

## Высокоточный АЦП, сопряженный с микроЭВМ

А. П. Стахов, В. П. Марценюк, А. Д. Азаров,  
В. Я. Стейскал

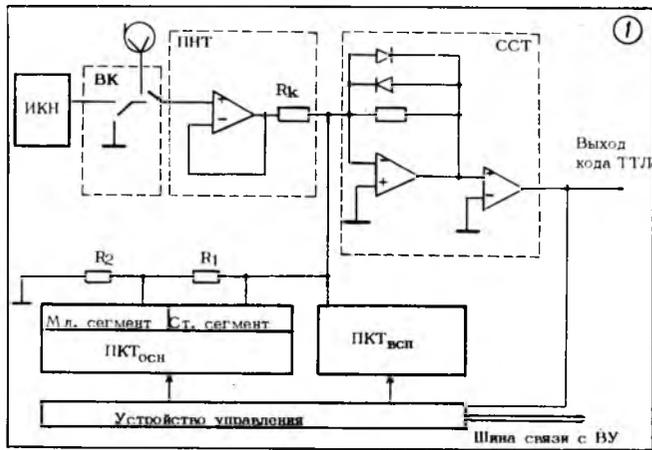
Известно, что АЦП являются устройствами системного применения, во многом определяющими качество всей системы. Так, в прецизионных системах весоизмерения (общая погрешность меньше 0,1 %) требуется высокоточный АЦП с общей погрешностью не более 0,01 % в широком температурном (от  $-30$  до  $+50$  °С) и временном (в один — два года) диапазоне, обладающий средним быстродействием (время преобразования не более 500 мкс).

Анализ серийно выпускаемых промышленностью АЦП показал, что в СССР не выпускаются преобразователи с указанными характеристиками. В системах же весоизмерения используют обычно собственные разработки, в основном преобразователи интегрирующего типа с низким быстродействием и точностью [1]. Анализ литературы по прецизионной преобразовательной технике [2—6] позволяет утверждать, что наиболее перспективным направлением в данной обла-

сти (с точки зрения повышения точности) является применение избыточных измерительных кодов [3, 4].

Авторами настоящей статьи разработаны и изготовлены экспериментальные образцы высокоточных АЦП для прецизионной системы взвешивания материалов. В таких преобразователях не требуется подгонять параметры аналоговых узлов, а нужное значение погрешности достигается путем цифровой коррекции. Такие АЦП обладают повышенной стабильностью выходных характеристик в широком температурном диапазоне и в течение всего жизненного цикла [7]. Однако общим недостатком таких разработок является необходимость введения дополнительных аппаратных затрат, в основном по цифровым узлам. Входящее в состав системы весоизмерения вычислительное устройство (ВУ) можно использовать для организации процесса определения и цифровой коррекции погрешностей измерительной части АЦП, что позволяет значительно сократить затраты оборудования и потребляемую мощность при организации самокорректирующего АЦП по сравнению с образцом, описанным в [7].

Структурная схема АЦП с коррекцией, ориентированного на применение в системе взвешивания, представлена на рис. 1 и состоит из



Структурная схема АЦП

следующих блоков: входной коммутатор (ВК), преобразователь «напряжение — ток» (ПНТ), основной преобразователь «код — ток» (ПКТ<sub>осн</sub>), схема сравнения токов (ССТ), вспомогательный преобразователь «код — ток» (ПКТ<sub>всп</sub>), источник калиброванного напряжения (ИКН) и устройство управления, включающее в себя интерфейс связи с ВУ.

АЦП работает в двух режимах: самопроверки и непосредственного преобразования входного напряжения в двоичный код.

Режим самопроверки состоит из трех циклов: — определение кодов реальных значений весов разрядов ПКТ<sub>осн</sub> без учета наклона кодирующей характеристики; — определение кода смещения нуля устройства; — определение кодов реальных значений весов разрядов ПКТ<sub>осн</sub> с учетом наклона кодирующей характеристики.

