

В. А. Куликов, доктор технических наук, профессор;

Е. А. Коновалов, аспирант;

В. Г. Власов, аспирант

Ижевский государственный технический университет

РАЗРАБОТКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА ТЕРМОМЕТРА ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ

Работа посвящена проектированию измерительного канала для средств высокоточного измерения температуры, обеспечивающего минимальную погрешность измерений и осуществляющего подавление влияния коммутационных цепей.

Ключевые слова: измерение температуры, термометр, высокое разрешение

Основными компонентами измерительного канала термометра являются термопреобразователь сопротивления (ТПС), промежуточный преобразователь (ПП) и аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Первый выполняет преобразование температуры в сопротивление. В измерительных каналах с металлическими ТПС преобразование сопротивления в напряжение осуществляется ПП на основе мостовых схем. Они могут быть выполнены на различных компонентах, главное их назначение – получение на выходе линейной зависимости напряжения от сопротивления. На рис. 1 представлены две линейные схемы ПП с операционными усилителями (ОУ) [1].

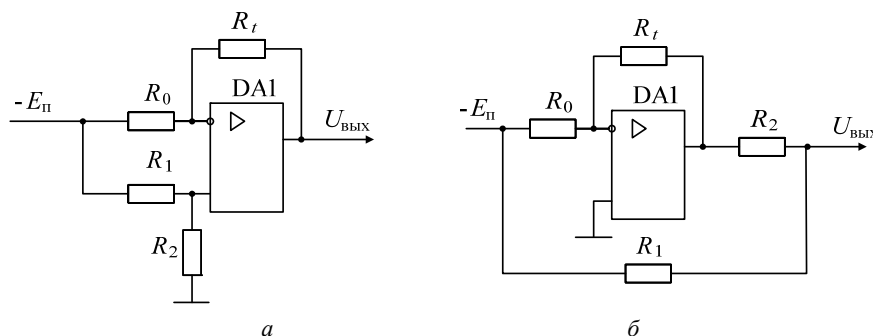


Рис. 1. Промежуточные преобразователи с внутренним (а) и внешним (б) включением операционного усилителя

Для схемы на рис. 1, а выходное напряжение определяется формулой

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_n \frac{R_t}{R_0} - \frac{E_n R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_t}{R_0} + 1 \right). \quad (1)$$

Видно, что напряжение линейно зависит от сопротивления R_t ТПС. Такая же зависимость существует для схемы на рис. 1, б:

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_n \frac{R_t}{R_0} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - E_n \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2)$$

Применяемые в схемах ТПС имеют небольшое сопротивление (десятки Ом), а ток, проходящий через них, ограничен единицами миллиампер. Следовательно, сопротивление токозадающего резистора R_0 оказывается много больше сопротивления R_t . Поэтому коэффициент усиления по напряжению в этих схемах много меньше единицы. С одной стороны, это хорошо, так как на выходе снижаются напряжения смещения и дрейфа, но, с другой стороны, появляется необходимость введения дополнительного каскада усиления по напряжению.

В настоящее время на рынке электронных компонентов появилась линейка АЦП, позволяющих усиливать входной сигнал до 128 раз. Это продукция компании Analog Devices (AD7705, AD7706, AD7707, AD7715 и т. д.). АЦП позволяют использовать в качестве ПП простейшие мостовые схемы на пассивных элементах (рис. 2).

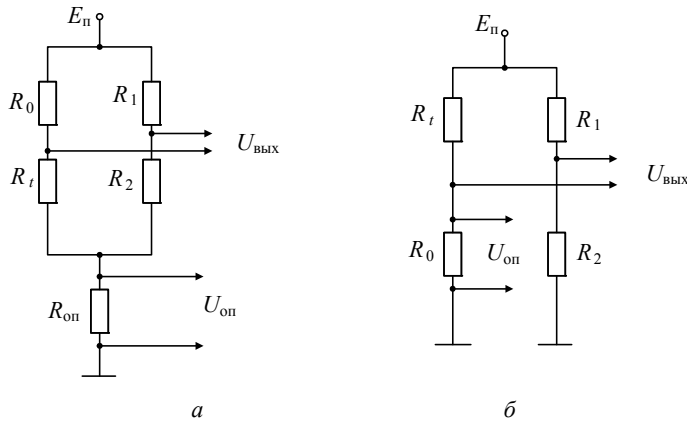


Рис. 2. Мостовые преобразователи на пассивных элементах

Рассмотрим вариант реализации измерительного канала высокого разрешения на базе АЦП AD7705.

