

УДК 621.317.39:531.767

## СВЯЗЬ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ТОЛЩИНОЙ КОНТРОЛИРУЕМОЙ ФОЛЬГИ

© В.Б. Нерсисян, А.В. Нерсисян

Nersisyan V.B., Nersisyan A.V. The connection between optimal parameters of an eddy current transformer with the width of an inspected foil. Some issues of calculating the magnetic circuit of an eddy current transformer based on the theories of quadripoles are considered. The resistance and inductance obtained experimentally depending on the width of a controlled aluminium foil are introduced. The law obtained allows defining the optimal geometrical parameters of a transformer's magnetic circuit.

Наиболее актуальной при разработке и конструировании измерительных преобразователей является задача определения их оптимальных параметров при данной измеряемой величине. Определим оптимальные параметры магнитной цепи вихретокового преобразователя, основываясь на условии передачи максимума мощности от измеряемого к измерительному узлу [1]. Воспользуемся дифференциальной конструкцией вихретокового преобразователя, рассмотренной в [2], где осуществлен расчет магнитной цепи и получены закономерности распределения магнитных потенциалов между стержнями магнитопровода и потока в этих участках. В начале координат эти закономерности преобразуются в уравнения пассивного четырехполюсника [3]:

$$\dot{U}_0 = A \dot{U}_1 + B(\dot{\Phi}_p - \dot{\Phi}_i), \quad (1)$$

$$\dot{\Phi}_0 = C \dot{U}_1 - D(\dot{\Phi}_p - \dot{\Phi}_i), \quad (2)$$

где

$$A = D = \operatorname{ch} \sqrt{Z_\mu g}, \quad B = \sqrt{\frac{Z_\mu}{g}} \operatorname{sh} \sqrt{Z_\mu g},$$

$$C = \sqrt{\frac{Z_\mu}{g}} \operatorname{sh} \sqrt{Z_\mu g}$$

– комплексные постоянные четырехполюсника;  $\dot{\Phi}_0$  и  $\dot{U}_0$  – входные магнитный поток и напряжение четырехполюсника;  $\dot{\Phi}_p - \dot{\Phi}_i$  и  $\dot{U}_1$  – выходные магнитный поток и напряжение четырехполюсника;  $Z_\mu$ ,  $g$  – комплексное магнитное сопротивление между участками бокового стержня и полная проводимость между ними на длине  $l$ .

Магнитная цепь представлена в виде пассивного четырехполюсника, к входным зажимам которого под-

ключены  $\dot{F}_b$  – МДС обмотки возбуждения и  $Z_{\mu a}$  – полное магнитное сопротивление среднего стержня, а на выходных зажимах:  $Z_\mu$ ,  $R_0$  и  $Z_{\mu i}$  – комплексные магнитные сопротивления участка бокового стержня, воздушного зазора между торцами магнитопровода и контролируемого изделия (рис. 1), причем четырехполюсником заменен участок цепи  $l$  с потоком рассеяния.

Если воспользоваться известными соотношениями [1] между постоянными четырехполюсника и элементами схемы замещения, то представляется возможным получить для Т- и П-образных схем (рис. 2) расчетные уравнения, в которых комплексные магнитные сопротивления  $Z$  выражаются через параметры магнитной цепи  $Z_\mu$  и  $g$ . Выражение этих параметров через  $Z_{\mu i}$  с использованием условия согласованной нагрузки четырехполюсника обеспечивает решение поставленной задачи.

Параметры Т-образной схемы через коэффициенты  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  выражаются [1] (рис. 2а):

$$Z_1 = Z_2 = \frac{A-1}{C} = \frac{\operatorname{ch} \sqrt{Z_\mu g} - 1}{\sqrt{\frac{g}{Z_\mu}} \operatorname{sh} \sqrt{Z_\mu g}},$$

$$Z_3 = \frac{1}{C} = \frac{1}{\sqrt{\frac{g}{Z_\mu}} \operatorname{sh} \sqrt{Z_\mu g}},$$

