

зволяет строить 11-разрядные ЦАП. При изменении температуры от 20 до 70°С дополнительная погрешность любого разряда не превышает 4 мВ.

Динамика ЦАП (максимальная частота смены кодов) существенно зависит от типа примененного ОУ, преобразующего токи разрядов в выходное напряжение. Без ОУ максимальная частота смены кодов 11-разрядного ЦАП 1500 кГц, с ОУ, аналогичным усилителю типа $\mu A709$, максимальная частота смены кодов 11-разрядного ЦАП 200 кГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Monolithic D/A Converter Achieves 0'05 Linearity with 10-bit Resolution.— Electronic Design, 1972, v. 20, № 9.
2. L. Altman. Bridging the Analog and Digital Worlds with Linear.— Electronics, 1972, № 12.
3. D. H. Sheingold, R. A. Ferrero. Understanding Converter Circuitry.— IEEE Spectrum, 1972, № 10.
4. В. Н. Вьюхин. Анализ статистических и динамических характеристик цифроаналоговых преобразователей с суммированием взвешенных токов.— Автометрия, 1971, № 4.

Поступила в редакцию 12 ноября 1973 г.

УДК 681.142.64

Е. Н. БРАГО

(Москва)

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СЛОЖНЫХ ФУНКЦИЙ НЕСКОЛЬКИХ ПЕРЕМЕННЫХ

При проектировании информационно-измерительных систем рациональный выбор принципов действия устройств предварительной обработки информации и их реализации способствует не только решению традиционного круга задач — масштабирования, линеаризации, функционального преобразования, но и увеличению динамического диапазона и точности измерений. В некоторых случаях, используя заведомо нелинейные датчики в сочетании с функциональным преобразователем, удается существенно упростить их конструкцию и повысить надежность. Преимущество таких устройств особенно проявляется при частотном представлении входных сигналов, которые простейшими операциями на дискретных элементах преобразуются в число-импульсный или позиционные коды [1].

Широкие возможности открываются в связи с использованием интегральных схем дискретного действия, на которых можно экономично строить быстродействующие функциональные преобразователи для вычисления сложных функций нескольких переменных. Например, при измерении расхода газа дифманометром на сужающем устройстве весовой расход определяется как корень квадратный из функций трех переменных — перепада давления на сужающем устройстве, давления газа в трубопроводе и температуры газа. Если же одновременно ставится задача расширения динамического диапазона измерений за счет линеа-

ризации характеристики диафрагмы, то алгоритм вычислительных операций будет определяться формулой

$$Q = \sqrt{\frac{PF(\Delta P)}{T}}. \quad (1)$$

Для решения подобных задач предлагается специализированное устройство оперативного вычисления параметров контролируемого процесса в функции от нескольких аргументов. Принципиальная электрическая схема выполнена на интегральных микросхемах серии 217 и состоит из двух блоков: блока множительно-делительных операций и функционального цифрового преобразователя, воспроизводящего определенный класс функций методом кусочно-линейной аппроксимации.

На вход множительно-делительного устройства, структурная схема которого показана на рис. 1, от частотных датчиков поступают сигналы $f_1, f_2, \dots, f_{2p+1}$, пропорциональные аргументам формируемой функции

$$\varphi(f) = \frac{f_1 f_3 \dots f_{2p+1}}{f_2 f_4 \dots f_{2p}}. \quad (2)$$

Процесс формирования функции $\varphi(f)$ протекает поэтапно. На первом этапе на вход схемы И₁ от внешнего устройства подается стандартный импульс времени измерения t_1^0 , за время которого на суммирующий вход реверсивного счетчика РСЧ₁ поступает $N_1 = t_1^0 / f_1$ импульсов. Задним фронтом импульс t_1^0 открывает ventиль И₂, и счетчик РСЧ₁ «очищается» за время $t_2 = t_1^0 (f_1 / f_2)$ импульсами, приходящими на вычитающий вход с частотой f_2 . Одновременно через открытые схемы совпадений И₄ и И₅ интервал t_2 заполняется частотой f_3 , так что на выходе схемы И₅ формируется число

$$N_3 = f_2 f_3 = t_1^0 f_3 f_2^{-1}.$$

После того, как счетчик РСЧ₁ возвратится в исходное нулевое состояние, ventили И₂, И₄ и И₅ закрываются. Это положение фиксируется дешифратором, выполненным на схеме совпадения И₃.

