ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ ԶԵԿՈՒՅՑՆԵՐ
ДОКЛАДЫ НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ

Том 99 1999 №1

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 536.531

Б. М. Мамиконян

Особенности построения узкопредельных измерителей температуры с использованием термопреобразователей сопротивления

(Представлено академиком НАН Армении А.А.Терзяном 14/V 1998)

Промышленные металлические термопреобразователи сопротивления (ТС) применяются в системах точного измерения температуры в диапазоне $-260 \div +1100^{\circ}$C ([1]). Точность измерения температуры с применением ТС определяется метрологическими характеристиками самого ТС и вторичного измерительного преобразователя (ВИП), осуществляющего преобразование приращения сопротивления ТС в электрическое напряжение. Погрешность ТС образуется как сумма погрешностей от самонагрева, подгонки номинального сопротивления R_0 (погрешность нуля) и отклонения отношения R_{100}/R_0 от номинального значения (погрешность чувствительности). Погрешности нуля и чувствительности для ТС высокого класса точности доводятся заводом-изготовителем при градуировке до значения 0,05% каждая ([1]).

Измерительный ток, протекающий через ТС в измерительной цепи, нагревает его до более высокой температуры, чем температура измеряемого объекта, что вызывает соответствующее изменение его сопротивления. Это приводит к появлению погрешности (погрешность самонагрева), пропорциональной квадрату тока и зависящей от конструкции ТС и условий его теплообмена с окружающей средой. Погрешность самонагрева ТС пронормирована только для температуры тающего льда (0°C) и не должна превышать $\Delta t_0 = 0{,}3$ К при рассеиваемой в ТС электрической мощности $P_0 = 10^{-2}$ Вт ([1]). Такое определение предельного значения самонагрева ТС при заданной рассеиваемой мощности дает возможность определения предельного самонагрева Δt_1 при любой мощности P_1:

$$\frac{\Delta t_1}{P_1} = \frac{\Delta t_0}{P_0} = \frac{0{,}3}{10^{-2}} \frac{\text{К}}{\text{Вт}}. \qquad (1)$$

Ввиду того, что самонагрев ТС зависит не только от измеряемого тока, но и от условий теплообмена, размеров и конструкции ТС, формула (1) имеет ограниченное применение. Однако для одних и тех же условий с ее помощью можно определить связь между рассеиваемой мощностью и погрешностью самонагрева.

Указанное выше значение погрешности самонагрева нормировано для случая, когда ТС помещен в сосуд с интенсивно перемешиваемой водой (тающий лед). На практике ТС в большинстве случаев оказывается помещенным в среде спокойного воздуха, где условия теплообмена между ТС и окружающей его средой существенно хуже. При той же мощности $P_0 = 10^{-2}$ Вт в этих условиях погрешность самонагрева может составлять до 1,0 К (2). С целью установления зависимости самонагрева ТС от рассеиваемой мощности в среде спокойного воздуха нами проведено экспериментальное исследование четырех одинаковых промышленных платиновых ТС (градуировки 50П). Один из испытуемых ТС (ТС3) до этого в течение семи месяцев находился в эксплуатации, остальные применялись впервые. Из полученных результатов (рис.1) видно, что самонагрев ТС в среде спокойного воздуха (в термостате) примерно вдвое больше нормированного значения для интенсивно перемешиваемого тающего льда.

