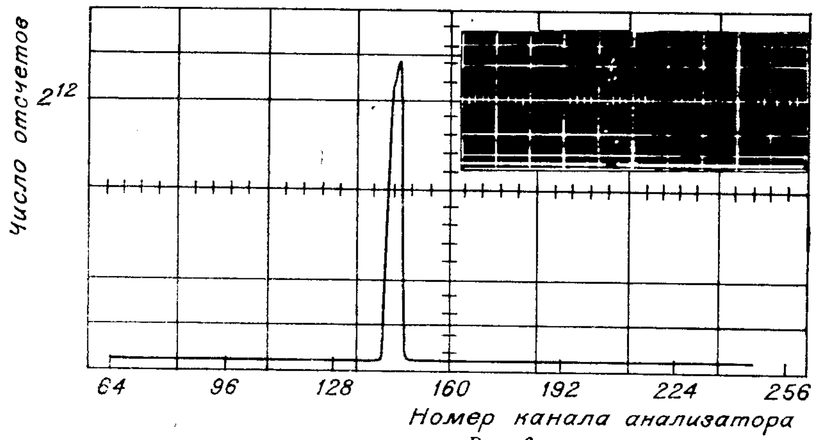

Рис. 6.

($<0{,}1$ с), а также осуществлять качественный анализ спектрального состава их шумов. Полученные гистограммы распределений $S_T(x)$ и $W_f(\omega)$ позволяют определить все необходимые параметры исследуемых процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Е. И. Рехин, А. А. Курашов, П. С. Чернов. Измерение интервалов времени в экспериментальной физике. М., Атомиздат, 1967.
2. Л. А. Моругин, Г. В. Глебович. Наносекундная импульсная техника. М., «Советское радио», 1964.
3. Аппаратура для частотных и временных измерений. Под ред. А. П. Горшкова. М., «Советское радио», 1971.
4. Л. А. Маталин И. С. Нараи, С. И. Чубаров. Методы регистрации и обработки данных в ядерой физике и технике. М., Госатомиздат, 1963.
5. И. С. Гибин, А. Г. Козачок, Е. С. Нежевенко, Ю. Н. Солодкин, П. Е. Твердохлеб, Ю. В. Чугуй. Анализ спектров однополярных сигналов оптическими методами.— Автометрия, 1971, № 1.
6. И. А. Малевич, А. Ф. Чернявский. Реализация комбинированного метода анализа временных интервалов на основе верньерной техники.—Приборы и техника эксперимента, 1971, № 6.
7. С. М. Дмитриев, И. А. Малевич, А. Ф. Чернявский. Аналого-цифровая система перестройки и стабилизации частоты.— Приборы и техника эксперимента, 1971, № 2.
8. И. А. Малевич, А. Ф. Чернявский. Синхронизация импульсного генератора с задержанной обратной связью на частоте 1 ГГц.— Приборы и техника эксперимента, 1971, № 5.

Поступила в редакцию 2 апреля 1973 г.

УДК 681.325.3

Э. А. ОПАЛЕВА, В. Б. СМОЛОВ, В. С. ФОМИЧЕВ

(Ленинград)

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ПОСТРОЕНИЯ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ КОДА В НАПРЯЖЕНИЕ

Функциональные преобразователи кода в напряжение (ФПКН) используются в системах централизованного контроля и сбора данных, в измерительной технике и в качестве нелинейных блоков комбинированных вычислительных устройств. Построение ФПКН основано на моделировании аналитических выражений, определяющих заданную функцию $F(X)$, либо выражений, аппроксимирующих функцию $F(X)$ с заданной степенью точности. При проектировании ФПКН применяют ступенчатую, полиномиальную или дробно-рациональную аппроксимацию исходной зависимости. На практике чаще всего используется кусочно-линейная аппроксимация, поскольку для ряда функций моделирование аппроксимирующего выражения в этом случае приводит к наиболее простым схемным решениям.

В литературе описано несколько схем кусочно-линейных аппроксиматоров [1, 2, 3]. Однако все эти схемы предназначены для воспроизведения ограниченного класса функций. Перестройка подобных схем на воспроизведение другой или той же самой функции, но с иной точностью связана с изменением почти всех параметров и структуры схемы. В настоящей работе предлагается универсальная схема ФПКН, использующая кусочно-линейную аппроксимацию, которая пригодна для воспроизведения любых кусочно-непрерывных функций, имеющих на интервале задания конечное число экстремумов и точек разрыва первого рода, и допускает перестройку схемы путем смены отдельных блоков.

