ячейки блока ROM с указанным адресом является цифровым эквивалентом входной величины X.

Для выявления основных положений φ-преобразования перейдем к формализованной модели. Значение аргумента X и функции $y = \varphi(X)$ будем, как правило, рассматривать на промежутке $[0, 1)$, что позволяет упростить записи. Кроме непрерывных переменных, по мере необходимости будут использоваться и цифровые x и y, которые для удобства изложения представим в виде

$$x = m2^{-S(x)}, \quad m \in [0, 2^{S(x)} - 1],$$

$$y = n2^{-S(y)}, \quad n \in [0, 2^{S(y)} - 1],$$

где $S(*)$ — количество разрядов числа $*$; n и m — целые числа.

В общем случае $D_x(\varphi)$ — диапазон изменения X — не обязательно связная область, такая, что если $X \in D_x(\varphi)$, то гарантируется требуемая точность определения y. Везде далее, если не оговорено противное, предполагается строгая монотонность $\varphi(X)$. В целях определенности некоторые положения излагаются применительно к более узкому классу функций, возрастающих и выпуклых вверх (характер монотонности и направление выпуклости принципиального значения не имеют).

Необходимые масштабные множители приняты равными единице, работа компаратора и цифроаналогового преобразователя предполагается безошибочной.

Пусть $X \in D_x(\varphi)$ и искомым результатом является цифровое значение $\varphi(X)$, равное $n2^{-S(y)}$. Тогда требование заданной точности имеет вид неравенств

$$(n - 1)2^{-S(y)} \le \varphi(X) < (n + 1)2^{-S(y)}. \tag{1}$$

Ввиду монотонности $\varphi(X)$ из (1) следуют неравенства

$$\varphi^{-1}((n - 1)2^{-S(y)}) \le X < \varphi^{-1}((n + 1)2^{-S(y)}), \tag{2}$$

которые должны быть получены в результате выполнения операций сравнения X и $\varphi^{-1}(y)$. Однако фактически могут быть реализованы только цифровые значения обратной функции (выходные сигналы цифроаналогового преобразователя):

$$x(n) = \lceil \varphi^{-1}(n2^{-S(y)})2^{S(x)} \rceil 2^{-S(x)}, \tag{3}$$

где $\lceil * \rceil$ — целое, большее или равное числу $*$.

Соотношения, связывающие $S(y)$, $S(x)$ и $D_x(\varphi)$, составляют основу расчета параметров φ-преобразования. Запишем такое соотношение для возрастающих $\varphi(X)$:

$$\lceil \varphi(m2^{-S(x)})2^{S(y)} \rceil 2^{-S(y)} - \varphi((m - 1)2^{-S(x)}) \le 2^{-S(y)}, \tag{4}$$

где $m2^{-S(x)}$ — верхняя граница для $X \in [(m - 1)2^{-S(x)}, m2^{-S(x)})$.

Условие (4) допускает различие в формулировках в зависимости от того, что именно подлежит определению: $S(y)$, $S(x)$ и $D_x(\varphi)$. Приведем формулировку для варианта, который, по-видимому, можно считать встречающимся наиболее часто: $S(y)$ и $D_x(\varphi)$ заданы, определению подлежит значение $S(x)$. Сформулируем соответствующее утверждение: если $S(x)$ удовлетворяет (4) при всех $m2^{-S(x)} \in D_x(\varphi)$, то это достаточное условие получения числового эквивалента $\varphi(X)$ с требуемой точностью; если же при этом $S(x)$ — наименьшее натуральное число, для которого справедливо (4), то сформулированное условие является и необходимым.