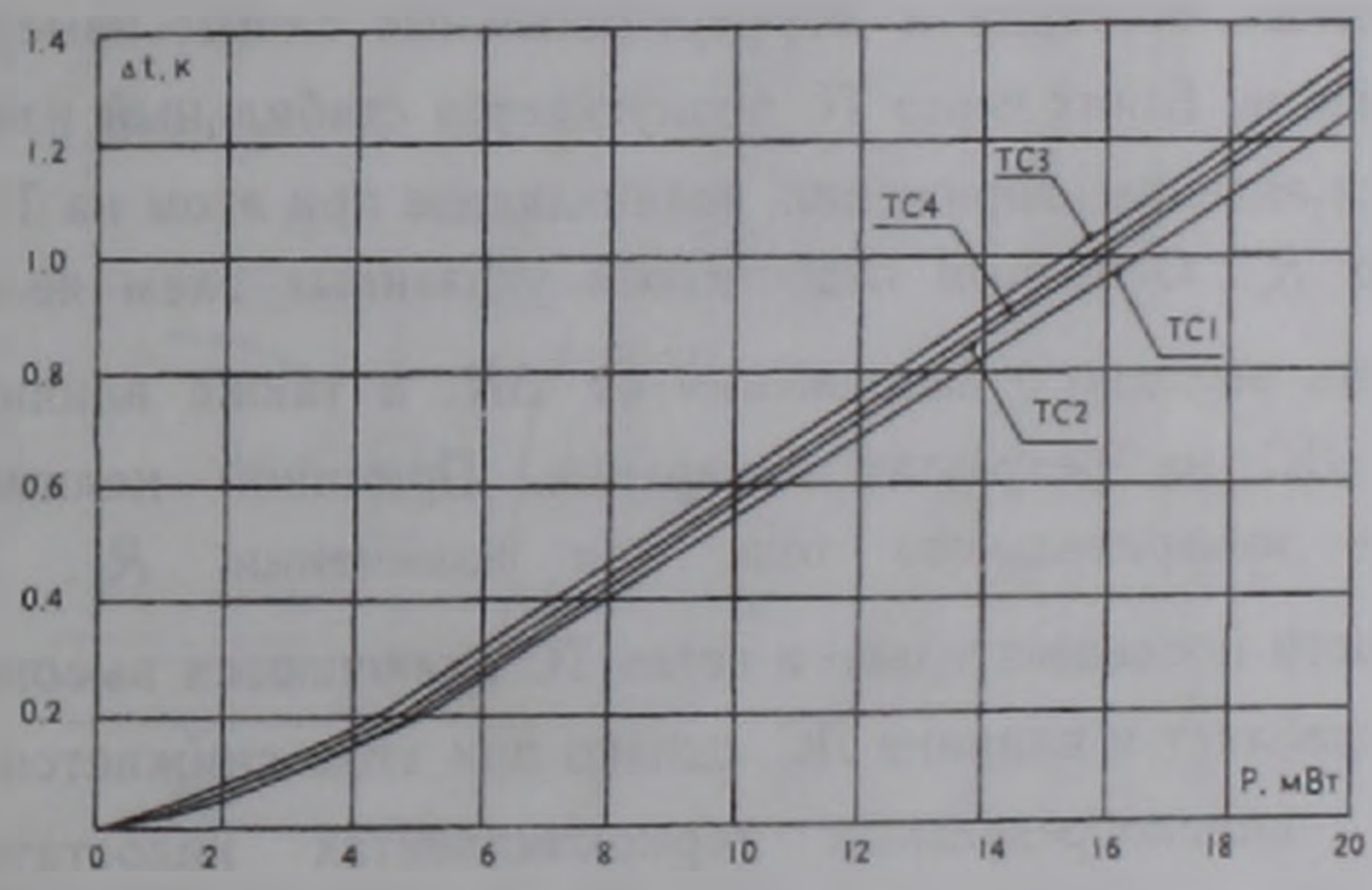


Рис. 1. Кривые зависимости самонагрева ТС от рассеиваемой мощности

Очевидно, что погрешность самонагрева можно уменьшить до любого требуемого значения путем соответствующего уменьшения измерительного тока, однако это приводит к уменьшению напряжения полезного сигнала, снимаемого с ТС. В промышленных условиях обычно выбирают значение измерительного тока таким, чтобы погрешность самонагрева ТС не превышала 0,1% R_0 (3). При таком ограничении самонагрева, например для ТС с $R_0 = 100$ Ом, погрешность самонагрева составляет $\Delta R = 0{,}1$ Ом или $\Delta t = 0{,}25$ К, чему соответствует значение рассеиваемой мощности $P_0 \approx 5$ мВт (рис.1) и значение измерительного тока примерно 7,0 мА. Но и в этом случае, если для

термокомплекта с пределом измерения 50 К приведенное значение погрешности самонагрева составляет 0,5%, то для узкопредельного термокомплекта с диапазоном измерения, например, 20 К – 1,25%, что нельзя считать удовлетворительным. Таким образом, для создания высокоточных узкопредельных термокомплектов необходимо, в первую очередь, уменьшить силу измерительного тока до значения, при котором приведенная погрешность самонагрева ТС не будет превышать 0,5%, и постараться соответственно увеличить чувствительность ВИП.