При кусочно-линейной аппроксимации заданная функция $F(X)$ на всем интервале задания аргумента $[X_н X_к]$ разбивается на s участков и на каждом участке заменяется отрезком прямой линии. Аппроксимирующая ломаная может быть представлена в виде

$$G(x) = \sum_{j=1}^{s} \varphi_j = (\tilde{x})\,(A_{0j} + A_{1j}x), \tag{1}$$

где A_{0j}, A_{1j} — коэффициенты аппроксимирующей линии на j-м участке; x — десятичный номер точки на оси аргумента, соответствующий двоичному коду $\tilde{x}$; $\varphi_j(\tilde{x})$ — переключательные функции, равные единице на участке с номером j и нулю на всех остальных участках. Десятичный номер точки x и аргумент функции X связаны следующим соотношением: $X = X_н + xh$, где $h = \frac{X_к - X_н}{2^n - 1}$ — шаг изменения аргумента, n — число двоичных разрядов кода $\tilde{x}$.

Анализ выражения (1) показывает, что схема кусочно-линейного аппроксиматора должна содержать блоки для выполнения следующих операций: запоминание постоянных коэффициентов A_{0j} и A_{1j}, выбор коэффициентов A_{0j} и A_{1j}, соответствующих участку аппроксимации с номером j, умножение аргумента x на постоянный коэффициент A_{1j} и сложение.

Коэффициенты аппроксимирующей ломаной в выражении (1) на отдельных участках могут быть как положительными, так и отрицательными. Реализация знакопеременных коэффициентов, как правило, связана с дополнительными трудностями. Для того чтобы в аппроксимирующей зависимости все коэффициенты A_{0j} были положительными, выделим постоянную составляющую функции $F(X)$. В случае кусочно-линейной аппроксимации постоянная составляющая функции равна $A_{0\,\min} = \min_j \{A_{0j}\}$. Учитывая, что переключательные функции $\varphi_j(\tilde{x})$ являются ортогональными, т. е. на участке с номером j только одна переключательная функция равна единице, вынесем постоянную составляющую $A_{0\,\min}$ за знак суммирования. Тогда выражение (1) преобразуется к виду

$$G(x) = A_{0\,\min} + \sum_{j=1}^{s} \varphi_j(\tilde{x})\,(A_{0j} - A_{0\,\min}) + \sum_{j=1}^{s} \varphi_j(\tilde{x})\,A_{1j}x. \tag{2}$$

Это преобразование равносильно добавлению дополнительного входа в суммирующем блоке преобразователя, причем в схеме необходимо предусмотреть, что значение $A_{0\,\min}$ может быть положительным или отрицательным в зависимости от конкретного вида функций $F(X)$. Следует отметить, что выделение постоянной составляющей $A_{0\,\min}>0$ также является целесообразным, поскольку в этом случае уменьшается диапазон значений коэффициентов A_{0j}, что в конечном счете приводит к увеличению точности задания этих коэффициентов.

Для получения отрицательного приращения функции, соответствующего коэффициентам $A_{1j}<0$, разобьем вторую сумму в выражении (2) на две части. В первую часть включим s_1 членов, у которых $A_{1j}\geqslant 0$, а во вторую — s_2 членов с отрицательными коэффициентами A_{1j}, при этом $s_1+s_2=s$. Тогда выражение (2) примет вид

$$G(x) = A_{0\,\min} + \sum_{j=1}^{s} \varphi_j(\tilde{x})(A_{0j} - A_{0\,\min}) + \sum_{j=1}^{s_1} \varphi_j(\tilde{x}) A_{1j}x - \sum_{j=1}^{s_2} \varphi_j(\tilde{x})|A_{1j}|x. \tag{3}$$

