

17. Бахтияров Г. Д., Дикий С. М. Аналого-цифровые преобразователи.— Зарубеж. радиоэлектроника, 1975, № 1.
18. 5180 A Waveform recoder.— Hewlett-Packard J., November 1982.
19. Полонников Д. Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника.— М.: Энергоатомиздат, 1983.
20. Касперович А. Н., Литвинов Н. В. К вопросу о погрешности устройств выборки и запоминания.— Автометрия, 1974, № 5.

Поступила в редакцию 3 февраля 1986 г.

УДК 681.142.621

Ю. И. ГОЛУБЕНКО, Э. А. КУПЕР, А. В. ЛЕДЕНЕВ, А. В. СМЕРНОВ  
(Новосибирск)

### АППАРАТУРА ДЛЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

В системах автоматизированного управления электрофизических установок широко применяются аналого-цифровые преобразователи (АЦП) различной точности и быстродействия. В зависимости от способа преобразования аналоговой величины в цифровой эквивалент АЦП делятся на два широких класса: приборы для измерения мгновенного значения и приборы для измерения среднего значения за определенный интервал времени. Последние принято называть интегрирующими АЦП (ИАЦП). Они обладают высокой помехозащищенностью, точностью, решающей способностью (близкой к теоретическому пределу) и экономичностью в реализации. Это обеспечивает преимущественное использование данного класса приборов в многоканальных измерительных системах.

Широкое распространение получил метод двойного интегрирования [1], достоинствами которого являются независимость результата преобразования от номиналов резистора и конденсатора интегратора, а также простота схемной реализации.

Отметим факторы, ограничивающие разрядность и точность преобразования при применении этого метода: а) шум усилителей интегратора и нуля-органа; б) поляризация (абсорбция) интегрирующего конденсатора.

Приведем формулу для вычисления длины шкалы преобразования, полученную в предположении, что пиковое значение шума равно одному кванту преобразования:

$$N = \sqrt[3]{\frac{\pi U^2 T_1}{36 e_{\text{ш}}^2}} \quad (1)$$

Здесь  $U$  — максимальное выходное напряжение интегратора;  $T_1$  — время интегрирования входного сигнала (максимальное время интегрирования опорного напряжения равно  $0,5T_1$ );  $e_{\text{ш}}$  — суммарная спектральная плотность напряжения шума операционных усилителей интегратора и нуля-органа.

Влияние поляризации выражается в нелинейности преобразования и в наличии погрешности, обусловленной «памятью» от предыдущего измерения. Аппроксимируя элементы поляризации одной  $RC$ -цепочкой, можно получить формулы для вычисления этих составляющих погрешности (соотношения (2) и (3) соответственно). Заметим, что наибольшая погрешность от «памяти» будет при первом измерении после смены

полярности входного сигнала:

$$\delta_n = \frac{1}{12\sqrt{3}} \frac{K_a T_1}{T_a}; \quad (2)$$

$$\delta_n = \frac{15}{32} \frac{K_a T_1}{T_a}. \quad (3)$$

Здесь  $K_a = C_a / (C + C_a)$  — коэффициент абсорбции;  $T_a = R_a C_a$  — постоянная времени абсорбции;  $T_1$  — время интегрирования входного сигнала (время преобразования равно  $2T_1$ ).

Формулы (2) и (3) получены в предположении, что  $T_a \gg T_1$ . Для конденсаторов типа К71-7 с полистироловым диэлектриком измеренные значения  $K_a$  и  $T_a$  составляют:  $K_a \approx 5 \cdot 10^{-4}$ ,  $T_a \approx 50$  мс. Подставляя эти значения в (2) и (3), получим

$$\delta_n \approx 10^{-5}; \quad \delta_n \approx 10^{-4}.$$

Заметим, что погрешность нелинейности подробно рассмотрена в [2], но из формулы (3) видно, что при многоканальных измерениях более существенна погрешность «памяти».

Таким образом, соотношения (1)–(3) определяют область применения метода двойного интегрирования. Для создания интегрирующих АЦП с более высокими параметрами по быстродействию и точности необходимо применение других методов.

**Метод тройного интегрирования.** Метод тройного (трехшагового) интегрирования [1] позволяет уменьшить составляющую погрешности, обусловленную шумом усилителей интегратора и нуля-органа. Другим преимуществом этого метода является высокая разрешающая способность ИАЦП при сравнительно низкой частоте тактового генератора.

Минимальное значение тактовой частоты определяется формулой  $F_{\text{т. мин}} = 2\sqrt{2N}/T$ , где  $N$  — длина шкалы преобразования;  $T = T_2 + T_3$  — суммарное время второго и третьего шагов (интегрирования полного и уменьшенного опорных напряжений).

