

**ПАРАМЕТРИЧЕСКИ
ИНВАРИАНТНЫЕ СХЕМЫ
ВКЛЮЧЕНИЯ РЕЗИСТОРНЫХ
ДАТЧИКОВ С
МИКРОКОНВЕРТОРАМИ**

В.А.Гайский, П.В.Гайский

Морской гидрофизический институт
НАН Украины
г. Севастополь, ул. Капитанская, 2
E-mail: oaoi@alpha.mhi.iuf.net

Рассматриваются традиционные схемы включения резисторных датчиков и проводится их точностной анализ. Предлагаются схемы включения с микроконверторами, имеющие структурную и временную избыточность, обеспечивающие независимость результата измерения-вычисления от параметров схемы включения.

Резисторные датчики широко используются в приборах контроля окружающей среды для измерения температуры, давления, электропроводности и других величин. Традиционные схемы их включения (вторичные измерительные преобразователи) обычно решают задачи преобразования со-

противления R_x , проводимости R_x^{-1} , приращения сопротивления ΔR_x , приращение

проводимости $\Delta(R_x^{-1})$ в напряжение U_x , ток I_x , интервал времени τ_x или частоту f_x с последующим преобразованием этих величин в цифровую форму. Выходной сигнал таких схем зависит как от информативного параметра датчика

R_x ($\Delta R_x, R_x^{-1}, \Delta(R_x^{-1})$), так от параметров схемы включения.

В то же время современные интегрирующие аналого-цифровые преобразователи и микроконверторы обладают несколькими дифференциальными входами по напряжению постоянного тока, опрашиваемыми параллельно или последовательно, высокой линейностью преобразования (до 10^{-5}) и высокой разрешающей способностью (до 24 разрядов).

Эти возможности должны влиять на выбор схем включения резисторных датчиков.

Статическая функция преобразования линейных АЦП представляется выражением

$$N = a_0 + a_1 U_x, \quad (1)$$

а градуировочная характеристика

$$U_x = b_0 + b_1 N, \quad (2)$$

где $a_0, a_1, b_0 = -\frac{a_0}{a_1}$,

$b_1 = a_1^{-1}$ - коэффициенты,

N - цифровое представление входного напряжения U_x .

Коэффициенты b_0 и b_1 имеют технологический разброс, изменяются от температуры и времени, поэтому для обеспечения высокой точности преобразования необходимо периодически проводить градуировку, задавая значения U_x на двух границах рабочего диапазона, например $U_{x_1} = 0$ и

$U_{x_2} = U_m$, где U_m - максимальное значение напряжения.

При этом коэффициенты определяются из выражений

$$b_1 = \frac{U_m}{N_m - N_0}, \quad (3)$$

$$b_0 = -\frac{U_m N_0}{N_m - N_0}, \quad (4)$$

где N_0 и N_m - цифровые отсчеты $U_x = 0$ и $U_x = U_m$.

Обычно начальные значения градуировочных коэффициентов устанавливаются производителем при некоторой фиксированной температуре, и далее в процессе эксплуатации периодически выполняется

внутренняя самоградуировка по двум точкам шкалы $(0, U_m)$ эффективна только для некоторого температурного диапазона, являющегося лишь частью всего рабочего диапазона температур [1]. Поэтому для обеспечения высокой точности преобразования в широком диапазоне температур необходима внешняя градуировка, которую целесообразно возложить на схему включения резисторного датчика.

Обобщенная блок-схема измерительного канала с резисторным датчиком (информативный параметр $R_x, R_x^{-1}, \Delta R_x, \Delta(R_x^{-1})$), образцовыми резисторами R_0 , источниками питания (E, I) , входящих в схему включения, выходы которой поданы на входы микроконвертора МК, с выхода которого снимаются преобразованные вычисленные информативные параметры



Рис. 1 – Обобщенная блок-схема параметрически инвариантного канала преобразования параметров резисторного датчика

Желательно получить такую градуировочную характеристику, относительная погрешность определения информативного параметра резистивного датчика по которой определялась бы только погрешностью одного образцового резистора. При этом принимаем следующие ограничения:

Ограничение 1. Относительная погрешность аналого-цифрового преобразования постоянна в рабочем диапазоне.

Известно [2], что для интегрирующих АЦП шумовая составляющая относительной погрешности отвечает этому ограничению, а составляющие погрешности нелинейности для нескольких отсчетов будут тем ближе друг к другу, чем ближе будут отсчеты в диапазоне преобразования.

$R_x^*, (R_x^{-1})^*, \Delta R_x^*, [\Delta(R_x^{-1})]^*$ представлена на рисунке 1.

Анализ различных схем включения резисторных датчиков будем проводить в такой последовательности. Определяем для конкретной заданной схемы функцию преобразования и градуировочную характеристику. Находим выражение для относительной погрешности, производя логарифмирование и дифференцирование выражения для градуировочной характеристики. Если в это выражение кроме погрешностей образцовых резисторов входят погрешности источников питания, формируем избыточную схему по дополнительным выходам или замещаем датчик образцовыми резисторами и находим градуировочную характеристику, в которой параметры источников питания отсутствуют.

Ограничение 2. Параметры схемы включения (источников питания) не изменяются существенно за время необходимого числа последовательных отсчетов по датчику и образцовым резисторам.

При необходимости погрешность, вызванную изменчивостью параметров схемы за заданное время всегда можно оценить, если определить эту изменчивость количественно, например, функцией спектральной плотности.

Преобразователи сопротивления в напряжение с источником напряжения.

Схемы преобразователей R_x в U_x с источником напряжения E представлены на рисунке 2.

Для одновыходного преобразователя (рис. 2, а) градуировочная характеристика

$$R_x = \frac{ER}{U_1} - R_0, \quad (5)$$

относительная погрешность к первому члену $R'_x = \frac{ER}{U_1} = R_x + R_0$

$$\delta_{R'_x} \approx \delta_E - \delta_{U_1} + \delta R_0, \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \delta_{R_x} &\leq \frac{\sigma_{R_x}}{R_x} = \delta_{R'_x} \left(\frac{R'_x}{R_x}\right) + \delta_{R_0} \left(\frac{R_0}{R_x}\right) = (\delta_E + \delta_{U_1}) \frac{R'_x}{R_x} + \delta_{R_0} \left(\frac{R'_x}{R_x} + \frac{R_0}{R_x}\right) = \\ &= (\delta_E + \delta_{U_1}) \left(1 + \frac{R_0}{R_x}\right) + \delta_{R_0} \left(1 + \frac{2R_0}{R_x}\right) = (\delta_E + \delta_{U_1})(1+a) + \delta_{R_0}(1+2a), \end{aligned} \quad (8)$$

где $a = R_0 R_x^{-1}$,
при $a = 1$,

$$\delta_{R_x} \leq 2(\delta_E + \delta_{U_1}) + 3\delta_{R_0}, \quad (9)$$

Из выражения (9) видно, что относительная погрешность преобразования весьма велика. Введем и используем еще один выход по напряжению U_2 так, как это показано (на рис. 2 б).