Для того чтобы избавиться от знака минус перед последним членом в выражении (3), выполним для тех участков, где $A_{1j}<0$, преобразование прямого кода аргумента в обратный. Такое преобразование обеспечивает изменение знака углового коэффициента воспроизводимой линии. Десятичный номер точки x_0, соответствующий обратному коду аргумента, связан с десятичным номером точки x следующим соотношением:

$$x = x_{\max} - x_0, \tag{4}$$

где $x_{\max}$ — десятичный эквивалент максимального двоичного кода. С учетом соотношения (4) выражение (3) преобразуется к виду

$$G(x) = A_{0\,\min} + \sum_{j=1}^{s} \varphi_j(\tilde{x})(A_{0j} - A_{0\,\min}) + \sum_{j=1}^{s_1} \varphi_j(\tilde{x}) A_{1j}x - \\ - \sum_{j=1}^{s_2} \varphi_j(\tilde{x})|A_{1j}|(x_{\max} - x_0). \tag{5}$$

Введем переключательную функцию $\psi(\tilde{x})$, равную единице на участках, где $A_{1j}<0$, и нулю на остальных участках, и преобразуем выражение (5) к такому виду, чтобы последние два члена были пропорциональны только значению аргумента в прямом или обратном коде. Тогда получим следующую аппроксимирующую зависимость:

$$G(x) = A_{0\,\min} + \sum_{j=1}^{s} \varphi_j(\tilde{x})\left[A_{0j} - A_{0\,\min} - \psi(\tilde{x})|A_{1j}|x_{\max}\right] + \\ + \sum_{j=1}^{s_1} \varphi_j(\tilde{x}) A_{1j}x + \sum_{j=1}^{s_2} \varphi_j(\tilde{x})|A_{1j}|x_0, \tag{6}$$

для реализации которой схему преобразователя необходимо дополнить блоком, осуществляющим передачу входного аргумента в прямом или обратном коде, и устройством анализа знака коэффициентов A_{1j}, работа которого описывается переключательной функцией $\psi(\tilde{x})$. Напомним, что для каждого участка аппроксимации есть своя переключательная функция $\varphi_j(\tilde{x})=1$, в результате чего в образовании аппроксимирующей ломаной участвует только произведение $A_{1j}x$ или $|A_{1j}|x_0$.

Сложность схемы кусочно-линейного ФПКН и масштаб выходного напряжения существенно зависят от способа разбиения на участки отрезка, на котором задана функция $F(X)$. Такое разбиение должно обладать следующими свойствами: обеспечивать число участков аппроксимации, близкое к минимальному, которое получается, например, при чебышевской аппроксимации, допускать простую схемную реализацию определения границ участков аппроксимации и использовать приращения аргумента на каждом участке.

Перечисленными свойствами обладает разбиение аргумента на участки, длины которых относятся как целые степени числа два. В качестве примера подобного разбиения можно привести следующий: первый участок аппроксимации содержит 2^5 точек, второй — 2^4, а третий и четвертый — 2^3 точек. Описанное разбиение аргумента функции на участки позволяет для каждого участка аппроксимации j разбить преобразуемый код $\tilde{x}$ на две части $\tilde{x}=\{\tilde{x}_{1j}, \tilde{x}_{2j}\}$. При этом двоичный код $\tilde{x}_{1j}=(x_1, x_2, \ldots, x_{l_j})$ определяет номер участка аппроксимации, а код $\tilde{x}_{2j}=(x_{l_j+1}, x_{l_j+2}, \ldots, x_n)$ оказывается пропорциональным приращению аргумента на участке. С учетом данного разбиения аппроксимирующая зависимость примет следующий вид:

$$G(x)=a_{0\min}+\sum_{j=1}^{s}\varphi_j(\tilde{x}_{1j})\left[a_{0j}-a_{0\min}-\psi(\tilde{x}_{1j})\,|a_{1j}|\,x_{2\max j}\right]+$$

$$+\sum_{j=1}^{s_1}\varphi_j(\tilde{x}_{1j})\,a_{1j}x_{2j}+\sum_{j=1}^{s_2}\varphi_j(\tilde{x}_{1j})\,|a_{1j}|\,x_{20_j}, \qquad (7)$$

где $a_{0\min}$, a_{0j} и a_{1j} — коэффициенты аппроксимирующей ломаной, полученные при условии, что аргументом аппроксимирующей зависимости является десятичный эквивалент двоичного кода $\tilde{x}_{2j}$.

