

Д. т. н. З. Ю. ГОТРА, д. т. н. Р. Л. ГОЛЯКА,
д. т. н. С. В. ПАВЛОВ, С. С. КУЛЕНКО, О. В. МАНУС

Украина, НУ «Львовская политехника»;
Винницкий государственный технический университет
E-mail: holyaka@yahoo.com

Дата поступления в редакцию
19.05 2009 г.

Оппонент к. т. н. М. В. ЯДРОВА
(ОНПУ, г. Одесса)

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ТЕРМОМЕТР С ВЫСОКОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТЬЮ

Анализируются проблемы создания дифференциального термометра с разрешающей способностью порядка $0,001^\circ\text{C}$. Представлены результаты расчета, моделирования и практической реализации такого термометра.

Измерение разности температур весьма актуально, поскольку используется во многих современных сенсорных приборах: психрометрических измерителях влажности, термоанемометрических измерителях скорости потока газов и жидкостей, тепловых детекторах горизонтального положения, датчиках теплового излучения, устройствах исследования теплоизоляционных свойств материалов и измерителях тепловой энергии в системах обогрева помещений и т. д. Применение дифференциальных термометров в газоанализаторах и измерителях давления газа основано на эффекте измерения теплопроводности среды, в устройствах химического и биохимического анализа — на эффекте выделения или поглощения тепла при прохождении экзо- или эндотермических реакций [1—3].

Для измерения разности температур используют различные дифференциальные термометры, в частности DT51 (Weiss Instruments), HD200 (Extech Instruments), Testo 922 (Техноком). К сожалению, разрешающая способность измерения разности температур указанных устройств (от 0,1 до $0,01^\circ\text{C}$) не всегда удовлетворяет требованиям многих задач современных исследований.

В начтойшей статье проанализированы проблемы и показаны принципы повышения разрешающей способности дифференциальных термометров до уровня $0,001^\circ\text{C}$, что на порядок лучше, чем у известных аналогов.

Первичными термочувствительными измерительными преобразователями являются термопары, терморезисторы и полупроводниковые структуры на $p-n$ -переходах [1]. Высокочувствительные термометры требуют обеспечения высокой стабильности сигнала и минимального саморазогрева первичного преобразователя, а также возможность качественного усиления и последующего аналого-цифрового преобразования этого сигнала.

С точки зрения указанных требований сложность применения термопар в дифференциальных термометрах с высокой разрешающей способностью связана с проблемой низкого уровня сигнала. Так, при чувствительности термопары в несколько десятков микровольт на градус для обеспечения разрешающей способности $0,001^\circ\text{C}$ пороговая чувствительность вторичного сигнального преобразователя термопары должна быть не хуже $0,01$ мкВ. Проблемными являются также недостаточная временная стабильность термопар и ограничение пространственного разнесения исследуемых зон.

Проблемой терморезисторов является их саморазогрев током питания. Так, при значении теплового сопротивления структур миниатюрных терморезисторов порядка $500^\circ\text{C}/\text{Вт}$ и перегреве не больше $0,001^\circ\text{C}$ максимальное значение выделяемой на резисторе мощности не должно превышать 2 мкВт. В частности, такой уровень мощности для термометров сопротивления, например металлических медных терморезисторов, имеющих сопротивление $R_{\text{Cu}}(T_0) = 100$ Ом, обуславливает максимальное значение рабочего тока $0,14$ мА, что при температурном коэффициенте сопротивления меди $\text{TKC}_{\text{Cu}} = 0,4\%$ / $^\circ\text{C}$ определяет чувствительность примерно 50 мкВ / $^\circ\text{C}$. Таким образом, для обеспечения разрешающей способности $0,001^\circ\text{C}$ пороговая чувствительность вторичного преобразователя должна быть не хуже $0,05$ мкВ.

Создание вторичных преобразователей сигнала с вышеуказанными значениями чувствительности и стабильности является весьма проблематичной задачей. Целью данной работы было создание измерительного первичного преобразователя разности температур и соответствующего вторичного сигнального преобразователя, которые обеспечивали бы разрешающую способность на уровне $0,001^\circ\text{C}$.

Для решения поставленной задачи в качестве первичных преобразователей температуры можно использовать структуры биполярных транзисторов. Выходной сигнал таких транзисторных схем является информативным параметром температуры. В настоящее время ведущими электронными компаниями выпускается широкий перечень термосенсорных твердотельных кремниевых интегральных схем. Среди них — TMP35, AC590 (аналоговый выход),

AD7416, ADM1028 (цифровой выход), AD22105, TMP01, TMP02 (контроллеры температуры). Однако разрешающая способность таких интегральных сенсоров температуры находится в пределах 0,03—0,1°С [3].