Тогда градуировочная характеристика

$$R_x = \frac{U_2}{U_1} R_0, \quad (10)$$

Для относительной погрешности получим

$$\delta_{R_x} = \delta_{U_2} - \delta_{U_1} + \delta_{R_0} \approx \delta_{R_0}, \quad (11)$$

поскольку $\delta_{U_2} \approx \delta_{U_1}$ являются

Для оценки верхнего значения абсолютной погрешности σ_{R_x} можем записать как арифметическую сумму вместо средней квадратической

$$\sigma_{R_x} \leq \sigma_{R'_x} + \sigma_{R_0} = \delta_{R'_x} R'_x + \sigma_{R_0}, \quad (7)$$

Для оценки относительной погрешности δ_{R_x} можем записать

погрешностями преобразования одного АЦП.

Из сравнения выражений (9) и (10) видно, что погрешность двухвыходной схемы в несколько раз меньше, чем одновыходной.

Аналогичный эффект достигается при замещении датчика коммутаций ключами с пренебрежимо малым сопротивлением образцового резистора сопротивлением R_{01} так, как это показано (на рис. 2 в).

В этом случае градуировочная характеристика имеет вид

$$R_x = \frac{R_{01} U_{01}}{U_1}, \quad (12)$$

где U_{01} - отсчет по образцовому резистору R_{01} .

Поскольку дешевых электронных ключей с пренебрежимо малым сопротивлением нет, то для включения нескольких датчиков и замещающих их образцовых резисторов предпочтительнее двухвыходная схема (на рис. 2 г).

Преобразователи сопротивления в напряжение с источником тока.

Схемы преобразователей R_x в U_x с источниками тока I_0 представлены на рисунке 3. Для одновыходного преобразователя (рис. 3 а) градуировочная характеристика имеет вид

$$R_x = U_x I_0^{-1}, \quad (13)$$

а относительная погрешность

$$\delta_{R_x} = \delta_{U_x} + \delta_{I_0} \quad (14)$$

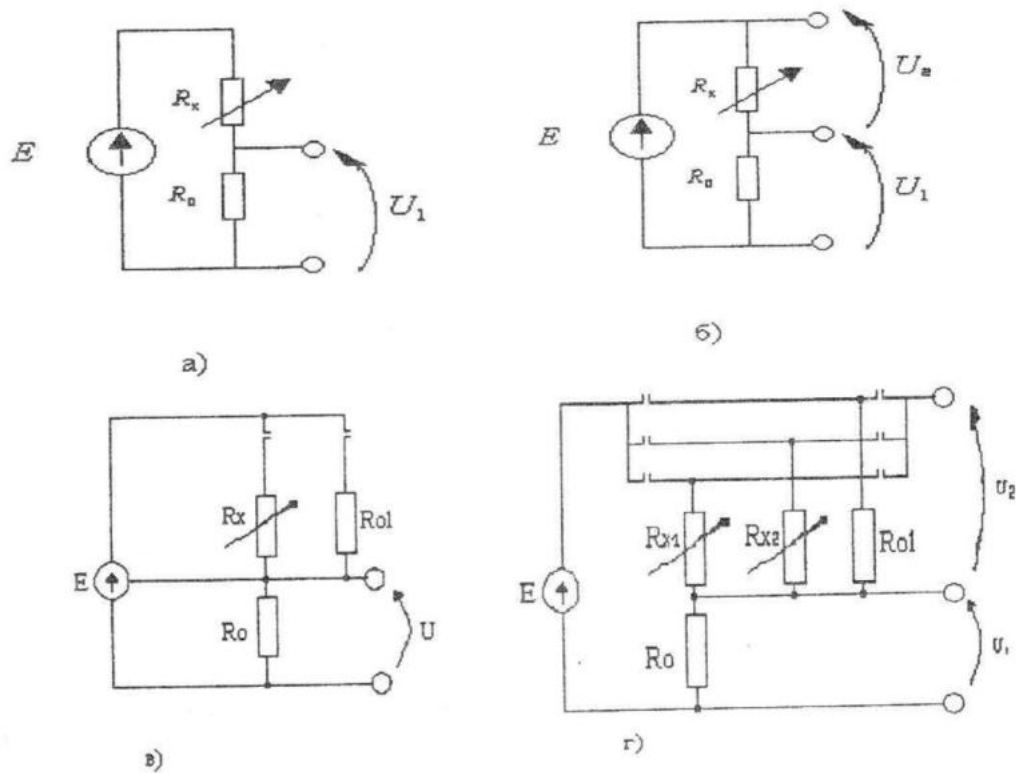


Рис.2 – Схемы включения резисторных датчиков с источником напряжения:
 а) одновыходная; б) двухвыходная; в) с коммутацией резисторного датчика R_x и образцового резистора R_{01} ; г) с токовой коммутацией нескольких резисторных датчиков R_x и образцового резистора R_{01} и коммутируемым потенциальным съемом напряжения

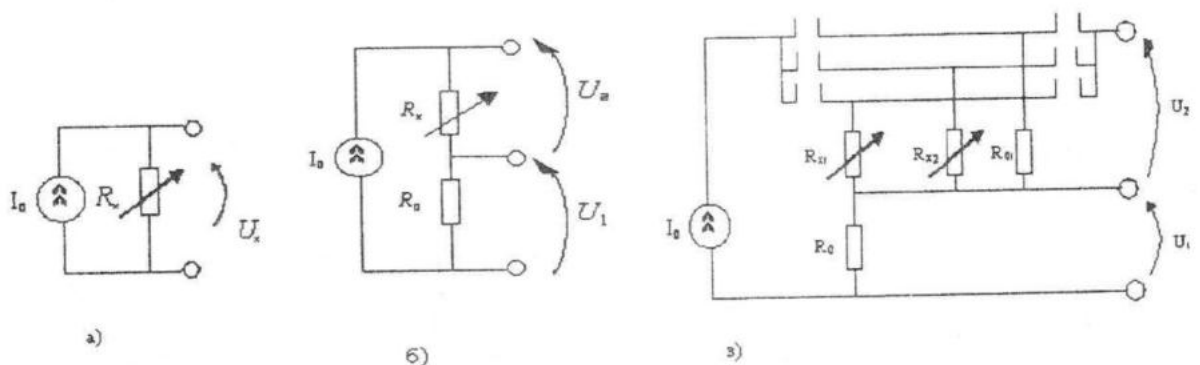


Рис.3 – Схемы включения резисторных датчиков с источником тока: а) одновыходная; б) двухвыходная; в) с токовой коммутацией нескольких резисторных датчиков R_x и образцового резистора R_{01} и коммутируемым потенциальным съемом напряжения