Структурная схема универсального кусочно-линейного ФПКН, моделирующего выражение (7), приведена на рис. 1. Двоичный код аргумента $\tilde{x}$ поступает на вход регистра, который служит для приема и хранения входной информации. Старшие разряды этого кода управляют дешифратором номера участка Дш, работа которого описывается системой переключательных функций $\{\varphi_j(\tilde{x}_{1j})\}$, а младшие разряды с помощью блока передачи кода (БПК) в прямом или обратном коде в зависимости от входного сигнала блока знака (БЗ) передаются на уп-

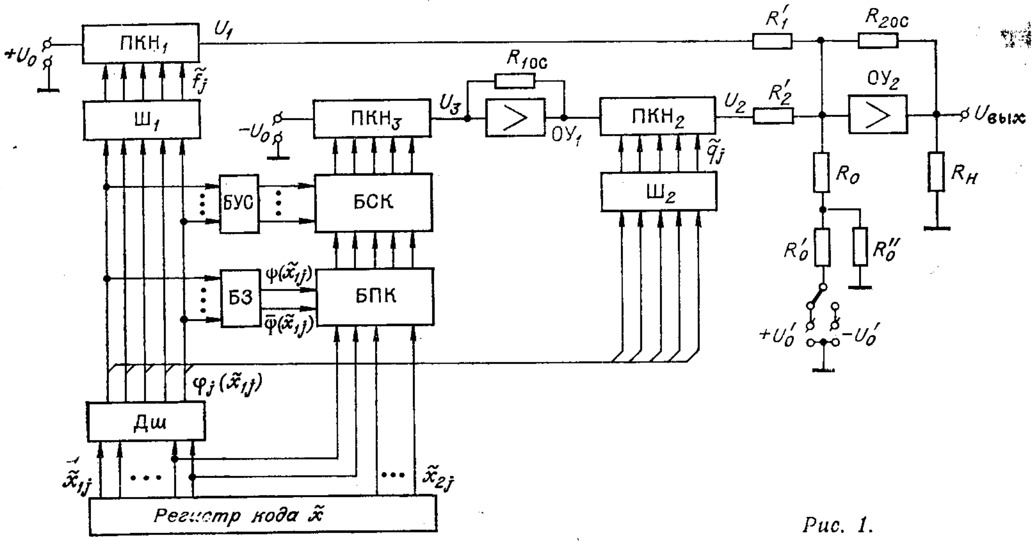

Рис. 1.

равление разрядными сопротивлениями линейного преобразователя кода в напряжение ПКН$_3$. При этом часть разрядов входного кода поступает как на Дш, так и на управление ПКН$_3$, что объясняется различной длиной участков аппроксимации. ПКН$_3$ осуществляет преобразование приращения аргумента на участке в аналоговую форму. Хранение коэффициентов a_{0j} и a_{1j} производится в цифровой форме с помощью шифраторов Ш$_1$ и Ш$_2$, которые вырабатывают двоичные коды $\tilde{f}_j$ и $\tilde{q}_j$, пропорциональные этим коэффициентам. Преобразование двоичных кодов $\tilde{f}_j$ и $\tilde{q}_j$ в аналоговую форму выполняется на ПКН$_1$ и ПКН$_2$. В качестве линейных ПКН используются резистивные сетки $R—2R$ с двухпозиционными ключами. Произведение $a_{1j}x_{2j}$ или $|a_{1j}|x_{20j}$ моделируется путем каскадного включения ПКН$_3$ и ПКН$_2$ через операционный усилитель ОУ$_1$, основным назначением которого является согласование постоянного выходного сопротивления ПКН$_3$ с переменным входным сопротивлением ПКН$_2$. Выходное напряжение ПКН$_2$ суммируется на операционном усилителе ОУ$_2$ с выходными напряжениями ПКН$_1$ и источника V_0', который включен в схему для воспроизведения постоянной составляющей функции. Резисторы R_1', R_2', R_0 R_0', R_0'' служат для согласования масштабов этих напряжений.