Этот метод позволяет уменьшить в  $\sqrt{N}/2\sqrt{2}$  раз тактовую частоту по сравнению с методом двойного интегрирования.

В результате понижения тактовой частоты уменьшается влияние шума усилителей интегратора и нуля-органа, так как полоса усиливаемых частот нуля-органа однозначно связана со значением тактовой частоты. Приведем формулу для вычисления длины шкалы преобразования, полученную в предположении, что пиковое значение шума равно одному кванту преобразования:

$$N = \sqrt[5]{\frac{\pi^2 U^4 T^2}{2 \cdot 6^4 e_{\text{ш}}^4}} \approx 0,33 \sqrt[5]{\frac{U^4 T^2}{e_{\text{ш}}^4}}, \quad (4)$$

где  $U$  — размах выходного напряжения интегратора;  $T = T_2 + T_3$  — суммарное время второго и третьего шагов;  $e_{\text{ш}}$  — суммарная спектральная плотность напряжения шума операционных усилителей интегратора и нуля-органа. Численные значения длины шкалы преобразования для метода двойного  $N_{\text{II}}$  и тройного  $N_{\text{III}}$  интегрирования, полученные из (1) и (4), для некоторых значений  $e_{\text{ш}}$  при  $U = 10$  В,  $T = 50$  мкс приведены в таблице.

Следует отметить, что на нестабильность разности задержек времени включения и выключения ключей на входе интегратора накладываются следующие ограничения:

$$\Delta t \leq T_{2 \text{ max}}/N.$$

Например, при  $N = 2^{15}$  и  $T_{2 \text{ max}} = 25$  мкс  $\Delta t \leq 0,8$  нс.

Метод тройного интегрирования реализован в быстродействующем приборе АЦПИ 15-256. Время одного измерения равно 100 мкс, при этом длина шкалы преобразования составляет 15 двоичных разрядов. Прибор

снабжен встроенной памятью на 256 слов и схемой управления коммутатором, которая предназначена для передачи адреса измеряемого канала в последовательном коде через разъем на передней панели прибора. В свою очередь, коммутатор имеет соответствующий разъем и схему для приема адреса канала. По существу АЦПИ 15-256 — многоканальный аналого-цифровой преобразователь с коммутатором аналоговых сигналов, выполненным в виде отдельного модуля, при этом коммутатором управляет сам ИАЦП: адрес включенного канала коммутатора совпадает с адресом ячейки встроенного ЗУ, куда записывается результат измерения по этому каналу. Работа прибора организована следующим образом: предварительно в служебные регистры ИАЦП записываются начальный и конечный адреса серии каналов, в которых необходимо произвести измерения, затем подается команда запуска от ЭВМ; по этой команде ИАЦП проводит заданную серию измерений и записывает результаты в соответствующие ячейки встроенного ЗУ. В приборе также имеется возможность работы в режиме цифрового осциллографа, когда во все ячейки ЗУ после команды запуска последовательно записываются результаты измерений по одному выбранному каналу. Для ускорения процесса настройки прибора предусмотрена возможность записи в ЗУ тестовой информации от ЭВМ (тест ЗУ).

Как уже отмечалось, к ключам, коммутирующим входной и опорный сигналы, предъявляются высокие требования по быстродействию. В данном ИАЦП применены диодные ключи, обладающие высоким быстродействием, которое определяется схемами формирования управляющих напряжений. Для устранения погрешностей от нестабильности прямого падения напряжения на коммутирующих диодах входное и опорное напряжения предварительно преобразуются в ток. Упрощенная блок-схема аналоговой части АЦПИ 15-256 приведена на рис. 1. Входной сигнал с помощью микросхем  $A1$  и  $A2$ , полевого транзистора  $T1$  и резистора  $R1$  преобразуется в ток. Такая организация входного каскада позволила эффективно подавить синфазную помеху. Так как диодные ключи могут коммутировать ток только одной полярности и преобразователи напряжения в ток, выполненные на полевых транзисторах и операционных усилителях, выдают ток тоже одной полярности, ИАЦП построен однополярным, а к входному сигналу добавлена постоянная величина, равная половине диапазона. Это постоянное смещение вырабатывается генератором тока, реализованным на микросхеме  $A4$ , полевым транзисторе  $T3$  и резисторе  $R4$ . Элементы  $R2$ ,  $A3$ ,  $T2$ ,  $R3$  составляют схему «токового зеркала». Два генератора тока формируют опорный сигнал (элементы  $A5$ ,  $T4$ ,  $R5$ ) и уменьшенный в 64 раза опорный сигнал для третьего шага (элементы  $A6$ ,  $T5$ ,  $R6$ ). Измеряемый сигнал коммутируется ключом  $K1$ , опорный сигнал — ключом  $K2$ , уменьшенный опорный сигнал — ключом  $K3$ . С помощью ключа  $K4$  производится периодическая коррекция дрейфа операционного усилителя интегратора ( $A7$ ).