Код, формируемый на выходе AD7705, определяется следующим выражением:

$$N = 2^{n-1} \left(\frac{U_{\text{вых}} G}{U_{\text{оп}}} + 1 \right), \quad (3)$$

где n – разрядность АЦП; $U_{\text{вых}}$ – сигнал, поступающий с выхода моста; G – коэффициент усиления входного сигнала. Из формулы видно, что на выходе АЦП формируется линейная функция отношения $U_{\text{вых}}/U_{\text{оп}}$.

Для схемы на рис. 2, а $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{оп}}$ определяются формулами

$$U_{\text{вых}} = \frac{E_{\text{п}} R_t R_1 - E_{\text{п}} R_2 R_0}{R_t (R_{\text{оп}} + R_1 + R_2) + R_{\text{оп}} (R_0 + R_1 + R_2) + R_0 (R_1 + R_2)}, \quad (4)$$

$$U_{\text{оп}} = \frac{E_{\text{п}} R_{\text{оп}} (R_t + R_0 + R_1 + R_2)}{R_t (R_{\text{оп}} + R_1 + R_2) + R_{\text{оп}} (R_0 + R_1 + R_2) + R_0 (R_1 + R_2)}. \quad (5)$$

Разделив выражение (4) на (5), получим функцию отношения

$$U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{оп}}} = \frac{R_t R_1 - R_2 R_0}{R_{\text{оп}} (R_t + R_0 + R_1 + R_2)}, \quad (6)$$

которая не зависит от стабильности источника $E_{\text{п}}$, но является нелинейной относительно R_t . Однако за счет увеличения R_1 и R_2 легко получить соотношение $R_0 + R_1 + R_2 \gg R_t$ и снизить нелинейность до приемлемого уровня.

Для схемы на рис. 2, б выходные и опорные напряжения записываются в виде

$$U_{\text{вых}} = \frac{E_{\text{п}} R_0}{R_t + R_0} - \frac{E_{\text{п}} R_2}{R_1 + R_2}, \quad (7)$$

$$U_{\text{оп}} = \frac{E_{\text{п}} R_0}{R_t + R_0}. \quad (8)$$

Функция отношения определяется выражением

$$U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{оп}}} = \frac{R_1 R_0 - R_2 R_t}{R_1 R_0 + R_2 R_0}. \quad (9)$$

Функция (9), как и (6), не зависит от стабильности $E_{\text{п}}$ и при этом является линейной относительно сопротивления ТПС. Возможным недостатком данной схемы является ограничение в выборе $U_{\text{оп}}$, так как сопротивления R_t и R_0 жестко фиксированы. От этого можно избавиться, если использовать схему на рис. 3. В данном преобразователе резистор R_0 делится на две части – R_0' и R_0'' , сопротивлением которых можно варьировать. $U_{\text{оп}}$ снимается со второй части резистора и, как следствие, позволяет изменять свое значение. Именно этот вариант ПП принят к использованию как наиболее совершенный из рассмотренных.

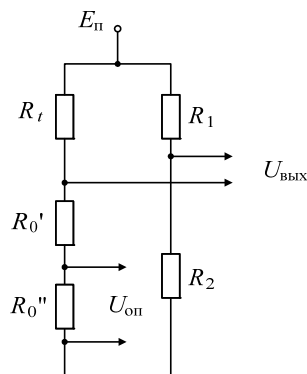


Рис. 3. Мостовой преобразователь с регулируемым значением $U_{\text{оп}}$

В термометрах высокого разрешения приходится учитывать влияние коммутирующих цепей (КЦ), обеспечивающих подключение ТПС к схеме. К КЦ относятся соединительные линии и электрические разъемы, с помощью которых ТПС подключается к ПП. КЦ включаются последовательно с ТПС и могут вносить существенную погрешность в результат измерения.