Выходное напряжение ПКН является линейной функцией двоичного кода. Выберем число разрядов m ПКН$_3$ равным числу разрядов двоичного кода $\tilde{x}_{2j}$ на участке наибольшей длины. Поскольку длины участков аппроксимации при выбранном способе разбиения относятся друг к другу как целые степени числа два, то на коротких участках, которые содержат меньше чем 2^m точек, старшие разряды ПКН$_3$ оказываются неиспользованными. Пусть участок с номером j состоит из 2^{k_j} точек, причем $k_j < m$. Тогда в этом случае выходное напряжение ПКН$_3$ меньше максимального V_0, которое имеет место при двоичном коде $2^m - 1$, в $(2^{k_j} - 1)/(2^m - 1)$ раз. Величина масштаба выходного напряжения m_F определяется из условия передачи на выход схемы максимального напряжения для участка с наибольшим значением $|a_{1j}|$. Такой участок является обычно самым коротким, и соответствующее этому участку напряжение на выходе ПКН$_3$ оказывается меньше величины $V_{3\,max}$. Увеличение выходного напряжения ПКН$_3$ для коротких участков достигается в описываемой схеме за счет сдвига кода $\tilde{x}_{2j}$ в сторону старших неиспользованных разрядов на такое количество разрядов, во сколько раз длина данного участка меньше максимальной. Максимальное выходное напряжение ПКН$_3$ на участке с номером j в этом случае определяется по формуле

$$V_{3\max_j} = V_0 \frac{2^m - 2^{m-k_j}}{2^m - 1}.$$

Сдвиг кода, управляющего разрядными сопротивлениями ПКН$_3$, осуществляется в схеме блоком сдвига кода (БСК). Управление величиной сдвига производится в схеме выходным сигналом блока управления сдвигом (БУС), который представляет собой набор схем, реализующих операции дизъ-

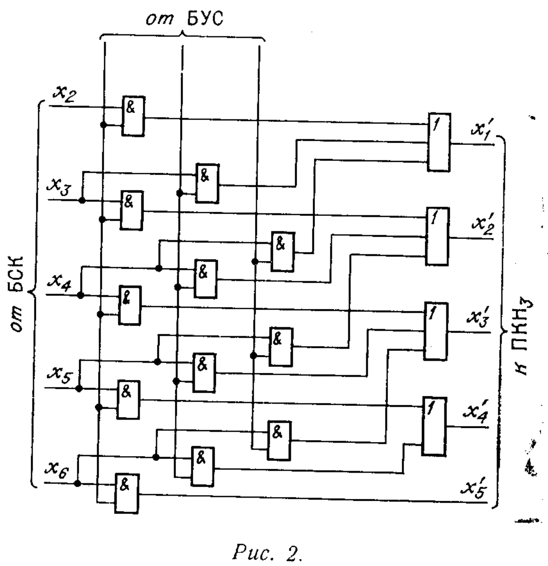

Рис. 2.

юнкции выходных сигналов Дш, соответствующих участкам одинаковой длины. Функциональная схема БСК, иллюстрирующая сдвиг младших четырех разрядов кода на 2 и 1 разряд для приведенного выше примера разбиения аргумента, представлена на рис. 2.

Покажем, что выходное напряжение схемы ФПКН, приведенной на рис. 1, моделирует зависимость (7). Выходное напряжение ПКН$_3$ на участке с номером j определяется по формуле

$$V_{3j} = -V_0 \frac{2^{m-k_j}}{2^m - 1} \left[\overline{\psi}\left(\widetilde{x}_{1j}\right) x_{2j} + \psi\left(\widetilde{x}_{1j}\right) x_{20_j}\right].$$

Тогда при условии, что ОУ$_1$ обладает идеальными характеристиками развязывающего элемента ($R_{\text{вх}_{\text{ОУ}_1}} = \infty$, $R_{\text{вых}_{\text{ОУ}_1}} = 0$, $K_{\text{ОУ}_1} = -1$), напряжение на выходе ПКН$_2$ для j-го участка имеет вид

$$V_{2j} = V_0 \frac{2^{m-k_j}}{2^m - 1} \frac{q_j}{2^t - 1} \left[\overline{\psi}\left(\widetilde{x}_{1j}\right) x_{2j} + \psi\left(\widetilde{x}_{1j}\right) x_{20_j}\right], \tag{8}$$

где t — число двоичных разрядов ПКН$_2$. Выходное напряжение ПКН$_1$ на участке с номером j определяется двоичным кодом $\widetilde{f}_j$, поступающим на его входы, и равно

$$V_{1j} = V_0 \frac{f_j}{2^p - 1}, \tag{9}$$

где p — число двоичных разрядов ПКН$_1$. В выражениях (8) и (9) f_j и q_j — десятичные эквиваленты, соответствующие кодам $\widetilde{f}_j$ и $\widetilde{q}_j$.