**Метод многотактного интегрирования с третьим шагом.** Этот метод позволяет получить высокую разрешающую способность и линейность преобразования ИАЦП при сравнительно высоком быстродействии. Блок-схема, реализующая этот метод, приведена на рис. 2. Суть его состоит в том, что одновременно с интегрированием входного сигнала происходит интегрирование опорного напряжения по определенному алгоритму, а именно при достижении выходным напряжением интегратора порогового значения (срабатывает компаратор  $A2$  или  $A4$ ) ко входу интегратора подключается опорное напряжение с противоположной по отношению к выходному сигналу полярностью на фиксированный интервал времени  $T_1$ , т. е. происходит многотактное интегрирование опорного напряжения (рис. 3, б). После интервала времени  $T_1$  (интегрирования входного сигнала) алгоритм работы ИАЦП такой же, как в методе тройного интегрирования. Наличие третьего шага (что отражено в названии метода), в течение которого производится интегрирование уменьшенного опорного напряжения, позволяет получить высокую разрешающую спо-

$e_{\text{ш}} 10^{-9},$ $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$	$N_{\text{II}}$	$N_{\text{III}}$
20	10 200	57 000
40	6 400	33 000
80	4 000	19 000

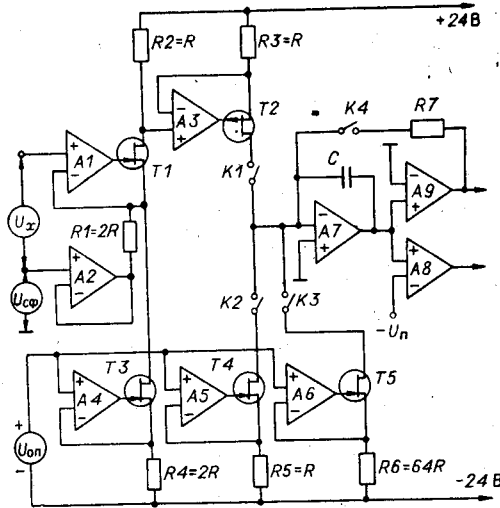


Рис. 1

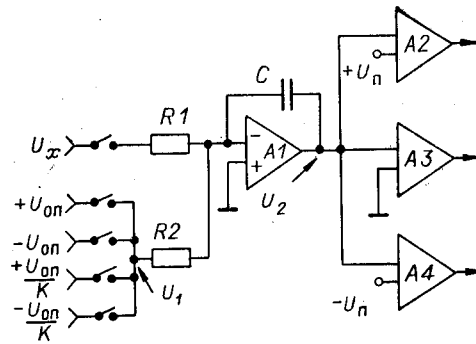


Рис. 2

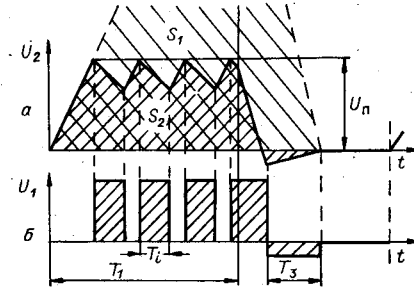


Рис. 3

способность. Момент окончания третьего шага (интервал времени  $T_3$ ) определяется нуль-органом АЗ. Из уравнения баланса зарядов в интеграторе следует:

$$U_x = \left( U_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n \frac{T_i}{T_1} - \frac{U_{\text{оп}} T_3}{K T_1} \right) \frac{R1}{R2}. \quad (5)$$

Коэффициент передачи интегратора  $K_{\text{пи}} = T_1/R2C$  примерно равен числу тактов  $M$  интегрирования опорного напряжения при измерении максимального входного сигнала.

Отметим некоторые особенности метода многотактного интегрирования. Погрешности нелинейности преобразования и «памяти», обусловленные поляризацией диэлектрика интегрирующего конденсатора, уменьшаются примерно в  $M$  раз по сравнению с ИАЦП, основанными на методах двойного или тройного интегрирования. Это объясняется следующим. На рис. 3, а штриховой линией показано выходное напряжение интегратора в случае, когда в интервале времени интегрирования входного сигнала  $T_1$  опорное напряжение не подключается, т. е. временная диаграмма соответствует методу тройного интегрирования и напряжение на выходе интегратора в конце интервала времени  $T_1$  равно

$$U_2 = U_x T_1 / R1C \approx U_x K_{\text{пи}} \approx U_x M, (R1 \sim R2).$$

Поляризационная цепочка является интегрирующим звеном, причем постоянная времени  $T_a = R_a C_a$ , как правило, больше интервала времени  $T_1$ , поэтому влияние поляризации пропорционально интегралу выходного напряжения интегратора по времени ( $S_1$  в случае метода тройного интегрирования,  $S_2$  в случае метода многотактного интегрирования с третьим шагом). Отношение площадей  $S_1/S_2$  примерно равно  $M$  (во столько раз уменьшается влияние поляризации на погрешности нелинейности преобразования и «памяти» при методе многотактного интегрирования с третьим шагом).

