

Л.Э. Вилоп

ОБ УМЕНЬШЕНИИ ВЛИЯНИЯ ЛИНИЙ СВЯЗИ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ДЛЯ ТЕНЗОРЕЗИСТОРНЫХ ДАТЧИКОВ

Измерительные системы (ИС) для тензорезисторных датчиков, в которых используются преобразователи с токовым входом [1], обладают повышенной чувствительностью к изменениям сопротивлений линий связи. Используя уравнение преобразования системы [2], нетрудно показать, что мультипликативная погрешность, вызываемая синфазным изменением сопротивлений трехпроводной линии,

$$\delta_L = \frac{(4 + 6z_L)}{1 + 4z_L + 3z_L^2} \Delta z_L \approx 4 \Delta z_L \quad (1)$$

где δ_L - относительная погрешность чувствительности, %;

$z_L = \frac{R_L}{R_0}$ - сопротивление линии, нормированное по начальному сопротивлению тензорезистора;

Δz_L - изменение z_L .

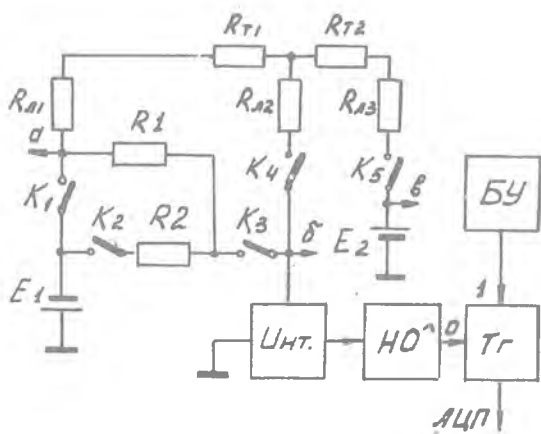
В практике тензоизмерений Δz_L может достигать 0,01-0,02, что в соответствии с выражением (1) приводит к мультипликативной погрешности $\delta_L = 4-8\%$. Заметим, что в системе с преобразователем, имеющим потенциальный вход, погрешность δ_L при тех же условиях равна 1-2%. Очевидно, что без принятия специальных мер, уменьшающих влияние R_L , достоинства преобразователей с токовым входом, к которым относятся высокая чувствительность и помехозащищенность, не могут быть реализованы.

В данной статье рассматривается преобразователь с токовым входом, в котором за счет применения специальной схемы коммутации измерительной цепи и двухтактного интегрирования удается существенно уменьшить погрешность системы.

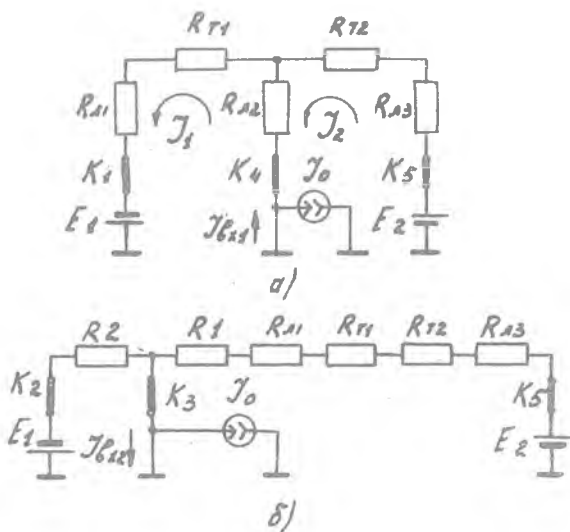
На рис. 1 приведена структурная схема системы, состоящей из тензорезисторного подмоста R_{T1} , R_{T2} , подсоединенного к преобразователю при помощи трехпроводной линии с сопротивлениями проводов R_{L1} , R_{L2} , R_{L3} .

Преобразование разбаланса сопротивлений подмоста во временной интервал T происходит в два такта.

