

Логометрический способ аналого-цифрового преобразования сопротивления параметрических датчиков, включенных в общую токовую петлю

Иван КОРНЕЕВ
Владимир СМОЛИН
Юрий ТРОИЦКИЙ
troickii_yurii@mail.ru

Рассмотрены возможности логометрического метода измерения сопротивления, широко распространенного в системах контроля температуры с помощью терморезисторов. Включение в токовую цепь дополнительного эталонного резистора позволяет измерять приращение сопротивления датчиков, что позволяет более эффективно использовать разрешающую способность аналого-цифрового преобразователя. Включение в единую токовую цепь нескольких датчиков упрощает коммутацию измерительной системы и облегчает учет влияния сопротивления соединительных проводов. Показано, что указанный принцип распространяется и для измерения параметров емкостных и индуктивных датчиков.

К параметрическим относят датчики, которые изменяют свои параметры (сопротивление, емкость, индуктивность и т. д.) в соответствии с изменением свойств контролируемых объектов. К таким датчикам относят, например, резистивные датчики температуры, давления, перемещения, емкостные датчики ускорения и др.

Аналого-цифровое преобразование сигналов с резистивных датчиков осуществляется схемой, которая фактически стала стандартной (рис. 1а) [1–3]. Последовательное включение датчика и эталонного резистора, с которого снимается опорное напряжение АЦП U_{ref} обеспечивает логометрический способ преобразования, при котором результат преобразования N пропорционален частному от деления U_{in}/U_{ref} :

$$N = k \times U_{in} / U_{ref} = k \times I \times R^d / (I \times R_{ref}) = k \times R^d / R_{ref}, \quad (1)$$

где $k = k_{yc} / (2^n - 1)$; n — эффективная разрешающая способность АЦП; k_{yc} — коэффициент усиления встроенного или внешнего усилителя.

Выражение (1) показывает, что метод позволяет устранить влияние нестабильности тока I на точность преобразования.

Логометрический метод позволяет также устранить нелинейность преобразования, присущую схемам с включением резистивного датчика в плечо делителя напряжения, если напряжение со второго плеча исполь-

зовать для формирования U_{ref} (рис. 1б). Отсутствие источника тока при этом может в ряде случаев упростить схему. В принципе ее можно рассматривать как частный случай схемы с источником тока $I = U_{cc} / (R^d + R_{ref})$ и, соответственно, будет справедливо выражение (1), подтверждающее линейную зависимость результата преобразования без влияния нестабильности источника питания. Естественно, что напряжение U_{ref} в этом случае зависит от сопротивления датчика: $U_{ref} = U_{cc} \times R_{ref} / (R^d + R_{ref})$. Для обеспечения гарантированной разработчиком эффективной разрешающей способности АЦП необ-

ходимо, чтобы во всем диапазоне изменения R^d напряжение U_{ref} не выходило за допустимые пределы.

Следует также учитывать влияние синфазной составляющей, присутствующей на входах АЦП. Эту составляющую можно устранить, если выбранный тип АЦП позволяет поменять местами резисторы R^d и R_{ref} .

В подавляющем большинстве случаев информация о контролируемом параметре дает не абсолютное значение сопротивления датчика, а его приращение. При этом из-за неполного использования диапазона преобразования АЦП снижается его эффективная