Решением системы неравенств, порождаемых результатами операции сравнения X с некоторой совокупностью значений $x(n)$, будет интервальная оценка

$$x(n) \le X < x(n+1). \tag{5}$$

Из (3)—(5) следует, что

$$\varphi^{-1}((n-1)2^{-S(y)}) \le X < \varphi^{-1}((n+1)2^{-S(y)}),$$

т. е. фиксируются неравенства (2). Монотонность $\varphi(X)$ гарантирует монотонность и однозначность $x = \varphi^{-1}(y)$. Ввиду однозначности $x = \varphi^{-1}(y)$ каждому $n2^{-S(y)}$ соответствует единственное значение $x(n) = \varphi^{-1}(n2^{-S(y)})$ и, следовательно, всегда существуют $n-1$ и $n+1$ такие, что неравенства (2) выполняются. Монотонность $\varphi(X)$ делает правомерным переход от (2) к (1), что и завершает доказательство приведенного выше утверждения.

Если, кроме характера монотонности, зафиксировать также и направление выпуклости, то можно потребовать выполнения (4) только для единственного значения m. Для функций, имеющих выпуклость вверх, такое m определяется из неравенств

$$(m-1)2^{-S(x)} \le X < m2^{-S(x)},$$

где X — наименьшее из значений, принадлежащее $D_x(\varphi)$. При $X = 0$ (4) существенно упрощается. Действительно, так как

$$\lceil \varphi(2^{-S(x)})2^{S(y)} \rceil < 1, \tag{6}$$

то из (6) для $X \in [0, 2^{-S(x)})$ следует допустимость нестрогих неравенств

$$\varphi(2^{-S(x)})2^{S(y)} \le 2 \quad \text{и} \quad 2^{-S(x)} \le \varphi^{-1}(2^{-S(y)+1}).$$

Окончательно для наименьшего допустимого значения $S(x)$ справедливо равенство

$$S(x) = \lceil \log_2(1/\varphi^{-1}(2^{-S(y)+1})) \rceil. \tag{7}$$

В обсуждаемой ситуации имеет смысл особо выделить семейство функций $X^{1/\alpha}$, где $\alpha > 2$ и целое. Для функций этого семейства необходимое и достаточное условия совпадают и записываются весьма компактно: в соответствии с (7) $S(x) = \alpha(S(y) - 1)$.

Выбор данного семейства функций в качестве модельного при дальнейшем изложении материала связан с тем, что для этих функций наблюдается парадоксальный эффект одновременного повышения быстродействия и сокращения аппаратурной сложности при переходе от традиционного к φ-преобразованию. Действительно, при одинаковой точности аналого-цифрового преобразования уравновешивание входной величины можно произвести быстрее с помощью $2^{S(y)}$ градаций компенсирующей величины, чем с помощью $2^{S(x)}$ ($S(x) > S(y)$), а также требует меньших затрат памяти.

Метод φ-преобразования представляет собой альтернативу наиболее распространенному методу функционального аналого-цифрового преобразования, требующему применения линейного аналого-цифрового преобразователя для измерения X и последующей вычислительной процедуры, обеспечивающей получение заданной функции от X. При выборе метода с точки зрения сокращения емкости памяти особо важную роль играет соотношение между $S(y)$ и $S(x)$. В рамках нормированного представления X и $\varphi(X)$ для любой нелинейной функции $S(x) > S(y)$, если $D_x(\varphi) = [0, 1)$.

Откажемся от нормированного представления X и $\varphi(X)$ и перейдем к рассмотрению строго монотонных, дифференцируемых функций, заданных на произвольном отрезке $[l, L]$. Последнее условие позволяет заменить неравенства (4) приближенным равенством

$$\Delta(y) = \varphi'(X)\Delta x, \tag{8}$$

где

$$\Delta x = D_x(\varphi)2^{-S(x)}, \quad \Delta y = D_y(\varphi)2^{-S(y)},$$

$$D_x(\varphi) = L - l, \quad D_y(\varphi) = |\varphi(L) - \varphi(l)|.$$

С этой целью установим, каким образом $S(x)$ определяется через $S(y)$ и параметры $D_x(\varphi)$, $D_y(\varphi)$ и $M = \max|\varphi'(X)|$. (Если $\varphi(X)$ задана таблично, то M понимается как наибольший модуль конечной разности.) При решении поставленной задачи, кроме вида функции $\varphi(X)$ и области ее определения $D_x(\varphi)$, заданным будем полагать $\max|\Delta y|$ — наибольшее допустимое значение модуля погрешности измерения $\varphi(X)$. Исходя из $\max|\Delta y|$, определим наименьшее значение $S(y)$, удовлетворяющее неравенству

$$D_y(\varphi)2^{-S(y)} \leq \max|\Delta y|. \tag{9}$$

Далее, используя (8) и (9), запишем неравенства

$$\max|\Delta y| \geq D_y(\varphi)2^{-S(y)} > M|\Delta x| > M(D_x(\varphi)2^{-S(x)}),$$