В свою очередь, создание высокочувствительных и высокоточных ВИП для узкопредельных термокомплектов затруднено следующими факторами:

приращение ΔR сопротивления $R_x = R_0 + \Delta R$ ТС невелико по сравнению с его номинальным значением R_0, а от ВИП требуется формирование электрического сигнала достаточно высокого уровня (унифицированный выходной сигнал) при обеспечении линейности характеристики преобразования термокомплекта;

ТС имеют сравнительно небольшое собственное сопротивление, в связи с чем определенное влияние на результат измерения оказывают сопротивления проводов линии связи (ЛС), а также их нестабильность.

Наибольшее распространение на практике получили ВИП, использующие неравновесные мостовые и дифференциальные схемы измерения приращения сопротивления. В них через ТС пропускается стабильный измерительный ток и измеряется падение напряжения, возникающее при этом на ТС, которое пропорционально R_x. Основным недостатком указанных схем является нелинейная зависимость выходного напряжения от ΔR, а также влияние сопротивления проводов ЛС на результат измерения. Причиной нелинейности является изменение измерительного тока при изменении R_x. Для уменьшения нелинейности последовательно в ветвь ТС включаются высокоомные резисторы ([4]), что ослабляет и влияние ЛС, однако при этом снижается чувствительность ВИП. В широкопредельных термокомплектах недостатки мостовых и дифференциальных схем не препятствуют их применению, поскольку путем надлежащего выбора их параметров и применения различных схемных решений удается ограничить приведенные погрешности допустимыми значениями, однако в узкопредельных термокомплектах их использование становится практически невозможным из-за низкой чувствительности, нелинейности характеристики преобразования и влияния ЛС, к тому же применяемая в этих схемах трехпроводная ЛС требует обеспечения с высокой точностью равенства сопротивлений всех трех проводов (точность подгонки ±0,01 Ом).

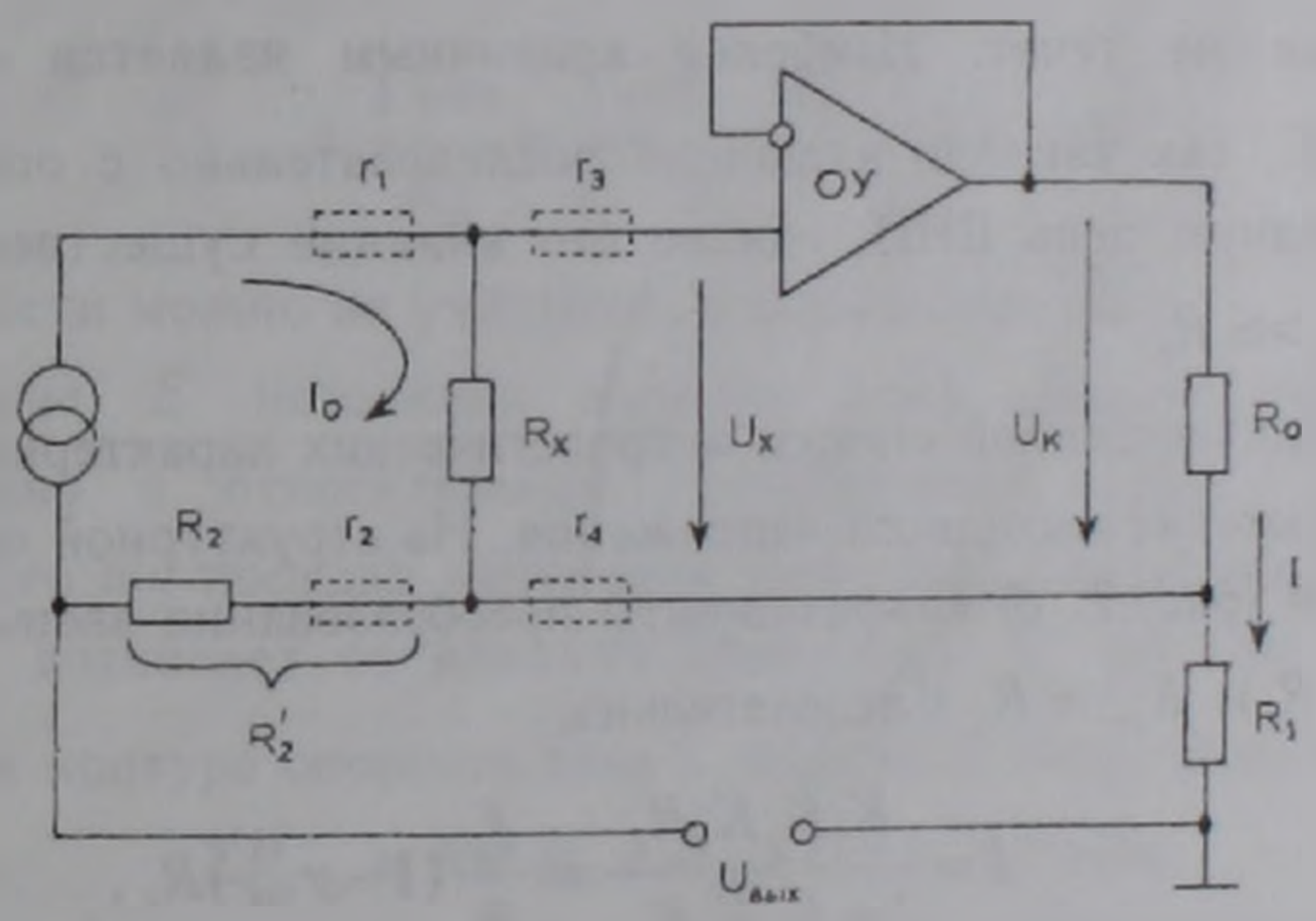
Сравнительно лучшими метрологическими характеристиками обладают компенсационные схемы измерения сопротивления с четырехпроводным включением ТС. Проведенный нами анализ известных схем показал, что лучшей из них