Вследствие того что коэффициент передачи интегратора в  $M$  раз больше, чем в ИАЦП, основанном на методе тройного интегрирования, влияние шумов операционных усилителей интегратора и нуля-органа уменьшается в  $M$  раз; поэтому длина шкалы по сравнению с методом тройного интегрирования также может быть увеличена в  $M$  раз.

Однако метод многотактного интегрирования накладывает более жесткие ограничения на параметры элементов по сравнению с методами двойного и тройного интегрирования. При использовании современной элементной базы и новых схемотехнических решений эти требования могут быть выполнены.

На основе метода многотактного интегрирования с третьим шагом разработан прецизионный аналого-цифровой преобразователь АЦПИ-22. Технические параметры АЦПИ-22: длина шкалы преобразования  $\pm 1\,300\,000$ ; время одного измерения 40 мс; время интегрирования входного сигнала 20 мс; время установления входного усилителя (с погрешностью 0,001%) 8 мс; диапазоны измеряемых сигналов 0,1; 1; 10; 100; 1000 В; разрешающая способность соответственно 0,1; 1; 10; 100 мкВ; 1 мВ; относительная погрешность преобразования на диапазоне 10 В за  $8\text{ ч} \pm (0,0005 + 0,0002\% U_n/U_x)$ ; погрешность преобразования за три месяца  $\pm (0,002 + 0,0002\% U_n/U_x)$ ; дополнительная погрешность на других диапазонах 0,0005%; температурный коэффициент погрешности преобразования 0,00005%/К; нелинейность преобразования 0,0002%; температурный дрейф напряжения  $3 \cdot 10^{-8}$  В/К; входной ток  $< 10$  пА; входное сопротивление на диапазонах 0,1, 1, 10 В  $> 10^{11}$  Ом; входное сопротивление на диапазонах 100 В, 1000 В — 10 МОм; подавление последовательной сетевой помехи 80 дБ; подавление помех общего вида ( $R_T = 10$  кОм) 140 дБ; аналоговая часть прибора изолирована, емкость относительно корпуса прибора 200 пФ; конструктивное исполнение — модуль КАМАК, ширина 4 М.

По совокупности таких параметров, как длина шкалы и точность преобразования при времени одного измерения порядка 40 мс, прибор не имеет себе равных. У лучших интегрирующих цифровых вольтметров (модель 7075 фирмы «Солартрон», модель 1081 фирмы «Датрон») при таких же значениях длины шкалы и точности преобразования время одного измерения составляет 0,4—1,0 с. Данные вольтметры предназначены для прецизионных метрологических измерений, и для этих целей такого быстродействия достаточно. Для ИАЦП, применяемого в многоканальных измерительных системах, требуется более высокое быстродействие.

Обеспечение таких параметров, как долговременная стабильность, малая температурная погрешность, потребовало создания специального стенда для отбора и старения прецизионных компонентов (стабилитронов, резисторов) [3].

Как уже отмечалось выше, при применении метода многотактного интегрирования к широкополосности усилителя интегратора предъявляются повышенные требования. Рассмотрим способ расширения полосы пропускания усилителя интегратора, примененный в данном ИАЦП [4]. Большинство операционных усилителей (ОУ), скорректированных для единичного усиления при замкнутой отрицательной обратной связи, построено по двухкаскадной схеме (рис. 4, а): первый каскад представляет собой преобразователь напряжения в ток с крутизной преобразования  $S$ , второй каскад — интегрирующее звено (усилитель с коэффициентом усиления по напряжению  $K$  и интегрирующий конденсатор, в качестве которого используется емкость коррекции  $C_k$ , внутренняя или внешняя). Погрешность интегратора определяется частотой единичного усиления  $f_0$ ,