из которых находится наименьшее значение $S(x)$, отвечающее условиям задачи

$$S(x) = S(y) + \lceil \log_2(M(D_x(\varphi)/D_y(\varphi))) \rceil. \tag{10}$$

Равенство (10) «работает» и при другой естественной постановке задачи: заданы $y = \varphi(X)$, $X \in [l, L]$ и $S(x)$; требуется определить наибольшее значение $S(y)$, допускаемое (10), т. е. указать наименьшее возможное значение абсолютной погрешности измерения $\varphi(X)$.

Уравнение (10) позволяет также распространить утверждение "$S(x) > S(y)$", сделанное ранее для нормированного представления X и y, на общий случай. Действительно, для строго монотонных функций $M > (D_y(\varphi)/D_x(\varphi))$, и, следовательно,

$$M(D_x(\varphi)/D_y(\varphi)) > 1, \quad \text{а} \quad \lceil \log_2(M(D_x(\varphi)/D_y(\varphi))) \rceil > 0.$$

Из последнего неравенства и (10) немедленно следует, что $S(x) > S(y)$.

Предшествующее изложение позволяло отвлечься от стратегии выбора входного кода цифроаналогового преобразователя $x(n)$, сравниваемого с X, т. е. от алгоритмической стороны аналого-цифрового преобразования.

Ниже кратко рассматриваются алгоритмы φ-преобразования и характеристики измерительно-вычислительных устройств на их основе.

Введем необходимые обозначения: T — полное время выполнения φ-преобразования, t — время одного такта уравновешивания, $C(x)$ и $C(y)$ — емкости памяти, необходимые для хранения значений аргумента и функции соответственно.

А. *Методы развертывающего и следящего уравновешиваний.* Для устройства, реализующего развертывающее φ-преобразование, характерно наличие счетчика, выполняющего роль формирователя адреса памяти. Число обращений к ROM не превышает максимального кода счетчика. Поэтому имеет место приближенное равенство

$$\max(T) = 2^{S(y)}kt,$$

где k — коэффициент, имеющий значение $1 < k \leq S(x)$.

Аналогичная оценка для традиционного алгоритма развертывающего уравновешивания имеет вид

$$\max(T) = 2^{S(x)}t.$$

Таким образом, алгоритм φ-преобразования обеспечивает выигрыш в быстродействии, по крайней мере, в $(S(x))^{-1}2^{S(x)-S(y)}$ раз по сравнению с традиционным. Сопоставим эти два алгоритма по емкости памяти. Легко видеть, что для функций вида $X^{1/\alpha}$, для которых при $D_x(\varphi) = [0, 1)$ $S(x) = \alpha(S(y) - 1)$, $C(y) = S(x)2^{S(y)}$, а $C(x) = S(y)2^{S(x)}$. Выигрыш в емкости памяти для выбранных модельных функций при $\alpha = 2$, $S(y) = 8$ оказывается больше 36. Дополнительный выигрыш можно получить за счет хранения в памяти приращений обратной функции, а не полных ее значений.

Переход от развертывающего уравновешивания к следящему не требует, по-видимому, дополнительного рассмотрения ввиду сходства алгоритмов уравновешивания.