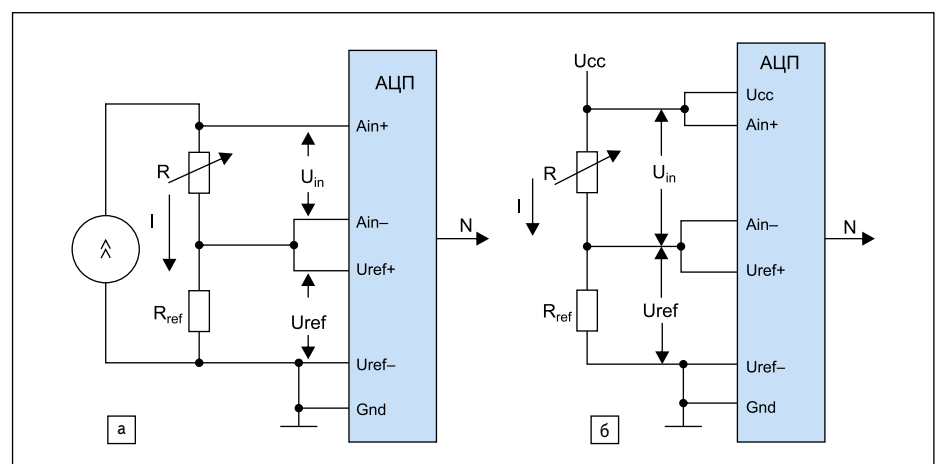


Рис. 1. Логометрические схемы измерения сопротивления резистивного датчика: а) с источником тока; б) с источником напряжения

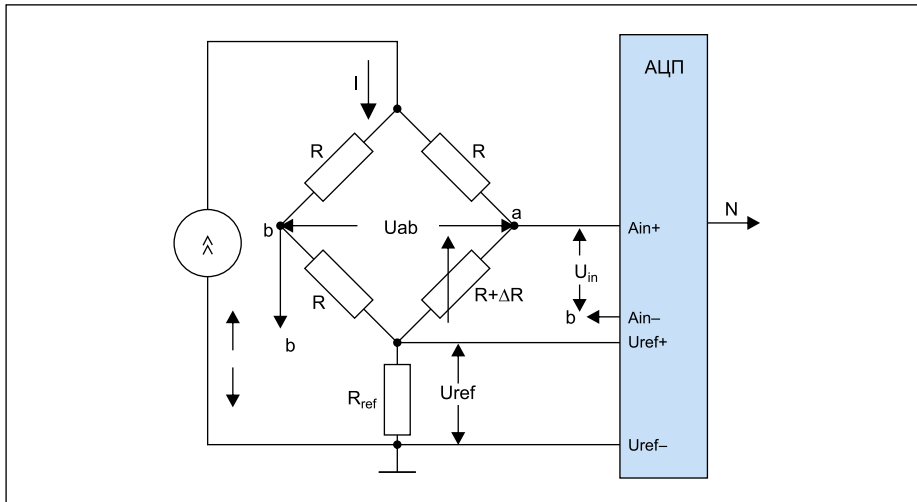


Рис. 2. Логометрическая схема измерения приращения сопротивления резистивного датчика с мостом Уитстона, включенного в токовую цепь

ем резистивного датчика ($R+\Delta R$), эталонного резистора R и резистора R_{ref} в токовую цепь (рис. 4), для которой справедлива линейная зависимость:

$$U_{in} = I \times \Delta R. \quad (6)$$

Как следует из выражения (6), чувствительность схем на рис. 4 выше, чем у мостовых схем: напряжение пропорционально не относительному изменению сопротивления датчика, а его абсолютному значению, и нет коэффициента $1/2$.

Схема на рис. 4а предполагает наличие встроенного в АЦП усилителя, роль которого в схеме на рис. 4б играет внешний измерительный усилитель ИУ3.

Последовательное включение трех резисторов приводит к перераспределению напряжений, снимаемых с них, что может потребовать увеличения k_{yc} , иногда за счет использования дополнительного внешнего усилителя.

Весьма перспективным может оказаться метод измерения приращения сопротивления с двумя токовыми петлями (рис. 5), который в целом ряде случаев может успешно заменить мостовой метод. В схеме на рис. 5а обеспечивается независимость от нестабильности суммарного тока (I_1+I_2). Следовательно, схема нечувствительна к изменению абсолютных значений токов, но требует поддержания их равенства с высокой точностью. Этим требованиям в значительной мере соответствуют встроенные источники токов возбуждения микроконвертеров фирмы Analog Devices, которые при разбросе абсолютных значений в 5% допускают разброс значений токов в 0,5%. Этот разброс токов может быть учтен при обработке данных.

