

с толщиной и диаметром градиентной линзы, площадью пересечения светового пучка с чувствительной поверхностью оптоволокна, диаметром оптоволокна, углом отклонения, длиной подвеса. Приведены графические зависимости формы и ширины максимума пропускания, расстояния между соседними максимумами от указанных параметров оптоволоконного датчика вертикали.

На основе математического пакета Maple 14 было разработано прикладное программное обеспечение, позволяющее провести компьютерное моделирование и синтез параметров оптоволоконного датчика вертикали.

Были сделаны выводы практического характера, позволяющие повысить разрешающую способность.

Список использованных источников

1. Ярич, А. Оптические волны в кристаллах [Текст] / А. Ярич, П. Юх. – М.: Мир, 1987. – 616 с.

2. Нагибина, И. М. Интерференция и дифракция света: учеб. пособие для вузов [Текст] / И. М. Нагибина. – Л.: Машиностроение, 1985. – 332 с.

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНВАРИАНТНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В. Н. Нестеров, А. Р. Ли

ОАО «Самарский Электромеханический завод», г. Самара

Работа в жестких эксплуатационных условиях без участия человека требует новых подходов к построению измерительных преобразователей, способных функционировать с необходимой точностью в условиях внешних и внутренних возмущающих факторов. Представленный работами [1-14] класс инвариантных измерительных преобразователей, основанных на принципе 2-х канальности [15], не исчерпывает всех потенциальных возможностей данного подхода и требует дальнейшего развития. Это объясняется тем, что реализованный в названном классе структурный метод [16] требует «симметричной» передачи возмущающих факторов в каналы преобразователей, а последнее требование не всегда выполнимо в рамках 2-х канальной структуры. В этом случае закономерным является шаг в сторону соответствующих технологий, учитывающих особенности и специфику конкретной системы.

Решаемая в рамках технологического подхода задача может быть разделена на две. Первая из них заключается в формулировании признаков,

отражающих принципиальную сущность технологического метода, вторая - в разработке методик, позволяющих реализовать данные признаки и выявить технологическое «ноу-хау» для каждого конкретного случая.

Методообразующие признаки технологического метода, приводящие к уменьшению чувствительности системы к возмущающим воздействиям посредством технологических мероприятий, которые рассматриваются как необходимые, сформулированы в работе [16] следующим образом:

1. Наличие в структуре системы q элементов ($q \geq 2$), подверженных влиянию со стороны влияющих факторов ζ_j .

2. Реализуемость специальных технологических мероприятий, приводящих к «дифференциально-симметричному» воздействию влияющих факторов на параметры входящих в систему элементов:

$$\left\{ \frac{\Delta k_{ir}(\zeta_j)}{k_{ir0}} - \frac{\Delta k_{il}(\zeta_j)}{k_{il0}} \right\} \rightarrow 0, r \neq l; r, l \in q. \quad (1)$$

где $\Delta k_{ir}(\zeta_j), \Delta k_{il}(\zeta_j)$ - отклонения k -го параметра, соответственно, r -го и l -го элементов i -го канала преобразования от номинальных значений k_{ir0}, k_{il0} под действием влияющих факторов ζ_j .

3. Выполнение критерия:

$$\Delta F = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^q \frac{\partial F}{\partial Y_i} \frac{\partial Y_i}{\partial k_{ij}(\zeta_j)} \Delta k_{ij}(\zeta_j) \rightarrow 0. \quad (2)$$

где F - результирующая функция преобразования системы; Y_i - функция преобразования i -го канала преобразования; n - количество каналов.

В предельном случае, если выражения вида (1) превратятся в тождество, критерий (2) достигает нулевого экстремума, и можно говорить об абсолютной инвариантности системы относительно возмущающих воздействий, реализуемой за счет соответствующих технологических мероприятий. Последний случай является идеальным, который на практике не достижим. Поэтому важной методической задачей является задача поиска технологических мер, приводящих к максимально близкому выполнению критерия (2).