Для осуществления самопроверки разряды ПКТ<sub>осн</sub> разбиваются на две группы:  $m$  корректируемых (неточных) и  $(n-m)$  некорректируемых (точных) разрядов. Такой подход справедлив при формировании весов разрядов ПКТ<sub>осн</sub> с одинаковой относительной погрешностью. При этом определение кодов реальных значений весов разрядов ПКТ<sub>осн</sub> в процессе самопроверки производится только для группы из  $m$  неточных разрядов. Реальные значения весов точных разрядов измеряются при изготовлении устройства, соответствующие им коды заносятся в память ВУ и используются при вычислениях.

В первом цикле самопроверки ВК коммутирует на вход АЦП шину нулевого потенциала, ПКТ<sub>всп</sub> формирует вспомогательную ступенчато нарастающую аналоговую величину  $A_{всп}$  (ток). Число ступеней  $A_{всп}$  соответствует числу неточных разрядов ПКТ<sub>осн</sub>. Каждая вспомогательная величина, начиная с младшей, дважды уравнивается по методу поразрядного кодирования компенсирующим сигналом ПКТ<sub>осн</sub>  $A_k$ , один раз с за-

претом включения поверяемого разряда, второй раз — без запрета.

В вычислительном устройстве, по мере формирования в УУ результатов уравнивания  $A_{всп}$  сигналом  $A_k$ , последовательно формируются двоичные коды результатов уравнивания, по которым вычисляются коды реальных значений  $K'_{pi}$  весов разрядов ПКТ<sub>осн</sub> без учета наклона кодирующей характеристики по формуле

$$K'_{pi} = \sum_{j=1}^{i-1} a'_j K_j - \sum_{j=1}^i a''_j K_j, \quad (1)$$

где  $a'_j, a''_j$  — двоичные цифры  $j$ -го разряда первого и второго результатов уравниваний, формируемых в УУ, соответственно;  $K_j$  — код двоичного эквивалента веса  $j$ -го разряда ПКТ<sub>осн</sub>.

Необходимо отметить, что перед началом самопроверки для упрощения вычислений кодам двоичных эквивалентов точных весов присваиваются нулевые значения (в выражении (1)  $K_i = 0$ ). После формирования  $K_{pi}$  для всех  $(n-m)$  разрядов первый цикл самопроверки заканчивается. При этом веса разрядов ПКТ<sub>осн</sub> являются скорректированными по линейности.

Второй и третий циклы режима самопроверки проводятся известными способами коррекции аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности аналого-цифрового преобразования [5]. После определения кода смещения нуля  $K_0$  устройства и кодов реальных значений  $K_{pi}$  весов разрядов ПКТ<sub>осн</sub>, полученных путем коррекции кодов  $K'_{pi}$  с учетом масштабного коэффициента, режим самопроверки заканчивается. Функционирование устройства в режиме непосредственного преобразования входного напряжения в двоичный код происходит с учетом вычисленных кодов  $K_0$  и  $K_{pi}$  и периодически прерывается циклами самопроверки. Частота перехода из режима в режим определяется скоростью изменения реальных значений весов разрядов ПКТ<sub>осн</sub> под воздействием изменения внешних условий.

Таким образом, с помощью данного алгоритма цифровой коррекции можно получить значительное снижение статических погрешностей аналого-цифрового преобразования, но, известно [6], что существуют принципиально не корректируемые погрешности, уменьшения которых алгоритмически для построения высокоточных АЦП не удастся. К некорректируемым погрешностям АЦП следует отнести:

- погрешность линейности ПНТ;
- температурно-временная погрешность ИКН;
- погрешность за счет неидеальности ПКТ<sub>осн</sub>.

Посредством анализа узлов структурной схемы преобразователя рассмотрим эти погрешности для определения их влияния на общую погрешность преобразования.