Установлено, что двухпроводная линия связи неприменима к ТПС. Проблема высокоточной коммутации может быть решена только при использовании многопроводных линий [2]. На рис. 4 представлены варианты мостовых схем с четырехпроводными линиями связи, в которых осуществляется подавление влияния сопротивления КЦ.

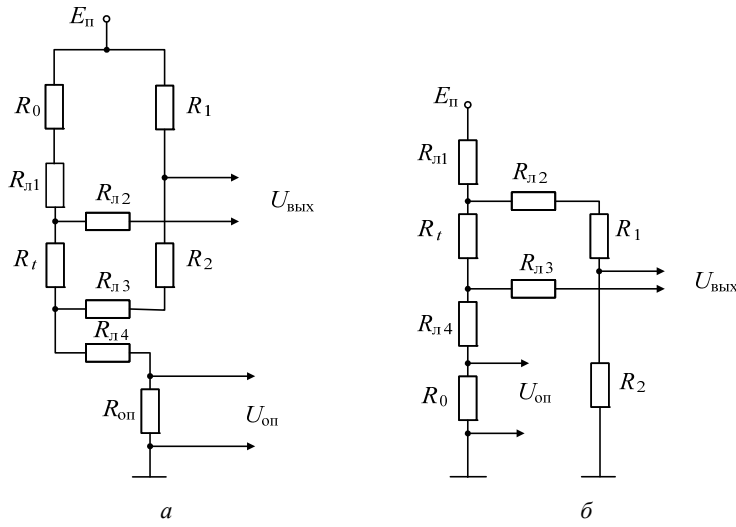


Рис. 4. Мостовые преобразователи с подавлением влияния сопротивления линий связи и коммутирующих цепей

Для количественного анализа условий подавления влияния сопротивления линии в рассмотренных схемах найдем коэффициенты подавления влияния (КПВ) компонентов линий. КПВ равен отношению чувствительностей функции преобразования схемы к изменению сопротивления ТПС и изменению сопротивления соединительного провода КЦ:

$$\text{КПВ}(R_{ли}) = \frac{\frac{\partial U}{\partial R_t}}{\frac{\partial U}{\partial R_{ли}}} . \quad (10)$$

Для схемы рис. 4, а без учета компонентов линии связи чувствительность функции к изменению сопротивления ТПС имеет вид

$$\frac{\partial U}{\partial R_t} = \frac{R_1 R_{оп} (R_0 + R_1 + R_2 + R_t) - R_{оп} (R_t R_1 - R_2 R_0)}{R_{оп}^2 (R_0 + R_1 + R_2 + R_t)} . \quad (11)$$

Чувствительность схемы к изменению сопротивления провода $R_{л1}$ можно представить как чувствительность к изменению сопротивления R_0 , так как функционально провод связи входит в состав этого сопротивления:

$$\frac{\partial U}{\partial R_0} = \frac{-R_2 R_{оп} (R_0 + R_1 + R_2 + R_t) - R_{оп} (R_t R_1 - R_2 R_0)}{R_{оп}^2 (R_0 + R_1 + R_2 + R_t)} . \quad (12)$$

Минус перед R_2 показывает противоположный по отношению к R_t характер влияния R_0 на выходное напряжение. Коэффициент подавления влияния $R_{л1}$ запишется в виде

$$\text{КПВ}(R_{л1}) = \frac{\frac{\partial U}{\partial R_t}}{\frac{\partial U}{\partial R_0}} = \frac{R_1 R_{\text{оп}} (R_0 + R_1 + R_2 + R_t) - R_{\text{оп}} (R_t R_1 - R_2 R_0)}{-R_2 R_{\text{оп}} (R_0 + R_1 + R_2 + R_t) - R_{\text{оп}} (R_t R_1 - R_2 R_0)}. \quad (13)$$

Увеличение $\text{КПВ}(R_{л1})$ достигается путем увеличения числителя над знаменателем. Отбросив минус перед R_2 , запишем это в виде неравенства

$$R_1 R_{\text{оп}} (R_0 + R_1 + R_2 + R_t) - R_{\text{оп}} (R_t R_1 - R_2 R_0) > \\ R_2 R_{\text{оп}} (R_0 + R_1 + R_2 + R_t) - R_{\text{оп}} (R_t R_1 - R_2 R_0).$$

