

Высокоточный АЦП, сопряженный с микроЭВМ

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

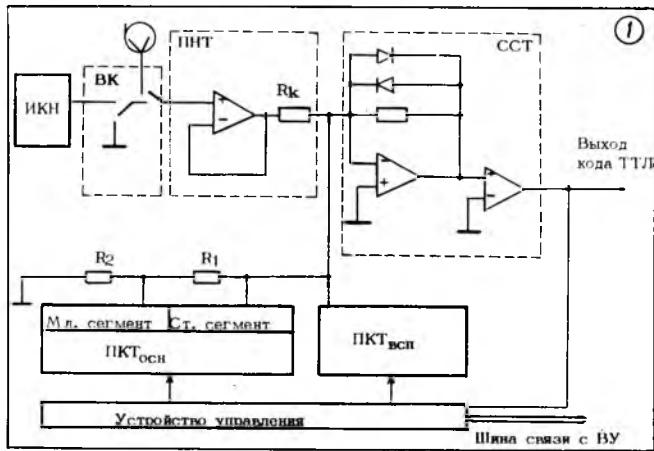
Известно, что АЦП являются устройствами системного применения, во многом определяющими качество всей системы. Так, в прецизионных системах весоизмерения (общая погрешность меньше 0,1 %) требуется высокоточный АЦП с общей погрешностью не более 0,01 % в широком температурном (от -30 до $+50$ °С) и временном (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» (ПКТОсч), схема сравнения токов (ССТ), вспомогательный преобразователь «код — ток» (ПКТвсп), 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 ПКТОсч без учета наклона кодирующей характеристики; — определение кода смещения нуля устройства; — определение кодов реальных значений весов разрядов ПКТОсч с учетом наклона кодирующей характеристики.

Для осуществления самопроверки разряды ПКТОсч разбиваются на две группы: m корректируемых (неточных) и $(n-m)$ некорректируемых (точных) разрядов. Такой подход справедлив при формировании весов разрядов ПКТОсч с одинаковой относительной погрешностью. При этом определение кодов реальных значений весов разрядов ПКТОсч 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, ПКТвсп формирует вспомогательную ступенчато нарастающую аналоговую величину $A_{всп}$ (ток). Число ступеней $A_{всп}$ соответствует числу неточных разрядов ПКТОсч. Каждая вспомогательная величина, начиная с младшей, дважды уравнивается по методу поразрядного кодирования компенсирующим сигналом ПКТОсч 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 ПКТОсч 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 ПКТОсч.

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 ПКТОсч 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 ПКТОсч, 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 ПКТОсч 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 ПКТОсч.

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

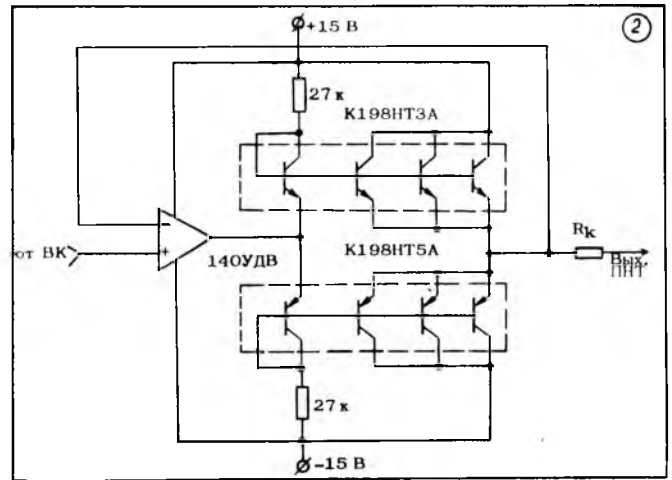
$$U_{\text{вх min}} = 0,5MP = \frac{U_{\text{вх max}}}{2\alpha^{n+1}},$$

равного при $U_{\text{вх max}} = 10 \text{ В}$, $\alpha = 1,618$, $n = 24$ около 35 мкВ при входном токе менее 1 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 ИТ₁ на DA1, VD1, R1). Ток стабилитрона VD1 также является стабилизированным (источник тока ИТ₂ 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 ИТ₁ 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»