Для двухвыходного преобразователя (рис. 3 б) градуировочная характеристика аналогична выражению (10)

$$R_x = \frac{U}{U_1} R_0, \quad (15)$$

и относительная погрешность аналогична (11)

$$\delta_{R_x} = \delta_{U_2} - \delta_{U_1} + \delta_{R_0} \approx \delta_{R_0}, \quad (16)$$

Вариант схемы многоканального преобразователя с несколькими датчиками и размещением датчиков образцовым резистором показан (на рис. 3 в).

Поскольку переходные сопротивления ключей не влияют на ток в цепях датчиков, то возможна работа преобразователя как по одному выходу U_1 аналогично (12), так и двум выходам U_1 и U_2 аналогично (15).

Из проведенного анализа видно, что преобразователь с источником тока предпочтительнее преобразователя с источником напряжения и введение структурной и временной избыточности делает их инвариантными к параметрам источников.

Экспоненциальные время-импульсные преобразователи сопротивления во временной интервал.

Схема экспоненциального время-импульсного преобразователя (ЭВИП) показана (на рис. 4 а).

В состав преобразователя входят последовательно включенные напряжения E , ключ K , зарядный конденсатор C и датчик R_x , а также подключенный к обкладкам конденсатора C пороговый элемент (ПЭ) с порогом срабатывания $U_{\text{п}}$. Вспомогательные цепи на схеме не показаны.

ЭВИП периодически становятся популярными в технике [3-5] благодаря простоте реализации, малому энергетическому порогу чувствительности [2].

Современные микроконветоры не имеют внешних входов для преобразования время-импульсных сигналов в код, хотя в сигма-дельта преобразователях внутри осуществляется преобразование частотно-временного сигнала в цифру.

С реализацией быстродействующих преобразователей коротких временных интервалов в код по способу поразрядного уравнивания [6] возможно возрождение интереса к ЭВИП и их интегральная реализация.

Принцип работы ЭВИП состоит в том, что при замыкании ключа K конденсатор C заряжается по экспоненте до напряжения порога $U_{\text{п}}$, при достижении которого срабатывает пороговый элемент ПЭ.

При этом время заряда

$$\tau_x = -R_x C \ln\left(1 - \frac{U_{\text{п}}}{E}\right) = R_x C \ln\left(\frac{E}{E - U_{\text{п}}}\right), \quad (17)$$

Для градуировочной характеристики получим

$$R_x = \tau_x \left[C \ln\left(\frac{E}{E - U_{\text{п}}}\right) \right]^{-1}, \quad (18)$$

Очевидна зависимость результата преобразования от сопротивления электронного ключа K , и также всех параметров схемы, входящих в выражение (11).

В многоканальном преобразователе (рис. 4 б) эта зависимость исключается, а влияние переходных сопротивлений ключей коммутатора, которые могут быть механическим (герконы) существенно ослабляется.

При наличии цифровых отсчетов по датчику τ_x и образцовому резистору τ_0 сопротивление датчика вычисляется по формуле

$$R_x = \frac{\tau_x}{\tau_0} R_0, \quad (19)$$

относительная погрешность равна

$$\delta_{R_x} = \delta_{\tau_x} - \delta_{\tau_0} + \delta_{R_0} \approx \delta_{R_0}, \quad (20)$$

Поскольку $\delta_{\tau_x} \approx \delta_{\tau_0}$ параметрическая инвариантность преобразования обеспечена.

Преобразователи проводимости в ток и напряжение.

Берущая начало от эмиттерного повторителя схема преобразования проводимости резисторного датчика в ток и далее в напряжение показана (на рис. 5 а).

Для функций преобразования можем записать

$$I_x = U_0 R_x^{-1}, \quad (21)$$

$$U_1 = R I_x = R U_0 R_x^{-1}, \quad (22)$$

Для градуировочных характеристик получим

$$R_x = U_0 I_x^{-1}, \quad (23)$$

$$R_x = R U_0 U_1^{-1}, \quad (24)$$

Здесь напряжение U_0 не изменяется.

При использовании второго выхода по напряжению U_2 и датчика R_x (рис. 5 а) получим

$$R_x = U_2 U_1^{-1} R_0, \quad (25)$$

В случае замещения датчика образцовым резистором R_{01} и отсчетом по нему U_{01} получим

$$R_x = R_{01} U_{01}^{-1}, \quad (26)$$

Для относительной погрешности по формуле (25) аналогично (26) получим

$$\delta_{R_x} = \delta_{R_0} + \delta_{U_2} - \delta_{U_1} \approx \delta_{R_0}, \quad (27)$$

Параметрическая инвариантность преобразователя достигнута.

Токовые преобразователи сопротивления в интервал времени.

Из преобразователей проводимостей в ток включением в токовую цепь зарядного конденсатора с пороговым элементом просто формируются преобразователи сопротивления в интервал времени, [6] показанные на рис. 6.

Для преобразователя по схеме (на рис. 6 а) функция преобразования имеет вид

$$\tau_x = \frac{CU_{\Pi}}{U} R_x, \quad (28)$$

и градуировочная характеристика

$$R_x = \frac{U}{U_{\Pi} C} \tau_x, \quad (29)$$

При использовании второго выхода по напряжению U_2 , снимаемого с датчика,

получим

$$R_x = \frac{U_2}{U_{\Pi} C} \tau_x, \quad (30)$$

В этой формуле присутствует зависимость результата от параметра CU_{Π} поэтому этот вариант схемы не является приемлемым.