Соответственно, методика выявления технологического «ноу-хау» базируется на использовании критерия (2). Поскольку левая часть последнего представляет собой выражение погрешности, возникающей вследствие действия влияющих факторов на входящие в систему элементы, то, приравняв ее нулю и осуществив необходимые преобразования, представляется возможным в аналитическом виде;

$$\frac{\Delta k_{ir}(\zeta_j)}{k_{ir0}} = \frac{\Delta k_{il}(\zeta_j)}{k_{il0}}, \quad r \neq l; r, l \in q \quad (3)$$

найти условия минимизации названной погрешности. Последние и определяют технологические требования, формулировка и физическая реализуемость которых в каждом случае зависят от физики влияющих факторов и конструктивно-технологического исполнения устройства.

Рассмотрим работу метода на примерах двух канальных измерительных преобразователей.

На рис.1 показана схема двухканального неравновесного параллельно-симметричного моста с двумя рабочими плечами [1].

Напряжение, пропорциональное разности токов в преобразователях 1 и 2, снимается с измерительной диагонали моста, образованной преобразователями 1...4, а напряжение, пропорциональное сумме названных токов, - с зажимов преобразователя 5, включенного последовательно с источником питания 6. Суммирование названных токов i_1 и i_2 , протекающих в плечах моста, обеспечивается равенством параметров преобразователей 3, 4 и 5: $z_3 = z_4 = z_5 = z$. Тогда в соответствии с первым законом Кирхгофа на зажимах преобразователя 5 получаем: $z \cdot i = z \cdot (i_1 + i_2)$, где i - ток в диагонали питания. Измерительные усилители 7 и 8, обладая высоким входным сопротивлением, обеспечивают развязку каналов преобразования от схемы первичного преобразования.

Оба канала преобразования симметричны относительно источника питания 6 и асимметричны относительно информативных приращений параметров первичных преобразователей 1 и 2.

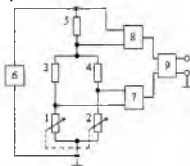


Рис 1 Инвариантный измерительный мост (параллельно-симметричный) мост с двумя рабочими плечами

Напряжения на входах измерительных усилителей 7 и 8 определяются выражениями:

$$U_1 = \frac{(E - z_5 i) [(z_1 + \Delta z) z_4 - (z_2 - \Delta z) z_3]}{[(z_1 + \Delta z) + z_3] [(z_2 - \Delta z) + z_4]}; \quad (4)$$

$$U_2 = \frac{(E - z_5 i) z_5 [(z_1 + \Delta z) + (z_2 - \Delta z) + z_3 + z_4]}{[(z_1 + \Delta z) + z_3] [(z_2 - \Delta z) + z_4]}; \quad (5)$$

где $\frac{(E - z_5 i)}{[(z_1 + \Delta z) + z_3] [(z_2 - \Delta z) + z_4]}$ - симметричная составляющая функций преобразования измерительных каналов; $[(z_1 + \Delta z) z_4 - (z_2 - \Delta z) z_3]$ и $z_5 [(z_1 + \Delta z) + (z_2 - \Delta z) + z_3 + z_4]$ - асимметричные составляющие функций преобразования измерительных каналов; E - ЭДС источника питания 6; $(z_1 + \Delta z)$ и $(z_2 - \Delta z)$ - значения параметров первичных преобразователей 1 и 2, z_1, z_2 - их начальные значения, Δz - информативные приращения; z_3, z_4, z_5 - значения параметров преобразователей 3, 4 и 5.

Сигналы $U_1^* = k_1 U_1$ и $U_2^* = k_2 U_2$ с выходов, соответственно, измерительных усилителей 7 и 8 поступают на входы устройства деления 9, на выходе которого получаем:

$$F_1 = \frac{U_1^*}{U_2^*} = \frac{k_1}{k_2} \frac{[(z_1 + \Delta z) z_4 - (z_2 - \Delta z) z_3]}{z_5 [(z_1 + \Delta z) + (z_2 - \Delta z) + z_3 + z_4]}, \quad (6)$$

где k_1 и k_2 - коэффициенты передачи по напряжению измерительных усилителей 7 и 8.