Принципиальная независимость от нестабильности токов возбуждения достигается в схеме на рис. 5б [5]. Измерение при этом происходит в два этапа. Первое измерение происходит при положении переключателей (а), второе — в положении (б). Нетрудно

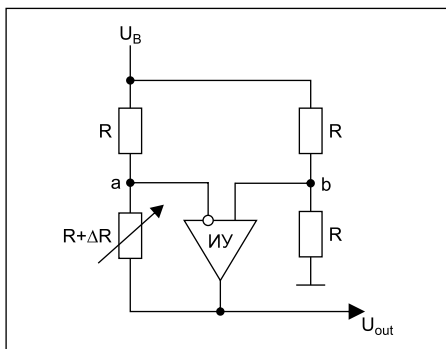


Рис. 3. Схема измерения относительного приращения сопротивления датчика с автобалансирующей моста

$$U_{ab} = I \times \Delta R / 4. \quad (4)$$

Для термодатчиков величина δ_R может лежать в пределах от десятков до сотен процентов и, соответственно, погрешность нелинейности достигать десятков процентов.

Поскольку результат аналого-цифрового преобразования в дальнейшем подвергается обработке процессорным ядром, линейаризацию можно произвести программными средствами. В то же время известны различные методы аппаратной линейаризации выражения (2). Схема с автобалансирующей моста (рис. 3) [4] обеспечивает линейное преобразование:

$$U_{out} = U_B \times \Delta R / 2R = U_B \times \delta_R / 2. \quad (5)$$

Схема не предусматривает возможности использования логометрического преобразования, следовательно, предъявляет жесткие требования к стабильности источника напряжения возбуждения.

Более универсальной является логометрическая схема с последовательным включени-

разрешающая способность в пределах информационного участка. Используемый в этом случае мост Уитстона можно также включить в логометрическую схему преобразования (рис. 3) и устранить тем самым влияние нестабильности тока возбуждения моста.

Включение измерительного моста в токовую цепь в два раза увеличивает его чувствительность и во столько же раз уменьшает погрешность нелинейности по сравнению с возбуждением от источника э. д. с. [4].

Напряжение U_{ab} на измерительной диагонали моста определяется выражением:

$$U_{ab} = I \times R / 4 \times [\Delta R / (R + \Delta R / 4)]. \quad (2)$$

Относительная погрешность нелинейности рассматриваемой мостовой схемы:

$$\delta_{U_{ab}} = \Delta R / 4R = \delta_R / 4, \quad (3)$$

где δ_R — относительное изменение сопротивления датчика.

Для тензометрических датчиков изменение сопротивления тензодатчика (δ_R) происходит в пределах единиц процента, что позволяет с достаточно высокой точностью использовать линейную зависимость:

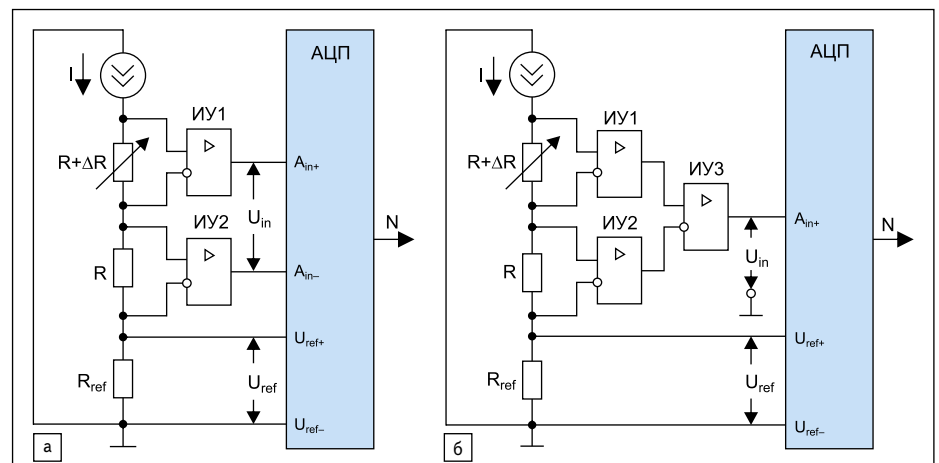


Рис. 4. Логометрическая схема с компенсацией постоянной составляющей сопротивления датчика