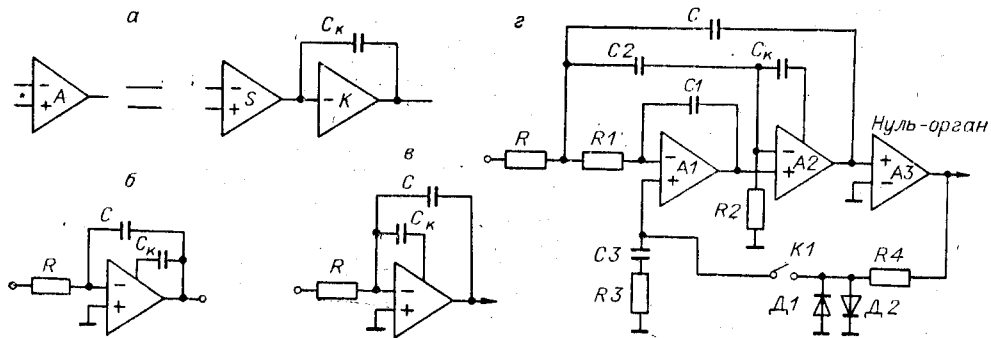


Рис. 4

которая находится из формул  $K_n(f_0) = 1$ ;  $f_0 = S/2\pi C_k$ . Обычно значение  $f_0$  равно 1—3 МГц. Схема интегратора, реализованная на таком ОУ, изображена на рис. 4, б. Конденсатор формирует частотную коррекцию в области высоких частот, но в интеграторе выход ОУ закорочен на высокой частоте с инвертирующим входом (с помощью интегрирующего конденсатора  $C$ ). Следовательно, без нарушения устойчивости вывод корректирующего конденсатора можно пересоединить с выхода на вход ОУ (рис. 4, в). В этом случае частота единичного усиления определяется частотой единичного усиления выходного каскада (см. рис. 4, а), которая примерно в  $K$  раз больше, чем частота среза обычного ОУ ( $K \sim 200$ ). Отсюда следует, что в качестве усилителя интегратора необходимо применять ОУ без внутренней коррекции, а конденсатор коррекции включить так, как показано на рис. 4, в.

В данном ИАЦП применена схема интегратора, изображенная на рис. 4, г. Здесь усилитель интегратора построен по двухполосной схеме. Постоянная составляющая и низкочастотная составляющая сигнала усиливаются ОУ  $A1$  и далее ОУ  $A2$ , а высокочастотная составляющая усиливается только усилителем  $A2$ . Условие сопряжения частот, на которых коэффициенты усиления обоих каналов равны, следующее:  $R1C1 = R2C2$ .

Достоинство этой схемы состоит в том, что такой интегратор обладает и широкой полосой, и малым входным током одновременно, так как в качестве усилителя  $A1$  применен ОУ с полевыми транзисторами на входе типа 544УД1А, а в качестве усилителя  $A2$  — ОУ с малыми шумами, широкой полосой, без внутренней коррекции (типа 153УД2).

Элементы  $R4$ ,  $D1$ ,  $D2$ ,  $K1$ ,  $R3$  служат для осуществления периодической коррекции дрейфа усилителя интегратора.

**Метод динамического интегратора.** Метод динамического интегратора — разновидность широтно-импульсного преобразования с импульсной обратной связью, т. е. метод промежуточного преобразования в скважность [4]. Блок-схема и временные диаграммы работы динамического интегратора приведены на рис. 5, 6. Входной сигнал  $U_x$  подается через резистор  $R2$  на вход интегратора  $A1$ . Ключ в цепи входного сигнала отсутствует. В зависимости от полярности выходного напряжения интегратора, которое определяется нуль-органом  $A2$ , на вход интегратора подключается соответствующее опорное напряжение через ключи  $K1$  и  $K2$ . Работа ключей синхронизована с тактовой частотой  $\zeta$  помощью  $D$ -триггера. Если напряжение на выходе интегратора больше нуля, то на вход интегратора подается опорное напряжение положительной полярности, если меньше нуля, то отрицательной полярности. Так как интегратор — инвертирующее звено, таким образом построенная (импульсная) обратная связь отрицательна. Элементы этой обратной связи: нуль-орган,  $D$ -триггер, на вход синхронизации которого подана тактовая частота; ключи  $K1$  и  $K2$ , коммутирующие опорное напряжение; резистор  $R1$ .

Отличительной особенностью метода динамического интегратора является то, что одновременно с входным и опорным сигналами на вход

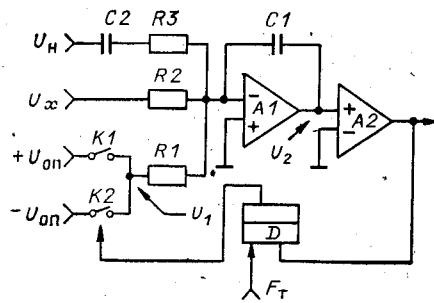


Рис. 5

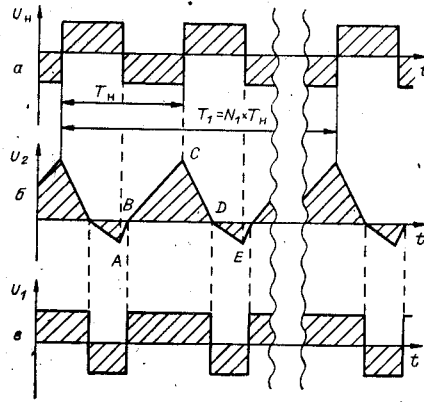


Рис. 6

интегратора через разделительный конденсатор поступает напряжение «накачки» — периодическое напряжение прямоугольной формы ( $U_n$ , рис. 6, а). Амплитуда  $U_n$  превышает сумму модулей входного сигнала и опорного напряжения:

