

ошибки считывания, обусловленные неоднозначностью выходного сигнала компараторов в некоторых точках шкалы. В описываемом АЦП ошибки считывания устраняются путем фиксации выходного сигнала компараторов в конце каждого такта с помощью логических вентилях и триггеров, установленных на выходах компараторов.

3. Распределитель импульсов (РИ) такта формирует временную диаграмму АЦП. Он выдает пять узких (15 нс по основанию) импульсов, четыре из которых используются для записи кода шифраторов в регистры, а пятый осуществляет сброс регистров ЦАП₁ и ЦАП₂. Сброс выходного регистра осуществляется третьим импульсом такта, а запись результата в него — четвертым импульсом. Распределитель работает как аналоговая линия задержки фронта сигнала запуска. Задержка и формирование фронта осуществляется микросхемами 1ЛБ553 (один корпус на одну задержку), к входу одного из инверторов которых присоединяется конденсатор. Отрицательные фронты дифференцируются RC-цепочками и нормируются по уровню микросхемами серии 137.

Разработанный и изготовленный АЦП имеет следующие данные: 8 разрядов, 3 компаратора, входной диапазон 0—5 В отрицательной полярности, время измерения 400 нс, погрешность преобразования ± 1 квант, входное сопротивление 100 кОм, напряжения питания — 20 В, +5 В и —5 В. Уровни выходных сигналов соответствуют уровням микросхем серии 155 (0 и +3 В). Конструктивно прибор выполнен на четырех платах размером 200×120 мм, которые посредством разъемов соединяются с кроссировочной платой. Имеется выносной блок индикации.

Проверка динамических свойств АЦП производилась путем подачи на вход синусоидального сигнала частотой 100 кГц и при частоте запуска АЦП 2 мГц. Выходные коды записывались в память мини-ЭВМ и затем выводились на график. Результаты испытаний соответствуют расчетным.

Эскизные расчеты и экспериментальные данные показывают возможность использования предложенной структурной схемы для построения 6-разрядного АЦП с двумя тактами уравнивания, имеющего время измерения 100 нс. Такое устройство не будет сложнее описанного, поскольку увеличение числа компараторов до семи и числа микросхем в шифраторе компенсируется сокращением вдвое разрядности ЦАП и регистров ЦАП, упрощением распределителя импульсов и сокращением числа подстроечных резисторов до 2—4. В сочетании с наносекундным фиксатором уровня [2] устройство обеспечит апертурную ошибку измерения 5 нс.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. Е. Овчарук. Сверхбыстродействующий преобразователь напряжение — код. — Автометрия, 1970, № 3.
2. В. Н. Вьюхин. Наносекундный фиксатор уровня. — Приборы и техника эксперимента, 1972, № 3.

Поступило в редакцию 2 сентября 1972 г.

УДК 621.3.088.22 : 681.325.3 : 681.337

Л. П. ПАСЕКОВ

(Киев)

ТОЧНОСТНЫЙ РАСЧЕТ СХЕМЫ $R-2R$ ПРИ ОБРАЩЕННОМ ЕЕ ВКЛЮЧЕНИИ В СХЕМЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ КОДА В НАПРЯЖЕНИЕ

Одним из основных приборов информационных измерительных и управляющих систем является преобразователь кода в напряжение (ПКН), определяющий точность аналого-дискретно-аналоговых преобразований в системе. В связи с производством высококачественных интегральных операционных усилителей (ОУ) и их дальнейшим совершенствованием становится целесообразным построение прецизионных ПКН с обращенным включением цепочечной схемы (ЦС) $R-2R$. При этом (рис. 1) на входе ОУ суммируются весовые токи в комбинации, определяемой входным кодом, и ток цепи обратной связи ОУ.

В настоящей работе проводится полный точностный анализ ЦС $R-2R$ при обращении ее включении с целью определения зависимости погрешностей весовых токов ПКН от погрешностей резисторов.