Для измерения разности температур была выбрана схема дифференциального транзисторного каскада, которая является основой большинства современных интегральных схем — операционных усилителей, аналоговых умножителей, цифровых элементов эмиттерно-связанной логики и т. д. [4].

Для предварительного анализа зависимости выходного сигнала дифференциального каскада воспользуемся системой уравнений распределения токов:

$$\begin{cases} I_{C1} = \alpha_1 I_{E1}; \\ I_{C2} = \alpha_2 I_{E2}; \\ I_{E1} + I_{E2} = I_{\Sigma E}, \end{cases} \quad (1)$$

где $I_{E1} = I_{SE10} \exp\left(\frac{U_{BE1}}{m_1 \Phi_T} - 1\right);$

$$I_{E2} = I_{SE20} \exp\left(\frac{U_{BE2}}{m_2 \Phi_T} - 1\right)$$

I_{C1}, I_{E1} — соответственно коллекторный и эмиттерный токи транзистора VT1;

I_{C2}, I_{E2} — то же самое для транзистора VT2;

α_1, α_2 — коэффициенты передачи тока транзисторов VT1 и VT2 (обычно $\alpha=0,99—0,995$);

U_{BE1}, U_{BE2} — напряжения эмиттерно-базовых $p-n$ -переходов транзисторов;

I_{SE10}, I_{SE20} — соответственно токи насыщения и коэффициенты неидеальности этих $p-n$ -переходов;

Φ_T — температурный потенциал, $\Phi_T = kT/q$ (в дальнейшем расчете примем, что при комнатной температуре $m\Phi_T \approx 30$ мВ);

k — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура;

q — заряд электрона;

$I_{\Sigma E}$ — суммарный ток, втекающий в эмиттерные $p-n$ -переходы транзисторов.

Информационным сигналом разности температур ΔT дифференциального каскада является разность коллекторных токов транзисторов

$$\Delta I_C(\Delta T) = I_{C2}(T_2) - I_{C1}(T_1).$$

Так как выделяемая на транзисторе мощность P не должна превышать 2 мВт, при напряжении «коллектор–эмиттер» $U_{CE} \approx 2$ В указанное требование ограничения мощности определяет величину токов коллекторов $I_{C21}(T_0) = I_{C2}(T_0) = 1$ мкА, где T_0 — значение опорной температуры.

Приняв условия, что напряжение на эмиттерных $p-n$ -переходах транзисторов значительно больше температурного потенциала, т. е. $U_{BE}/(m\Phi_T) \gg 1$, а такие параметры как α, I_{E0} и m в обоих транзисторах каскада одинаковы, соотношение коллекторных токов можно представить в виде

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{\alpha I_{E0} \exp(U_{BE2}(T_2)/(m\Phi_T))}{\alpha I_{E0} \exp(U_{BE1}(T_1)/(m\Phi_T))} = \exp\left(\frac{\Delta U_{BE}(\Delta T)}{m\Phi_T}\right), \quad (2)$$

где $U_{BE}(\Delta T) = U_{BE2}(T_2) - U_{BE1}(T_1)$.

При использовании дифференциального транзисторного каскада в качестве измерителя разности температур, эмиттерные $p-n$ -переходы обоих транзисторов включаются параллельно, т. е. приложенное к этим переходам напряжение одинаково. Разность коллекторных токов транзисторов возникает в результате температурного изменения высоты потенциального барьера переходов, а значит в первом приближении можно записать $\Delta U_{BE}(\Delta T) = TKU_{pn} \cdot \Delta T$, где TKU_{pn} — температурный коэффициент падения напряжения на прямосмещенном $p-n$ -переходе при фиксированном токе. Обычно $TKU_{pn} \approx -(1,8—2,2)$ мВ/°С [4].