При использовании второго отсчета по образцовому резистору R_{01} , замещающему датчик в многоканальной схеме (рис. 6 б), получим

$$R_x = R_{01} \frac{\tau_x}{\tau_1}, \quad (31)$$

Относительная погрешность будет

$$\delta_{R_x} = \delta_{R_{01}} + \delta_{\tau_x} - \delta_{\tau_1} \approx \delta_{R_{01}}, \quad (32)$$

Параметрическая инвариантность преобразователя достигнута.

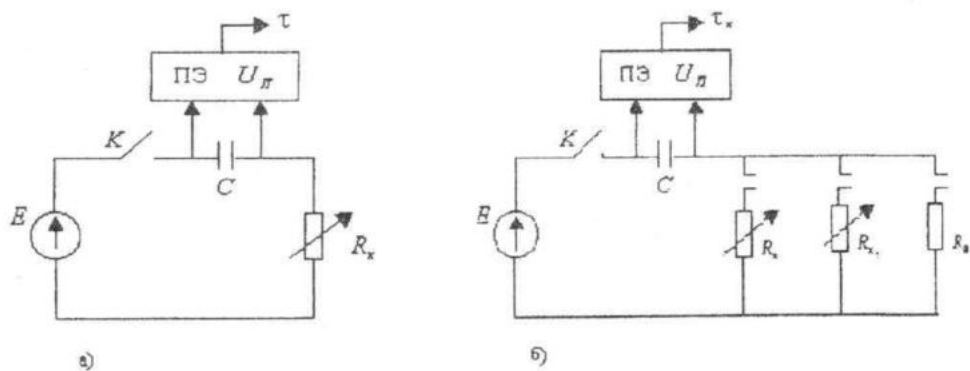


Рис.4 – Схемы экспоненциальных время-импульсных преобразователей: а) одноканальная; б) многоканальная с временным разделением каналов

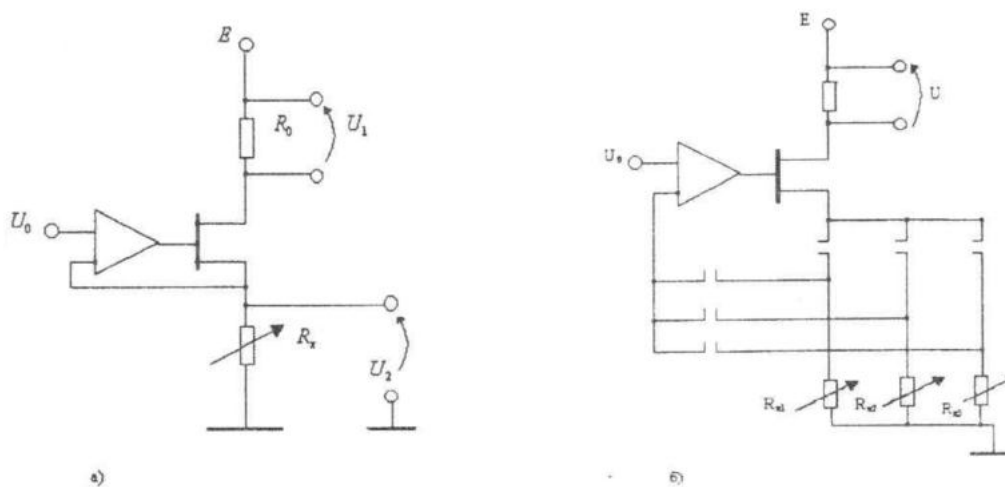


Рис.5 – Схемы преобразователей проводимости в ток и напряжение: а) одноканальная; б) многоканальная

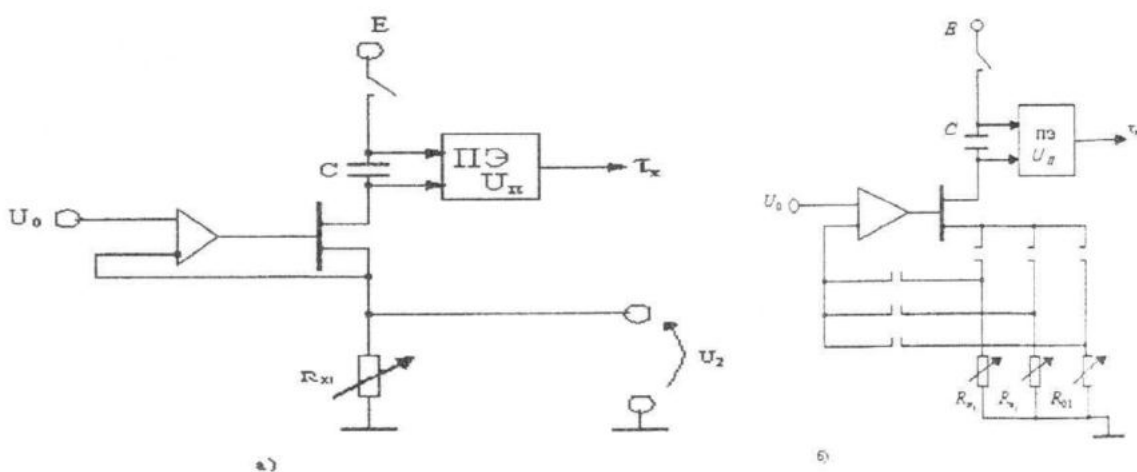


Рис.6 – Схемы токовых преобразователей сопротивлений в интервал времени: а) одноканальная; б) многоканальная

Преобразователи приращения сопротивления в напряжении.

Для многих резисторных датчиков (металлических термометров, тензометров) рабочий диапазон изменения сопротивления в рабочем диапазоне измеряемой величины (температуры, деформации, давления и т. д.) составляет относительно малую часть ΔR_x (10-15%) полного сопротивления датчика R_x и можно записать

$$R_x = R_0 + \Delta R_x = R_0 + \gamma R_x, \quad (33)$$

где

$$\gamma = \frac{\Delta R_x}{R_x}, R_0 = \text{const} \quad (34)$$

Если цифровому преобразованию подвергается R_x , то для относительной погрешности преобразование ΔR_x следует записать

$$\delta_{\Delta R_x} = \delta_R \gamma^{-1}, \quad (35)$$

Поэтому с целью повышения точности результата преобразования и эффективного использования рабочего диапазона АЦП целесообразно получить U_x в аналоговом виде (или другой информативный параметр), пропорциональное ΔR_x , и далее подать его на аналого-цифровое преобразование.

На рисунке 7 представлены схемы получения разности сопротивлений на операционных усилителях.