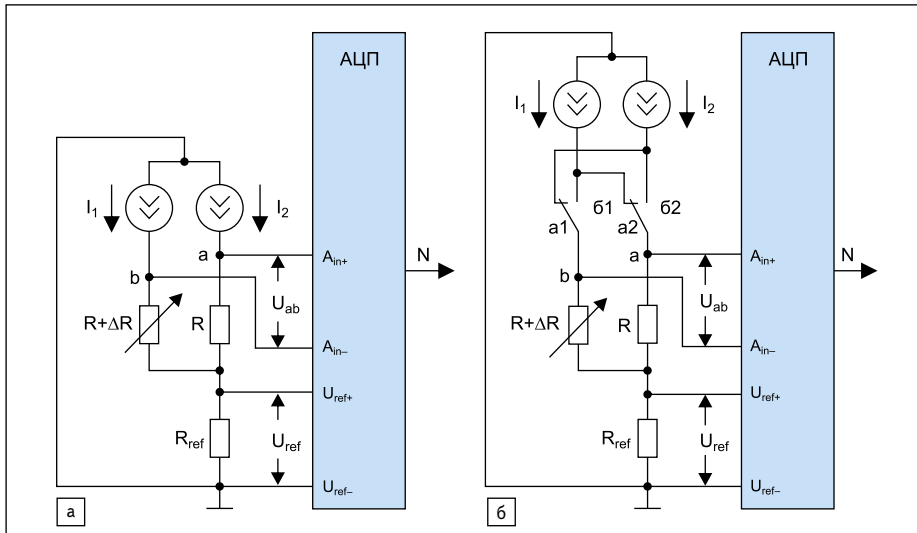


Рис. 5. Логометрическая схема с компенсацией постоянной составляющей сопротивления датчика с двумя токовыми ветвями: а) с компенсацией нестабильности суммарного тока ветвей; б) с компенсацией нестабильности каждого тока

показать, что среднее значение результата преобразования не будет зависеть от нестабильности любого из токов. Необходимость использования двух источников тока в принципе не приводит к значительному усложнению схемы, во-первых, потому, что к ним не предъявляются жесткие условия по их стабильности, во-вторых, использование микроконвертеров со встроенными источниками тока [1] полностью устраняет эту проблему.

Анализ схем на рис. 4 и 5 показывает их неоспоримое преимущество по сравнению с мостовыми схемами. Помимо устранения влияния нестабильности источника тока и линеаризации зависимости результатов преобразования от измеряемого параметра, в схеме сокращается количество прецизионных элементов и повышается ее чувствительность.

Следует отметить, что рассмотренные схемы отлично работают и при необходимости измерения разности приращения сопротивлений двух датчиков. Это соответствует так называемому полумостовому режиму [4], при котором датчики включаются в два плеча моста. Соответственно, в схемах на рис. 4 и 5 при тензометрии вместо эталонного резистора R следует включить датчик с сопротивлением $(R-\Delta R)$. При измерении разности температур на это место помещается второй терморезистор.

Рассмотрим пример измерения приращения сопротивления тензодатчика с номинальным сопротивлением 120 Ом и заданным максимальным относительным приращением $\delta_{Rmax} = 1\%$ с разрешающей способностью $<1\%$.

Принципиально наивысшую точность в этом случае обеспечивает схема на рис. 5б, поскольку в ней отсутствуют измерительные усилители, присутствующие в схеме на рис. 4а. Их напряжение смещения может

дать существенную погрешность при малых измеряемых сигналах.

Для указанной схемы выберем микроконвертер ADuC7060 [6], включающий два 24-разрядных АЦП с сигма-дельта модуляцией — основной со встроенным программируемым усилителем PGA и дополнительный, то есть два источника тока. Хотя дополнительный АЦП не имеет PGA, тем не менее за счет управления передискретизацией можно программно менять усиление в пределах от 1 до 8. Помимо внутреннего источника опорного напряжения имеется возможность подключения внешних источников опорного напряжения для каждого АЦП. Диапазон допустимого изменения внешнего опорного напряжения для них лежит в пределах от 0,1 до 2,5 В. Причем при превышении его уровня более 1,35 В необходимо установить соответствующие биты в регистрах управления преобразователями, при этом внутрисхемным делителем внешнее напряжение делится на 2. Конечно, следует учитывать, что гарантированная разработчиками микросхемы эффективная разрешающая способность справедлива при использовании встроенного источника опорного напряжения $U_{ref} = 1,2$ В.