Входное устройство АЦП состоит из ВК, ИКН и ПНТ. Входной коммутатор выполняется на

электромеханических реле типа РЭС 55 Б, обеспечивающих переключение низких уровней напряжения и тока. Необходимость применения реле диктуется требованием четкого различия уровня входного напряжения, определяемого как

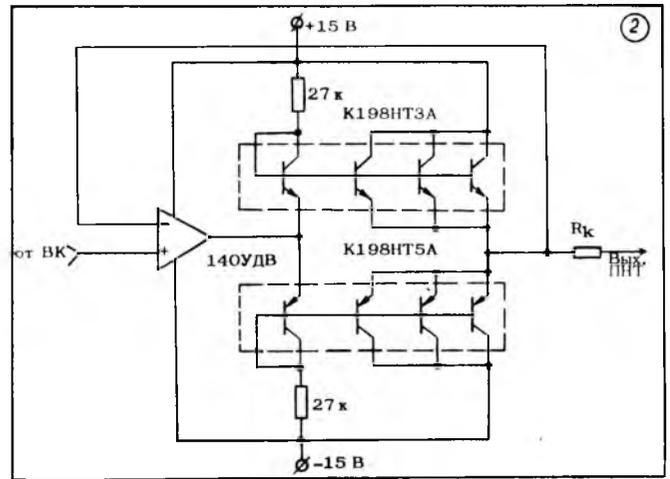
$$U_{\text{вх min}} = 0,5MP = \frac{U_{\text{вх max}}}{2\alpha^{n+1}},$$

равного при  $U_{\text{вх max}} = 10 \text{ В}$ ,  $\alpha = 1,618$ ,  $n = 24$  около  $35 \text{ мкВ}$  при входном токе менее  $1 \text{ нА}$ .

Для достижения высокого быстродействия аналого-цифрового преобразования ЦАП реализован на токовых элементах. При этом возникает задача преобразования входного напряжения в ток. Эта задача для АЦП поразрядного кодирования наиболее просто решается путем организации ПНТ на базе повторителя напряжения с умощнением выхода и компенсирующего резистора  $R_k$ . Основное требование, предъявляемое к ПНТ (рис. 2), состоит в том, что он не должен вносить нелинейность более  $0,001 \%$  [7]. Поскольку резистор  $R_k$  не ухудшает линейность ПНТ, то погрешность определяется нелинейностью повторителя напряжения, собранного на ОУ.

Увеличение мощности выхода серийного ОУ позволяет значительно увеличить линейность повторителя [8]. Результаты исследования линейности для схемы на рис. 2 при  $R_k = 510 \text{ Ом}$  приведены на рис. 3 в виде зависимости  $\Delta U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ . Из приведенного графика следует, что при питающем напряжении  $\pm 15 \text{ В}$  максимальная погрешность линейности в диапазоне  $\pm 10 \text{ В}$  составила  $\delta_{\text{п. ПНТ}} = 0,00016 \%$ , что меньше требуемого уровня. Единственным прецизионным узлом в описываемом АЦП является ИКН, предназначенный для исключения погрешностей аналого-цифрового преобразования, связанных с изменением наклона кодирующей характеристики. При этом, для обеспечения заданной точности в диапазоне температур (от  $-30$  до  $+50 \text{ }^\circ\text{C}$ ), температурный коэффициент напряжения ИКН должен быть на уровне  $10^{-6}/^\circ\text{C}$ . Задача создания такого источника облегчается отсутствием жестких требований к его выходному сопротивлению, вследствие постоянства нагрузки (ПНТ). Исходя из этого, была выбрана схема (рис. 4) параметрического стабилизатора на стабилитроне VD2 (Д818Е) с дополнительной стабилизацией тока последнего (источник тока ИТ<sub>1</sub> на DA1, VD1, R1). Ток стабилитрона VD1 также является стабилизированным (источник тока ИТ<sub>2</sub> на DA2, VD2, R2). К преимуществам такой структуры с взаимостабилизацией можно отнести возможность получения значительной величины коэффициента стабилизации  $K_{\text{ст}}$  (более  $10^4$ ). При этом  $K_{\text{ст}}$  зависит в основном от выходного сопротивления ИТ<sub>1</sub> и дифференциального сопротивления  $r_g$  стабилитрона VD2 и определяется как:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{п}}}{\Delta U_{\text{ИКН}}} = \frac{R_{\text{ИТ}}}{r_g},$$