Для одноканального преобразователя (рис. 7 а) функция преобразования имеет вид

$$U_x = I R_0 (K_1 - K_2) K_3 + I \Delta R_x K_1 K_3, \quad (36)$$

где K_1, K_2, K_3 - коэффициенты усиления усилителей, при $K_1 = K_2$

$$U_x = I \Delta R_x K_1 K_3, \quad (37)$$

Однако трудно обеспечить равенство K_1 и K_2 , поэтому справедливо считать рабочей функцией преобразования по выражению (36), а градуировочную характеристику вида

$$\Delta R_x = U_x (I K_1 K_3)^{-1} - R_0 (K_1 - K_2) K_1^{-1}, \quad (38)$$

в которой необходимо исключить два коэффициента $(I K_1 K_3)^{-1}$ и $R_0 (K_1 - K_2) K_1^{-1}$.

Для этого используются отсчеты U_1 и U_2 по двум образцовым резисторам R_{01} и R_{02} , замещающим датчик в преобразователе по схеме (на рис. 7 б).

Если $R_{01} = R_0 + \Delta R_1$ и $R_{02} = R_0 + \Delta R_2$, то для функции преобразования получим

$$U_x = U_1 + (\Delta R_x - \Delta R_1) \frac{U_1 - U_2}{\Delta R_1 - \Delta R_2}, \quad (39)$$

и для градуировочной характеристики получим

$$\Delta R_x = \frac{U_x - U_1}{U_1 - U_2} (\Delta R_1 - \Delta R_2) + \Delta R_1, \quad (40)$$

Параметрическая инвариантность преобразователя достигнута.

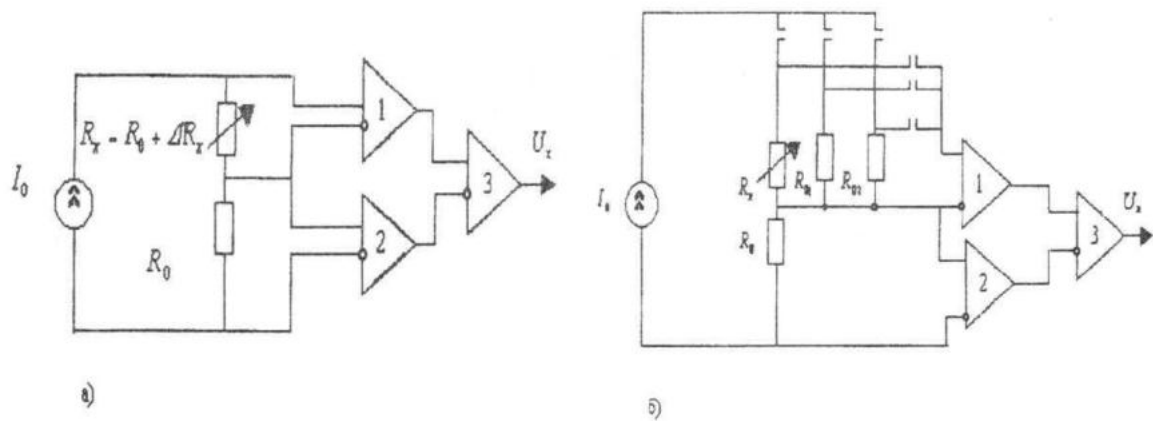


Рис.7 – Схемы преобразователей разности сопротивлений в напряжение на операционных усилителях:
 а) одноканальная; б) многоканальная с градуировкой замещением датчика образцовыми резисторами R_{01} и R_{02}

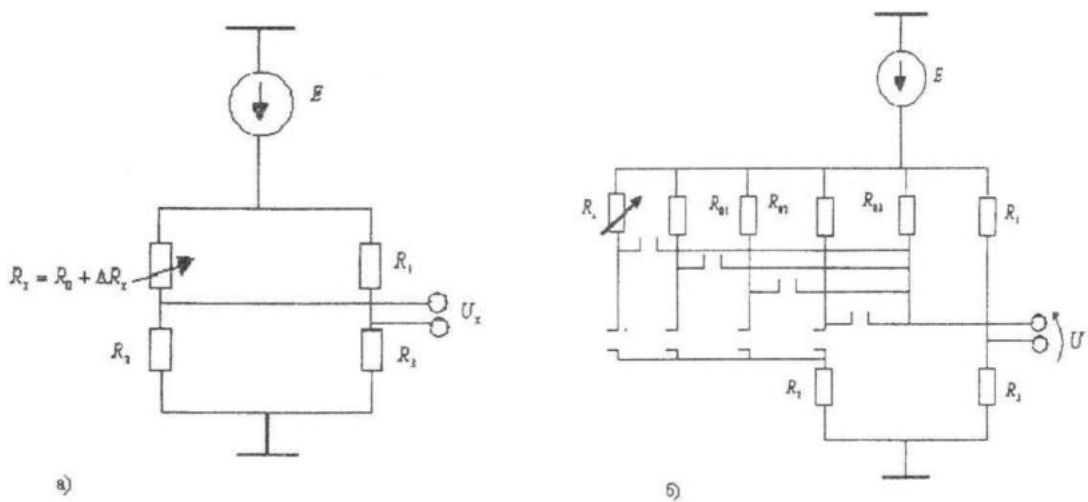


Рис.8 – Схемы мостовых преобразователей с источниками напряжения: а) одноканальная;
 б) многоканальная с градуировкой замещением датчика образцовыми резисторами R_{0i}

Мостовые преобразователи разности сопротивлений в напряжение.

Этот тип преобразователей традиционно наиболее распространен.

На рисунке 8 представлены мосты с питанием от источника напряжения.

Для одновыходной схемы четырехплечего моста Уинстона (рис. 8 а) функция преобразования имеет вид

$$U_x = \frac{E(R_0 + \Delta R_x)}{R_0 + \Delta R_x + R_2} - \frac{ER_1}{R_1 + R_3}, \quad (41)$$

при

$$R_0 = R_1 = R_2 = R_3, \quad (42)$$

получим

$$U_x = \frac{E\Delta R_x}{2(2R_0 + \Delta R_x)}, \quad (43)$$

Для градуировочной характеристики в общем виде получим

$$\Delta R_x = \frac{\left[\frac{U_x}{E} (R_1 + R_3) + R_1 \right] (R_0 + R_2) - R_0 (R_1 + R_3)}{\left(1 - \frac{U_x}{E} \right) (R_1 + R_3) + R_1}, \quad (44)$$

и при условии (43) получим

$$\Delta R_x = \frac{4U_x R_0}{E - 2U_x}, \quad (45)$$

В последней градуировочной характеристике выражение (45) для исключения влияния напряжения E на результат преобразования достаточно использовать один отсчет U_1 по образцовому резистору $R_{01} = R_0 + R_1$ в схеме, представленной (на рис. 8 б).

