

Градуировочная характеристика индуктивного преобразователя перемещений

А. В. ФЕДОТОВ

Омский государственный технический университет, Омск, Россия,
e-mail: avfedotov@mail.ru

Рассмотрен первичный измерительный индуктивный преобразователь соленоидного типа. Выведено уравнение его функции преобразования с использованием теоремы Умова—Пойнтинга. Оценено влияние основных конструктивных параметров преобразователя на его метрологические характеристики.

Ключевые слова: первичный индуктивный преобразователь, математическая модель, градуировочная характеристика.

Using the Umov-Pointing theorem a primary measuring inductance solenoid transducer is considered. The influence of the main design parameters of the transducer on its metrological characteristics is evaluated.

Key words: primary inductive transducer, mathematical model, gauging characteristic.

При высокоточных линейно-угловых измерениях и автоматизации контроля механической обработки широко используют индуктивные приборы [1,2]. Метрологические характеристики таких приборов в первую очередь определяются первичным индуктивным измерительным преобразователем (ИИП). Современные ИИП перемещений и размеров компактны, имеют высокую чувствительность и малую погрешность, что позволяет создавать на их основе измерительные приборы с разрешением доли микрометра.

Основой современных преобразователей линейного перемещения в электрическую величину является соленоидная конструкция: разомкнутый ферромагнитный сердечник перемещается внутри системы цилиндрических катушек. Несмотря на то, что исследования ИИП посвящено много научных работ, уточнение математической модели преобразователя и её анализ с целью оптимизации остается актуальным [3]. Рассмотрим возможность комплексного учёта как конструктивных параметров ИИП, так и электрического режима его работы в составе измерительного устройства. В этом случае выходной величиной должно быть его полное сопротивление электрическому току, а построение математической модели предлагается выполнять с использованием теории электромагнитного поля, в частности теоремы Умова—Пойнтинга, что имеет определённые преимущества перед традиционным подходом [4].

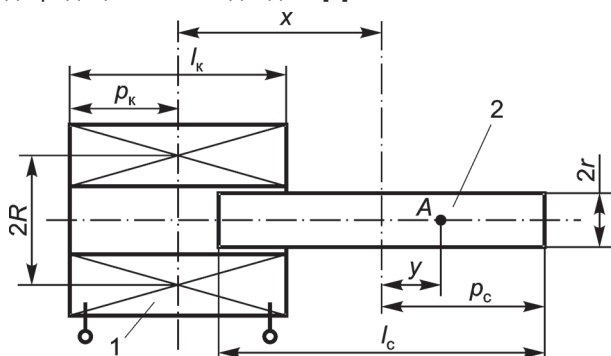


Рис. 1. Расчётная схема преобразователя:

1 — катушка индуктивности; 2 — ферромагнитный сердечник

Расчётная схема преобразователя показана на рис. 1. Цилиндрическая катушка индуктивности 1 взаимодействует с соосным ферромагнитным сердечником 2. Осевое перемещение сердечника x приводит к изменениям магнитного поля катушки, её индуктивности L и полного сопротивления Z . Зависимость $Z(x)$ представляет градуировочную характеристику рассматриваемого преобразователя.

В соответствии с теоремой Умова—Пойнтинга [5]:

$$Z = R_k + j\omega L = -\frac{1}{I^2} \oint \mathbf{P} ds, \quad (1)$$

где R_k — активное сопротивление катушки; ω — круговая частота тока I в катушке, порождающего магнитный поток; $\mathbf{P} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$ — вектор Пойнтинга через поверхность сердечника; $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ — векторы напряжённости электрического поля на поверхности сердечника и магнитного поля.

При решении поставленной задачи используем комплексную форму записи теоремы Умова—Пойнтинга [5, 6]:

$$-\oint \mathbf{P} ds = \int_V \gamma E^2 dv + j2\omega \int_V \left(\frac{\mu_a H^2}{2} - \frac{\epsilon_a E^2}{2} \right) dv, \quad (2)$$

где γ — удельная электрическая проводимость вещества сердечника; μ_a — абсолютная магнитная проницаемость сердечника с учётом эффекта размагничивания; ϵ_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость вещества сердечника.