$$|U_n| > |U_x| + |U_{оп}|. \quad (6)$$

Вследствие этого напряжение на входе интегратора будет периодическим с частотой напряжения «накачки», и ключи К1 и К2, коммутирующие опорные напряжения, будут переключаться с этой частотой. Форма выходного напряжения интегратора показана на диаграмме б (см. рис. 6). Из периодичности выходного напряжения интегратора вытекает уравнение баланса зарядов, поступающих на вход интегратора:

$$\frac{1}{R1C1} \int_{t_A}^{t_E} U_1 dt + \frac{1}{R2C1} \int_{t_A}^{t_E} U_x dt + \frac{1}{R3C1} \int_{t_A}^{t_E} U_n dt = U_E - U_A = 0, \quad (7)$$

где  $U_1$  — опорное напряжение после коммутации ключами К1 и К2. Третье слагаемое этого уравнения равно нулю, так как  $t_E - t_A = T_n$  — период напряжения «накачки», и постоянная составляющая тока «накачки» за период равна нулю (из-за наличия в этой цепи конденсатора С2):

$$\frac{1}{R3C1} \int_{t_A}^{t_E} U_n dt = 0. \quad (8)$$

С учетом (8) уравнение (7) примет вид

$$U_x = U_{оп} \frac{R2}{R1} \frac{T_- - T_+}{T_n}. \quad (9)$$

Здесь  $T_- = T_{AB} + T_{DE}$  — время, когда замкнут ключ К2 и на вход интегратора подается отрицательное опорное напряжение;  $T_+ = T_{BC} + T_{CD}$  — время, когда замкнут ключ К1. Это основное уравнение для динамического интегратора. Задача преобразования входного аналогового напряжения в цифровой код сводится к измерению в цифровом виде разности интервалов времени  $T_-$  и  $T_+$ . Из уравнения (9) и диаграммы (см. рис. 3, в) видно, что в методе динамического интегратора происходит преобразование входного сигнала в скважность переключения опорного напряжения.

Время одного измерения равно целому числу периодов напряжения «накачки»  $T_1 = N_1 T_n$ . Суммируя результаты измерений по всем периодам, получим

$$U_x = U_{оп} \frac{R2}{R1} \frac{1}{T_1} \sum_{i=1}^{N_1} (T_-^{(i)} - T_+^{(i)}).$$

Период  $T_n$  содержит  $N_2$  периодов тактовой частоты:  $T_n = N_2/F_T$ . Длина шкалы преобразования  $N$  при этом составит  $N = N_1 N_2 = F_T T_1$ . Отсюда видно, что выбором числа  $N_1$  в ИАЦП, основанном на методе динамического интегратора, можно изменять разрядность преобразования (т. е. длину шкалы) одновременно с временем измерения. Это качество особенно полезно для ИАЦП, предназначенных для многоканальных измерений: измерения с высокой точностью и дискретностью производятся быстро, а высокоточные измерения медленнее. При увеличении времени измерения происходит дополнительная фильтрация высокочастотных помех и наводок, присутствующих в измеряемых сигналах. Если интервал времени  $T_1$  содержит в себе целое число периодов сетевого напряжения 50 Гц, то осуществляется значительное подавление последовательной сетевой помехи. Время установления динамического интегратора можно вычислить аналитически:  $T_{уст} = T_n(1 + \log_K N_2)/2$ . Здесь  $T_{уст}$  — время установления динамического интегратора, при котором погрешность равна одному кванту преобразования;  $K$  — безразмерный параметр, равный  $(U_n + U_{оп})/(U_n - U_{оп})$ .

Из соотношения (6) с учетом того, что  $|U_{оп}| \geq |U_x|$ , следует  $|U_n| \geq 2|U_{оп}|$ . В нашем случае  $U_n = 2,1U_{оп}$ ;  $K = 2,8$ ;  $N_2 = 256$  и время установления динамического интегратора приблизительно равно трем периодам напряжения «накачки».