Третий этап множительно-делительной операции начинается с момента t_2 , когда задний фронт импульса t_2 через схему НЕ₂ откроет ventили И₇ и И₈. Импульсы с частотой следования f_4 начнут «очищать» счетчик РСЧ₂, формируя интервал времени $t_3 = N_3 / f_4$, который одновременно заполняется частотой f_5 . На выходе схемы совпадений И₉ по окончании третьего этапа будет сформировано число, являющееся функцией пяти аргументов:

$$N_5 = \frac{f_1 f_3 f_5}{f_2 f_4}.$$

Таким образом, выполнение множительно-делительных операций над функцией с $2p+1$ переменными требует $q = p+1$ этапов вычислений. Заметим, что выполнение этих операций, начиная с множителя f_4 , не требует, в принципе, дополнительных реверсивных счетчиков, так как временное разделение позволяет многократно исполь-

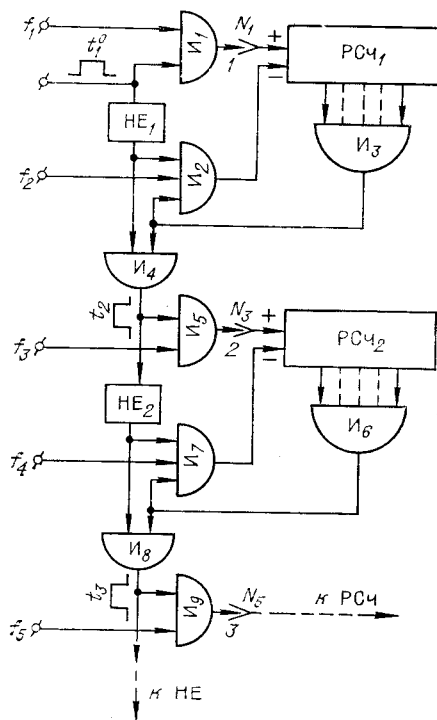


Рис. 1.

зовать через коммутатор счетчиков РСч₁ и РСч₂.

В процессе работы множително-делительного устройства возникают статические и динамические погрешности. Статическая погрешность обусловлена ошибкой квантования $\delta = \pm 1$ временных интервалов каждого этапа преобразований. Следует отметить, что на каждом этапе такой просчет равновероятен, поэтому на нескольких этапах эта ошибка с разными знаками усредняется и вряд ли может быть существенно больше ± 1 . Динамическая погрешность связана с тем, что аргументы, определяющие функцию $\varphi(f)$, соответствуют разным интервалам времени t_1, \dots, t_q . Если известен характер изменения входных частот от времени, то к моменту отсчета результата преобразования функция $\varphi(f)$ будет определена с ошибкой

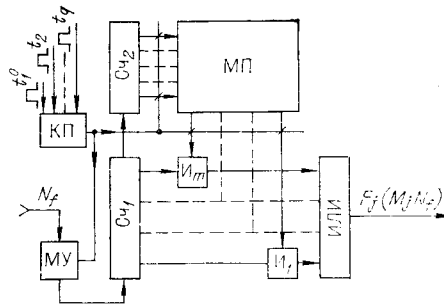


Рис. 2.

$$\Delta\varphi = \sum_{\mu=1}^{2p+1} \frac{\partial\varphi}{\partial f_{\mu}} \left(\frac{df_{\mu}}{dt} \Delta t_{\mu} \right), \quad (3)$$

где Δt_{μ} — время запаздывания в выполнении операции над частотой относительно времени отсчета.