Определим изменение отношения токов дифференциального транзисторного каскада при возникновении разности температур $\Delta T = 1^\circ\text{C}$. Используя приближение $\exp(x) \approx 1+x$, из (2) получим

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \approx 1 + \frac{\Delta U_{BE}(\Delta T)}{m\Phi_T}, \quad (3)$$

и тогда для $0 < x \ll 1$ находим

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}}(\Delta T = 1^\circ\text{C}) \approx 1 + \frac{2[\text{мВ}]}{30[\text{мВ}]} \approx 1,066.$$

Таким образом, температурная чувствительность отношения токов первичного преобразователя разности температур на основе дифференциального каскада $TKI > 6$ %/°С, что более чем на порядок выше ТКС металлических терморезисторов. Необходимо отметить, что использование структур биполярных транзисторов в качестве первичных преобразователей температуры имеет существенные преимущества и по отношению к полупроводниковым термисторам. Последние значительно уступают транзисторным структурам по линейности и воспроизводимости функции преобразования.

Для оптимизации режимов работы дифференциального каскада в качестве первичного измерительного преобразователя разности температур воспользуемся программами схемного моделирования (в частности, PSpice или MicroCAP), в которых реализуется возможность изменения температуры не схемы в целом, а конкретного ее элемента. Для этого в последние версии указанных программ схемного моделирования введен модельный параметр T_REL_GLOBAL [5]. Пример спецификации такого параметра для модели биполярного транзистора показан на рис. 1, где для наглядности на окно наложена схема дифференциального каскада.

Результат моделирования температурной зависимости сигналов первичного преобразователя дифференциального термометра представлен на рис. 2. Биполярные транзисторы Q1, Q2 специфицированы модельным параметром NPN \$GENERIC_T2. Переменной величиной, которая представляет собой превышение температуры ΔT транзистора Q2 относительно

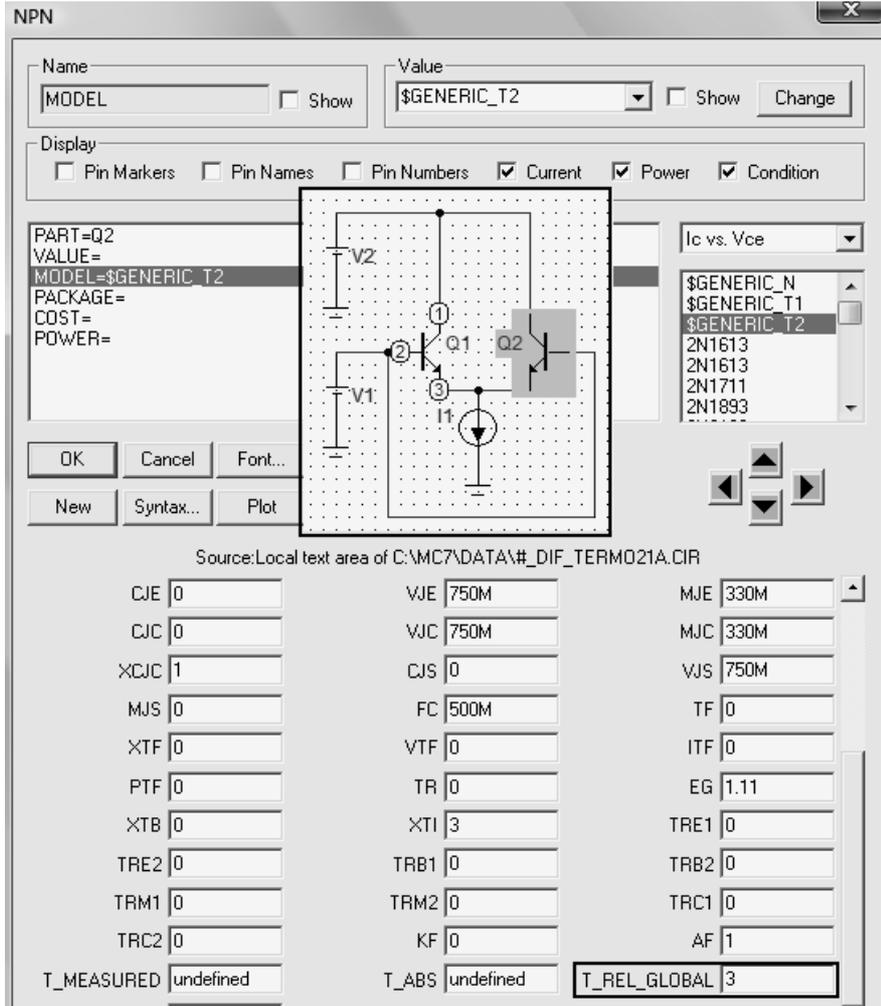


Рис. 1. Определение температуры T_REL_GLOBAL модели биполярного транзистора в программе MicroCAP