При анализе ПКН для n -разрядной ЦС примем следующее ее разбиение на контуры (рис. 2). Систему уравнений для контурных токов целесообразно записать в матричной форме $RI = E$, а ее решение можно представить в общем виде:

$$\mathbf{I} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{E} = \frac{1}{R} (g_{ki}) \mathbf{E},$$

где матрица (g_{ki}) является обратной матрице вида

$$\frac{\mathbf{R}}{R} = \begin{pmatrix} 4 & -2 & 0 & \dots & 0 \\ -2 & 5 & -2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 3 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{I} = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix}; \quad \mathbf{E} = E \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix}.$$

Матрица (g_{ki}) является симметрической, и выражение для ее элементов находится при обращении прямой матрицы \mathbf{R}/R путем преобразования строк:

$$g_{ki} = g_{ik} = \frac{1}{3} (2^{k-i} + 2^{k+i-2^{i-1}}); \quad 1 \leq k \leq i, \quad 1 \leq i \leq n. \quad (1)$$

Выражения для контурных и весовых токов приобретают следующий вид:

$$I_i = \frac{E}{R} g_{in}; \quad i_i = I_{i+1} - I_i = \frac{E}{R} (g_{i+1,n} - g_{in}). \quad (2)$$

Найдем полную производную матрицы контурных токов $\mathbf{I} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{E}$ *:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{I}}{dR} &= \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\partial \mathbf{I}}{\partial R_i} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \mathbf{I}}{\partial R_{i,i+1}} = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\partial \mathbf{R}^{-1}}{\partial R_i} \mathbf{E} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \mathbf{R}^{-1}}{\partial R_{i,i+1}} \mathbf{E} = \\ &= - \sum_{i=0}^{n-1} \mathbf{R}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}}{\partial R_i} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{E} - \sum_{i=1}^{n-1} \mathbf{R}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}}{\partial R_{i,i+1}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{E}. \end{aligned} \quad (3)$$

Ввиду простоты матриц, входящих в (3), легко могут быть найдены их произведения. В результате получим

$$\frac{d\mathbf{I}}{dR} = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{E}{R^2} (g_{i+1,n} - g_{in}) \begin{pmatrix} g_{1i} - g_{1,i+1} \\ \vdots \\ g_{ki} - g_{k,i+1} \\ \vdots \\ g_{ni} - g_{n,i+1} \end{pmatrix} - \sum_{i=1}^{n-1} \frac{E}{R^2} g_{i+1,n} \begin{pmatrix} g_{1,i+1} \\ \vdots \\ g_{k,i+1} \\ \vdots \\ g_{n,i+1} \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Обычно в практике точностных расчетов ПКН удобным оказывается представление погрешности выходной величины (в данном случае весовых токов) в долях весового тока i_i младшего разряда двоичного кода. Поэтому, используя (1) и (2), выразим

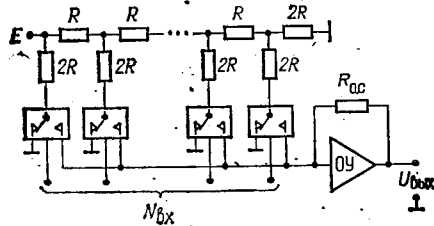


Рис. 1.

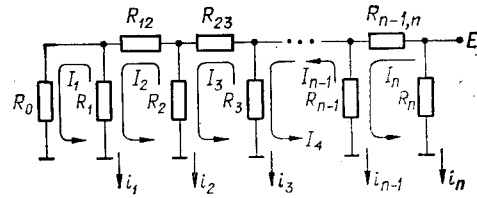


Рис. 2.

первые сомножители под знаком сумм в (4) через i_i и, разделив обе части равенства на i_i , перейдем к матричному представлению погрешностей сопротивлений и токов в относительных величинах:

$$\delta \mathbf{I} = \begin{pmatrix} \delta I_1 \\ \vdots \\ \delta I_k \\ \vdots \\ \delta I_n \end{pmatrix} = -2 \begin{pmatrix} g_{11} \\ \vdots \\ g_{k1} \\ \vdots \\ g_{n1} \end{pmatrix} \delta R_0 + \sum_{i=1}^{n-1} 2^i \begin{bmatrix} (g_{1i} - g_{1,i+1}) & (g_{1,i+1}) \\ \vdots & \vdots \\ (g_{ki} - g_{k,i+1}) & (g_{k,i+1}) \\ \vdots & \vdots \\ (g_{ni} - g_{n,i+1}) & (g_{n,i+1}) \end{bmatrix} \delta R_i, \quad (5)$$

* Р. Фрезер, В. Дункан и А. Коллар. Теория матриц и ее приложение к дифференциальным уравнениям и динамике. М., Изд-во иностр. лит., 1950.