Б. *Метод двоичного поразрядного уравновешивания.* При аппаратном воплощении поразрядного φ-преобразования (см. рис. 1) блок таблиц ROM совместно с формирователем y включается в контур обратной связи между компаратором и цифроаналоговым преобразователем. Выходные сигналы компаратора w_j, $j = 1, 2, ..., n$, интерпретируются как разрядные коэффициенты двоичного представления $\varphi(X)$. Из w_j образуется внутренняя переменная алгоритма $y_j = y_{j-1} + w_j 2^{-j}$, поступающая в виде адреса на вход ROM. Двоичный код с выхода ROM служит для формирования аналогового эквивалента x_j, который сравнивается с входным сигналом в компараторе.

Быстродействие устройств, реализующих поразрядное φ-преобразование, зависит от числа тактов уравновешивания n, динамических характеристик цифроаналогового преобразователя и компаратора, времени обращения к памяти и задержки в формировании результата преобразования. При поразрядном уравновешивании коэффициенты двоичного представления $\varphi(X)$ формируются последовательно, начиная со старших. Это обстоятельство позволяет при использовании поразрядных φ-преобразователей в системах автоматики и телемеханики не только уменьшить время образования сигналов управления (если $S(x) > S(y)$), но и сократить продолжительность переходных процессов в объектах управления. Нужный эффект достигается за счет того, что коэффициенты в двоичном представлении сигналов формируются с «опережением» по отношению к традиционному методу (j-й коэффициент вырабатывается через j элементарных интервалов времени от начала преобразования). Поразрядное получение значений $\varphi(X)$ φ-преобразователем позволяет также говорить о возможности применения «однобитного» канала связи без буферного накопителя. Кроме того, указанная последовательность формирования двоичного эквивалента $\varphi(X)$ может оказаться полезной, если он служит исходным продуктом для последующей обработки. Рассмотрение общих положений φ-преобразования позволяет сделать ряд выводов об отношении φ-преобразования к другим видам аналого-цифрового преобразования и о возможных областях его применения.

Отметим методологически важное обстоятельство: φ-преобразование является обобщением линейного аналого-цифрового преобразования (последнее получается как частный случай при $y = \varphi(X) = x$). Такое обобщение, естественно, теряет смысл, если класс функций, к которым оно применимо, не является достаточно широким. В данном случае дело обстоит не так. Действительно, единственное существенное требование к свойствам функций при φ-преобразовании — монотонность в строгом смысле (аналитическая представимость и непрерывность реализуемых функций не являются обязательными, что следует из допустимости их табличного задания). Функции, монотонные на конечном промежутке, представляют собой весьма широкий и практически важный класс. Тем не менее они не исчерпывают множества функций, к которым применимо φ-преобразование. Естественное расширение указанного класса представляют собой функции, немонотонные в области задания $[l, L]$, но представимые в виде совокупности, возможно, различных функций, монотонных на примыкающих интервалах. Очевидно, что на каждом из таких интервалов φ-преобразование осуществимо, если известен номер интервала, содержащего реализовавшееся значение X.

Существенным представляется то обстоятельство, что φ-преобразование (в отличие от методов, базирующихся на аппроксимации реализуемых функций [2]) не имеет методической погрешности, отличной от погрешности квантования. При прочих равных условиях это позволяет уменьшить погрешность определения $\varphi(X)$ или снизить требования к качеству изготовления элементов и точности блоков, входящих в состав устройств φ-преобразования.

Достоинством φ-преобразователей является равномерный характер шкалы функции $y = \varphi(X)$, а также возможность получения кода x. Отметим универсальность φ-преобразования в рамках допустимого класса функций. Для φ-преобразователей, использующих постоянные запоминающие устройства и вентильные матрицы, возможна замена или перекоммутация носителей таблиц, в случае использования перепрограммируемых и оперативных запоминающих устройств — запись с внешнего носителя.

Табличные аналого-цифровые процессоры на базе φ-преобразователей. Проблема повышения производительности измерительно-вычислительных систем побуждает самым внимательным образом проанализировать возможности вынесения вычислительных процедур на этап аналого-цифрового преобразования. Прежде всего эти возможности относятся к осуществлению функциональных преобразований и некоторых бинарных арифметических операций над их результатами непосредственно в процессе уравновешивания.