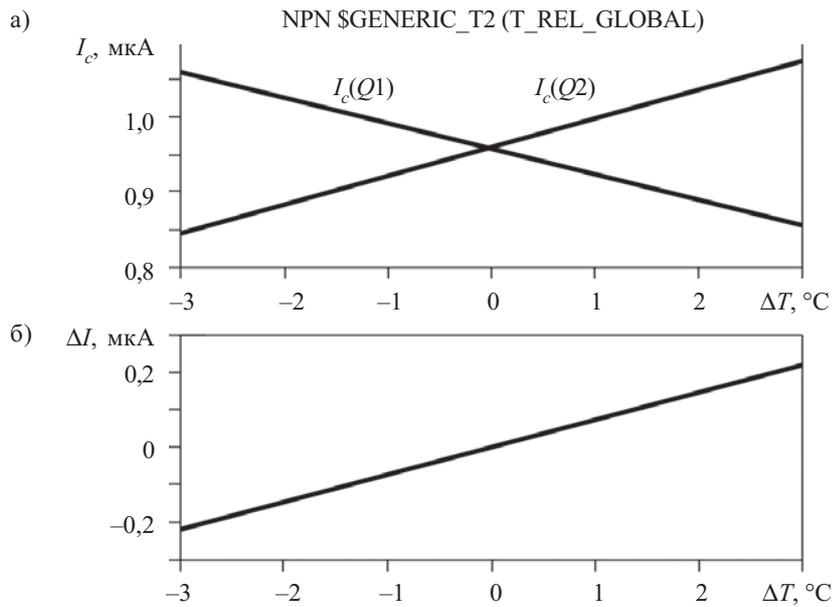


Рис. 2. Смоделированные температурные зависимости коллекторных токов транзисторов Q1 и Q2 (а), а также разности этих токов $\Delta I = I_c(Q2) - I_c(Q1)$ (б)

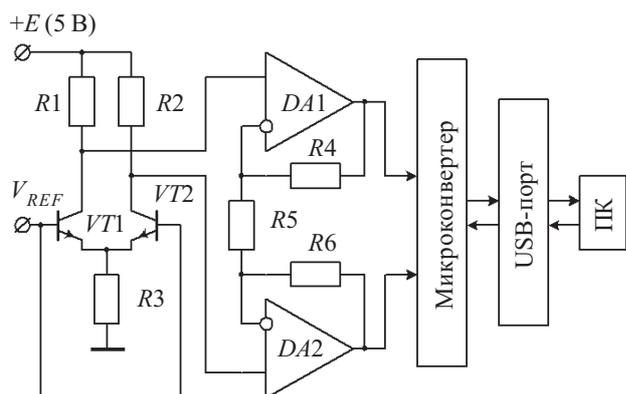


Рис. 3. Функциональная блок-схема дифференциального термометра

температуры других элементов схемы (для дифференциального термометра — транзистора $Q1$), является NPN \$GENERIC_T2 (T_REL_GLOBAL). Как можно видеть, при величине коллекторных токов сбалансированного каскада $I_C(Q1)=I_C(Q2)\approx 0,96$ мкА температурный коэффициент разности этих токов (выходной сигнал первичного преобразователя) составляет примерно 65 нА/°С, что соответствует вышеприведенным результатам расчета.

Функциональная блок-схема дифференциального термометра представлена на рис. 3. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ образуют дифференциальный каскад, который служит первичным преобразователем разности температур. Выходное напряжение преобразователя формируется на резисторах $R1$ и $R2$, а ток каскада задается резистором $R3$. Величина опорного напряжения V_{REF} приложенного к базовым цепям транзисторов, составляет примерно $1,5$ В. Квазидифференциальный буферный усилитель сигнала реализован на операционных усилителях $DA1$, $DA2$ и резисторах отрицательной обратной связи $R4$, $R5$, $R6$. Буферный усилитель служит для развязки микро мощных цепей первичного преобразователя от входных цепей аналого-цифрового преобразователя, в качестве которого применен 24-битный микроконвертер ADuC834 (24-Bit MicroConverter, Analog Devices, USA). Помимо высокопрецизионного Σ - Δ аналого-цифрового преобразователя, микроконвертер содержит все необходимые для создания сенсорных систем узлы: микропроцессорное ядро, усилитель с программно управляемым коэффициентом усиления, таймеры, цифро-аналоговый преобразователь, прецизионный источник опорного напряжения, оперативную и энергонезависимую память, широкий набор интерфейсов и т. д. Управление режимами работы и передача данных измерений в персональный компьютер выполняются через USB-порт на основе интерфейсного контроллера FT232R.