Отметим достоинства метода динамического интегратора: 1) результат измерения не зависит от величины тактовой частоты, что позволяет сделать время измерения кратным периоду сетевого напряжения; 2) возможно изменение в широких пределах длины шкалы преобразования путем выбора соответствующего времени интегрирования входного сигнала; 3) отсутствует ключ в цепи измеряемого сигнала; 4) не требуется дополнительного времени для получения выходного кода: результат измерения получается в конце интервала интегрирования входного сигнала; 5) мала погрешность, обусловленная поляризацией интегрирующего конденсатора. Погрешность нелинейности равна нулю. Погрешность памяти мала вследствие большого коэффициента передачи интегратора:  $K_{ПИ} = T_1/R2C1 = N_1 T_n/R2C1 \approx N_1$ ; 6) мало влияние шума операционных усилителей интегратора и нуль-органа, что также является следствием большого коэффициента передачи интегратора.

Метод динамического интегратора — по существу метод многотактного интегрирования: ключи, коммутирующие опорное напряжение, переключаются несколько раз в течение одного измерения. Поэтому к стабильности времени переключения этих ключей предъявляются повышенные требования:  $\Delta t \leq T_n \delta$  ( $\delta$  — относительная погрешность преобразования). Следовательно, выбор частоты «накачки» есть компромисс между требованием к быстрдействию ключей опорного напряжения и уменьшением влияния поляризации интегрирующего конденсатора и шумов операционных усилителей интегратора и нуль-органа.

Для обеспечения массовых измерений постоянных напряжений в автоматизированных системах управления различными электрофизическими установками создан прибор АЦПИ-20, в котором применен метод динамического интегратора. Он размещен на одной печатной плате. Прибор обладает высокой точностью (погрешность преобразования не превышает 0,005%) и высокой разрешающей способностью. Применение логических элементов КМОП-серии позволило существенно снизить потребляемую мощность, уменьшить габариты.

Особое внимание при разработке АЦПИ-20 было уделено качеству источника «подвешенного» питания аналоговой части прибора. Удовлетворить всем требованиям, предъявляемым к такому источнику, удалось, применив импульсный источник питания с разделительным трансформатором, выполненным на трех ферритовых сердечниках. Упрощенная схема источника питания изображена на рис. 7. Высокочастотный преобразователь, выполненный на двух транзисторах, питается от источника +6 В. Он работает на частоте  $F_n = 28,8$  кГц (эта частота в 128 раз меньше



частоты тактового генератора ИАЦП). Трансформатор на первом сердечнике  $Tr1$  понижающий, напряжение на его вторичной обмотке  $\approx 1$  В. Средний вывод вторичной обмотки трансформатора  $Tr1$  соединен с корпусом прибора. Трансформатор на втором сердечнике  $Tr2$  разделительный, его коэф-

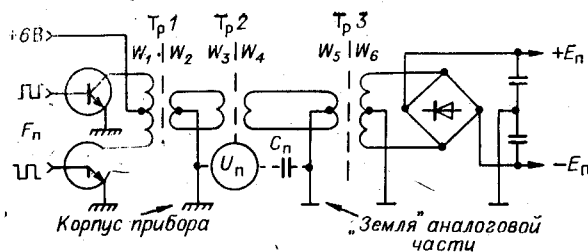


Рис. 7

фициент трансформации равен единице. Он характеризуется также малой емкостью между обмотками  $W_3$  и  $W_4$  (в этих обмотках всего по четыре витка). Трансформатор на третьем сердечнике  $Tr3$  повышающий. Середина его первичной обмотки соединена с «землей» аналоговой части. Со вторичных обмоток трансформатора  $Tr3$  после выпрямления и фильтрации получают постоянные напряжения для питания аналоговой части прибора. Применение трансформатора на трех сердечниках позволило минимизировать параметры эквивалентного источника помехи  $U_n, C_n$ .

Технические параметры АЦПИ-20: диапазоны измеряемых входных напряжений  $\pm 8,192$  В,  $\pm 512$  мВ; время интегрирования входного сигнала 5, 10, 20, ..., 320 мс; погрешность преобразования за три месяца на диапазоне 8 В  $\pm (0,005\% + 1$  ед. младшего разряда); температурный коэффициент погрешности преобразования  $0,0002\%/K$ ; дополнительная температурная погрешность на диапазоне 0,5 В  $0,001\%/K$ ; нелинейность преобразования  $\pm 1$  квант; температурный дрейф смещения входного усилителя  $< 0,5$  мкВ/К; входной ток  $< 200$  пА; входное сопротивление  $> 10^9$  Ом; подавление последовательной сетевой помехи при  $T_i \geq 20$  мс 80 дБ; подавление помех общего вида 120 дБ; емкость «подвешенной» аналоговой части относительно корпуса прибора 150 пФ; конструктивное исполнение — модуль КАМАК, ширина 1 М.