Среди бинарных арифметических операций особо выделим операцию умножения цифровой константы на аналоговый дискретный сигнал. Такой акцент делается потому, что данная операция лежит в основе функционирования практически всех дискретных систем преобразования и обработки информации. Большой удельный вес рассматриваемой операции в процедурах цифровой обработки, а также ее довольно низкая производительность делают актуальным поиск методов сокращения временных затрат на выполнение этой операции.

Выше рассматривалось φ-преобразование, которое можно назвать прямым. Осуществимо также инверсное φ-преобразование, уравнение которого имеет вид

$$k = \varphi^{-1}(y)X, \qquad (11)$$

где k — вещественное число.

Из (11) следует, что инверсное φ-преобразование позволяет получать функциональную зависимость

$$y = \varphi(k/X).$$

В инверсном φ-преобразователе, вместо линейного цифроаналогового преобразователя, используется умножающий цифроаналоговый преобразователь. Требуемый эффект достигается за счет инверсии «точек приложения» входной и образцовой величин: первая из них подается на аналоговый вход умножающего цифроаналогового преобразователя MDAC, а k единиц образцовой величины подключаются ко входу компаратора CMP (рис. 2).

Обсудим возможность выполнения бинарных арифметических операций совместно с аналого-цифровым функциональным преобразованием [3, 4].

Пусть y — двоичное число, формируемое в процессе поразрядного φ-преобразования. После выполнения j-итераций (тактов) уравновешивания имеет место рекуррентное соотношение

$$y_j = \sum_{k=1}^{j} w_k 2^{S(y)-k} = y_{j-1} + w_j 2^{S(y)-j}, \qquad (12)$$

где $j = 1, 2, ..., S(y)$; $w_j \in \{0, 1\}$; $y_0 = 0$.

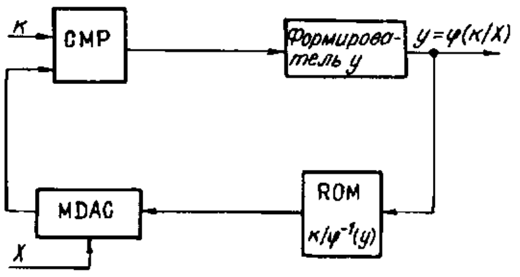

Рис. 2

Используя (12), запишем выражение для «текущего» произведения $z_j = y1_j y2_j$ двух чисел $y1$ и $y2$:

$$z_j = z_{j-1} + (w1_j y2_{j-1} + w2_j y1_{j-1}) 2^{S(y)-j} + w1_j w2_j 2^{2S(y)-2j}, \qquad (13)$$

которое при $j = n$ дает требуемый результат. Структура выражения (13) показывает, что произведение $z_n = y1_n y2_n$ формируется потактно в темпе поразрядного уравновешивания (без задержек), а каждый такт включает только операции сложения и сдвига. Учитывая, что φ-преобразование может быть как прямым, так и инверсным, $y1$ и $y2$ — функции аналоговых аргументов $X1$ и $X2$, на основе равенства (13) можно спроектировать преобразователь, реализующий функции z и s двух аналоговых переменных. Функциональные зависимости для z и s приведены в таблице. Здесь следует учитывать, что для получения обратных величин в памяти φ-преобразователя должны находиться данные, реализующие отображение $y \to \varphi^{-1}(y^{-1})$.

Продолжая тему функциональных аналого-цифровых преобразователей поразрядного уравновешивания для двух аналоговых переменных, отметим возможность построения измерительно-вычислительных структур, отличительной особенностью которых является «чисто» инверсное φ-преобразование. Эти структуры разрешают реализацию функциональной композиции, в которой роль «внутренней» функции играет дробь X_1/X_2, а «внешней» — произвольная строго монотонная функция [5].

Пусть заданная функциональная зависимость записывается в виде

$$y = \varphi(X_1/X_2),$$

где X_1, X_2 — аналоговые переменные, а y — цифровая функция.

Структуру, реализующую данную зависимость, отличает от структуры, приведенной на рис. 2, только входной сигнал компаратора. Вместо постоянного напряжения образцовой величины k, на вход CMP подается аналоговая величина X_2.