Преобразователь «напряжение — ток»

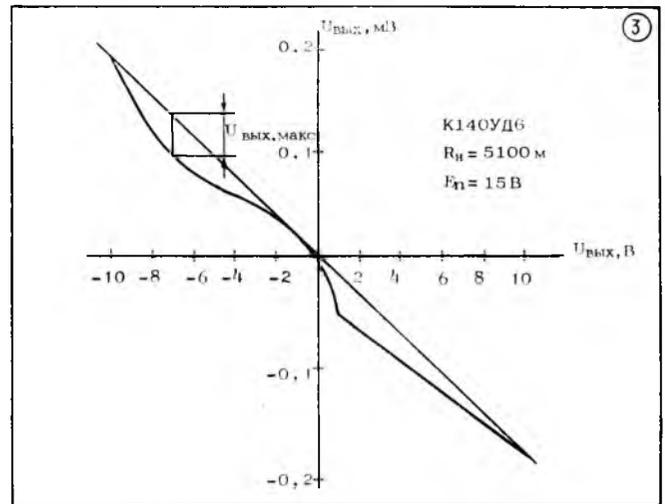


График исследования линейности ПНТ

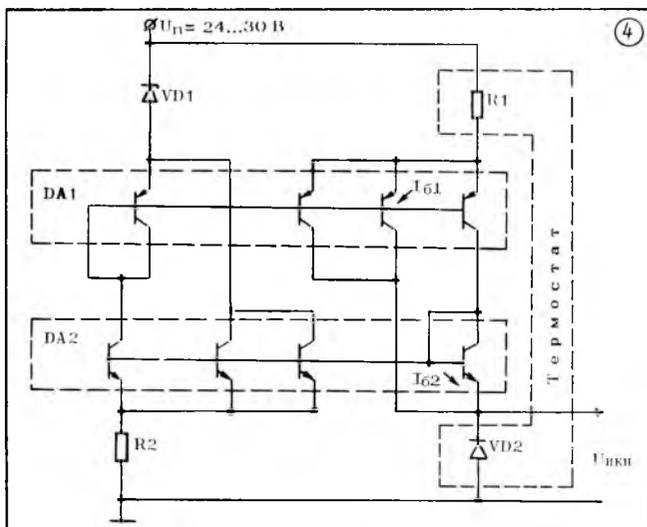
при этом

$$\Delta U_{\text{ИКН}} = \Delta I_{\text{VD2}} \cdot r_g; \quad \Delta I_{\text{VD2}} = \frac{\Delta U_{\text{п}}}{R_{\text{ИТ}}},$$

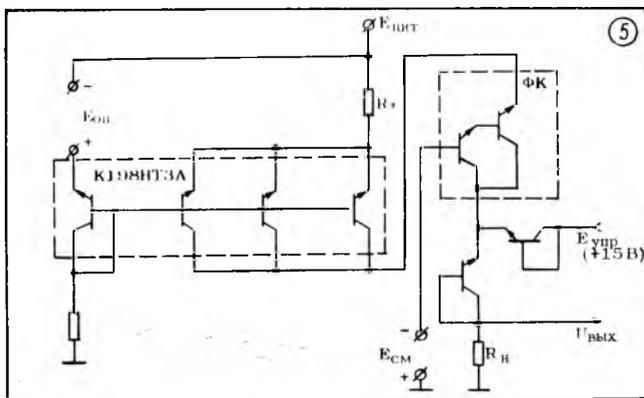
где  $\Delta U_{\text{п}}$  — изменение напряжения питания  $U_{\text{п}}$ ;  $\Delta U_{\text{ИКН}}$  — изменение напряжения ИКН вследствие изменения  $U_{\text{п}}$ ;  $\Delta I_{\text{VD2}}$  — изменение тока через VD2 при изменении  $U_{\text{п}}$ ;  $R_{\text{ИТ}}$  — выходное сопротивление ИТ<sub>1</sub>.