Прибор АЦПИ 18-256 так же, как АЦПИ-20, основан на методе динамического интегратора. Основные его отличия от АЦПИ-20: 1) прибор содержит встроенную память емкостью 256 слов и схему управления коммутатором, предназначенную для передачи адреса канала в последовательном коде через разъем на передней панели; 2) изменен диапазон времен интегрирования входного сигнала в сторону увеличения быстродействия (в 4 раза); 3) имеется три диапазона измерения входных сигналов; 4) введен режим автоматического выбора диапазона; 5) изменена схема входного усилителя, улучшены его параметры.

Функционирование АЦПИ 18-256 в многоканальном режиме организовано так же, как прибора АЦПИ 15-256. Имеется также возможность работы в режиме цифрового осциллографа, когда во все ячейки встроенного ЗУ записываются результаты измерений по одному выбранному каналу.

Для организации многоканальных измерительных систем разработаны четыре типа коммутаторов аналоговых сигналов (КАС).

КАС-1. Количество каналов при однопроводных измерениях 128, при двухпроводных — 64; тип коммутирующих элементов — КМОП-ключи серии КР590; время установления 10 мкс; диапазон коммутируемых напряжений  $\pm 10$  В; погрешность коммутации  $\pm 50$  мкВ. Этот коммутатор применяется с быстродействующим АЦПИ 15-256, а также в тех случаях, когда используется режим непрерывного сканирования по измеряемым каналам.

КАС-2. Количество каналов такое же, как и у КАС-1; тип ключа — реле на герконах, время установления 0,5 мс, диапазон входных напряжений до 200 В; погрешность коммутации  $\pm 20$  мкВ. Прибор применяется в случаях, когда напряжение между отдельными каналами превышает

10 В. Возможно управление коммутаторами КАС-1 и КАС-2 через разъем на передней панели последовательным кодом.

КАС-3. Количество каналов при однопроводных измерениях 32, при двухпроводных — 16; остальные параметры такие же, как и у КАС-2. Используется как коммутатор групп, когда необходимо объединить на один АЦП выходы нескольких коммутаторов, а также в системах с малым количеством измеряемых каналов.

КАС-4. Количество каналов 32, измерения двухпроводные; тип коммутирующих элементов — термокомпенсированные переключатели на германиях; погрешность  $\pm 1$  мкВ; время установления 0,5 мс. Используется в измерительных системах микровольтового диапазона.

**Заключение.** В работе рассмотрены четыре интегрирующих АЦП, приведены их характеристики, методы аналого-цифрового преобразования, на которых они основаны, особенности конструктивного исполнения, функциональные возможности. Приведены также технические параметры четырех типов коммутаторов аналоговых сигналов. Особое внимание при разработке этих приборов уделено мерам по обеспечению высокой помехозащищенности и решению проблем, связанных с многоканальностью измерений. С помощью описанного в данной статье комплекта аппаратуры, выполненной в стандарте КАМАК, можно решить большинство задач по измерению постоянных напряжений в автоматизированных системах управления.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Пригнаников В. А. Интегрирующие цифровые вольтметры постоянного тока.— Л.: Энергия, 1976.
2. Меер В. В., Былинский Л. В. Оценка влияния эффекта диэлектрической абсорбции интегрирующего конденсатора на точность быстродействующего вольт-секундного преобразователя.— В кн.: Труды Рязанского радиотехнического института. Рязань, 1972, вып. 30.
3. Голубенко Ю. И., Каргальцев В. В., Пискунов Г. С. Автоматизированная система для отбора прецизионных стабилизаторов.— В кн.: Всесоюзный симпозиум по модульным информационно-вычислительным системам. Кишинев: Штиинца, 1985.
4. Техническое описание вольтметра «Солартрон-7075».

*Поступила в редакцию 30 января 1986 г.*

УДК 681.335.2

**В. М. БОРОВИКОВ, Ю. В. ЗАРУДНЕВ, В. К. ОВЧАР, А. А. ЧАУСОВ**  
(Новосибирск)

### МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

При автоматизации научных экспериментов, особенно на таких крупных установках, какими являются ускорительно-накопительные комплексы, предполагается пропорциональное регулирование параметров установки с высокой точностью, причем количество каналов регулирования может достигать нескольких сотен. В связи с этим объекты управления объединяются по функциональным и территориальным признакам и включаются в многоканальные системы авторегулирования, управление которыми, как правило, осуществляется с помощью многоканальных цифроаналоговых преобразователей. Два таких устройства, выполненных в стандарте КАМАК и разработанных в ИЯФ, СО АН СССР, описываются ниже.

Шестнадцатиканальный цифроаналоговый преобразователь с усилителем сигнала ошибки (ЦАП УСО) предназначен для управления многоканальными системами авторегулирования, расположенными в одной или