где

$$\delta I_k = \frac{\Delta I_k}{i_1}; \quad \delta R_i = \frac{\Delta R_i}{2R}; \quad \delta R_{i,i+1} = \frac{\Delta R_{i,i+1}}{R}.$$

С учетом (1), (2) и (5) выражение для относительной погрешности весовых токов можно представить в виде

$$\delta i_k = C_{k0} \delta R_0 + \sum_{i=1}^{n-1} (C_{ki} \delta R_i + B_{ki} \delta R_{i,i+1}); \quad 1 \leq i, k \leq n-1, \quad (6)$$

где

$$C_{k0} = \frac{1}{3} (2^{1-k} - 2^{k-2n+1}); \quad 1 \leq k \leq n-1;$$

$$C_{ki} = \begin{cases} \frac{1}{3} (2^{k-1} - 2^{2i+k-2n-1}); & 1 \leq k \leq i-1, 1 \leq i \leq n-1; \\ -\frac{1}{3} (2^i + 2^{3i-2n-1}); & k = i, 1 \leq i \leq n-1; \\ \frac{1}{3} (2^{2i-k-1} - 2^{2i+k-2n-1}); & i+1 \leq k \leq n-1; \end{cases} \quad (7)$$

$$B_{ki} = \begin{cases} -\frac{1}{3} (2^{k-1} + 2^{2i+k-2n}); & 1 \leq k \leq i, 1 \leq i \leq n-1; \\ \frac{1}{3} (2^{2i-k} - 2^{2i+k-2n}); & i+1 \leq k \leq n-1. \end{cases}$$

Таблица 1

k	i							
	0	1	2	3	4	5	6	7
1	0,33	-0,67	0,33	0,33	0,33	0,23	0,31	0,25
2	0,17	0,17	-1,33	0,67	0,66	0,66	0,62	0,5
3	0,08	0,08	0,33	-2,67	1,33	1,31	1,25	1
4	0,04	0,04	0,17	0,66	-5,34	2,62	2,5	2
5	0,02	0,02	0,08	0,33	1,31	-10,75	5	4
6	0,01	0,01	0,04	0,16	0,62	2,5	-22	8
7	0,00	0,00	0,02	0,06	0,25	1	4	-48

Таблица 2

k	i							
	1	2	3	4	5	6	7	
1	-0,33	-0,33	-0,33	-0,34	-0,34	-0,37	-0,5	-1,00
2	0,33	-0,67	-0,67	-0,67	-0,69	-0,75	-1	-2,00
3	0,17	0,67	-1,33	-1,34	-1,37	-1,5	-2	-3,99
4	0,08	0,33	1,33	-2,69	-2,75	-3	-4	-8,01
5	0,04	0,16	0,66	2,62	-5,5	-6	-8	-16,01
6	0,02	0,08	0,31	1,25	5	-12	-16	-32,00
7	0,01	0,03	0,12	0,5	2	8	-32	-64,01

В табл. 1 и 2 в качестве примера приведены числовые значения коэффициентов C_{ki} и B_{ki} для 8-разрядной ЦС. Проверка полученных результатов может быть осуществлена следующим образом. Положив $\delta R_i = \delta R_{i,i+1} = \delta R$, получим следующее очевидное соотношение для погрешностей весовых токов:

$$\delta i_1 : \delta i_2 : \dots : \delta i_{n-1} = 1 : 2 : 4 : \dots : 2^{n-2}. \quad (8)$$

Таблица 3

Р а з р я д н о с т ь с х е м ы											
14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3
0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,31	0,25
	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67	0,66	0,66	0,62	0,5
		1,33	1,33	1,33	1,33	1,33	1,33	1,33	1,31	1,25	1
			2,67	2,67	2,67	2,67	2,66	2,66	2,62	2,5	2
				5,33	5,33	5,33	5,33	5,31	5,25	5	4
					10,67	10,66	10,66	10,62	10,5	10	8
						21,33	21,31	21,25	21	20	16
							42,62	42,5	42	40	32
								85	84	80	64
									162,8	160	128
										320	256
											512

В последней графе табл. 2 приведены результаты такой проверки. Видно, что значения коэффициентов определены с достаточной точностью.