Считая, что ОУ$_2$ является идеальным суммирующим усилителем, можно написать выражение для выходного напряжения схемы:

$$\begin{aligned} V_{\text{вых}} = {} & V_0' \frac{R_{2\text{ос}}}{R_{0\text{э}}} + V_0 \sum_{j=1}^{s} \varphi_j\left(\widetilde{x}_{1j}\right) \frac{f_j}{2^p - 1} \frac{R_{2\text{ос}}}{R_1 + R_1'} + \\ & + V_0 \sum_{j=1}^{s_1} \varphi_j\left(\widetilde{x}_{1j}\right) \frac{2^{m-k_j}}{2^m - 1} \frac{q_j}{2^t - 1} \frac{2_{2\text{ос}}}{R_2 + R_2'} x_{2j} + \\ & + V_0 \sum_{j=1}^{s_2} \varphi_j\left(\widetilde{x}_{1j}\right) \frac{2^{m-k_j}}{2^m - 1} \frac{q_j}{2^t - 1} \frac{R_{2\text{ос}}}{R_2 + R_2'} x_{20_j}, \end{aligned} \tag{10}$$

где R_1 — выходное сопротивление ПКН$_1$; R_2 — выходное сопротивление ПКН$_2$; $R_{0\text{э}}$ — эквивалентное сопротивление цепи делителя напряжения, образованного резисторами R_0, R_0' и $R_{\text{ос}}''$; $R_{2\text{ос}}$ — сопротивление обратной связи ОУ$_2$, причем при суммировании выходных напряжений ПКН$_3$ производится разбиение членов, подлежащих суммированию, на две части по соображениям, выдвинутым при получении соотношения (3).

Подставив в выражение (10) значение масштаба схемы, вычисленное по формуле

$$m_F = \frac{|F(X)_{\max}|}{|V_{\text{вых max}}|}, \tag{11}$$

и приравняв между собой коэффициенты при одинаковых членах зависимостей (7) и (10), полагая, что $x_{2\max_j} = 2^{k_j} - 1$, получим для каждого участка аппроксимации следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} a_{0\min} = m_F V_0' \dfrac{R_{2\text{ос}}}{R_{0\text{э}}}; \\ a_{0j} - a_{0\min} + \psi(\widetilde{x}_{1j})\, a_{1j}\,(2^{k_j} - 1) = m_F V_0 \dfrac{f_j}{2^p - 1}\dfrac{R_{2\text{ос}}}{R_1 + R_1'}; \\ |a_{1j}| = m_F V_0 \dfrac{2^{m-k_j}}{2^m - 1}\dfrac{q_j}{2^t - 1}\dfrac{R_{2\text{ос}}}{R_2 + R_2'}. \end{cases} \tag{12}$$

Решая систему (12) при условии, что одно из сопротивлений $R_1'(R_2')$ равно нулю, можно получить величины сопротивлений резисторов R_2' (R_1'), $R_{2\text{0с}}$ и $R_{0\text{э}}$.

Число разрядов ПКН$_1$ и ПКН$_2$ определяется исходя из допустимой относительной погрешности преобразователя $\delta_\text{д}$ за счет дискретности задания коэффициентов a_{0j} и a_{1j} на участках, где выходные напряжения ПКН$_1$ и ПКН$_2$ имеют максимальные значения V_0 и $V_{3\max}$ соответственно,

$$p = \left]\log_2\left(\frac{V_0}{\delta_\text{д} V_{\text{вых}\max}}\frac{R_{2\text{ос}}}{R_1 + R_1'}\right)\right[; \tag{13}$$

$$t = \left]\log_2\left(\frac{V_0 \dfrac{2^m - 2^{m-k_j}}{2^m - 1}}{\delta_\text{д} V_{\text{вых}\max}}\frac{R_{2\text{ос}}}{R_2 + R_2'}\right)\right[. \tag{14}$$