При выполнении условий: $k_1 = k_2$, $z_1 = z_2 = z_0$, $z_3 = z_4 = z_5 = z$, из (6) получаем результирующую функцию преобразования:

$$F_1 = \frac{U_1^*}{U_2^*} = \frac{\Delta z}{(z_0 + z)}. \quad (7)$$

При этом:

$$\Delta F_1 = \frac{\partial F_1}{\partial U_1^*} \frac{\partial U_1^*}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial F_1}{\partial U_2^*} \frac{\partial U_2^*}{\partial E} \Delta E = 0. \quad (8)$$

Тождественное равенство нулю критерия (8) подтверждает абсолютную инвариантность структуры преобразователя, показанного на рисунке 1, относительно нестабильности ЭДС источника питания 6. Кроме

того, как видно из (7), функция преобразования данного измерительного преобразователя линейна во всем диапазоне преобразования.

Однако в каналах рассмотренного преобразователя имеются элементы, нестабильность которых может стать источником возникновения дополнительных погрешностей. Поэтому необходимы специальные технологические меры для компенсации указанной нестабильности.

Методика выявления технологического «ноу-хау» может быть получена в рамках сформулированного выше технологического метода.

Действительно, один из признаков названного метода требует наличия в структуре системы (преобразователя) q элементов ($q \geq 2$), подверженных влиянию со стороны влияющих факторов ξ_j .

Рассматривая схему, данную на рис. 1, видим в ее составе три группы однотипных элементов: два первичных преобразователя 1 и 2, три преобразователя 3, 4 и 5, составляющих совместно с первыми двумя измерительный мост, и два измерительных усилителя 7 и 8. количество которых отвечает упомянутому признаку технологического метода.

Запишем в соответствующем образом структурируем выражение погрешности от действия влияющих факторов на указанные группы элементов преобразователя:

$$\begin{aligned} \Delta F_1 = & \frac{k_{10}/k_{20}}{z_{50}[(z_1 + \Delta z)_0 + z_{30} + (z_2 - \Delta z)_0 + z_{40}]} \left[\frac{z_{30}(z_1 + \Delta z)_0 [(z_2 - \Delta z)_0 + z_{40}]}{(z_1 + \Delta z)_0 + z_{30}} \right] \times \\ & \times \left[\frac{\Delta(z_1 + \Delta z)}{(z_1 + \Delta z)_0} - \frac{\Delta z_3}{z_{30}} \right] + \frac{z_{40}(z_2 - \Delta z)_0 [(z_1 + \Delta z)_0 + z_{30}]}{(z_2 - \Delta z)_0 + z_{40}} \left[\frac{\Delta z_4}{z_{40}} - \frac{\Delta(z_2 - \Delta z)}{(z_2 - \Delta z)_0} \right] + \\ & + \frac{(z_1 + \Delta z)_0 z_{40} - (z_2 - \Delta z)_0 z_{30}}{(z_1 + \Delta z)_0 + z_{30} + (z_2 - \Delta z)_0 + z_{40}} \left\{ [(z_2 - \Delta z)_0 + z_{40}] \left[\frac{\Delta(z_1 + \Delta z) + \Delta z_3}{(z_1 + \Delta z)_0 + z_{30}} - \frac{\Delta z_5}{z_{50}} \right] + \right. \\ & \left. + [(z_1 + \Delta z)_0 + z_{30}] \left[\frac{\Delta(z_2 - \Delta z) + \Delta z_4}{(z_2 - \Delta z)_0 + z_{40}} - \frac{\Delta z_5}{z_{50}} \right] \right\} + [(z_1 + \Delta z)_0 z_{40} - (z_2 - \Delta z)_0 z_{30}] \times \\ & \times \left(\frac{\Delta k_1}{k_{10}} - \frac{\Delta k_2}{k_{20}} \right) \left. \right\}, \quad (9) \end{aligned}$$