Принципы построения аналого-цифровых функциональных преобразователей обсуждались в литературе [2, 3]. Выбор алгоритма и структурной схемы преобразования определяется особенностями воспроизводимой функции и требованиями по точности. Если функциональное преобразование реализуется в цифровой форме в естественном масштабе времени с погрешностью порядка 10^{-3} , то одним из эффективных методов преобразования может быть метод кусочно-линейной аппроксимации [4].

На рис. 2 приводится простой вариант структурной схемы функционального преобразования. Последовательность импульсов N_t , число которых пропорционально аргументу преобразуемой функции, через дискретное множителное устройство (МУ) поступает на вход m -разрядного двоичного счетчика Сч₁, выполняющего функцию управляемого делителя частоты. Программа управления делителем устанавливается в матрице программ управления (МП) на n входов и m выходов и переключается в узлах аппроксимации счетчиком Сч₂. Переключение участков аппроксимации происходит каждый раз, когда на счетчик Сч₂ поступает очередной импульс переполнения со счетчика Сч₁. Блок ключей управления $I_1 \dots I_m$, логическая схема ИЛИ вместе со счетчиком Сч₁ обеспечивают необходимый коэффициент деления входной последовательности импульсов в соответствии с заданным наклоном аппроксимирующих прямых на участках аппроксимации

$$K_j = 2^{-m} \sum_{i=1}^m a_i 2^{m-1}. \quad (4)$$

Коэффициенты a_i принимают значение 0 или 1 в зависимости от того, в каком состоянии находится на i -м участке аппроксимации ключи I_i — открытыми или закрытыми.

Структурная схема накладывает на характер воспроизводимой функции $F(f)$ ограничения — она должна быть монотонна и непрерывна, иметь конечную вторую производную, а первую — лежащую в пределах $M \leq F'(f) \leq 2^{-m}$, где M — коэффициент умножения множителного

устройства. Если функция $F(f)$ не монотонна, то структурная схема несколько усложняется — в состав преобразователя вводится реверсивный счетчик.

Коммутатор программ (КП) на каждом этапе преобразования подключает функциональный преобразователь на входы реверсивных счетчиков в точках 1, 2, 3, ... множительно-делительного устройства и одновременно коммутирует программу в матрице управления и дискретном множительном устройстве. При этом функция $\varphi(f)$, например, для пяти переменных, преобразуется:

$$\varphi(f) = \dot{F}_3 \left\{ F_2 \left[\frac{F_1(f_1) f_3}{f_2} \right] \frac{f_5}{f_4} \right\}. \quad (5)$$

На основании анализа алгоритма преобразования и точности воспроизведения аппроксимируемой функции параметры структурной схемы m и n можно определить однозначно. Действительно, функциональный преобразователь воспроизводит аппроксимирующие прямые дискретно, путем ступенчатого приближения, с погрешностью

$$\Delta_{\text{ст}} = \frac{1}{2^m} [N_j^i - (N_j^{i-1})_{\text{max}}] \sum_{i=1}^m a_{ij} 2^{m-i} - \sum_{i=1}^m \text{ent} \left[a_{ij} \frac{N_j^i - (N_j^{i-1})_{\text{max}} + 2^{i-1}}{2^i} \right]. \quad (6)$$

Дополнительные исследования выражения (6) показали, что абсолютная погрешность ступенчатой аппроксимации для значений $3 \leq m \leq 8$ не выходит за пределы $+1,5 > \Delta_{\text{ст}} < -0,5$ импульсов. С другой стороны, погрешность линейной аппроксимации на участке определяется остаточным членом интерполяционной формулы Ньютона

$$\Delta_{\text{анп}} = \frac{[F_j''(f)]_{\text{max}} (\Delta N_j^i)^2}{8}, \quad (7)$$

где $F_j''(f)$ — максимальное значение второй производной на участке аппроксимации; ΔN_j^i — длина участка аппроксимации по оси аргумента.