Примем допущение об однородности поля в объёме сердечника. Для определения напряжённости H магнитного поля в некоторой точке A сердечника (см. рис. 1) воспользуемся приближённой формулой [7]:

$$H_A = \frac{Iw}{4p_k} \left[\frac{p_k + x - y}{\sqrt{(p_k + x - y)^2 + R^2}} - \frac{x - p_k - y}{\sqrt{(x - p_k - y)^2 + R^2}} \right], \quad (3)$$

где w — число витков катушки; p_k — половина длины катушки; x — расстояние между центрами катушки и сердечника; y — расстояние от центра сердечника до точки A ; R — средний радиус витка катушки.

Для определения напряжённости E электрического поля используем второе уравнение Максвелла для электромагнитного поля в комплексной форме [5, 6]:

$$\text{rot } \mathbf{E} = -j\omega\mu_a \mathbf{H}.$$

Ротация вектора напряжённости электрического поля

$$\text{rot } \mathbf{E} = \mathbf{i} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) + \mathbf{j} \left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) + \mathbf{k} \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right), \quad (4)$$

где $\mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$ — орты координатных осей системы координат поля; E_x, E_y, E_z — проекции вектора напряжённости электрического поля на координатные оси.

При выбранном на расчётной схеме (см. рис. 1) положении координатных осей и с учетом того, что векторы $\mathbf{E}, \mathbf{H}$ взаимно перпендикулярны, получим $E_z = 0$; $\partial E_y / \partial z = 0$; $\partial E_x / \partial z = 0$. В этом случае $\text{rot } \mathbf{E} = \mathbf{k} (\partial E_y / \partial x - \partial E_x / \partial y)$. Проекция вектора напряжённости электрического поля на координатные оси $E_x = E \sin \varphi$, $E_y = -E \cos \varphi$, где $0 \leq \varphi = \arctg(y/x) \leq 360^\circ$. Поскольку $x = r \cos \varphi$, $y = r \sin \varphi$, то можно найти частные производные проекций вектора $\mathbf{E}$ и результирующее выражение примет вид

$$\text{rot } \mathbf{E} = -2Ek/r.$$

Используя второе уравнение Максвелла для электромагнитного поля, получим

$$E = \omega r \mu_a H/2.$$

Выполнив последовательные подстановки этих выражений в (1), (2), найдём

$$Z = \frac{1}{I^2} \left[\gamma \mu_a^2 \left(\frac{\omega r}{2} \right)^2 \int_v H^2 dv + j\omega \left(\mu_a \int_v H^2 dv - \varepsilon_a \mu_a^2 \left(\frac{\omega r}{2} \right)^2 \int_v H^2 dv \right) \right]. \quad (5)$$

Подставим (3) в (5) для определения напряжённости магнитного поля и заменим интегрирование по объёму интегрированием по длине сердечника с учётом постоянства сечения последнего, тогда запишем

$$Z = \frac{\omega^2}{16\rho_k^2} \left[\gamma \mu_a^2 \left(\frac{\omega r}{2} \right)^2 + j\omega \mu_a \left(1 - \varepsilon_a \mu_a \left(\frac{\omega r}{2} \right)^2 \right) \right] \lambda(x), \quad (6)$$

$$\text{где } \lambda(x) = \pi r^2 \int_{-p_c}^{p_c} \left[\frac{p_k + x - y}{\sqrt{(p_k + x - y)^2 + R^2}} - \frac{x - p_k - y}{\sqrt{(x - p_k - y)^2 + R^2}} \right] dy; p_c —$$

половина длины сердечника.

Активная и реактивная составляющие Z согласно (6):

$$R_k = \frac{\omega^2 \gamma \mu_a^2}{16\rho_k^2} \left(\frac{\omega r}{2} \right)^2 \lambda(x); \quad X = \frac{\omega^2 \mu_a}{16\rho_k^2} \left[1 - \varepsilon_a \mu_a \left(\frac{\omega r}{2} \right)^2 \right] \lambda(x).$$

Выражение (6) является математическим описанием градуировочной характеристики индуктивного измерительного преобразователя перемещений, построенного по соленоидной схеме, оно не учитывает параметры катушки при отсутствии сердечника. Эксперименты показали, что в пределах рабочего участка наблюдается хорошее совпадение расчётной характеристики ИИП с экспериментальной, что обуславливает возможность уточнённого расчёта чувствительности и диапазона измерений при проектировании преобразователя.