Если инверсное φ-преобразование органично для мультипликативных операций, то аддитивные операции «требуют» прямого φ-преобразования. Рассмотрим в этой связи суперпозицию функций аналоговой и цифровой переменных. Действительно, суперпозицию функций

$$y = \varphi 1(h(z) \,!{*}\, \varphi 2(X))$$

можно реализовать с помощью φ-преобразования. Здесь X — аналоговая переменная, z — цифровая переменная, символ !* обозначает бинарную операцию, $\varphi 1$, $\varphi 2$ — монотонные функции, h — произвольная цифровая функция.

z	s
$y1$	$y2$
$1/y1$	$1/y2$
$y1y2$	$y1 + y2$
$1/(y1y2)$	$1/y1 + 1/y2$
$y1/y2$	$y1 + 1/y2$
$y2/y1$	$y2 + 1/y1$

Структура, соответствующая последнему равенству, изображена на рис. 3. Ее особенность — двукрат-

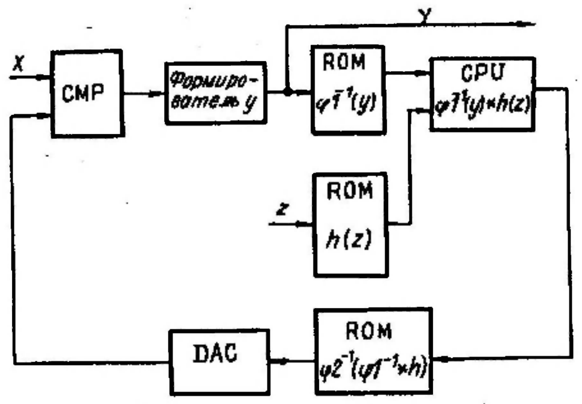

Рис. 3

ное использование таблиц обратных функций $\varphi 2^{-1}(\varphi 1^{-1}(y) * h(z))$, $\varphi 1^{-1}(y)$ и $h(z)$. Здесь символ * обозначает бинарную операцию, обратную к !*, а блок CPU — устройство, ее реализующее. Алгоритм функционирования структуры (см. рис. 3) аналогичен предыдущим. Отличие заключается в более сложном формировании уравновешивающего напряжения.

В заключение следует отметить, что табличные устройства φ-преобразования и аналого-цифровые процессоры, построенные на их основе, обеспечивают алгоритмическое, временное и аппаратное совмещения процессов измерения и вычисления. Их можно рекомендовать для системного использования в условиях работ в реальном времени, а также для совершенствования структур измерительных средств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рабинович В. И. Функциональное аналого-цифровое преобразование, основанное на формировании обратной функции // Измерение, контроль, автоматизация.—1983.—№ 2.
2. Смолов В. Б. Функциональные преобразователи информации.—Л.: Энергоатомиздат, 1981.
3. Рабинович В. И. Алгоритмы поразрядного вычисления и измерения функций одного аргумента // Автометрия.—1982.—№ 2.
4. Рабинович В. И., Фихман М. И. Аналого-цифровой процессор для выполнения мультипликативных операций // Измерительно-вычислительные системы и их элементы (алгоритмы и структуры).—Новосибирск, 1987.
5. Рабинович Е. В. Использование табличного представления функций для аналого-цифрового преобразования функций двух переменных // Цифровая информационно-измерительная техника.—Пенза, 1989.

Поступила в редакцию 22 сентября 1992 г.

УДК 681.3.058

Е. В. Рабинович

(Новосибирск)

КОМПАКТНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СЛОЖНЫХ ДЛЯ ТАБУЛИРОВАНИЯ ФУНКЦИЙ (МЕТОД РАСЩЕПЛЕНИЯ ФУНКЦИЙ)

Рассматривается конструктивный и универсальный метод представления наиболее сложных для табулирования функций, позволяющий осуществлять таблично-операционное воспроизведение таких функций.

На пути реализации таблично-операционного воспроизведения функций нескольких переменных и функций высокоразрядных переменных стоит чрез-