является компенсационная схема на операционном усилителе (ОУ) с обратной связью по току (5). Однако в ней возможности ОУ использованы не лучшим образом: ОУ решает лишь схемную задачу, не решая задачи повышения чувствительности ВИП. С целью устранения этого недостатка нами разработан высокочувствительный ВИП, основанный на компенсацоинной схеме измерения постоянного напряжения (рис.2, *а*). ТС R_x включен в цепь стабилизированного источника опорного тока I_0 последовательно с опорным резистором R_2. Падение напряжения $U_x = I_0 R_x$, возникающее на ТС, автоматически компенсируется с помощью повторителя напряжения ОУ компенсирующим напряжением $U_к = IR_0$, возникающим на резисторе сравнения R_0 и являющимся частью выходного напряжения $U_y = I(R_0 + R_1)$ ОУ. Если в первом приближении пренебречь напряжением некомпенсации ОУ и считать, что благодаря большому коэффициенту усиления ОУ (в разомкнутом состоянии) условие компенсации $U_x = U_к$ выполняется точно, то выходное напряжение ВИП

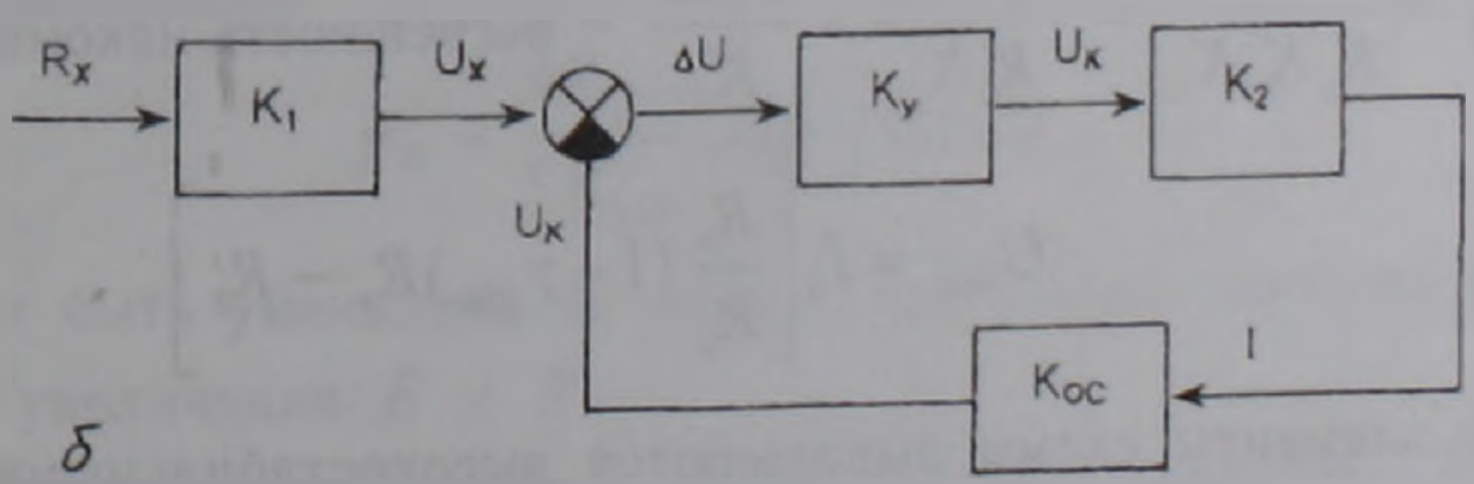
$$U_{вых} = IR_1 - I_0 R_2',$$

где, с учетом условия компенсации $I_0 R_x = IR_0$, ток $I = I_0 R_x / R_0$, поэтому

$$U_{вых} = \frac{I_0}{R_0}(R_x R_1 - R_0 R_2').$$



а



б

Рис. 2. Принципиальная схема ВИП (*а*)
и структурная схема компенсатора напряжения (*б*).

Особенностью схемы, обусловливающей ее высокую чувствительность, является возможность выполнения в ней условия $R_1 = R_2' = mR_0$, где $m >> 1$, поэтому

$$U_{вых} = mI_0(R_x - R_0) = mI_0\Delta R, \qquad (2)$$

в то время как в известных схемах ВИП это напряжение не превышает значения $I_0\Delta R$ [4,5].