Например, при  $r_g \approx 25 \text{ Ом}$  и  $R_{\text{ИТ}} = 500 \text{ кОм}$   $K_{\text{ст}}$  будет равен  $2 \cdot 10^4$ , что существенно снижает требования к  $U_{\text{п}}$  для ИКН и практически полностью исключает из общей погрешности ИКН погрешность от влияния  $U_{\text{п}}$  в заданном температурном диапазоне.

Рассмотрим остальные составляющие температурной погрешности ИКН. Ими являются: — погрешность за счет температурного коэффициента напряжения стабилитрона VD2 ( $\text{ТКН}_{\text{VD2}}$ );



Источник калиброванного напряжения



Источник взвешенного тока

— погрешность за счет изменения тока через стабилитрон VD2 ( $\Delta I_{VD2}$ ).

Так как минимизация ТКН стабилитронов путем выбора оптимального значения тока [9] сопряжена с трудностями практической реализации и приемлема не для всех стабилитронов, то исключение первой составляющей погрешности ИКН достигнуто путем активного термостатирования (температура в термостате поддерживается на уровне  $70 \pm 1^\circ\text{C}$ ).

Вторая составляющая погрешности ИКН зависит от ТКС резистора R1 (сводится к минимуму размещением R1 в термостате); изменения базовых токов  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$  транзисторов сборки DA1, DA2 вследствие изменения коэффициента усиления по току  $\beta$ ; изменения напряжений «база—эмиттер»  $U_{BЭ}$  транзисторов и изменения напряжения стабилизации VD1  $\Delta U_{VD1}$ . При этом изменение токов  $I_{B1}$  и  $I_{B2}$  практически полностью компенсируется и не приводит к изменению тока через VD2 ( $I_{VD2}$ ), так как эти токи равны по величине и противоположны по направлению. Влия-

ние изменения напряжений  $U_{BЭ}$  на погрешность ИКН значительно уменьшено (в 10—20 раз) использованием принципа термокомпенсации при равных плотностях тока через каждый транзистор [10]. Изменение напряжения  $U_{VD1}$  также зависит от ТКН<sub>VD1</sub> и тока  $I_{T2}$ , но не приводит к значительному изменению напряжения ИКН вследствие малости коэффициента влияния  $\Delta U_{VD1}$  на  $\Delta U_{ИКН}$ , определяемого как  $r_g/R1$  (при  $R1 = 1 \text{ кОм}$ ,  $r_g/R1 \approx 1/40$ ).

Температурные испытания ИКН определили ТКН<sub>ИКН</sub> на уровне  $0,8 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ , что удовлетворяет требуемому значению точности в диапазоне температур от  $-30$  до  $+50^\circ\text{C}$ .

Входящий в состав цепи обратной связи АЦП цифро-аналоговый преобразователь выполнен на основе кодов «золотой» пропорции [7] и содержит 24 весовых источника тока (ИВТ), что соответствует разрешению семнадцати двоичных разрядов. Величина веса старшего (нулевого) разряда принимается равной  $I_0 = 5 \text{ мА}$ , а веса последующих  $i$ -х разрядов определяются из условия  $I_i = I_0/\alpha^i$ , где  $i = 0, 1, 2, \dots, (n-1)$  — номер разряда ПКТ.