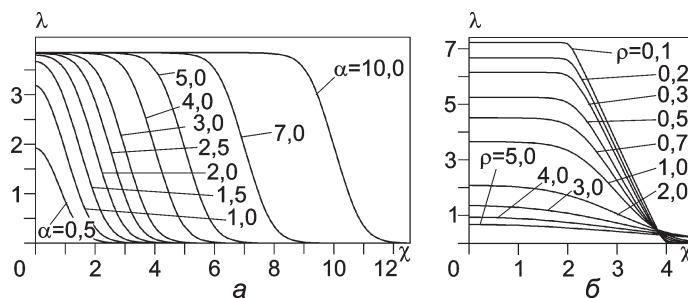


Рис. 2. Зависимости $\lambda(\chi)$ при $\rho = 1$ и различных значениях параметра α (а), а также при $\alpha = 3$ и разных значениях параметра ρ (б)

Используем относительные величины $\chi = x/p_k$; $\delta = y/p_k$; $\rho = R/p_k$; $\alpha = l_c/l_k$; $dy = p_k d\delta$ и запишем выражение для градуировочной характеристики ИИП в виде

$$Z = K\lambda(\chi); \quad (7)$$

$$K = \mu_a \frac{\pi r^2 \omega^2}{16} \left[\gamma \mu_a \left(\frac{\omega r}{2} \right)^2 + j\omega \left(1 - \varepsilon_a \mu_a \left(\frac{\omega r}{2} \right)^2 \right) \right];$$

$$\lambda(\chi) = \int_{-\alpha}^{\alpha} \left[\frac{1+\chi-\delta}{\sqrt{(1+\chi-\delta)^2 + \rho^2}} + \frac{1-\chi+\delta}{\sqrt{(1-\chi+\delta)^2 + \rho^2}} \right]^2 d\delta.$$

Форма градуировочной характеристики определяется функцией $\lambda(\chi)$. Анализ значительного числа конструкций ИИП показал, что в основном геометрические параметры преобразователя соответствуют границам значений параметров $\alpha = 1...10$, $\rho = 0,1...5$. На рис. 2, а приведены расчётные зависимости $\lambda(\chi)$ для $\rho = 1$ при изменении α в пределах 0,5—10. Из рис. 2, а следует, что при $\alpha \geq 3$ и среднем диаметре катушки, равном её длине, вид характеристик практически не зависит от длины сердечника, а при её увеличении характеристики смещаются. При этом максимум чувствительности преобразователя (наибольший наклон кривой) наблюдается при $\chi = \alpha$. Для коротких сердечников с $\alpha < 3$ эта зависимость нарушается. Прежде всего, уменьшается наибольшее значение λ и падает общая чувствительность ИИП. Точка, соответствующая максимуму чувствительности, смещается в сторону больших перемещений, что не слишком существенно. Так, при $\alpha = 0,5$ максимуму чувствительности соответствует относительное смещение сердечника $\chi = 0,92$. Аналогичные графики, построенные при $\rho = 0,25...5,0$, дали подобные результаты.

На рис. 2, б приведены расчётные зависимости $\lambda(\chi)$ для $\alpha = 3$ и $\rho = 0,1...5,0$. При уменьшении ρ наклон характеристики (чувствительность преобразователя) возрастает. Следовательно, с точки зрения повышения чувствительности ИИП, целесообразно использовать относительно тонкие катушки. При $\rho > 1$ чувствительность преобразования существенно уменьшается, градуировочная характеристика становится более пологой и несколько расширяются пределы её активного участка. Особенности влияния ρ на характеристику сохраняются и при $\alpha = 0,5...10$. При конструировании ИИП целесообразно ограничивать $\rho = 0,1...0,5$. При этом рабочая точка соответствует смещению сердечника $\chi = \alpha$, активный участок характеристики имеет протяжённость, близкую к длине катушки, и в его пределах выходной сигнал ИИП изменяется в 5—7 раз.