Для оценки возможных, реально достижимых значений m следует иметь в виду, что стандартные ТС выпускаются промышленностью с номинальными значениями сопротивления (при температуре 0°С): платиновые – R_0 = 1; 10; 50; 100; 500 Ом, медные – R_0 = 10; 50; 100 Ом; никелевые – R_0 = 100 Ом [1]. Значения же сопротивлений R_2 опорного и R_1 нагрузочного резисторов без каких-либо существенных ограничений могут быть выбраны до нескольких килоом и практически не связаны со значением R_0. Поэтому значение m может быть особенно большим при использовании низкоомных ТС, для которых применение рассматриваемой схемы становится особенно целесообразным.

Другими преимуществами схемы является строго линейная характеристика преобразования $U_{вых} = f(\Delta R)$, а также практическая независимость стабильности нулевой точки от значения опорного тока I_0. Сопротивления r_1, r_3 и r_4 проводов ЛС практически не влияют на результат измерения, поскольку r_1 включено в цепь источника тока, а через r_3 и r_4 в состоянии компенсации ток вообще не течет. Наиболее критичным является сопротивление r_2 провода ЛС, так как оно включено последовательно с опорным резистором R_2 в выходную цепь ВИП, однако его влияние существенно ослаблено условием $R_2 >> R_0$.

Для количественной оценки метрологических характеристик схемы найдем точное выражение выходного напряжения. На структурной схеме компенсатора напряжения (рис. 2, *б*) коэффициенты преобразования звеньев: $K_1 = I_0$; $K_2 = 1/(R_0 + R_1)$; $K_{ос} = R_0$. Следовательно,

$$I = \frac{K_1 K_y K_2 R_x}{1 + K_y K_2 K_{ос}} = \frac{I_0}{R_0}(1 - \gamma_{НК})R_x,$$

где $\gamma_{НК} = \dfrac{1}{K_y K_2 K_{ос}} = \dfrac{R_0 + R_1}{R_0 K_y} = \dfrac{1+m}{K_y}$ – погрешность некомпенсации. Поэтому

$$U_{вых} = I_0\left[\frac{R_1}{R_0}(1 - \gamma_{НК})R_x - R_2'\right]. \qquad (3)$$

Все элементы схемы выполняются высокостабильными, кроме проводов ЛС, выполняемых обычно из меди и поэтому изменяющих свое сопротивление под влиянием температуры окружающей среды. Опорный ток I_0 формируется известным способом с помощью источника стабильного напряжения E и