где $\Delta k_1, \Delta k_2$ - отклонения от номинальных значений k_{10} и k_{20} коэффициентов усиления по напряжению дифференциальных усилителей 7 и 8; $\Delta(z_1 + \Delta z), \Delta(z_2 - \Delta z), \Delta z_3, \Delta z_4, \Delta z_5$ - отклонения параметров элементов схемы 1...5 от их номинальных значений

$(z_1 + \Delta z)_0, (z_2 - \Delta z)_0, z_{30}, z_{40}, z_{50}$ в результате воздействия дестабилизирующих факторов.

В соответствии с критерием (2), устремляя выражение (9) к нулю, выявляем необходимость «дифференциально-симметричного» влияния дестабилизирующих факторов на параметры соответствующих групп элементов:

$$\left\{ \frac{\Delta(z_1 + \Delta z)}{(z_1 + \Delta z)_0} - \frac{\Delta z_3}{z_{30}} \right\} \rightarrow 0; \quad \left\{ \frac{\Delta z_4}{z_{40}} - \frac{\Delta(z_2 - \Delta z)}{(z_2 - \Delta z)_0} \right\} \rightarrow 0;$$

$$\left\{ \frac{\Delta(z_1 + \Delta z) + \Delta z_3}{(z_1 + \Delta z)_0 + \Delta z_3} - \frac{\Delta z_5}{z_{50}} \right\} \rightarrow 0; \quad \left\{ \frac{\Delta k_1}{k_{10}} - \frac{\Delta k_2}{k_{20}} \right\} \rightarrow 0, \quad (10)$$

что является аналитическим выражением второго признака технологического метода.

Из (10) получаем условия компенсации воздействия дестабилизирующих факторов на соответствующие группы элементов преобразователя и, соответственно, на преобразователь в целом, реализуемые путем соответствующих технологических мероприятий:

$$\frac{\Delta(z_1 + \Delta z)}{(z_1 + \Delta z)_0} = \frac{\Delta z_3}{z_{30}}; \quad \frac{\Delta z_4}{z_{40}} = \frac{\Delta(z_2 - \Delta z)}{(z_2 - \Delta z)_0};$$

$$\frac{\Delta(z_1 + \Delta z) + \Delta z_3}{(z_1 + \Delta z)_0 + \Delta z_3} = \frac{\Delta z_5}{z_{50}} = \frac{\Delta(z_2 - \Delta z) + \Delta z_4}{(z_2 - \Delta z)_0 + \Delta z_4}; \quad \frac{\Delta k_1}{k_{10}} = \frac{\Delta k_2}{k_{20}}. \quad (11)$$

Другой измерительный преобразователь [14], схема которого показана на рис.2, обладает более простой структурой. Однако и в этом случае реализована симметрия каналов преобразования относительно источника питания и асимметрия относительно информативной измеряемой величины. Преобразователь содержит два дифференциально включенных первичных преобразователя 1 и 2, третий преобразователь 3, выполненный в виде резистора, которые соединены в последовательную цепь с источником питания 4. Измерительные усилители 5 и 6 с высоким входным сопротивлением обеспечивают каналы преобразования, симметричные относительно источника питания (4). Соответственно, напряжения на выходах измерительных усилителей 5 и 6 определяются выражениями:

$$U_1 = \frac{k_1 E [(z_1 + \Delta z) + z_3]}{[(z_1 + \Delta z) + (z_2 - \Delta z) + z_3]}; \quad (12)$$

$$U_2 = \frac{k_2 E [(z_1 + \Delta z) + (z_2 - \Delta z)]}{[(z_1 + \Delta z) + (z_2 - \Delta z) + z_3]} \quad (13)$$

где $[(z_1 + \Delta z) + z_3]$, $[(z_1 + \Delta z) + (z_2 - \Delta z)]$ - асимметричные составляющие функций преобразования каналов, удовлетворяющие условию (2); E - ЭДС источника питания 4; k_1 и k_2 - коэффициенты передачи по напряжению, соответственно, измерительных усилителей 5 и 6; $(z_1 + \Delta z)$ и $(z_2 - \Delta z)$ - значения параметров преобразователей 1 и 2, где z_1 и z_2 - начальные значения параметров, а Δz - информативное приращение параметров; z_3 - значение параметра преобразователя 3.

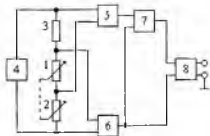


Рис. 2. Двухканальный полумостовой измерительный преобразователь

Сигналы (12) и (13) подаются, соответственно, на прямой и инвертирующий входы дифференциального усилителя 7, на выходе которого, при выполнении условия $k_1 = k_2 = k$, получаем разностный сигнал:

$$U_1 - U_2 = \frac{k E [z_3 - (z_2 - \Delta z)]}{[(z_1 + \Delta z) + (z_2 - \Delta z) + z_3]} \quad (14)$$

Далее сигналы (13) и (14) обрабатываются блоком 8 деления, на выходе которого при выполнении условия: $z_1 = z_2 = z_3 = z$, получаем выходной сигнал:

$$F_2 = \frac{U_1 - U_2}{U_2} = \frac{\Delta z}{2z} \quad (15)$$

Как и в предыдущем случае для (15) получаем:

$$\Delta F_2 = \frac{\partial F_2}{\partial U_1} \frac{\partial U_1}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial F_2}{\partial U_2} \frac{\partial U_2}{\partial E} \Delta E \equiv 0 \quad (16)$$

Таким образом, и в этом преобразователе обеспечена абсолютная инвариантность относительно неустойчивости ЭДС источника питания.

В рамках предлагаемой методики выявляем в составе измерительного преобразователя, показанного на рис.2, две группы однотипных элементов: преобразователи 1 – 3, выполненные в виде резисторов, и измерительные усилители 5 и 6.

Соответствующим образом структурированное выражение погрешности от действия влияющих факторов на указанные группы элементов записывается в следующем виде:

$$\Delta F_2 = \frac{[(z_1 + \Delta z)_0 + z_{30}]}{[(z_1 + \Delta z)_0 + (z_2 - \Delta z)_0]} \left\{ \left(\frac{\Delta k_1}{k_0} - \frac{\Delta k_2}{k_0} \right) + \frac{(z_1 + \Delta z)_0 (z_2 - \Delta z)_0}{[(z_1 + \Delta z)_0 + (z_2 - \Delta z)_0 + z_{30}] [(z_1 + \Delta z)_0 + z_{30}]} \right\} \times$$

$$\times \left[\frac{\Delta(z_1 + \Delta z)}{(z_1 + \Delta z)_0} - \frac{\Delta(z_2 - \Delta z)}{(z_2 - \Delta z)_0} \right] + \frac{(z_2 - \Delta z)_0 z_{30} [2(z_1 + \Delta z) + (z_2 - \Delta z) + \Delta z]}{[(z_1 + \Delta z)_0 + (z_2 - \Delta z)_0 + z_{30}] [(z_1 + \Delta z)_0 + z_{30}] [(z_1 + \Delta z)_0 + (z_2 - \Delta z)_0]} \times$$

$$\times \left[\frac{\Delta z_3}{z_{30}} - \frac{\Delta(z_2 - \Delta z)}{(z_2 - \Delta z)_0} \right] + \frac{(z_1 + \Delta z)_0 z_{30}}{[(z_1 + \Delta z)_0 + (z_2 - \Delta z)_0 + z_{30}] [(z_1 + \Delta z)_0 + (z_2 - \Delta z)_0]} \times$$

$$\times \left[\frac{\Delta z_3}{z_{30}} - \frac{\Delta(z_1 + \Delta z)}{(z_1 + \Delta z)_0} \right] \Bigg\}, \quad (17)$$

где $\frac{\Delta(z_1 + \Delta z)}{(z_1 + \Delta z)_0}$, $\frac{\Delta(z_2 - \Delta z)}{(z_2 - \Delta z)_0}$, $\frac{\Delta z_3}{z_{30}}$, $\frac{\Delta k_1}{k_0}$, $\frac{\Delta k_2}{k_0}$ - относительные изменения,

соответственно, параметров элементов 1, 2, 3 схемы и коэффициентов передачи измерительных усилителей 5, 6 под действием влияющих факторов.

Выражение погрешности (17) устремится к нулю при «дифференциально-симметричного» влиянии дестабилизирующих факторов на параметры соответствующих групп элементов:

$$\left\{ \frac{\Delta(z_1 + \Delta z)}{(z_1 + \Delta z)_0} - \frac{\Delta(z_2 - \Delta z)}{(z_2 - \Delta z)_0} \right\} \rightarrow 0; \quad \left\{ \frac{\Delta z_{30}}{z_{30}} - \frac{\Delta(z_1 + \Delta z)}{(z_1 + \Delta z)_0} \right\} \rightarrow 0;$$

$$\left\{ \frac{\Delta z_3}{z_{30}} - \frac{\Delta(z_2 - \Delta z)}{(z_2 - \Delta z)_0} \right\} \rightarrow 0; \quad \left\{ \frac{\Delta k_1}{k_0} - \frac{\Delta k_2}{k_0} \right\} \rightarrow 0. \quad (18)$$

Из (18) получаем условия компенсации воздействия дестабилизирующих факторов на соответствующие группы элементов преобразователя, представляемые аналитически в следующем виде:

$$\frac{\Delta(z_1 + \Delta z)}{(z_1 + \Delta z)_0} = \frac{\Delta(z_2 - \Delta z)}{(z_2 - \Delta z)_0} = \frac{\Delta z_3}{z_{30}}; \quad \frac{\Delta k_1}{k_0} = \frac{\Delta k_2}{k_0}. \quad (19)$$

Анализ (11) и (19) позволяет сформулировать технологические мероприятия, касающиеся соответствующих групп элементов рассмотренных преобразователей, позволяющие осуществить компенсацию действующих на них возмущающих факторов:

- элементы, составляющие группу, должны быть технологически идентичны, например, выполнены из одного и того же материала, изготовлены на основе идентичных комплектов, взяты из одной партии и т.д.;

- элементы, составляющие группу, должны находиться в идентичных условиях относительно любых возмущающих воздействий.

В рассмотренных преобразователях реализуются вычислительные операции, которые, безусловно, вносят свою долю в суммарную погрешность системы. Применение для реализации рассматриваемых преобразователей цифровых микросхем, специально разработанных для построения интеллектуальных датчиков, например, микросхем серии ADUC 8XX (производитель Analog Devices), которые имеют в своем составе аналого-цифровые преобразователи, специализированный микроконтроллер, источник питания для параметрических преобразователей и т.д., позволяет минимизировать погрешности вычислительных операций, особенно в части влияния возмущающих факторов. В то же время, предложенные в работе подходы оказываются эффективными и в случае реализации вычислительных операций на аналоговых элементах.

Рассмотрим это на примере преобразователя, показанного на рис. 2. Раскрывая в составе полумостового измерительного преобразователя техническое содержание дифференциального усилителя 7, обнаруживаем группу однотипных резисторов 9-12 (рис.3), которые и определяют его функцию преобразования.

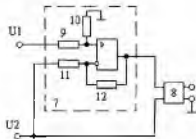


Рис. 3. Дифференциальный усилитель в составе схемы двухканального измерительного преобразователя

Напряжение на выходе данного дифференциального усилителя определяется выражением [17]:

$$U_3 = U_1 \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}} \right) - U_2 \frac{R_{12}}{R_{11}}, \quad (20)$$

где $R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}$ - сопротивления, соответственно, резисторов 9 - 12.

Очевидно, что при выполнении условия $R_9 = R_{10} = R_{11} = R_{12}$, выражение (20) принимает вид:

$$U_3 = U_1 - U_2, \quad (21)$$

что и требуется в соответствии с алгоритмом работы схемы, показанной на рис.2.

Из (20) видно, что нестабильность дифференциального усилителя определяется нестабильностью сопротивлений $R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}$.

Запишем выражение погрешности дифференциального усилителя, возникающей вследствие нестабильности указанных сопротивлений:

$$\begin{aligned} \Delta U_3 &= \frac{\partial U_3}{\partial R_9} \Delta R_9 + \frac{\partial U_3}{\partial R_{10}} \Delta R_{10} + \frac{\partial U_3}{\partial R_{11}} \Delta R_{11} + \frac{\partial U_3}{\partial R_9} \Delta R_9 + \frac{\partial U_3}{\partial R_{12}} \Delta R_{12} = \\ &= U_1 \frac{R_9 R_{10}}{(R_9 + R_{10})^2} \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}} \right) \left[\frac{\Delta R_{10}}{R_{10}} - \frac{\Delta R_9}{R_9} \right] + \frac{R_{12}}{R_{11}} \left(U_1 \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} - U_2 \right) \times \\ &\times \left[\frac{\Delta R_{12}}{R_{12}} - \frac{\Delta R_{11}}{R_{11}} \right]. \end{aligned} \quad (22)$$

В соответствие с критерием (2), устремляя выражение (22) к нулю, выявляем необходимость «дифференциально-симметричного» влияния дестабилизирующих факторов на параметры соответствующих групп резисторов 9, 10 и 11, 12:

$$\left\{ \frac{\Delta R_{10}}{R_{10}} - \frac{\Delta R_9}{R_9} \right\} \rightarrow 0; \quad \left\{ \frac{\Delta R_{12}}{R_{12}} - \frac{\Delta R_{11}}{R_{11}} \right\} \rightarrow 0. \quad (23)$$

что является аналитическим выражением второго признака технологического метода.

Соответственно, из (23) получаем условия компенсации воздействия дестабилизирующих факторов на элементы дифференциального усилителя,

которые могут быть реализованы путем использования перечисленных выше технологических мероприятий:

$$\frac{\Delta R_{10}}{R_{10}} = \frac{\Delta R_9}{R_9}; \quad \frac{\Delta R_{12}}{R_{12}} = \frac{\Delta R_{11}}{R_{11}}. \quad (24)$$

Таким образом, как следует из приведенных примеров, системный подход, реализованный технологически, позволяет на единой основе решать задачи создания новых измерительных преобразователей, предназначенных для работы в условиях действия неизвестных возмущающих воздействий.

Применение данной технологии позволяет из нестабильных элементов создавать схемы преобразователей, обладающие хорошими метрологическими характеристиками в условиях значительных внешних и внутренних возмущений, что особенно актуально для приборов и систем специального назначения.

Следует отметить, что важность разделения методов повышения точности измерительных устройств на структурные и технологические, а также методик их реализации подтверждается имеющимися случаями неправомерного их использования. В частности, еще в работе [18] представлен анализ двухканальной структуры шестиплечного моста для измерения крутящего момента, где именно технологический подход позволял добиться поставленного результата, в то время как первоначальное применение образцовых (тестовых) резисторов в плечах преобразователя приводило к еще большим погрешностям.

Список использованных источников

1. Пат. 1795375 РФ, МКИ G 01 R 17/10. Способ построения инвариантной измерительной цепи и инвариантный измерительный мост Нестерова В.Н. / В.Н.Нестеров. - №4828085/21; Заявл. 24.05.90; Оpubл. 15.02.93. Бюл.№6.
2. Пат. 2071063 РФ, МКИ G 01 R 17/10. Инвариантный измерительный мост / В.Н.Нестеров. - № 5032048/09; Заявл. 11.02.92; Оpubл. 27.12.96. Бюл.№36.
3. Пат. 2071064 РФ, МКИ G 01 R 17/10. Инвариантный измерительный мост / В.Н.Нестеров. №5033661/09; Заявл. 11.02.92; Оpubл. 27.12.96. Бюл.№36.
4. Пат. 2072730 РФ, МКИ G 01 R 17/10. Инвариантный измерительный мост / В.Н.Нестеров. - №94004918/28; Заявл. 10.02.94; Оpubл. 27.01.97. Бюл.№3.
5. Пат. 2117304 РФ, МКИ G 01 R 17/10. Инвариантный измерительный мост / В.Н.Нестеров. - №93045838/09; Заявл. 27.09.93; Оpubл. 10.08.98. Бюл.№22.
6. Пат. 2068550 РФ, МКИ G 01 L 3/10. Измеритель крутящего момента / В.Н.Нестеров. - №5042819/28; Заявл. 20.05.92; Оpubл. 27.10.96. Бюл.№30.
7. Пат. 2117951 РФ, МКИ G 01 R 15/04. Инвариантный измерительный преобразователь в виде делителя напряжения / В.Н.Нестеров. - №93001746/09; Заявл. 11.01.93; Оpubл. 20.08.98. Бюл.№23.
8. Пат. 2118826 РФ, МКИ G 01 R 15/04. Инвариантный измерительный преобразователь в виде делителя напряжения / В.Н.Нестеров. №93001747/09; Заявл. 11.01.93; Оpubл. 10.09.98. Бюл.№25.

9. Пат. 2121148 РФ, МКИ G 01 R 15/04. Инвариантный измерительный преобразователь в виде делителя / В.Н. Нестеров. - №5041517/09; Заявл. 24.02.92; Опубл. 27.10.98. Бюл.№30.
10. Пат. 21807334 РФ, МКИ G 01 L 3/10, 3/00. Устройство для измерения крутящего момента / К.В. Жеребятьев, В.Н.Нестеров. №2000101301/28; Заявл. 17.01.2000; Опубл. 20.03.02. Бюл №8.
11. Пат. 2184358 РФ, МКИ G 01 I. 3/10. 3/04, 3/02. Устройство для измерения крутящего момента / К.В.Жеребятьев, В.Н.Нестеров. - №2000130526/28; Заявл.05.12.2000; Опубл. 27.06.02. Бюл.№18.
12. Пат. 2203479 РФ, МКИ G 01 L 5/00. Устройство для измерения крутящего момента / К.В. Жеребятьев, В.Н.Нестеров. - №2000130581/28; Заявл.05.12.2000; Опубл.27.04.03. Бюл №12.
13. Пат. 2297009 РФ, МКИ G 01 R 17/10. Измерительный преобразователь / В.Н.Нестеров, В.М. Мухин. - №2005136753/28; Заявл.25.11.2005; Опубл.10.04.2007. Бюл.№10.
14. Пат. 2297638 РФ, МКИ G 01 R 17/10. Измерительный преобразователь / В.Н.Нестеров, В.М. Мухин. №2005140832/28; Заявл.26.12.2005; Опубл.20.04.2007. Бюл.№11.
15. Петров Б.Н., Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Принцип инвариантности в измерительной технике. - М.: Наука, 1976. - 244с.
16. Нестеров В.Н. Структурный и технологический методы в задачах построения инвариантных измерительных преобразователей // Измерительная техника. - 2007. - №2. - С.8-12.
17. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. - Л.: Энергоатомиздат. 1988. - 304с.
18. Нестеров В.Н. Инвариантные измерительные мосты для измерения крутящего момента // Метрология. - 1992. - №12. - С.28-36.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛЬТАМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТУННЕЛЬНОГО ДИОДА

М. Н. Пиганов, В. Д. Дмитриев.

Самарский государственный аэрокосмический университет, г. Самара

Прямая ветвь вольтамперной характеристики (ВАХ) туннельного диода характеризуется параметрами U_{max} при значениях X_1 , U_{min} при X_2 , падающим и возрастающим участками в интервалах $X_1 \dots X_2$ и $X_2 \dots X_3$ соответственно (рис. 1).