Два встроенных источника тока возбуждения позволяют программно задавать их величину в пределах от 0,2 до 1 мА. Источники тока работают в номинальном режиме при остаточном напряжении $\geq 0,7$ В, следовательно, при выборе $U_{ref} = 1,2$ В напряжение на датчике и эталонном резисторе не должно превышать 0,6 В, то есть $I_1 = I_2 \leq 5$ мА. Максимальное значение токов, формируемых микроконвертером, не превышает 1 мА, что при заданном значении δ_{Rmax} обеспечит максимальное напряжение разбаланса 1,2 мВ. Выбираем режим работы с коэффициентом передачи $PGA = 512$, что соответствует максимальному значению преобразуемого сигнала 2,34 мВ с эффективной разрешающей

способностью при максимальной скорости обновления данных 12 разрядов. Поскольку расчетный диапазон преобразования занимает половину шкалы АЦП в выбранном режиме, эффективное разрешение следует уменьшить в два раза, то есть принять значение $n = 11$. Такая разрядность обеспечивает приведенную погрешность преобразования 0,05%, что вполне соответствует поставленному условию. Основную мультипликативную погрешность определяют резисторы R и R_{ref} . Значение R_{ref} выбирается из условия $R_{ref} = U_{refmin}/(I_1 + I_2) = 1,2 \text{ В}/2 \text{ мА} = 0,6 \text{ кОм}$. Отклонение от номинала эталонного резистора R приведет к появлению аддитивной погрешности, которая может быть учтена при калибровке. Отклонение от номинала резистора R_{ref} приведет к мультипликативной погрешности, влияние которой также может быть уменьшено калибровкой.

В системах управления технологическими процессами, как правило, необходимо получать и обрабатывать информацию с нескольких резистивных датчиков (температуры, давления и т. д.). В этом случае создание логометрической цепи преимущественно организуют последовательной коммутацией источника тока и резистора R_{ref} . Включение всех используемых датчиков в общую токовую цепь с резистором R_{ref} фактически исключает необходимость дополнительных коммутирующих схем (при наличии встроенного мультиплексора АЦП) (рис. 6), что значительно упрощает устройство.

В ряде случаев датчики на контролируемом объекте располагаются в относительной близости друг от друга. Такая ситуация часто встречается при контроле за распределением динамических и статических нагрузок в различных точках ответственных конструктивных узлов. Другим примером такого распо-