Обычно ИИП строят по дифференциальной схеме с двумя одинаковыми, соединёнными последовательно катушками и общим ферромагнитным сердечником.

Для дифференциального преобразователя характер изменения измерительного сигнала при смещении сердечника будет соответствовать градуировочной характеристике (7) отдельной катушки. Проведённый анализ показал, что при конструировании дифференциального ИИП с оптимальными метрологическими характеристиками следует выбирать $\rho = 0,1 \dots 0,5$, $\alpha \geq 1,5$. Для сердечника преобразователя важнее его относительная длина, при уменьшении которой возрастает влияние размагничивающего фактора и снижается эффективная магнитная проницаемость [3].

Л и т е р а т у р а

1. Ковальский М. Г. Современные средства контроля и измерений размеров изделий для машиностроения. [Электрон. ресурс] <http://www.micron.ru/information/articles/1/> (дата обращения: 15.12.2015 г.).

2. Этингоф М. И. Индуктивные преобразователи для линейных измерений // Измерительная техника. 2013. № 4. С. 35—38.

3. Федотов А. В. Теория и расчёт индуктивных датчиков перемещений для систем автоматического контроля. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2011.

4. Федотов А. В., Компанейц Д. А. Уточнение аналитического описания градуировочной характеристики индуктивного измерительного преобразователя перемещений // Омский научный вестник. 2006. Вып. 2. С. 154—155.

5. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. М.: Высшая школа, 1986.

6. Купаляев С. Д. Теоретические основы электротехники. Ч. 3. Электромагнитное поле. М.: Энергия, 1979.

7. Федотов А. В. Расчёт и проектирование индуктивных измерительных устройств. М.: Машиностроение, 1979.

Дата принятия 07.04.2015 г.

539.25:537.533.35:620.187

Анализ факторов, влияющих на погрешность трёхмерной реконструкции поверхности объектов с субмикрометровым рельефом, по полученным в растровом электронном микроскопе стереоизображениям

А. Ю. КУЗИН¹, А. Л. ВАСИЛЬЕВ^{2, 3}, В. Б. МИТЮХЛЯЕВ⁴, А. А. МИХУТКИН², П. А. ТОДУА^{4, 5}, М. Н. ФИЛИППОВ^{4, 5}

¹ Всероссийский научно-исследовательский институт метрологической службы, Москва, Россия

² Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт», Москва, Россия

³ Институт кристаллографии РАН, Москва, Россия

⁴ Научно-исследовательский центр по изучению свойств поверхности и вакуума, Москва, Россия, e-mail: fguricpv@mail.ru

⁵ Московский физико-технический институт, г. Долгопрудный, Московская обл., Россия

Представлены результаты исследований факторов, влияющих на систематическую погрешность трёхмерной реконструкции рельефа поверхности объектов по полученным в растровом электронном микроскопе S-4800 стереоизображениям. Характерный размер элементов поверхностного рельефа — менее 1 мкм. Выявлены основные составляющие указанной погрешности. Показано, что для типичных образцов погрешность измерений параллакса является основным фактором, определяющим систематическую погрешность трёхмерной реконструкции.

Ключевые слова: растровый электронный микроскоп, стереоизображения, трёхмерная реконструкция поверхности, субмикронный рельеф.

The results of analysis are presented of factors influencing the systematic error of 3D reconstruction of surface reliefs, based on stereo images obtained by SEM S-4800. The typical size for the surface relief elements is less than 1 μm . The main sources of the error are found. It is shown that for typical samples the main factor influencing the systematic error of 3D reconstruction is the parallax measurement error.

Key words: scanning electron microscope (SEM), stereo images, 3D surface reconstruction, submicron relief.

Растровый электронный микроскоп (РЭМ) традиционно используется для получения изображений поверхностей микро- и нанообъектов в широком диапазоне увеличений [1]. Однако изображения, получаемые в РЭМ (РЭМ-изобра-

жения), являются двумерными и дают лишь качественную информацию о z-координате, поскольку уровень видеосигнала для каждой точки изображения есть функция композиционных и топографических особенностей поверхности