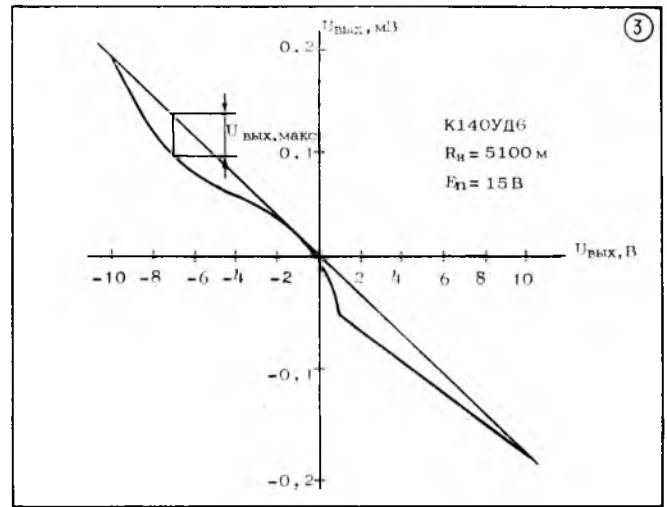


График исследования линейности ПНТ

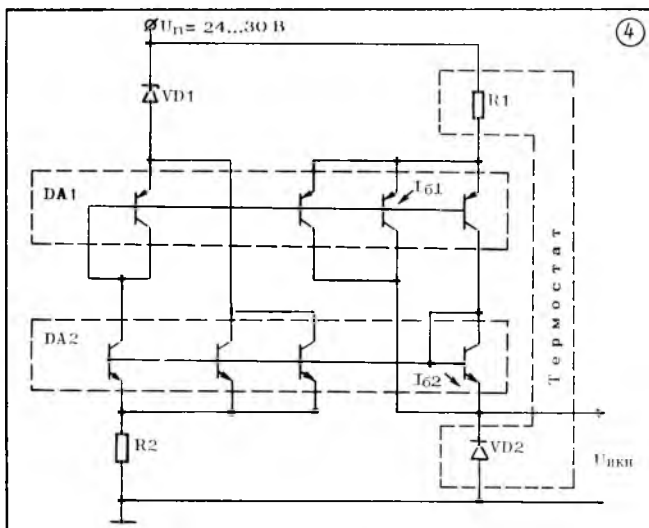
при этом

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

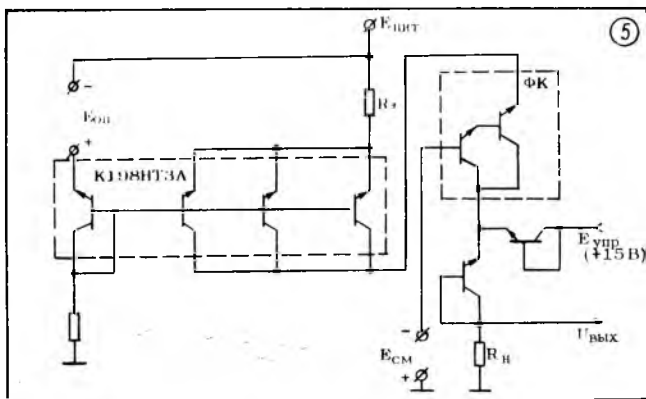
где $\Delta U_{\text{п}}$ — изменение напряжения питания $U_{\text{п}}$; $\Delta U_{\text{икн}}$ — изменение напряжения ИКН вследствие изменения $U_{\text{п}}$; ΔI_{VD2} — изменение тока через VD2 при изменении $U_{\text{п}}$; $R_{\text{ит}}$ — выходное сопротивление ИТ₁.

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 (ТКН_{VD2});



Источник калиброванного напряжения



Источник взвешенного тока

— погрешность за счет изменения тока через стабилитрон VD2 (ΔI_{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_{61} , I_{62} транзисторов сборки DA1, DA2 вследствие изменения коэффициента усиления по току β ; изменения напряжений «база—эмиттер» U_{63} транзисторов и изменения напряжения стабилизации VD1 ΔU_{VD1} . При этом изменение токов I_{61} и I_{62} 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_{63} 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_{VD1} и тока I_{T2} , но не приводит к значительному изменению напряжения ИКН вследствие малости коэффициента влияния ΔU_{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_{ИКН} 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 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_{осн} является погрешность за счет обратных токов $I_{\text{обр}}$ диодных ключей основного преобразователя код—ток. Влияние же обратных токов ПКТ_{всп} 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_{осн} 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_{осн} 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)