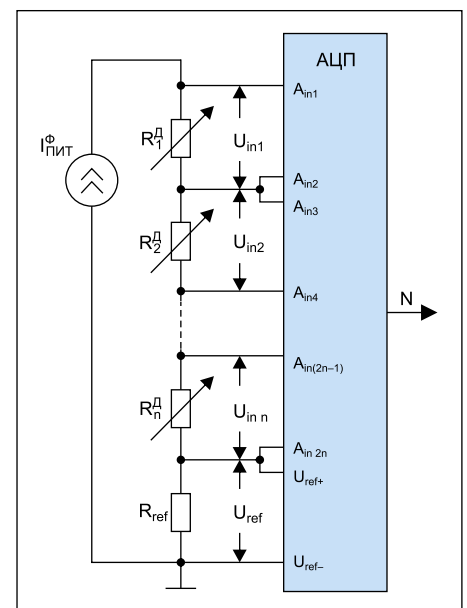


Рис. 6. Логометрическая схема включения нескольких датчиков

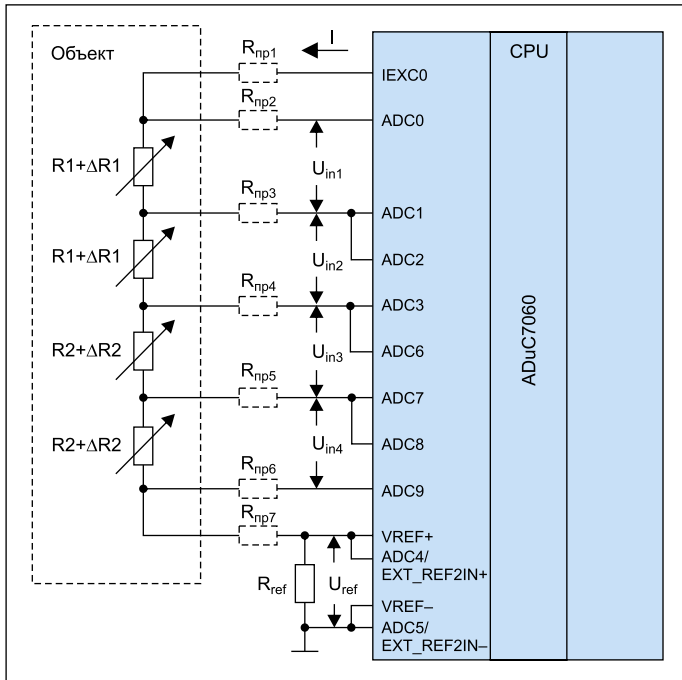


Рис. 7. Пример логметрической схемы с четырьмя резистивными термодатчиками

ложения датчиков могут служить датчики систем управления приточной вентиляцией промышленных предприятий, где в относительной близости располагаются датчики температуры входящего и выходящего потока теплоносителя, датчик температуры воздушного потока, датчик температуры фреона. В этом случае вместо соединения по четырехпроводной схеме каждого датчика, исключая влияние соединительных проводов, используют двухпроводное подключение каждого датчика к входам АЦП и дополнительную двухпроводную цепь подачи возбуждающего тока на всю цепь. Последовательное соединение датчиков осуществляется короткими проводами на объекте, сопротивлениями которых можно пренебречь. Таким образом можно упростить монтажное соединение контроллера с объектом управления (рис. 7).

Чтобы нагляднее представить достоинства и сложности, возникающие при использовании предлагаемой схемы, рассмотрим простейший пример. Пусть требуется измерить температуру в диапазоне 0...50 °С в четырех точках некоторого объекта. Для этого используются два платиновых терморезистора ($R_1 + \Delta R_1$) с номинальным сопротивлением 100 Ом и два ($R_2 + \Delta R_2$) с номинальным сопротивлением 1 кОм. Сопротивление соединительных проводов составляет 20 Ом. Как и в предыдущем примере, используем микроконвертер ADuC7060.

Выходы 100-омных резисторов подключим к имеющимся двум дифференциальным входам основного АЦП, выходы высокоомных датчиков — к двум из четырех дифференциальных входов дополнительного АЦП (рис. 7). Крайние датчики подключены к АЦП по трехпроводной схеме, остальные — по однопроводной (один провод — общий для двух смежных датчиков). При заданной максимальной измеряемой температуре $\Delta R_{1max} \approx 20$ Ом, $\Delta R_{2max} \approx 200$ Ом. Суммарное максимальное сопротивление датчиков, включенных в токовую цепь, и двух соединительных проводов составит 2680 Ом. Как и в предыдущем случае, суммарное падение напряжения на всех включенных в цепь датчиках не должно превышать 0,6 В, что в рассматриваемом случае ограничивает максимальное значение тока I величиной 200 мкА. Тогда максимальное значение напряжений U_{in1} и U_{in2} составит 24 мВ, а U_{in3} и U_{in4} — 240 мВ. При выборе коэффициента усиления $PGA = 32$ полный диапазон преобразования будет равен 37,5 мВ при эффективной разрешающей способности 15 разрядов (при максимальной скорости съема данных). Учитывая, что приращение на-