Существенным преимуществом предложенного схемного решения дифференциального термометра является практически полное отсутствие влияния на точность измерения линий связи между узлом измерительного преобразователя разности температур и схемой обработки сигнала. Это объясняется микроамперным режимом работы транзисторов измеритель-

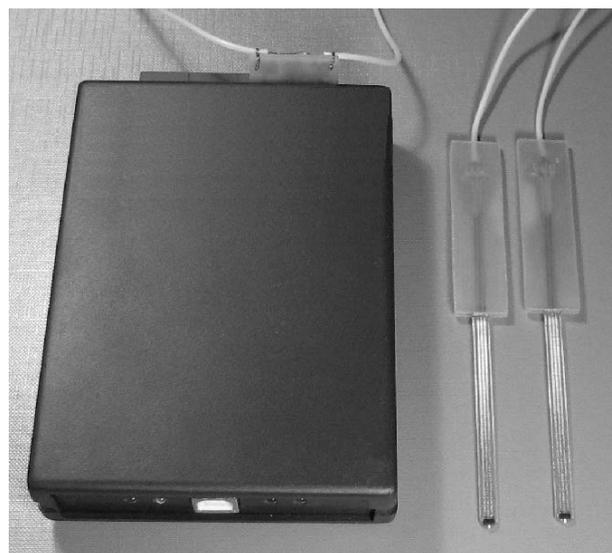


Рис. 4. Дифференциальный термометр

ного преобразователя, что соответствует высоким значениям их входного (база–эмиттер) и выходного (коллектор–эмиттер) сопротивлений (десятки и сотни килоом, соответственно). Кроме того, влияние синфазной составляющей паразитных наводок в сигнальных цепях минимизируется дифференциальным механизмом высокопрецизионного аналого-цифрового преобразования.

Питание дифференциального термометра может осуществляться от отдельного источника напряжения или от шины $+5$ В USB-порта. Для стабилизации напряжения питания использован стабилизатор ADP3367AR с низким падением напряжения.

В дифференциальном каскаде использованы n - p - n -транзисторы BC817 в микрокорпусном исполнении SOT23. Схема соответствует требованиям к современной высокопрецизионной электронике с низким энергопотреблением. С этой точки зрения важным является выбор КМОП микро мощных прецизионных операционных усилителей AD8552 типа Zero-Drift, Single-Supply, Rail-to-Rail. Последние характеризуются ультранизким напряжением смещения $V_{offset} < 1$ мкВ (температурный дрейф составляет менее $0,005$ мкВ/°С), ток питания не превышает $0,7$ мА, напряжение питания — от $2,7$ до 5 В. Транзисторы первичного преобразователя дифференциального термометра установлены на зонды, подключенные к устройству обработки сигнала (рис. 4).

Пример результатов измерений выходного напряжения дифференциального термометра показан на рис. 5. Измерения проводились в диапазоне напряжения ± 2000 мВ, который определяется соответствующими регистрами управления микроконвертера ADuC834. Установлено, что калибровочная чувствительность измерения разности температур составляет 200 мВ/°С. В процессе исследования один из зондов охлаждался примерно на 6°C . На рис. 5 виден процесс охлаждения и восстановления исходной температуры. Кроме того, на вставке показан начальный