В первом такте на время T_u , определяемое блоком управления, замыкаются ключи К1, К4, К5 (рис. 2,а). На вход ин-



Р и с. 1.



Р и с. 2.

тегратора тока, имеющий нулевой потенциал, подается ток:

$$J_{\text{вх}1} = J_1 - J_2 + J_0,$$

где J_0 - суммарный ток утечек через разомкнутые ключи других каналов, сопротивления изоляции и входное сопротивление усилителя интегратора (точки подключения других каналов а, б и с на рис. 1).

При $R_{T1} = R_0 - \Delta R$; $R_{T2} = R_0 + \Delta R$; $R_{Л1} = R_{Л2} = R_{Л3} = R_L$;

$E_1 = E_0 (1 + \sigma_E)$; $E_2 = E_0 (1 - \sigma_E)$, где ΔR - приращение сопротивления тензорезисторов; $\sigma_E = \frac{\Delta E}{E_0}$ - относительный разбаланс напряжений питания и условия идеальности замкнутых ключевых элементов выражение для входного тока запишется в виде

$$J_{\text{вх}1} = 2E_0 \frac{\Delta R + \sigma_E (R_L + R_0)}{R_0^2 + 4R_L R_0 + 3R_L^2} + J_0. \quad (2)$$

Во втором такте замкнуты ключи К2, К3, К5 (рис. 2, б).

При этом происходит разряд емкости интегратора разностным током поумоста, в одно плечо которого входят сопротивления $R_{Л1}$, $R_{Л3}$, R_{T1} , R_{T2} и резистор R_1 , а в другое резистор R_2 .

Величина этого тока

$$J_{\text{вх}2} = E_0 \frac{R_2 - R_1 - 2R_0 - 2R_L - \sigma_E (R_2 + R_1 + 2R_0 + 2R_L)}{R_2 (R_1 + 2R_0 + 2R_L)} - J_0. \quad (3)$$

Полный разряд емкости интегратора фиксируется нуль-органом, который переводит триггер T_r в нулевое состояние. Длительность импульса на выходе триггера [2]

$$T = T_u \frac{J_{\text{вх}1}}{J_{\text{вх}2}}. \quad (4)$$

Подставляя выражения (2) и (3) в (4), получим уравнение преобразования:

$$T = 2T_u \frac{z_2 A [z + \sigma_E (z_L + 1) + J_0 B \frac{R_0}{2E_0}]}{B [z_2 - A - \sigma_E (z_2 + A)] - z_2 J_0 A \frac{R_0}{E_0}}, \quad (5)$$

где $A = z_1 + 2 + 2z_L$; $B = 1 + 4z_L + 3z_L^2$;

$$z_1 = \frac{R_1}{R_0}; \quad z_2 = \frac{R_2}{R_0}; \quad z = \frac{\Delta R}{R_0}.$$

Дифференцируя выражение (5) по z , получим формулу чувствительности преобразователя:

$$S = \frac{\partial T}{\partial z} = 2T_u \frac{z_2 A}{B [z_2 - A - \sigma_E (z_2 + A) - z_2 J_0 A \frac{R_0}{E_0}]} \quad (6)$$

которая при $\sigma_E = 0$, $J_0 = 0$ запишется в виде

$$S = 2T_u \frac{z_2 (z_1 + 2 + 2z_L)}{(1 + 4z_L + 3z_L^2)(z_2 - z_1 - 2 - 2z_L)} \quad (7)$$

Рассматривая выражение (7) как функцию z_2 , нетрудно показать, что при $z_2 = \infty$ $\frac{\partial S}{\partial z_L} < 0$. При $z_2 \approx z_1 + 2 + 2z_L = A$, $z_2 > A$ и $2z_L \rightarrow z_2 - z_1 - 2$ разность в знаменателе (7) стремится к нулю. При этом $S \rightarrow \infty$ и, следовательно, $\frac{\partial S}{\partial z_L} > 0$. Смена знака производной и непрерывность (7) в интервале $A < z_2 < \infty$ указывает на то, что существует такое значение z_2 , при котором для заданного значения z_L

$$\frac{\partial S}{\partial z_L} = 0, \quad (8)$$

т.е. чувствительность преобразователя не зависит от z_L .