Высокое быстродействие ПКТ (время установления меньше  $0,5 \text{ мкс}$  с точностью  $0,0005\%$ ) обеспечивается путем группового (сегментного) построения сетки преобразователя [11]. При этом ПКТ состоит из двух сегментов, каждый из которых содержит по двенадцать весовых источников тока, выполненных по схеме рис. 5. При сегментном построении улучшается режим работы диодных ключей и транзисторов ИВТ, поскольку значительно увеличиваются их рабочие токи (от сотен наноампер до единиц и десятков микроампер). В этом случае ток старшего разряда младшего сегмента, равный  $5 \text{ мА}$ , приводится к величине тока  $(n-m+1)$ -го разряда ПКТ ( $I_{12} = 5 \text{ мА}/\alpha^{12} \approx 0,025 \text{ мА}$ ) в точке суммирования токов с помощью резисторного делителя R1, R2 (см. рис. 1). В зависимости от величины выходного тока ИВТ транзисторы матрицы 198 серии могут работать в качестве отдельных ИВТ или параллельно в составе одного ИВТ. В целях термокомпенсации ток, протекающий через термокомпенсирующий транзистор, выбирается равным максимальному току транзисторов матрицы, выходное сопротивление  $R_{\text{выхИВТ}}$  лежит в пределах  $100 \text{ кОм} - 80 \text{ МОм}$  для весовых токов  $20 \text{ мА} - 30 \text{ мкА}$  соответственно.

Некорректируемой и изменяющейся в процессе преобразования погрешностью ПКТ<sub>осн</sub> является погрешность за счет обратных токов  $I_{обр}$  диодных ключей основного преобразователя код—ток. Влияние же обратных токов ПКТ<sub>всп</sub> проявляется в виде постоянного смещения нуля и может быть скорректировано. Поэтому должно соблюдаться соотношение

$$I_{\text{мр}} \geq 3 + 4I_{\text{обр}} \quad (2)$$

Результаты исследования обратных токов транзисторов матрицы 198НТ1А в диодном вклю-

чении при обратном напряжении около 2 В показали, что  $I_{обр} = 0,5 \div 1$  нА при нормальной температуре и  $I_{обр} = 4 \div 10$  нА при температуре 50 °С, что не противоречит соотношению (2). Погрешность температурного запаздывания ПКТ представляет собой погрешность выходного тока ИВТ и возникает при переключении разрядов вследствие изменения мощности рассеивания на токозадающих транзисторах. Величина этой погрешности лежит на уровне 0,02—0,06 % от значений тока ИВТ и может достигать значения 200—600 нА для старших разрядов, что значительно превышает величину  $I_{мр}$ .

Устранение погрешности температурного запаздывания обеспечивается фиксацией падения напряжения коллектор—эмиттер путем использования в старших пяти разрядах специального фиксирующего каскада (ФК) (см. рис. 5). При этом в 20—30 раз увеличивается выходное сопротивление ИВТ и в 300—500 раз уменьшается перепад напряжения коллектор—эмиттер. Данные обстоятельства позволяют практически полностью (на уровне 18—19 двоичных разрядов) исключить взаимовлияние разрядов даже при использовании в качестве источника опорного напряжения параметрического стабилизатора на стабилитроне Д818Е с дифференциальным сопротивлением 20—25 Ом.

Неидеальность ПКТ<sub>осн</sub> проявляется также в изменении значений разрядных токов при изменении температуры. Если изменения токов разрядов старшей группы могут быть скорректированы при самопроверке, то изменение токов разрядов младшей группы приведет к появлению погрешности преобразования. Отсюда следует, что температурный диапазон, в котором может функционировать с определенной точностью данное устройство, зависит от количества корректируемых и некорректируемых разрядов.