Сократив общие части в обеих частях неравенства, получим условие обеспечения подавления сопротивления КЦ $R_1 > R_2$. Следовательно, выражение (13) можно заменить более простым приближенным

$$\text{КПВ}(R_{л1}) = -\frac{R_1}{R_2}. \quad (14)$$

Выражение для $\text{КПВ}(R_{л3})$ полностью совпадает с (13), если в последнем в знаменателе заменить сомножитель R_2 перед скобкой на R_0 , и так же упрощается до вида

$$\text{КПВ}(R_{л3}) = \frac{\frac{\partial U}{\partial R_t}}{\frac{\partial U}{\partial R_2}} = -\frac{R_1}{R_0}. \quad (15)$$

Выход мостового преобразователя подключен к АЦП с большим входным сопротивлением, следовательно, влиянием линии $R_{л2}$ можно пренебречь.

Найдем $\text{КПВ}(R_{л4})$. Для этого определим чувствительность схемы к опорному сопротивлению:

$$\frac{\partial U}{\partial R_{\text{оп}}} = -\frac{R_t R_1 - R_2 R_0}{R_{\text{оп}}^2 (R_0 + R_1 + R_2 + R_t)}. \quad (16)$$

Выражение для $\text{КПВ}(R_{л4})$ запишется в виде

$$\text{КПВ}(R_{л4}) = \frac{\frac{\partial U}{\partial R_t}}{\frac{\partial U}{\partial R_{\text{оп}}}} = -\frac{R_1 R_{\text{оп}} (R_0 + R_1 + R_2 + R_t) - R_{\text{оп}} (R_t R_1 - R_2 R_0)}{(R_0 + R_1 + R_2 + R_t)(R_t R_1 - R_2 R_0)} = \\ = \frac{R_1 R_{\text{оп}}}{R_2 R_0 - R_t R_1} + \frac{R_{\text{оп}}}{R_0 + R_1 + R_2 + R_t}. \quad (17)$$

Второе слагаемое в этой формуле стремится к нулю, так как сопротивление $R_{оп}$ соизмеримо с R_t , а $R_1 + R_2 \gg R_t$. Следовательно, для увеличения КПВ($R_{л4}$) достаточно превысить числитель над знаменателем в первом слагаемом, что сводится к обеспечению неравенств

$$\begin{aligned} R_1 R_{оп} &> R_2 R_0 - R_t R_1 \\ R_1 (R_{оп} + R_t) &> R_2 R_0 \end{aligned} \quad (18)$$

В данном случае решением является система неравенств

$$\left. \begin{aligned} R_1 &> R_2 \\ R_{оп} + R_t &> R_0 \end{aligned} \right\}. \quad (19)$$

Таким образом, в целях увеличения подавления влияния коммутирующих цепей для схемы рис. 4, а получили следующие соотношения номиналов сопротивлений:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &> R_2 \\ R_1 &> R_2 \\ R_{оп} + R_t &> R_0 \end{aligned} \right\}. \quad (20)$$

Если выполнить аналогичные расчеты для схемы на рис. 4, б, то получим следующую систему для номиналов сопротивлений:

$$\left. \begin{aligned} R_1 + R_2 &> R_0 + R_t \\ R_0 &> R_t \end{aligned} \right\}. \quad (21)$$

Таким образом, из анализа можно заключить, что для использования в измерительном канале термометра высокого разрешения может быть принята схема на рис. 5. В отличие от схемы на рис. 4, б, в ней введен дополнительный резистор R_1 , что позволяет расширить возможности для варьирования номиналов других компонентов.

Выполним расчет элементов этой схемы.

Определим начальные данные для расчета. Поскольку напряжение E_n формируется контроллером, то оно принимается равным 5 В. Для стабильной работы АЦП опорное напряжение должно лежать в диапазоне 1...3,5 В; производитель рекомендует использовать напряжение 2,5 В. Увеличение опорного напряжения ведет к увеличению измерительного тока, что приводит к саморазогреву ТПС, поэтому $U_{оп}$ принимается равным 2,2 В. При работе с АЦП AD7705 возможно программно изменять частоту преобразования, а также коэффициент усиления входного сигнала. Установлено, что оптимальное соотношение производительность – качество достигается на частоте преобразования 50 Гц при коэффициенте усиления $K_u = 16$. Разрешающую способность измерительного канала зададим равной 0,004 К.