Опуская математические выкладки, запишем конечный результат решения уравнения (8) относительно z_2 :

$$z_2 = \frac{A^2 (2 + 3z_L) (1 + \sigma_E)}{[A (2 + 3z_L) - B] (1 - \sigma_E) - J_0 A^2 (2 + 3z_L) \frac{R_0}{E_0}} \quad (9)$$

Подставляя полученное значение z_2 в выражение (6), запишем выражение для z_1 в функции чувствительности преобразователя S :

$$z_1 = (1 + 4z_{ЛН} + 3z_{ЛН}^2) \sqrt{\frac{S(1 - \sigma_E)}{2T_u (2 + 3z_{ЛН})}} - 2 - 2z_{ЛН}, \quad (10)$$

где $z_{ЛН}$ - номинальное сопротивление линии связи.

Подставив выражение (10) в (9), получим:

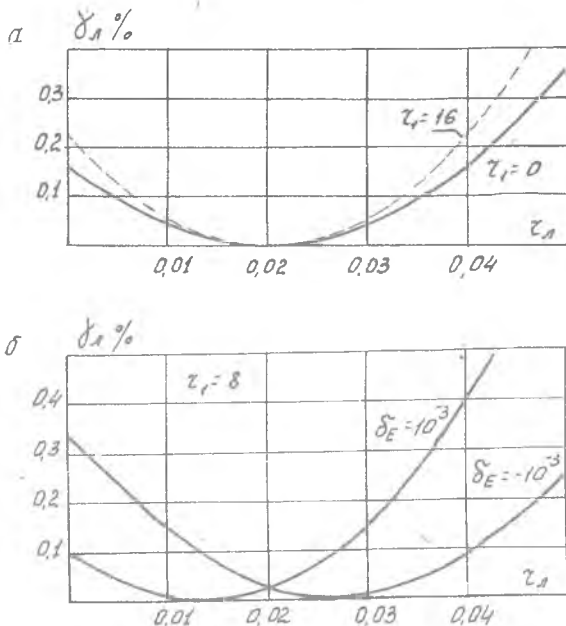
$$z_2 = \frac{S(1 + 4z_{ЛН} + 3z_{ЛН}^2)(1 + \sigma_E)}{\sqrt{2T_u S(1 - \sigma_E)(2 + 3z_L) - 2T_u - J_0 S(1 + 4z_{ЛН} + 3z_{ЛН}^2) \frac{R_0}{E_0}}} \quad (11)$$

В реальных системах z_L изменяется в некотором диапазоне $\pm \Delta z_L$. При отклонениях z_L от $z_{ЛН}$, для которого по формулам (10) и (11) найдены z_1 и z_2 , $\frac{\partial S}{\partial z_L} \neq 0$ и изменения z_L приводят к погрешности γ_L . Используя формулу (6), оценим ее величину в

процентах для минимального и максимального значений практически возможного диапазона изменений z_1 :

$$\delta_L = \frac{S - S_{ПК}}{2S_{ПК}} 100, \quad (12)$$

где $S_{ПК}$ - чувствительность преобразователя при номинальном сопротивлении линии, для которого резисторами $R_1 = z_1 R_0$ и $R_2 = z_2 R_0$ произведена полная компенсация влияния линии.



Р и с. 3.

Из графиков, приведенных на рис. 3, а для $z_{ЛН} = 0,02$; $\delta'_E = 0$; $\delta'_E = 0$, следует, что величина δ_L при $\Delta z_L = 0,01-0,02$ не превышает 0,25%. Погрешность δ_L уменьшается с уменьшением z_1 , однако при этом в соответствии с выражением (10) пропорционально квадрату z_1 уменьшается чувствительность $S_{ПК}$.