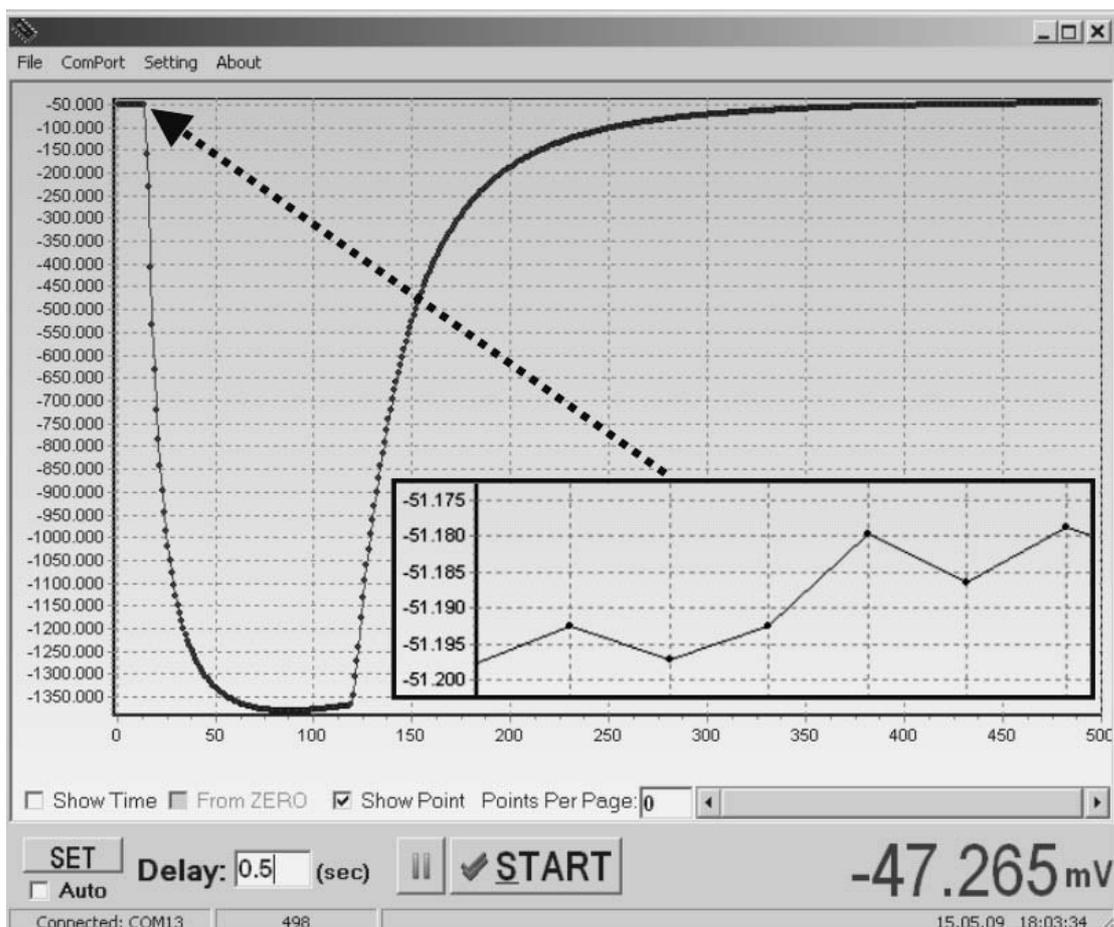


Рис. 5. Результат измерения выходного напряжения дифференциального термометра

участок, где температура зондов почти одинакова. Здесь видно, что погрешность измерения не превышает 0,02 мВ. Такое напряжение соответствует температуре 10^{-4} °C, что на порядок лучше поставленной цели — реализации дифференциального термометра с разрешающей способностью 0,001°С.

Таким образом, реальная величина разрешающей способности предложенного термометра ограничивается лишь процессом саморазогрева первичных преобразователей. Следовательно, при уменьшении тока дифференциального каскада появляется возможность для дальнейшего улучшения разрешающей способности дифференциального термометра.

Создан дифференциальный термометр с высокой разрешающей способностью, первичный преобразователь которого реализован на дифференциальном транзисторном каскаде, схема обработки сигнала — на высокопрецизионных операционных усилителях AD8552 и микроконвертере ADuC834.

Разработанный дифференциальный термометр имеет следующие основные характеристики:

- два диапазона измерения разности температур А) $\pm 10^{\circ}\text{C}$, Б) $\pm 30^{\circ}\text{C}$;
- разрешающая способность не хуже $0,001^{\circ}\text{C}$;
- рабочий диапазон от -40°C до $+120^{\circ}\text{C}$;
- напряжение питания $+5\text{ В} (\pm 10\%)$;
- ток потребления не более 10 мА;
- интерфейс USB.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Мікроелектронні сенсори фізичних величин. В трьох томах / За ред. З. Ю. Готри.— Львів: Ліґа-Прес, 2003, Том 2.
2. Мікроелектронні сенсори вологості / За ред. З. Ю. Готри.— Львів: Ліґа-Прес, 2007.
3. AD7416: 10-Bit Low Power Digital Temperature Sensor with Two-Wire Interface. Data sheet. (www.analog.com)
4. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. З. Ю. Готри, Р. Л. Голяки.— Львів: ДУ «Львівська політехніка», 1999.
5. Micro-Cap 7.0, 8.0, 9.0 Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual. Spectrum Software. 2001, 2005, 2008. www.spectrum-soft.com.