При этом

$$\Delta R_1 = \frac{2U_1 R_0}{E - U_1}, \quad (46)$$

$$E = \frac{2U_1 R_0 - U_1 \Delta R_1}{\Delta R_1}, \quad (47)$$

$$\Delta R_x = \frac{2R_0 \Delta R_1}{\frac{U_1}{U_x} (2R_0 - \Delta R_1) - \Delta R_1}, \quad (48)$$

$$(R_0 + R_2)U_x + \left(\frac{ER_1}{R_1 + R_3} - E \right) \Delta R_x + \left[\frac{ER_0 R_1 + ER_1 R_2}{R_1 + R_3} - ER_0 \right] = -U_x \Delta R_x, \quad (49)$$

Введем обозначения

$$\begin{aligned} a_1 &= R_0 + R_2, \\ a_2 &= E \left(\frac{R_1}{R_1 + R_3} - 1 \right), \end{aligned} \quad (50)$$

$$a_3 = \left[\frac{ER_0 R_1 + ER_1 R_2}{R_1 + R_3} - ER_0 \right],$$

Запишем

$$a_1 U_x + a_2 \Delta R_x + a_3 = -U_x \Delta R_x, \quad (51)$$

В последнем уравнении три неизвестных коэффициента. Используем для их определения отсчеты U_1, U_2 и U_3 по трем

В последнее выражение входит

отношение $\frac{U_1}{U_x}$ преобразуемых напряжений, следовательно, близкие относительные погрешности аналого-цифрового преобразования компенсируются.

Однако при требованиях к высокой точности преобразования условие (42) не удастся выполнить и придется работать с градуировочной характеристикой в общем виде, выражение (44).

В этом выражении параметрами преобразователя является R_0, R_1, R_2, R_3, E и наблюдаемой величиной является U_x .

Требуется построить градуировочную характеристику, в которой бы параметры преобразователя отсутствовали.

Для этого преобразуем выражение (44) к виду

образцовым резисторам, замещающим датчик,

$$\begin{aligned} R_{01} &= R_0 + \Delta R_1, \\ R_{02} &= R_0 + \Delta R_2, \\ R_{03} &= R_0 + \Delta R_{03}. \end{aligned} \quad (52)$$

Получим систему линейных алгебраических уравнений

$$\begin{aligned} a_1 v_1 + a_2 \Delta R_1 + a_3 &= -U_1 \Delta R_1, \\ a_1 v_2 + a_2 \Delta R_2 + a_3 &= -U_2 \Delta R_2, \\ a_1 v_3 + a_2 \Delta R_3 + a_3 &= -U_3 \Delta R_3. \end{aligned} \quad (53)$$

Решение системы для коэффициентов имеет вид

$$a_1 = \frac{(U_2 \Delta R_2 - U_1 \Delta R_1)(\Delta R_2 - \Delta R_3) - (\Delta R_1 - \Delta R_2)(U_3 \Delta R_3 - U_2 \Delta R_2)}{(U_1 - U_2)(\Delta R_2 - \Delta R_3) - (\Delta R_1 - \Delta R_2)(U_2 - U_3)},$$

$$a_2 = \frac{(U_1 - U_2)(U_3 \Delta R_3 - U_2 \Delta R_2) - (U_2 \Delta R_2 - U_1 \Delta R_1)(U_3 - U_2)}{(U_1 - U_2)(\Delta R_2 - \Delta R_3) - (\Delta R_1 - \Delta R_2)(U_2 - U_3)}, \quad (54)$$

$$a_3 = U_1 a_1 + \Delta R_1 a_2 + U_1 \Delta R_1,$$

$$\Delta R_x = \frac{-a_1(U_x + U_1) - \Delta R_1(a_2 + U_1)}{a_2 + U_x} = \frac{b_1 - a_1 U_x}{a_2 + U_x}, \quad (55)$$

Подставляя полученные значения коэффициентов в выражение (51), окончательно получим

$$\text{где } b_1 = -a_1 U_1 - \Delta R_1(a_1 + U_1).$$

В последнем выражении, учитывая выражения (54), нет параметров преобразователя и, следовательно, параметрическая инвариантность достигнута.

Очевидным недостатком рассмотренного преобразователя является нелинейность градуировочной характеристики.

Этот недостаток отсутствует в мостовых схемах с источниками тока в плечах, представленных на рисунке 9.

Функция преобразования четырехплечего моста с источниками тока в смежных плечах по схеме "токового зеркала" имеет вид

$$U_x = (I_1 - I_2)R_0 + \Delta R_x I_1, \quad (56)$$

Если источники выполнены идентичными, то

$$I_1 = I_2 = I_0$$

и $U_x = \Delta R_x I_0. \quad (57)$

Градуировочные характеристики

$$\Delta R_x = \frac{U_x - (I_1 - I_2)R_0}{I_1} = \frac{(I_2 - I_1)R_0}{I_1} + I_1^{-1} U_x, \quad (58)$$

$$\Delta R_x = U_x I_0^{-1}, \quad (59)$$

Для нахождения коэффициентов градуировочной характеристики преобразователя в общем виде (выражение 58) используется два отсчета U_1 и U_2 по образцовым

резисторам R_{01} и R_{02} , замещающим датчик в многоканальном преобразователе (рис. 9 б).

Представим выражение (58) в виде

$$\Delta R_x = a_0 + a_1 U_x, \quad (60)$$

$$\text{где } a_x = \frac{(I_2 - I_1)R_0}{I_1}, \quad a_1 = I_1^{-1}.$$

Для отсчетов по образцовым резисторам получим систему линейных алгебраических уравнений

$$a_0 + a_1 U_1 = \Delta R_1, \quad (61)$$

$$a_0 + a_1 U_2 = \Delta R_2.$$

Решая систему для коэффициентов, получим

$$a_0 = \frac{\Delta R_1 U_2 - \Delta R_2 U_1}{U_2 - U_1}, \quad (62)$$

$$a_1 = \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1}{U_2 - U_1}.$$

Для параметрически инвариантного преобразователя градуировочная характеристика имеет вид

$$\Delta R_x = \frac{\Delta R_1 U_2 - \Delta R_2 U_1}{U_2 - U_1} + \left(\frac{\Delta R_2 - \Delta R_1}{U_2 - U_1} \right) U_x, \quad (63)$$

Для случая, когда градуировочная характеристика выражается формулой (59) возможно использовать отсчет U_0 с образцового резистора R_0 по второму выходу моста (рис. 9 а) для получения градуировочной характеристики вида

$$\Delta R_x = R_0 \frac{U_x}{U_0}, \quad (64)$$

$$\Delta R_x = \Delta R_1 \frac{U_x}{U_1}, \quad (65)$$

или отсчет U_1 по одному образцовому резистору $R_{01} = R_0 + \Delta R_1$, замещающему датчик в схеме (на рис. 9 б).