Максимальный диапазон входного напряжения АЦП при биполярном входном сигнале равен

$$\Delta U_{вхм} = \frac{2U_{оп}}{K_u} = \frac{2 \cdot 2,2}{16} = 0,2694 \text{ В}. \quad (28)$$

Напряжение, соответствующее единице младшего разряда АЦП (ЕМР), вычисляется по формуле

$$\text{ЕМР} = \frac{\Delta U_{\text{вх.м}}}{2^n} = \frac{0,2694}{2^{16}} = 0,000004 \text{ В}, \quad (29)$$

где $n = 16$ – разрядность АЦП.

Изменение напряжения на ЕМР (4 мкВ) должно соответствовать изменению температуры на $\Delta T = 0,004 \text{ К}$. ТПС, используемый в измерительном канале, имеет чувствительность $\gamma = 0,21 \text{ Ом/К}$. Из этих соотношений находим измерительный ток

$$I_0 = \frac{\text{ЕМР}}{\Delta T \gamma} = \frac{0,000004}{0,004 \cdot 0,21} = 0,005 \text{ А}. \quad (30)$$

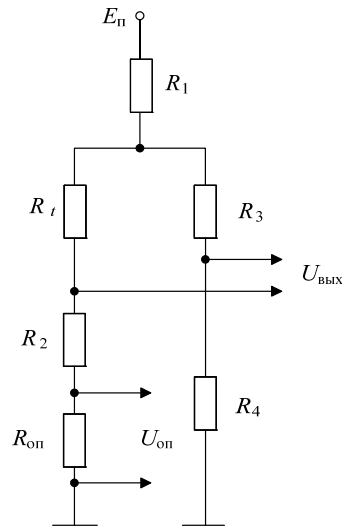


Рис. 5. Схема промежуточного преобразователя термометра

Значения $R_{\text{оп}}$ вычисляется по формуле

$$R_{\text{оп}} = \frac{U_{\text{оп}}}{I_0} = \frac{2,2}{0,005} = 440 \text{ Ом}. \quad (31)$$

Для левого плеча моста справедливо равенство

$$\frac{E_{\text{п}}}{R_1 + R_{t0} + R_2 + R_{\text{оп}}} = I_0, \quad (32)$$

где R_{t0} – начальное сопротивление ТПС (принимается равным 50 Ом).

Подставляя известные величины в (32), получаем неравенство

$$R_1 + R_2 = 510 \text{ Ом}. \quad (33)$$

Получена система неравенств для значений сопротивлений моста, при которых обеспечивается приемлемое подавление влияния КЦ:

$$\left. \begin{array}{l} R_3 + R_4 > R_{\text{оп}} + R_2 + R_t \\ R_{\text{оп}} + R_2 > R_t \end{array} \right\}. \quad (34)$$

Установлено, что значение сопротивления R_1 не влияет на помехозащищенность. При $R_{\text{оп}} = 440$ Ом второе неравенство этой системы выполняется при любом значении R_2 .

У АЦП имеется встроенный аналоговый фильтр, подключение которого возможно при входном сигнале, лежащем в диапазоне 50 мВ...3,5 В. Выполнение этого условия обеспечивается при

$$I_0(R_2 + R_{\text{оп}}) < 3,5 \text{ В}. \quad (35)$$

Раскрывая скобки и подставляя известные значения измерительного тока и опорного сопротивления, получаем неравенство для R_2 :

$$R_2 < 260 \text{ Ом}. \quad (36)$$

Пусть $R_2 = 150$ Ом, тогда из (33) следует, что $R_1 = 360$ Ом. Используем следующие резисторы: $R_1 = 370$ Ом; $R_2 = 150$ Ом; $R_{\text{оп}} = 432$ Ом.