Здесь $]a[$ — операция определения ближайшего целого числа, не меньшего, чем a. Десятичные эквиваленты f_j и q_j находятся из условия максимального использования напряжений источников питания ПКН$_1$ и ПКН$_2$, которое заключается в том, что максимальным по модулю значениям коэффициентов должны соответствовать максимальные значения двоичных кодов ПКН$_1$ и ПКН$_2$, и условия равенства масштабов выходных напряжений этих ПКН на всех участках аппроксимации. Формулы для определения f_j и q_j имеют вид

$$f_j = \left]\frac{a_{0j} - a_{0\min} + \psi(\widetilde{x}_{1j})\, a_{1j}\,(2^{k_j} - 1)}{a_{0\max} - a_{0\min}}(2^p - 1)\right[; \tag{15}$$

$$q_j = \left]\frac{|a_{1j}|}{|a_{1\max}|}(2^t - 1)\right[. \tag{16}$$

Исходными данными для расчета параметров схемы кусочно-линейного ФПКН являются: максимальная относительная погрешность преобразования δ; максимальное значение функции $F(X)_{\max}$; число разрядов двоичного кода аргумента n; коэффициенты аппроксимирующей ломаной, полученные при условии разбиения аргумента функции на отрезки, длины которых относятся как целые степени числа два (в частном случае длина отрезков может быть одинаковой); максимальное выходное напряжение схемы $V_{\text{вых},\max}$; ограничения, накладываемые на величины номинальных значений элементов схемы, например, могут быть заданы величины максимального $R_{\max}$ и минимального $R_{\min}$ сопротивлений, которые могут использоваться исходя из условий технологии изготовления схемы ФПКН; предельные значения $[R_{\text{ос}_{\min}}, R_{\text{ос}_{\max}}]$ сопротивлений, рекомендованных для использования в цепи обратной связи операционного усилителя выбранного типа и т. д.

Расчет параметров схемы рекомендуется производить в следующем порядке.

1. Определяется масштаб схемы по формуле (11).

2. Производится выбор абсолютных значений номинальных напряжений эталонных источников V_0 и V_0' с учетом ограничений по мощности рассеивания резистивных сеток R—$2R$, используемых для построения $ПКН_1$, $ПКН_2$, $ПКН_3$.

3. Из условия получения минимальной погрешности преобразователя за счет неидеальности ключей, а также исходя из ограничений, накладываемых технологией изготовления резистивных сеток R—$2R$, выбираются величины сопротивлений R_1, R_2 и R_3.

4. Определяется величина $R_{1ос}$, исходя из условия $K_{оу_1} = -1$.

5. Определяется число разрядов $ПКН_3$.

6. Выбирается полярность эталонного источника V_0' в зависимости от знака постоянной составляющей $a_{0\min}$.

7. Из системы уравнений (12) при условии, что $R_1' = 0$, определяется величина сопротивления $R_{2ос}$ на участке, где $a_{0j} = a_{0\max}$, и сопротивление R_2' на участке, где $|a_{1j}| = |a_{1\max}|$:

$$R_{2ос} = \frac{a_{0\max} - a_{0\min} + \psi(\widetilde{x}_{1j})\, a_1^* \left(2^{k_0^*} - 1\right)}{m_F V_0} R_1, \tag{17}$$

$$R_2' = \frac{V_0 \dfrac{2^m - 2^{m-k_1^*}}{2^m - 1} R_{2ос}}{\dfrac{1}{m_F}\left[a_0^* - a_{0\min} + \psi(\widetilde{x}_{1j})\, a_{1\max}\left(2^{k_1^*} - 1\right)\right] - V_0 \dfrac{a_0^* - a_{0\min}}{a_{0\max} - a_{0\min}} \dfrac{R_{2ос}}{R_1}} - R_2. \tag{18}$$

В этих выражениях a_1^* и k_1^* — соответственно коэффициент a_{1j} и число разрядов кода $\widetilde{x}_{2j}$ на участке, где $a_{0j} = a_{0\max}$, а a_0^* и k_0^* — коэффициент a_{0j} и число разрядов кода $\widetilde{x}_{2j}$ на участке, где $|a_{1j}| = a_{1\max}$. Если в результате расчета оказывается, что полученное значение $R_{2ос} > R_{ос\max}$, то следует уменьшить величину R_1. В случае $R_{2ос} < R_{ос\min}$ необходимо принять, что $R_1' \neq 0$. Если в результате расчета получается, что $R_2' < 0$ то принимается $R_2' = 0$ и определяются величины сопротивлений резисторов $R_{2ос}$ и R_1' по следующим формулам:

$$R_{2ос} = \frac{a_{1\max}\left(2^{k_1^*} - 1\right)}{m_F V_0 \left(\dfrac{2^m - 2^{m-k_1^*}}{2^m - 1}\right)} R_2, \tag{19}$$

$$R_1' = \frac{V_0 m_F}{a_{0\max} - a_{0\min} + \psi(\widetilde{x}_{1j})\, a_1^* \left(2^{k_0^*} - 1\right)} - R_1. \tag{20}$$