Относительная погрешность весового тока старшего (n — го) разряда должна определяться из соотношения

$$\delta i_n = -2^{n-1} \delta R_n.$$

Из свойства (8) ЦС следует вывод о целесообразности включения последовательно $R_{0,c}$ (см. рис. 1) небольшого подстроечного резистора для регулировки крутизны преобразования.

Для существенного снижения дисперсии ошибки выходной величины при вероятностной оценке погрешности ПКН с подстроечным резистором (и известном законе распределения погрешностей сопротивлений) следует по величинам математического ожидания погрешностей весовых токов определить составляющую, не искажающую двоичного закона суммирования, и вычесть ее из средних величин погрешностей весовых токов. Этот прием позволяет либо снизить погрешность ПКН, либо снизить требования к точности и стабильности резисторов ЦС и цепи обратной связи ОУ.

Из (7) может быть получен ряд рекуррентных соотношений для коэффициентов схем с последовательно возрастающей разрядностью, а для схем одной разрядности —

Таблица 4

Р а з р я д н о с т ь с х е м ы												
14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	
-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,69	-0,75
	-1,33	-1,33	-1,33	-1,33	-1,33	-1,33	-1,33	-1,33	-1,33	-1,34	-1,37	-1,5
		-2,67	-2,67	-2,67	-2,67	-2,67	2,67	-2,67	-2,67	-2,69	-2,75	-3
			-5,33	-5,33	-5,33	-5,33	-5,33	-5,33	-5,34	-5,37	-5,5	-6
				-10,67	-10,67	-10,67	-10,67	-10,67	-10,69	-10,75	-11	-12
					-21,33	-21,33	-21,33	-21,34	-21,37	-21,5	-22	-24
						-42,67	-42,67	-42,69	-42,75	-43	-44	-48
							-85,34	-85,37	-85,5	-86	-88	-96
								-170,75	-171	-172	-176	-192
									-342	-344	-352	-384
										-688	-704	-768
											-1408	-1536
												-3072

Таблица 5

0,17													
0,08	0,33												
0,04	0,17	0,67											
0,02	0,08	0,33	1,33										
0,01	0,04	0,17	0,67	2,67									
0,00	0,02	0,08	0,33	1,33	5,33								
0,00	0,01	0,04	0,17	0,67	2,67	10,66							
0,00	0,00	0,02	0,08	0,33	1,33	5,33	21,31						
0,00	0,00	0,01	0,04	0,17	0,66	2,66	10,62	42,5					
0,00	0,00	0,00	0,02	0,08	0,33	1,31	5,25	21	84				
0,00	0,00	0,00	0,01	0,04	0,16	0,62	2,5	10	40	160			
0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,06	0,25	1	4	16	64	256		
← 14	← 12	← 10	← 8	← 6	← 4	← 2	← 2	← 4	← 6	← 8	← 10	← 12	← 14
Разрядность схем для коэффициентов C_{ki} , $i < k$													
← 13	← 11	← 9	← 7	← 5	← 3	← 1	← 3	← 5	← 7	← 9	← 11	← 13	
Разрядность схем для коэффициентов B_{ki} , $i < k$													

для коэффициентов одной строки, столбца. Ввиду некоторой общности этих соотношений на их основе могут быть построены компактные таблицы коэффициентов C_{ki} и B_{ki} для схем различной разрядности. Ниже приводятся такие таблицы для схем с числом разрядов от 3 до 14. В табл. 3 приведены коэффициенты C_{ki} наддиагональной области ($i > k$) матрицы коэффициентов, в табл. 4 — ряды диагональных коэффициентов C_{kk} , в табл. 5 — коэффициенты C_{ki} поддиагональной области ($i < k$) для схем с четным, а в табл. 6 — для схем с нечетным числом разрядов (массивы чисел, обведенные соответственно разрядности сплошными линиями). В табл. 7 даны коэффициенты B_{ki} , $i \geq k$ (верхняя часть матрицы, включая и главную диагональ). В табл. 5 представлены коэффициенты B_{ki} поддиагональной области для схем с нечетным и в табл. 6 — для схем с четным числом разрядов (массивы чисел, обведенные соответственно разрядности штриховыми линиями). Столбец коэффициентов C_{k0} следует брать из табл. 1 с учетом того, что C_{k0} для $k \geq 7$ с точностью до двух знаков после запятой равны нулю. Таким