Оценим влияние на работу схемы разбаланса напряжений E_1 и E_2 . Используя выражение (6), нетрудно показать, что относительное изменение чувствительности, обусловленное разбалансом δ'_E ,

$$\gamma_{SE} = \frac{z_2 + A}{z_2 - A} \sigma_E 100. \quad (13)$$

В соответствии с выражением (13) при $z_1 = 8$, $\sigma_E = 10^{-3}$ ($\Delta E = 10$, $E_0 = 10$ В) $\gamma_{SE} = 3,72\%$.

Влияние тока J_0 можно оценить по формуле (13), заменяя в схеме (рис. 2,б) генератор тока эквивалентным генератором напряжения с $\Delta E = J_0 [R_2 \parallel (R_1 + 2R_0)]$. При $R_0 = 100$ Ом, $z_1 = 8$ и $J_0 = 20$ мкА, $\Delta E = 10,2$ мВ, а $\gamma_{ST} = 3,82\%$.

Очевидно, что погрешности, вызываемые разбалансом напряжений E_1 и E_2 и током J_0 , недопустимо велики. Поэтому в преобразователе должны быть приняты меры, уменьшающие влияние σ_E и J_0 . Наиболее целесообразно применять для этого автокоррекции чувствительности по эталону, включенному в один из каналов ИС. При этом значение чувствительности $S_{ПК}$ с изменением σ_E и J_0 будет оставаться неизменным.

На рис. 3,б приведены графики функции $\gamma_L = f(z_L)$ при $\sigma_E = \pm 10^{-3}$, из которых видно, что разбаланс напряжений не изменяет характер зависимости, и его действие проявляется в некотором смещении точки минимума по оси z_L и изменении вследствие этого значения γ_L .

Такое же влияние на функцию $\gamma_L = f(z_L)$ оказывает изменение тока J_0 и нестабильность R_1 и R_2 .

Таким образом, для наиболее часто встречающихся на практике значений z_L и Δz_L предложенная схема более чем на порядок уменьшает погрешность γ_L системы. При этом в отличие от традиционных методов уменьшения влияния линий связи не требуется увеличивать число проводов в линии.

Экспериментальная проверка 4-канальной ИС для проводниковых тензорезисторных датчиков с $R_0 = 100$ Ом показала, что изменение сопротивления линии в пределах от 1 до 3 Ом приводит к погрешности γ_L , не превышающей 0,08%.

Л и т е р а т у р а

1. В и л о п Л.Э., С к о б е л е в О.П. Многоточечная система измерения деформаций с токовым входом. Тезисы докладов Всесоюзного совещания "Тензометрия-76" Кишинев, 1976.
2. В и л о п Л.Э., С к о б е л е в О.П. Подсистема сбора информации с тензорезисторных датчиков. В сб.: Автоматизация экспериментальных исследований, Куйбышев, КуАИ, 1976.

Б.К. Райков, Н.Л. Юмашева

О ЛИНЕАРИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ТЕРМОСОПРОТИВЛЕНИЯ

Основными требованиями, предъявляемыми к измерению температур при медико-биологических исследованиях, являются требования высокой чувствительности и точности. Диапазон температур, как правило, ограничен несколькими десятками градусами.

В этих условиях наиболее приемлемы полупроводниковые терморезисторы (ПТР), обладающие высокой чувствительностью, малой инерционностью, простотой конструкции. Существенным недостатком ПТР является значительная нелинейность его характеристики, хорошо описываемой выражением

$$R_T = R_{\infty} e^{\frac{A}{T}}$$

Известны различные способы линеаризации характеристики ПТР [1], [2]. Недостатком их является значительное уменьшение чувствительности.

Предлагается способ преобразования сопротивления терморезистора на основе тестового переходного процесса в апериодической мостовой цепи. Результат преобразования - временной интервал:

$$t = \tau \ln \left(1 + \frac{R}{R_T} \right), \quad (1)$$

где τ - постоянная времени апериодической ветви моста;
 R - параметр цепи.