8. Определяется величина эквивалентного сопротивления цепи делителя напряжения, образованного резисторами R_0, R_0' и R_0'':

$$R_{0э} = \frac{V_0' m_F R_{2ос}}{a_{0\min}}. \tag{21}$$

Если полученное значение $R_{0э} \leqslant R_{\max}$, то $R_0 = R_{0э}$, а резисторы R_0' и R_0'' в схеме отсутствуют. В противном случае

$$R_0 = R_{\max}, \tag{22}$$

$$R_0'' = R_{\min}, \tag{23}$$

а $$R_0' = \left(\frac{R_{0э}}{R_0} - 1\right) \frac{R_0 R_0''}{R_0 + R_0''}. \tag{24}$$

9. Определяется число разрядов $ПКН_1$ и $ПКН_2$ по формулам (13) и (14).

10. Определяются десятичные эквиваленты двоичных кодов $\tilde{f}_j$ и $\tilde{q}_j$ по формулам (15) и (16).

11. Составляются переключательные функции, описывающие работу Дш и БЗ.

Следует отметить, что определение параметров схемы согласно приведенному алгоритму расчета является довольно трудоемкой задачей и, на наш взгляд, должно выполняться с помощью ЦВМ. Описанный алгоритм расчета был реализован в виде программы на АЛГОЛе, которая была использована для расчета параметров схем ФПКН для 20 различных кусочно-непрерывных функций.

Одним из достоинств предложенной схемы является то, что она целиком может быть построена из стандартных элементов, рекомендованных для применения в устройствах цифровой и аналоговой вычислительной техники. Использование в качестве шифраторов интегральных матриц, в которых конкретные значения кодов $\tilde{f}_j$ и $\tilde{q}_j$ могут быть записаны с помощью специальных масок соединений [4], позволяет получать компактные надежные схемы преобразователей. Данная схема может быть также использована для воспроизведения нескольких функций. В этом случае вместо шифраторов $Ш_1$ и $Ш_2$ целесообразно применить сменные постоянные запоминающие устройства (ПЗУ). В качестве сменных ПЗУ можно, например, взять емкостные ПЗУ с прямой выборкой чисел, выполненные на металлизированных перфокартах [4]. При работе ФПКН совместно с ЦВМ для хранения кодов $\tilde{f}_j$ и $\tilde{q}_j$ может быть использовано ПЗУ этой машины. Тогда схема преобразователя значительно упрощается за счет замены $Ш_1$ и $Ш_2$ регистрами для хранения кодов $\tilde{f}_j$ и $\tilde{q}_j$.

ВЫВОДЫ

Рассмотренная схема кусочно-линейного преобразователя кода в напряжение может быть использована в современных цифровых контрольно-измерительных и управляющих системах для воспроизведения любых кусочно-непрерывных функций, имеющих на интервале задания конечное число экстремумов и точек разрыва первого рода. Применение отдельных сменных блоков позволяет использовать данную схему преобразователя в качестве универсального ФПКН. Использование в схеме преобразователя типовых интегральных элементов аналоговой и цифровой вычислительной техники дает возможность применить для построения принципиальной схемы ФПКН интегральную и гибридную технологию, что в значительной мере увеличивает надежность работы устройства и снижает его габаритно-весовые и энергетические показатели.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Б. Смолов. Вычислительные преобразователи с цифровыми управляемыми сопротивлениями. М.— Л., «Энергия», 1961.
2. В. Б. Смолов. Универсальные кодирующие преобразователи для автоматических измерительных систем.— Измерительная техника 1961, № 11.
3. Ю. И. Семко, Ю. С. Солодов, М. И. Левин. Функциональный аналого-цифровой преобразователь для датчиков переменного тока систем обегающего контроля.— Измерительная техника, 1961, № 11.
4. Г. Булей. Микропрограммирование. Перевод с франц. М., «Мир», 1973.

Поступила в редакцию 17 декабря 1973 г.