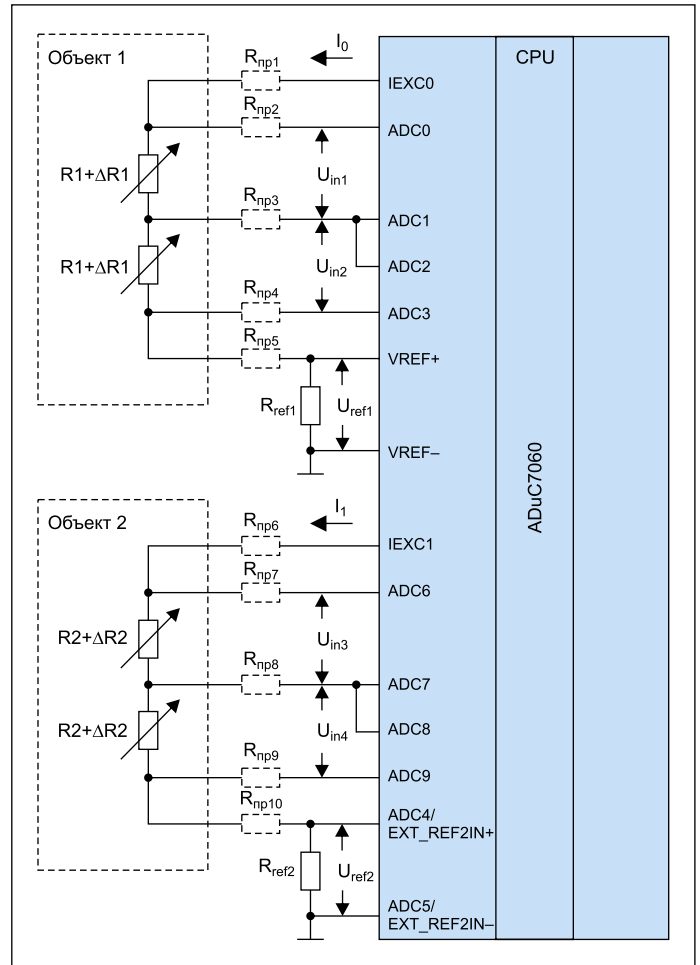


Рис. 8. Пример двухкантурной логметрической схемы с четырьмя резистивными термодатчиками

пряжения с первых датчиков составляет примерно 11% от выбранного диапазона преобразования, реальная разрешающая способность измерения температуры составит 11 разрядов, что соответствует приведенной погрешности 0,05%.

Для высокоомных преобразователей используется лишь один диапазон 1,2 В с разрешением 15 разрядов, измеряемое приращение напряжения на этом диапазоне составит 22%, что соответствует разрешению 11,5 реального разряда.

Нетрудно показать, что применение микроконвертеров с 5-вольтовым питанием для рассмотренного выше случая позволит вдвое увеличить разрешающую способность.

Как видим, предложенная схема с прецизионным микроконвертером обеспечивает высокую точность преобразования без использования дополнительных схемотехнических элементов.

При использовании АЦП с 10–12 разрядами без встроенных PGA хороший эффект могут принести схемы, приведенные на рис. 4.

Наличие у микросхемы ADuC7060 двух источников тока и двух АЦП с возможностью использования двух независимых источников опорного напряжения позволяет построить двухкантурную систему. Применение такой системы эффективно, когда используются датчики с различными характеристиками или расположенные территориально в разных точках. Так, если в предыдущей задаче датчики разбить на две группы с двумя датчиками в каждой, можно предложить двухкантурную схему (рис. 8). В каждой группе можно задать свое значение тока возбуждения, обеспечивающее оптимальный выбор диапазона преобразования АЦП.

Приведенные схемы показали универсальность логметрического метода аналого-цифрового преобразования, обеспечивающего

высокую точность преобразования при простоте схемотехнической реализации. ■

Литература

1. www.analog.com

2. 4 mA-to-20 mA Loop-Powered Temperature Monitor Using the ADuC7060/ADuC7061 Precision

Analog Microcontroller. Circuit Note CN-0145. Analog Devices. <http://www.analog.com/CN0145>

3. Редькин П. П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx Texas Instruments: архитектура, программирование, разработка приложений. М.: Додэка-XXI, 2006.

4. Методы практического конструирования при нормировании сигналов с датчиков. www.autex.ru.

(По материалам семинара Practical techniques for sensor signal conditioning. www.analog.com).

5. Патент № 2405131. Устройство измерения разности температур с терморезистивными датчиками / Опубликовано 27.11.2010. Бюл. № 33.

6. Analog Devices. Low Power, Precision Analog Microcontroller / Dual Sigma-Delta ADCs, Flash/EE, ARM7TDMI. ADuC7060/ADuC7061.