Анализ погрешностей (6), (7) дает основание считать, что основной статической ошибкой преобразования является погрешность кусочно-линейной аппроксимации: $\Delta = \Delta_{\text{анп}} - \Delta_{\text{ст}} \approx \Delta_{\text{анп}}$. Если абсолютная Δ и относительная приведенная γ погрешности заданы, то параметры структурной схемы преобразователя можно вычислить, используя выражение (7):

$$\Delta = \frac{[F_j''(f)]_{\text{max}} (2^m)^2}{8} = [F_j''(f)]_{\text{max}} 2^{2m-3}; \quad (8)$$

$$\gamma = \frac{\Delta_{\text{max}}}{F [(N_j)_{\text{max}}]} \approx \frac{\Delta_{\text{анп}}}{F (2^{m+n})}. \quad (9)$$

Если к тому же и время преобразования ограничивается интервалом $t_{\text{п}}$, то быстродействие схемных элементов должно быть не хуже

$$f_0 \geq \frac{(N_j)_{\text{max}}}{t_{\text{п}}}. \quad (10)$$

Таким образом, при заданном характере изменения функции $F(f)$ уравнения (8) — (10) позволяют установить параметры структурной схемы, объем электронного оборудования и быстродействие функционального преобразователя в соответствии с выбранной точностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. А. Мельников. Использование двоичных делителей для выполнения арифметических операций.— Автоматика и вычислительная техника, 1972, № 6.
2. А. А. Воронов и др. Цифровые аналоги для систем автоматического управления. М., Изд-во АН СССР, 1960.
3. В. Б. Смоллов, В. В. Барашенков. Функциональный преобразователь «временной интервал — число». — Измерительная техника, 1964, № 6.
4. Е. Н. Браго, Л. К. Мамиконова. Аналого-цифровой преобразователь с кусочно-линейной аппроксимацией.— Приборы и системы управления. 1971, № 2.

Поступила в редакцию 21 мая 1973 г.

УДК 621.374.32

Б. П. КАСИЧ

(Уфа)

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ НА КОЭФФИЦИЕНТЫ, ЗАДАННЫЕ НЕПРАВИЛЬНОЙ ДРОБЬЮ ВИДА P/Q

При решении задач синтеза и масштабирования частот, функционального преобразования, в частности при линеаризации частотных характеристик датчиков, при выполнении математических операций над сигналами, заданными в частотно-импульсной форме часто возникает необходимость реализовать зависимость вида

$$F_y = kF_x,$$

или

$$N_y = KN_x, \quad K = Q/P < 1,$$

где F_x и F_y или N_x и N_y — частоты повторения импульсов или число импульсов соответственно на входе и выходе звена, имеющего коэффициент передачи K ; P и Q — целые числа.

Для реализации этих зависимостей используются делители частоты [1—7], средняя частота повторения импульсов на выходе которых обратно пропорциональна числу, заданному в виде неправильной дроби $P/Q = 1/K$.

Методы синтеза делителей с дробными коэффициентами деления в основном определяются заданной точностью преобразования частот и тем, в каком виде представлены числитель и знаменатель требуемого коэффициента передачи делителя. Большинство известных делителей [3, 4, 6, 7] имеют коэффициенты передачи, заданные правильной дробью, числитель или знаменатель которой представлены в виде степени чисел 2 или 10. К таким делителям, в частности, относятся хорошо известные двоичные умножители, имеющие коэффициенты передачи вида

$$K = \frac{Q}{2^n} \text{ или } K = \frac{Q}{10^n}.$$

Числитель заданного коэффициента передачи умножителя представляется на кодовых входах умножителя в виде двоичного кода для коэффициентов, знаменатель которых равен степени числа 2, или в виде двоично-десятичного кода для коэффициентов, знаменатель которых равен степени числа 10.