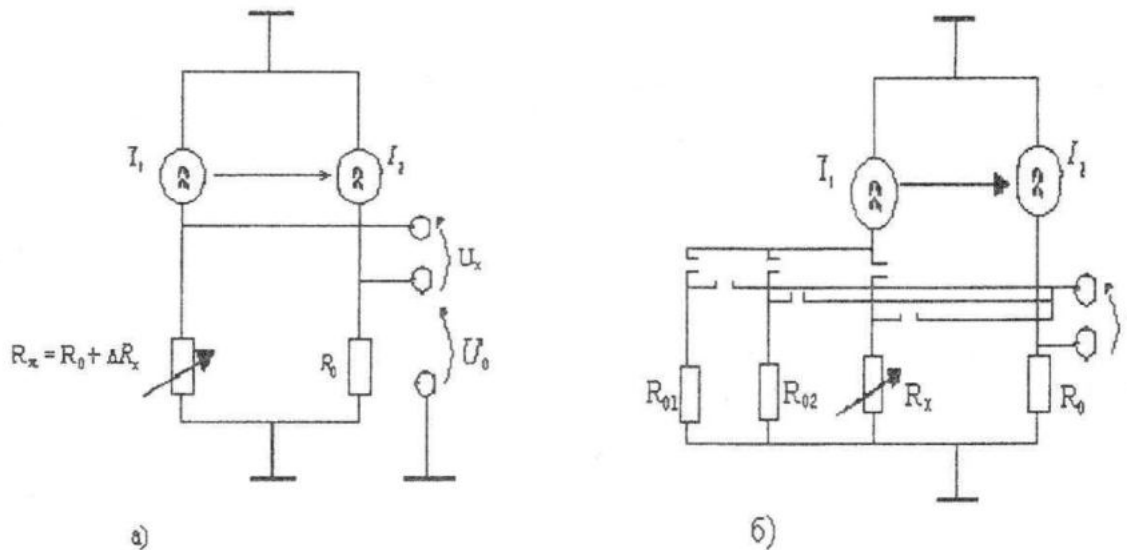


Рис.9 – Схемы мостовых преобразователей с источниками тока: а) двухвыходная с генераторами тока I_1 в плечах включенными, по схеме "токового зеркала"; б) многоканальная с генераторами тока I_1 в плечах и градуировкой замещением датчика образцовыми резисторами R_0 .

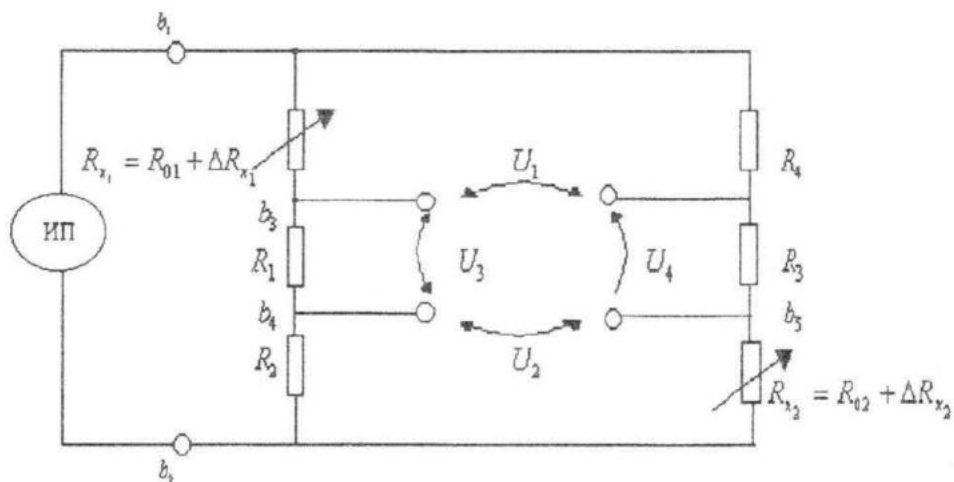


Рис.10 – Схемы шестиплевого моста для преобразования приращений ΔR_i двух датчиков температуры R_{x_1} и R_{x_2} в напряжения U_1 и U_2 , инвариантная к параметрам источника питания (ИП)

Из выражений (64) и (65) видно, что погрешность преобразования определяется в основном только погрешностью образцовых резисторов.

Для корректного измерения температуры необходимо использование двух датчиков с разными постоянными термической инерции [7,8].

Сопротивления R_x и ΔR_x этих датчиков должны быть идентичными. Следовательно, схема включения должна содержать как минимум два резисторных датчика, от которых необходимо преобразовывать сигнал напряжения, пропорциональный приращению сопротивления ΔR_{x_i} , желательно без усиления сразу в полном диапазоне АЦП. Кроме того, желательно питать датчики знакопеременным током для исключения термо-эдс в измерительных цепях, желательно опрашивать датчики одновременно для исключения погрешности несинфазности, желательно снять требования к точности параметров энергоснабжения схемы включения.

Этим требованиям удовлетворяет шестиплечий мостовой преобразователь приращений сопротивлений в напряжение, по схеме на рис. 10.

В составе моста датчики температуры $R_{x_1} = R_{01} + \Delta R_{x_1}$ и $R_{x_2} = R_{02} + \Delta R_{x_2}$, образцовые резисторы R_2 и R_4 , сопротивления которых равны минимальным сопротивлениям датчиков ($R_2 = R_{02}$, $R_4 = R_{01}$), образцовые резисторы R_1 и R_3 , сопротивление которых равны приращениям сопротивлений датчиков в диапазоне измеряемых температур ($R_1 = R_3 = \Delta R_m$).