высокостабильного резистора соответствующего номинала R, предусматривающего также возможность выбора значения тока I_0 в определенных пределах в зависимости от чувствительности используемого ТС. Следовательно, в формуле (3) значение тока I_0 определяется выражением

$$I_0 = E / \Sigma R_n = E / (R + R_2 + R_x + r_1 + r_2).$$

Опытный образец ВИП для диапазона измерения $+30 \div +50^\circ C$ с применением медного ТС градуировки 100 М (характеристика преобразования – линейная; $R_{30} = 112{,}83$ Ом; $R_{50} = 121{,}39$ Ом; $\Delta R_{ШК} = 8{,}56$ Ом) с чувствительностью $W_{100} = R_{100} / R_0 = 1{,}4280$ реализован на универсальном ОУ типа КР140УД7, имеющем параметры: $K_y = 50 \cdot 10^3$; $R_{ВХ} = 100$ кОм; $U_{СМ} = 4$ мВ; $\Delta U_{СМ} = 6$ мкВ/°С; $U_П = \pm 15$ В; $U_{вых} = 11{,}5$ В; $I_{вых} = 20$ мА. Значения параметров схемы: $R_0 = R_{30} = 112{,}83$ Ом; $R_1 = R_2' = 2500$ Ом; $r_1 \div r_4 \approx 5$ Ом; $I_0 = 2{,}5$ мА. Выходное напряжение изменяется линейно в пределах $U_{вых} = 0 \div 0{,}5$ В при максимальной рассеиваемой в ТС мощности

$$P = I_0^2 R_{50} \approx 0{,}76 \text{ мВт},$$

при которой приведенная погрешность самонагрева ТС не превышает 0,12% в условиях интенсивно перемешиваемого тающего льда в соответствии с формулой (1) и 0,25% в среде спокойного воздуха (рис.1). Погрешность некомпенсации

$$\gamma_{НК} = \frac{1+m}{K_y} = \frac{1+R_1/R_{30}}{K_y} = 0{,}46 \cdot 10^{-3},$$

что из-за малости можно не учитывать в выражении (3).

Напряжение E источника опорного тока выбрано равным 15 В и стабилизировано с относительной погрешностью 0,05%, что, очевидно, вызывает такого же порядка изменение выходного напряжения. Погрешность нелинейносги возникает от влияния изменения R_x на ток I_0. Суммарное сопротивление контура опорного тока в начальной точке шкалы

$$\Sigma R_{П30} = R + R_2 + R_{30} + r_1 + r_2 = 6 \text{ кОм}.$$

В этих условиях изменение R_x от R_{30} до R_{50} вызывает относительную погрешность нелинейности

$$\gamma_П = \frac{\Delta R_{ШК}}{\Sigma R_{П30}} \cdot 100 = 0{,}14\%,$$

которая может быть уменьшена до любого требуемого значения путем соответствующего увеличения E и R.

Температурная нестабильность сопротивлений проводов ЛС вызывает дополнительную погрешность, поскольку в (3) изменяются значения I_0 и R_2'.

Представим функцию преобразования (3) в виде

$$U_{вых} = \frac{E}{C_1 + 2r_2}(C_2 - r_2),$$

где C_1 и C_2 в данном случае постоянны. Относительная температурная погрешность

$$\gamma_t = \frac{1}{U_{вых}} \cdot \frac{\partial U_{вых}}{\partial r_2} \cdot \Delta r_2 = -\frac{(C_1 + 2C_2) \cdot r_2 \cdot \alpha \cdot \Delta t}{(C_1 + 2r_2)(C_2 - r_2)},$$

где: $\alpha = 4{,}28 \cdot 10^{-3}$ град$^{-1}$ – температурный коэффициент сопротивления меди; $\Delta t = 10^{\circ}C$ – изменение температуры окружающей среды; $C_1 = \Sigma R_{п} - 2r_2 = 5990$ Ом; $C_2 = \frac{R_1}{R_{30}} \cdot R_{50} - R_2 = 195$ Ом, следовательно,

$$\gamma_t = 0{,}12\%,$$

т.е. при использовании рассматриваемой схемы отпадает необходимость в подгонке сопротивлений проводов ЛС.

Очевидно, что напряжения смещения и дрейфа нуля ОУ вносят определенные погрешности в результат измерения. В случае применения в ВИП мостовых (дифференциальных) схем указанные погрешности обычно оказываются значительными из-за их низкой чувствительности (малого значения выходного напряжения), особенно если плечи моста высокоомны. В условиях градуировки ВИП эти составляющие напряжения устраняются начальной подстройкой схемы путем изменения, например, сопротивления одного из плеч моста, однако в эксплуатационных условиях они приводят к появлению заметных температурных погрешностей. Иногда питание ВИП осуществляется переменным напряжением; это позволяет применить усилители переменного напряжения, что избавляет от напряжений смещения и дрейфа нуля. При этом, однако, приходится решать проблемы стабилизации переменного напряжения; кроме того, на работу таких ВИП оказывают заметное влияние сигналы помех от переменных наводок (особенно в ЛС), а также паразитные емкости, шунтирующие плечи моста (4).