Таблица 6

0,33															
0,17	0,67														
0,08	0,33	1,33													
0,04	0,17	0,67	2,67												
0,02	0,08	0,33	1,33	5,33											
0,01	0,04	0,17	0,67	2,67	1,67										
0,00	0,02	0,08	0,33	1,33	5,33	21,33									
0,00	0,01	0,04	0,17	0,67	2,66	10,66	42,65								
0,00	0,00	0,02	0,08	0,33	1,33	5,33	21,25	85							
0,00	0,00	0,01	0,04	0,16	0,66	2,62	10,5	42	168						
0,00	0,00	0,00	0,02	0,08	0,31	1,25	5	20	80	320					
0,00	0,00	0,00	0,01	0,03	0,12	0,5	2	8	32	128	512				
← 13	← 11	← 9	← 7	← 5	← 3	← 1	← 3	← 5	← 7	← 9	← 11	← 13			
Разрядность схем для коэффициентов C_{ki} , $i < k$															
← 14	← 12	← 10	← 8	← 6	← 4	← 2	← 2	← 4	← 6	← 8	← 10	← 12	← 14		
Разрядность схем для коэффициентов B_{ki} , $i < k$															

Таблица 7

Р а з р я д н о с т ь с х е м ы												
14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	
-0,33	-0,33	-0,33	-0,33	-0,33	-0,33	-0,33	-0,33	-0,33	-0,33	-0,34	-0,37	-0,5
	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,67	-0,69	-0,75	-1
		-1,33	-1,33	-1,33	-1,33	-1,33	-1,33	-1,33	-1,34	-1,37	-1,5	-2
			-2,67	-2,67	-2,67	-2,67	-2,67	-2,67	-2,69	-2,75	-3	-4
				-5,33	-5,33	-5,33	-5,34	-5,34	-5,37	-5,5	-6	-8
					-10,67	-10,67	-10,67	-10,69	-10,75	-11	-12	-16
						-21,33	-21,34	-21,37	-21,5	-22	-24	-32
							-42,29	-42,75	-43	-44	-48	-64
								-85,5	-86	-88	-96	-128
									-172	-176	-192	-256
										-352	-384	-512
											-768	-1024
												-2048

образом, выбирая по разрядности схемы соответствующие массивы чисел из табл. 3—7, можно легко и просто получить матрицы коэффициентов C_{ki} и B_{ki} .

Изложенная методика точностных расчетов ПКН применима и к схемам $R-2R$ в случае суммирования напряжений. При этом матрица g_{ki} находится как $g_{ki} = g_{ik} = \frac{1}{3}(2^{k-i} - 2^{k+i-2n-2})$.

Поступило в редакцию 21 марта 1972 г.

УДК 681.3.053+681.3.058

Т. Ф. БЕКМУРАТОВ, М. М. МУСАЕВ
(Ташкент)

СПОСОБ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДВУХ АРГУМЕНТОВ

При проектировании и разработке управляющих, информационно-измерительных, а также гибридных (аналого-цифровых) устройств для систем управления технологическими процессами и автоматизации научных экспериментов стремятся, во-первых, упростить структуру и повысить надежность их операционных блоков, во-вторых, увеличить общую скорость обработки информации всей системы.

Одним из рациональных путей решения этих задач является использование в устройствах связи цифровых блоков этих систем с аналоговыми таких функциональных преобразователей формы информации, в которых операции преобразования и вычисления тех или иных функций совмещены во времени.

Особый интерес в связи с этим представляют преобразователи функций многих переменных. Данная работа посвящена рассмотрению одного из способов построения цифро-аналогового преобразователя для воспроизведения функций двух переменных. Известные функциональные преобразователи кода в аналоговое напряжение с двумя и более входами [1] выполняют в основном функции множительных устройств либо воспроизводят специальный класс функций. Такие преобразователи основываются не на каком-либо математическом методе разложения исходной функциональной зависимости, а на воспроизведении функций такой компоновкой линейных управляемых делителей и источников, которая дает возможность получать нелинейные характеристики за счет влияния