Этот температурный диапазон может быть расширен как путем введения специальных схемотехнических решений, так и путем простого увеличения количества корректируемых разрядов. Необходимо отметить, что аналоговые узлы описываемого АЦП, в частности ИВТ, благодаря наличию самопроверки вообще могли бы быть построены на основе самых простых схемных решений, что привело бы к большой временной нестабильности и, следовательно, к необходимости частого проведения самопроверки. Компромиссный, с точки зрения аппаратных затрат и временной нестабильности, подход при разработке структуры ПКТ<sub>осн</sub> позволил при функционировании устройства осуществить циклы самопроверки через 20—30 мин.

Проверка правильности принятых технических решений при разработке высокоточного АЦП системного применения осуществлялась путем сопоставления макета АЦП с микроЭВМ «Электроника ДЗ-28». При этом микроЭВМ управляла функционированием устройства, проводила необходи-

мые вычисления в соответствии с вышеизложенным алгоритмом и выполняла статическую обработку результатов аналого-цифрового преобразования. В качестве образцового измерительного средства использовался компаратор напряжения типа Р3003, имеющий предел допускаемой погрешности относительных измерений  $\pm (5U + 1) \times 10^{-6}$  В, предел допускаемой основной погрешности измерений  $\pm (20U + 1) \cdot 10^{-6}$  В ( $U$  — номинальное значение измеряемого напряжения в вольтах) и термостатированный нормальный элемент Х489 класса точности 0,0005 %.

Приведем технические характеристики АЦП, выполненного конструктивно на двух платах размером 130×180 мм.

Диапазон входного напряжения	от 0 до 10 В
Разрешающая способность	17 двоичных разрядов
Время преобразования	200 мкс
Общая погрешность преобразования	0,01 %
Основная погрешность преобразования	$\pm 0,005$ %
Температурный коэффициент шкалы	при $T = 20 \pm 20$ °С
Погрешность линейности (интегральной)	$\pm 10^{-6}$ /°С
Рабочий диапазон температур	от —30 до +50 °С
Входное сопротивление	10 МОм

1. *Копытчук Н. Б.* Система весового дискретного дозирования.— Приборы и системы упр., 1982, № 5, с. 27—28.
2. *Параметры и схемотехника высокопроизводительных АЦП и ЦАП (обзор) / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. П. Марценюк, В. И. Моисеев.*— Зарубеж. радиоэлектроника, 1984, № 2, с. 79—91.
3. *Bayaelgiller Z., Sockolov S.* Increase analog-system accuracy with a 14-bit monolithic ADC.— EDN, 1982, 18, N 8, p. 137—144.
4. *Высокоточный АЦП с повышенной эффективностью функционирования / А. Д. Азаров, В. И. Моисеев, В. Я. Стейскал, Т. Н. Васильева.*— В кн.: Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. Рига: ИЭВТ АН ЛатССР, 1983, с. 49—53.
5. *Бахтияров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П.* Аналого-цифровые преобразователи.— М.: Сов. радио, 1980.— 280 с.
6. *Марценюк В. П.* Особенности построения аналоговых узлов самокорректирующихся АЦП и ЦАП в избыточных измерительных кодах.— В кн.: Преобразование, передача и обработка информации в высокопроизводительных микропроцессорных системах. Киев: ИК АН УССР, 1983, с. 13.
7. *Высокоточный самокорректирующийся АЦП на основе кодов с иррациональными основаниями / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др.*— Киев: ИК АН УССР, 1982.— 35 с.
8. *Устранение нелинейных искажений ОУ при помощи усилителя мощности.*— Электроника, 1971, № 7, с. 54.
9. *Иноземцев В.* Определение термостабильной точки стабилитронов.— Радио, 1983, № 8, с. 31.
10. *Маршалл, Браун.* Построение 16-разрядного ЦАП средствами интегральной технологии.— Электроника, 1972, № 20, с. 64—69.
11. *Батраков А. М., Козак В. Р.* АЦП для цифровой регистрации импульсных сигналов.— Автометрия, 1978, № 4, с. 59—63.

Поступила 27.04.84  
(после доработки — 10.12.84)