Для обеспечения баланса моста при нулевой температуре необходимо выполнить условие

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2 + R_{\text{оп}}}{R_t} = \frac{150 + 432}{50} = 11,64. \quad (37)$$

Примем следующие номиналы резисторов правого плеча моста: $R_3 = 7,15$ кОм; $R_4 = 82,5$ кОм.

Оценим возможный диапазон измерения температуры. Он определяется диапазоном возможного изменения сопротивления ТПС относительно начального значения

$$\Delta R_t = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{I_0} = \frac{0,2694}{0,005} = 53,88 \text{ Ом}. \quad (38)$$

Следовательно, допустимое значение сопротивления ТПС в проектируемом ПП составляет $R_t = 50 \pm 26,94$ Ом, что в пересчете на температуру дает диапазон $20 \pm 128,29$ °С.

Таким образом, использованные в канале измерения температуры технические решения, рассчитанные номиналы сопротивлений резисторов ПП обеспечивают заданные разрешение измерительного канала и подавление влияния КЦ, формируют необходимые сигналы для стабильной работы АЦП и обеспечивают необходимый диапазон измерения температуры.

Список литературы

1. Куликов В. А. Формальный метод проектирования функциональных схем мостовых промежуточных преобразователей // Научный и информационный бюллетень. – Ижевск : Персей, 1997. – № 2. – Ч. 1. – С. 184–188.
2. Куликов В. А. Подавление влияния сопротивления линий связи и коммутирующих цепей в системах измерения температуры. – Ижевск, 1998. – 10 с. – Деп. в ВИНТИ 06.04.98, № 1024-B98.

* * *

V. A. Kulikov, Doctor of Technical Sciences, Professor, Izhevsk State Technical University
 E. A. Konovalov, Postgraduate, Izhevsk State Technical University
 V. G. Vlasov, Postgraduate, Izhevsk State Technical University

Development of Temperature Measurement Channel for High-Resolution Thermometer

A measurement channel for a high accuracy temperature measuring devices was developed. Recommendations providing a minimum measurement error and removing the influence of switching circuitry are proposed.

Keywords: temperature measurement, thermometer, high-resolution

Получено 20.04.10

УДК 621.383.93

Ю. К. Шелковников, доктор технических наук, профессор
 Ижевский государственный технический университет

ПРЕЦИЗИОННАЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ТЕЛЕВИЗИОННОГО СКАНИСТОРА

Рассмотрены вопросы повышения точности определения временной координаты середины световой зоны на телевизионном сканисторе. Показана целесообразность применения для этой цели двух мер сравнения, особенно в случае, когда размеры зоны могут изменяться в процессе измерения. Описана прецизионная сканисторная информационно-измерительная система с усреднением в одном опросе, разработанная для проведения однократных быстрых измерений пространственной координаты светового луча в условиях шумовых помех.

Ключевые слова: сканистор, информационно-измерительная система, световая зона, погрешность преобразования, пространственная координата

Телевизионный полупроводниковый сканистор является безвакуумным аналогом передающей телевизионной трубки и может быть использован в качестве датчика систем автоматического контроля за пространственно-временным состоянием объекта в технике двойного применения [1]. Он применяется в различных отраслях промышленности и в военной технике для измерения угловых и линейных перемещений, скоростей, ускорений, размеров и взаимного положения объектов. Широкие функциональные возможности телевизионного сканистора, простота конструкции и технологии его изготовления, схемы формирования и выделения видеосигнала позволяют создавать простые и надежные устройства для контрольно-измерительной аппаратуры, систем управления технологическими процессами, для космических и физико-химических исследований и т. д. [2]. Сканисторные информационно-измерительные системы (СИИС) отличаются простотой технической реализации, высокой точностью, быстродействием, надежностью, малыми габаритами, широкий энергетический диапазон [3].

Для СИИС с разветвляющим время-импульсным режимом работы при линейном распределении задающего напряжения ($E_z = E_0 \cdot x / l$) вдоль делительного слоя сканистора и при его опросе линейно изменяющимся напряжением ($E_k = E_n \cdot t / T$) координата x контролируемой световой зоны на сканисторе определяется из условия равенства напряжений E_z и E_k в момент t_x опроса сканистора: