

ЛИТЕРАТУРА

1. Трухачев Б. С., Удалов Н. П. Полупроводниковые тензореобразователи. М., «Энергия», 1968.
2. Ильинская Л. С. «Полупроводниковые тензодатчики». М., «Энергия», 1966.
3. Трухачев Б. С., Удалов Н. П., Смыслов И. И. Монокристаллический терморезистор из дендрита германия. Научные труды ГИРЕД-МЕТА, т. XXVII. Изд-во «Металлургия», 1969.
4. Поляк Б. Г. Градиентные методы минимизации функционалов. Журнал вычислительной математики и математической физики. 1963. т. 3, № 4.
5. Келли Г. Дж. Методы оптимизации с приложением к механике космического полета. «Наука», 1965.

Л. Е. Починок, М. А. Федоров, В. Д. Фалкин

КОМПЕНСАЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ТОКОВИХРЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Одной из наиболее трудно устранимых погрешностей накладного токовихревого преобразователя (НТВП) является температурная погрешность, то есть погрешность изменения параметров преобразователя в зависимости от температуры окружающей среды.

Как показано в работе [1] полное сопротивление ТВП может быть представлено выражением

$$Z = R_0 + j\omega(L_0 - M) + \frac{\rho_n}{\mu_0} \cdot \left[-\frac{\partial M}{\partial H} \right], \quad (1)$$

где R_0 —активное сопротивление катушки преобразователя; L_0 —индуктивность катушки преобразователя при отсутствии измеряемого объекта; M —взаимная индуктивность между катушкой преобразователя и ее зеркальным изображением; μ_0 —магнитная проницаемость пустоты; ρ —волновое сопротивление на поверхности контролируемой неферромагнитной пластины; H —расстояние между катушкой преобразователя и контролируемой пластиной.

$$\frac{\partial M}{\partial H} = -\frac{\mu_0 \frac{H}{a}}{\sqrt{4 + \left(\frac{H}{a}\right)^2}} \left[-K_k + \frac{2 + \left(\frac{H}{a}\right)^2}{\left(\frac{H}{a}\right)^2} \cdot E_{(k)} \right];$$

K_k и E_k —эллиптические интегралы первого и второго рода; a —средний радиус катушки преобразователя. Сопротивление ρ_n определяется формулой

$$\rho_n = \operatorname{Re}(\rho_n) + j \operatorname{Im}(\rho_n) \quad (2)$$

учитывая формулу (2), выражение (1) после преобразования

$$Z_n = R_0 + \frac{1}{\mu_0} \cdot \left[-\frac{\partial M}{\partial H} \right] \cdot \operatorname{Re}(\rho_n) + j \left[\omega(L_0 - M) + \frac{1}{\mu_0} \left(-\frac{\partial M}{\partial H} \right) \operatorname{Im}(\rho_n) \right]. \quad (3)$$

Отсюда абсолютное изменение активного и реактивного сопротивления преобразователя, как функции толщины измеряемой ферромагнитной пластины

$$\left. \begin{aligned} \Delta R_n &= \frac{1}{\mu_0} [\operatorname{Re}(\rho_n)] \cdot \left[-\frac{\partial M}{\partial H} \right] \\ \Delta X_n &= \frac{1}{\mu_0} [\operatorname{Im}(\rho_n)] \cdot \left[-\frac{\partial M}{\partial H} \right] \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

На рис. 1 а представлена измерительная схема с измерительными (Z_1) и базовым (Z_2) преобразователями. Схема замещения (рис. 1 б) позволяет рассмотреть необходимые режимы, обусловленные изменением температуры. На рис. 1 г показано, что собственное активное сопротивление R_0 и индуктивность L_0 , полученные без влияния измеряемой пластины, практически зависят линейно от изменения температуры.

С другой стороны, для реального преобразователя рассчитанные значения $\operatorname{Re}(\rho_n)$ и $J_m(\rho_n)$, которые необходимы для определения вносимых параметров, представлены на рис. 1 д.

Полное сопротивление датчика можно представить следующим образом:

$$Z_n = (R_0 + \Delta R_n) + j(X_0 - \Delta X_n). \quad (5)$$

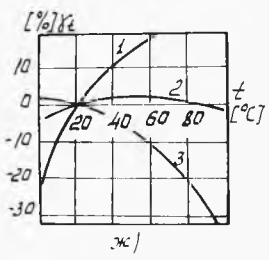
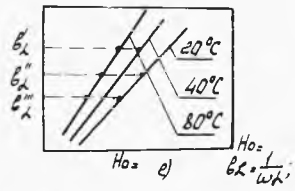
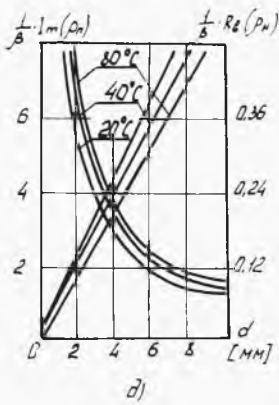
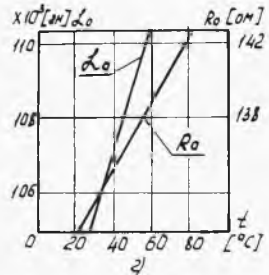
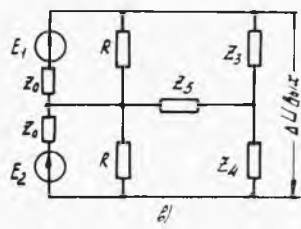
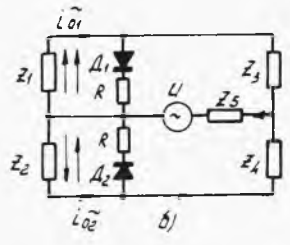
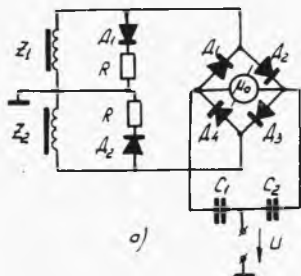
Анализируя составляющие этого сопротивления (рис. 1 г, д), можно сделать вывод, что сопротивление преобразователя с увеличением температуры значительно возрастает. Это приводит к изменению тока \tilde{i}_0 , протекающего по нему:

$$\tilde{i}_0 = \frac{U}{Z_1 \left[1 + \frac{Z_6}{Z_1} \left(1 + \frac{Z_1}{R} \right) \right]}, \quad (6)$$

где $Z_1 = Z_n$; $Z_6 = Z_3 + Z_5$. Принимая во внимание, что $Z_5 > 0$, а $\frac{Z_3}{Z_1} = m$; $\frac{Z_1}{R} = n$, получим,

$$\tilde{i}_{01} = \frac{U}{Z_1 [1 + m(1+n)]}. \quad (7)$$

Так как кольцевой преобразователь (рис. 1 а) является фазочувствительным выпрямителем, то, пользуясь методом эквива-



лентного генератора (рис. 1 в), можно получить напряжение на нагрузке

$$\Delta U = \frac{E_1 + E_2}{(1+m)}, \quad (8)$$

где эквивалентные э.д.с. $E_1 = i_{01} \cdot \Delta R_n'$; $E_2 = i_{02} \cdot \Delta R_n''$. После преобразования получим

$$\Delta U = i_0 \frac{(\Delta R_n' + \Delta R_n'')}{(1+m)}. \quad (9)$$

где $i_0 = \bar{i}_{01} = \bar{i}_{02}$, $\Delta R_n'$, $\Delta R_n''$ соответствующие вносимые активные сопротивления для измерительного и базового преобразователей.

Имея в виду, что $\bar{i}_0 = \bar{i}_{01} = \bar{i}_{02}$ и $Z_1 = \bar{Z}_0$ приведем выражение (9) к виду

$$\Delta U = U \cdot \frac{1}{Z_0 [(1+m)(1+n)]} \cdot \frac{(\Delta R_n' + \Delta R_n'')}{(1+m)} = UA \cdot (\Delta R_n' + \Delta R_n''), \quad (10)$$

$$\text{где } A = \frac{1}{Z_0 [1+m(1+n)] \cdot [1+m]} \quad (11)$$

коэффициент, зависящий от температуры окружающей среды. Так как $Z_0 = Z_{02} \cdot [1 + \alpha(t-20)]$, то подбирая коэффициенты m и n можно получить следующее.

При $m \gg 1$ выражение (11) определяется

$$A \cong \frac{Z_0}{Z_3}, \quad (12)$$

$$\text{при } m \ll 1 - A \cong \frac{1}{Z_0}. \quad (13)$$

При $m > 1$ имеем положительный температурный коэффициент, при $m < 1$ — отрицательный.

В действительности непосредственно воспользоваться выражениями (12) и (13) нельзя, так как наблюдается значительное колебание чувствительности преобразователей. Проще воспользоваться стабилизацией сопротивления z_0 при помощи корректирующей цепи из диодов Д1, Д2 и резисторов. Для регулирования использовалась зависимость $b_L = f(H_0)$ (рис. 1 е), где H_0 — напряженность поля, создаваемая в магнитопроводе преобразователя постоянным током, полученным в результате выпрямления корректирующей цепью. Возможно несколько режимов регулирования. При $H_0 = \text{const}$ наблюдается наибольшее изменение $b_L = F(t^\circ\text{C})$.

Выбор коэффициентов m и n для выражения (10) позволяет получить погрешности, приведенные на рис. 1 ж — 1, 2, 3 и выбрать всегда наименьшую погрешность 2. Следует заметить, что предложенная форма компенсации погрешности не зависит от

времени прогрева преобразователей, но необходимо, чтобы оба преобразователя помещались в среду с одинаковой температурой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Выгода Ю. А. Теоретические методы вихревых токов применительно к контролю толщины гальванических покрытий с помощью накладной катушки. Электронизмерительная технология. Ученые записки, вып. 1, Пензенский политехнический институт, 1962.

В. А. Денисов, В. Е. Шатерников, В. А. Шарков

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИЗБЫТОЧНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ ВИХРЕТОВОКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В большинстве случаев контролируемые в динамике изделия представляют собой тела со сложной, прерывистой или профилированной формой поверхности.

Среди бесконтактных методов контроля таких изделий нашел широкое применение метод вихревых токов [1, 2, 3]. Связь с исследуемым изделием осуществляется посредством электромагнитного поля и, выбирая конечное число параметров измерительного сигнала вихретокового преобразователя (ВТП), представляется возможным получить динамические характеристики объектов и произвести раздельное измерение взаимосвязанных величин.

В этом случае математической основой уменьшения избыточности измерительной информации ВТП являются результаты решения внешних краевых задач для преобразователей и изделий сложной формы.

Для получения алгоритмов сжатия по результатам решения таких задач следует:

1. Установить общие закономерности измеряемых параметров преобразователя в зависимости от его конструкций и параметров питания от электрофизических свойств изделия и от взаимного положения «объект — первичный преобразователь».

2. Представить результаты решений в виде, пригодном для выбора конечного числа параметров измерительного сигнала при возможном использовании обобщенных нормированных величин.

При исследовании расчетной модели системы «объект—ВТП» аналитический анализ может быть выполнен на основе решения внешней краевой задачи для ВТП над проводящим телом сложной формы.

Несмотря на многообразие накладных ВТП большинство из них по виду источника первичного поля может быть сведено к 3-