В рассматриваемой схеме в условиях градуировки напряжение смещения $U_{см}$ ОУ устраняется с помощью предусмотренной в нем цепи балансировки, состоящей из одного внешнего переменного резистора (10 кОм), а также подгонкой R_2. Приведенная погрешность от температурной нестабильности (дрейф) напряжения смещения, нормируемая при $\Delta t = 10^{\circ}$ С (изменение температуры окружающей среды), вычисляется по формуле

$$\gamma_{ДР} = \frac{\Delta U_{см} \cdot \Delta t \cdot 100}{\Delta U_{хшк}} = \frac{\Delta U_{см} \cdot \Delta t \cdot 100}{I_0 \Delta R_{шк}} = \frac{6 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 100}{2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 8{,}56} = 0{,}28\%;$$

она может быть уменьшена применением вместо универсального прецизионного ОУ.

В разработанном образце к выходу ВИП подключен масштабный усилитель напряжения (на ОУ 140УД26А) с коэффициентом, равным 10, в результате чего измеряемому диапазону температур $+30 \div +50^{\circ}C$ соответствует на выходном указателе линейно изменяющееся напряжение $0 \div +5$ В.

Таким образом, в результате проведенного исследования установлено, что на основе разработанной компенсационной схемы измерения приращения сопротивления возможно создание промышленного узкопредельного (20 К) термометрического комплекта класса точности 0,5 с использованием ТС стандартных градуировок и имеются определенные резервы для дальнейшего сужения предела измерения с сохранением указанного класса точности.

Государственный инженерный университет Армении

Բ. Մ. ՄԱՄԻԿՈՆՅԱՆ

Դիմադրության ջերմակերպափոխիչների օգտագործումով ջերմաստիճանի նեղսահմանային չափիչների կառուցման առանձնահատկությունները

Դիտարկվում են արդյունաբերական կիրառության ստանդարտացված դիմադրության ջերմակերպափոխիչների (ԴՋ) միջոցով նեղսահմանային (≤ 20 Կ) չափիչ ջերմակոմպլեկտների կառուցման առանձնահատկությունները: Քննակվում են ԴՋ-ի սխալանքները, նրանց փոքրացման հնարավորությունները, դիմադրության աճի չափման գոյություն ունեցող սխեմաները, կատարված է նրանց համեմատական վերլուծություն՝ չափագիտական բնութագրերի տեսանկյունից: Նկարագրված է մշակված երկրորդային չափիչ կերպափոխիչը (ԵՋԿ), որը ապահովում է բարձր չափման զգայունություն, հետազոտված են նրա չափագիտական բնութագրերը, գնահատված են սխալանքների արժեքները և նրանց հնարավոր հասանելի սահմանները: Մշակված ջերմաստիճանի չափիչում գործնականորեն վերացված են ԴՋ-ի ինքնատաքացումից կապի գծի դիմադրությունների փոփոխությունից և սխեմայի թերհամակշռումից առաջացող սխալանքները: Ապացուցված է, որ մշակված ԵՋԿ-ի օգտագործումով հնարավոր է ստեղծել 0.5 հշտության դասի արդյունաբերական նեղսահմանային ջերմակոմպլեկտներ:

ЛИТЕРАТУРА – ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՈՒՆ

[1] Межгосударственный стандарт ГОСТ 6651-94. Термопреобразователи сопротивления. Общие технические требования и методы испытаний. [2] *Д.Хофманн.* Техника измерений и обеспечение качества. М., Энергоатомиздат, 1983. [3] *Г.М.Иванова, Н.Д.Кузнецов, В.С.Чистяков.* Теплотехнические измерения и приборы. М., Энергоатомиздат, 1984. [4] *М.Б.Лейтман.* Нормирующие измерительные преобразователи электрических сигналов. М., Энергоатомиздат, 1986. [5] *W.T.Bolk.* Automatik, 19, №1, s.36-39 (1983).