Питание от произвольного источника (напряжения, тока, постоянного, переменного, импульсного, знакопеременного) подается на вершины b_1 и b_2 моста. Четыре выходных напря-

жения U_1, U_2, U_3, U_4 дифференциально и параллельно снимаются с вершин $b_3b_6, b_4b_5, b_5b_4, b_5b_6$ и подаются далее для преобразования в цифровую форму.

Приращение сопротивления датчиков определяются из выражений

$$\Delta R_{x_1} = \Delta R_m \frac{U_1}{U_3} + R_{01} \left(\frac{U_4}{U_3} - 1 \right), \quad (66)$$

$$\Delta R_{x_2} = \Delta R_m \frac{U_2}{U_4} + R_{02} \left(\frac{U_3}{U_4} - 1 \right), \quad (67)$$

Из приведенных выражений видно, что погрешность результата определяется фактически только погрешностями образцовых резисторов, поскольку погрешности преобразования напряжений существенно самокомпенсируются.

Преобразователи разности сопротивлений в интервал времени.

Схема преобразователей разности сопротивлений в интервал времени представлена на рис. 11.

Преобразователь (на рис. 11 а) отличается от ранее рассмотренного проводимости в ток преобразователя на рис. 6 наличием образцового резистора R_0 , включенного последовательно с конденсатором C между выводами на вход порогового элемента.

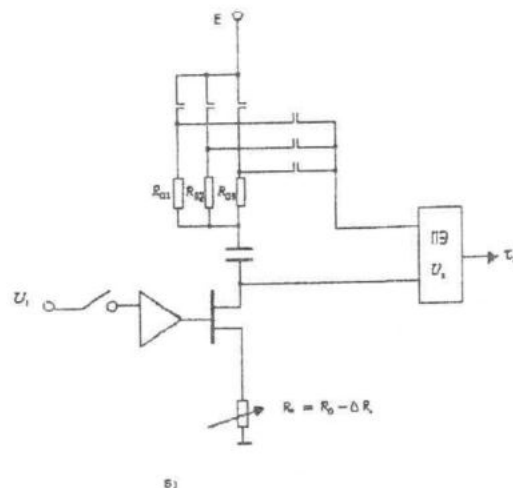
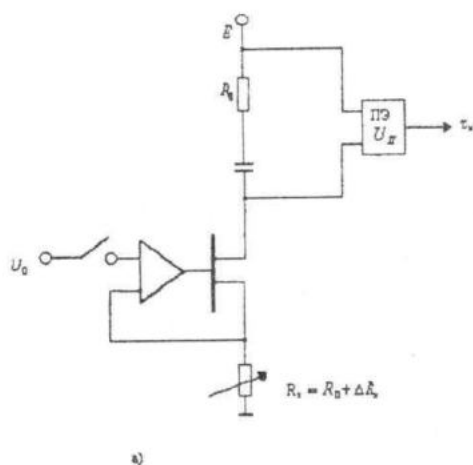


Рис. 11 – Схемы преобразователей разности сопротивлений в интервал времени: а) одноканальная; б) многоканальная с замещением опорного резистора R_0 .

При включении цепи на заряд конденсатора время τ_x достижения напряжением на конденсаторе и входе порогового элемента значения U_{Π} вычисляется из выражения

$$U_{\Pi} = \frac{U_0}{R_x C} \tau_x + \frac{U_0}{R_x} R_0, \quad (68)$$

$$\tau_x = C \left(\frac{U_{\Pi}}{U_0} R_x - R_0 \right). \quad (69)$$

Наличие множителя $\frac{U_{\Pi}}{U_0}$, который можно задавать, расширяет функциональные возможности преобразователя.

$$\text{При } \frac{U_{\Pi}}{U_0} = 1$$

$$\Delta R_x = \tau_x C^{-1}, \quad (70)$$

В общем случае желательно исключить зависимость результата преобразования от параметра $\frac{U_{\Pi}}{U_0}$.

Это достигается использованием градуировки по двум образцовым резисторам (на рис. 11 б).

Градуировочная характеристика будет иметь вид

$$\Delta R_x = R_x - R_1 = \frac{\tau_x - \tau_1}{\tau_1 - \tau_2} (R_1 - R_2), \quad (71)$$

где τ_1 и τ_2 - отсчеты по образцовым резисторам R_1 и R_2 .

Параметрическая инвариантность преобразователя достигнута.

В [9] приводится описание преобразователя разности сопротивлений в частоту с использованием "токовых весов".

Выводы.

1) С использованием дополнительных выходов по напряжению в традиционных и новых схемах включения резисторных датчиков, а также реализацией схем замещения резисторных датчиков образцовыми резисторами, с применением микроконверторов с линейными АЦП и вычислительных опе-

раций на основе самоградуировки, реализуются параметрически инвариантные преобразователи сопротивлений и разности сопротивлений в цифру.

2) Представляет интерес распространение изложенных методов синтеза параметрически инвариантных преобразователей на микроконверторы с нелинейными аналого-цифровыми преобразователями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Проспект фирмы Analog Device на микроконвертор ADuC 824.

2. Гайский В.А., Шугаев А.В. Оптимизация экспоненциального время-импульсного преобразователя // Метрология.-1982.- №3.- с.5-13.

3. Зилитинкевич С.И. Новые системы и приборы для дистанционных измерений электрических и неэлектрических величин. -Л.: Газ.- журн. и кн. изд-во, 1946 - 47с.

4. Новиков А.И. Экспоненциальные время-импульсные преобразователи //Автоматика и техника .- 1957.-18. №8.- с.749-75 б.

5. Ильин В.А., Новиков А.И., Полянский С.В., Карасик Е.Е.

Время-импульсная система ВСТ-1-М.:ЦИТЭИН, 1960.-73с.

6. А.С.524215 СССР. МКИ² -G08c19/16 Многоканальное устройство телеизмерения /П.В. Богатырев, В.А. Гайский, В.А. Голоско.-Опубл.05.08.76, бюл №29.

7. Азизов А.М., Гордов А.Н. Точность измерительных преобразователей. // Л.: Энергия,1975.-256с.

8. Ярышев И.А. Теоретические основы измерения нестационарной температуры.-2-е изд., перераб.-Л.: Энергоатом издат. Ленинград. Отд-ние, 1990.-256с.

9. Гайский В.А., Клименко А.В. Преобразователь разности сопротивлений в частоту. Управление в системах мониторинга окружающей среды. Сб. трудов секции 14 3-ей Всеукраинской конференции по автоматическому управлению. "Автоматика-96", Севастополь, 1996. с38-40.