а параметры П-образной схемы (рис. 2б)

$$Z_4 = B = \sqrt{\frac{Z_\mu}{g}} \operatorname{sh} \sqrt{Z_\mu g},$$

$$Z_5 = Z_6 = \frac{B}{A-1} = \frac{\sqrt{\frac{Z_\mu}{g}} \operatorname{sh} \sqrt{Z_\mu g}}{\operatorname{ch} \sqrt{Z_\mu g} - 1}.$$

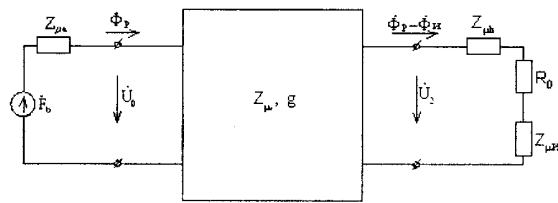


Рис. 1. Схема замещения вихретокового преобразователя

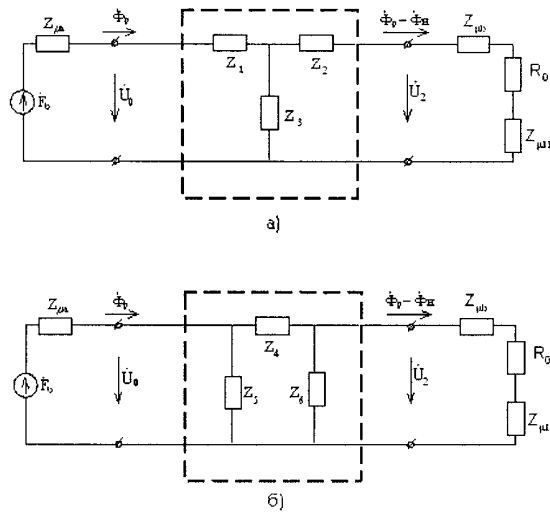


Рис. 2. Т- и П-образные эквивалентные схемы участка магнитной цепи, представленные четырехполюсником

Величины  $Z_2$  и  $Z_{\mu b}$  по сравнению с величинами  $R_0$  и  $Z_{\mu И}$  настолько малы, что ими можно пренебречь и считать, что четырехполюсник нагружен на сопротивление  $R_0 + Z_{\mu И}$ . В этом случае условие согласованной нагрузки четырехполюсника будет

$$Z_c = \sqrt{\frac{A \cdot B}{C \cdot D}} = R_0 + Z_{\mu И}. \quad (3)$$

С учетом значений А, В, С, D перепишем выражение (3) в виде:

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_{\mu}}{g}}. \quad (4)$$

Введем следующие обозначения:  $Z_{\mu} = g_{\mu} + jx_{\mu}$  и  $Z_{\mu И} = g_{\mu И} + jx_{\mu И}$ . Здесь  $g_{\mu}$ ,  $x_{\mu}$  – эквивалентные активное и индуктивное магнитные сопротивления участка цепи;  $g_{\mu И}$ ,  $x_{\mu И}$  – активное и индуктивное магнитные сопротивления контролируемого изделия. Величины  $g_{\mu И}$  и  $x_{\mu И}$  определяются [2] выражениями:

$$g_{\mu И} = \omega \frac{x_{И}}{\Gamma_{И}^2 + x_{И}^2}; \quad x_{\mu И} = \frac{\Gamma_{И}}{\Gamma_{И}^2 + x_{И}^2}, \quad (5)$$

где  $\omega$  – угловая частота;  $\Gamma_{И}$ ,  $x_{И}$  – активное и индуктивное эквивалентные электрические сопротивления контролируемого проводящего изделия.

С учетом (5) выражение (4) перепишем в виде

$$R_0 + \omega \frac{x_{И}}{\Gamma_{И}^2 + x_{И}^2} + j\omega \frac{\Gamma_{И}}{\Gamma_{И}^2 + x_{И}^2} = \sqrt{\frac{Z_{\mu}}{g}},$$

и после преобразования получим:

$$Z_{\mu 0}^2 \cos^2 \varphi_{\mu 0} + jZ_{\mu 0}^2 \sin^2 \varphi_{\mu 0} = (Z_{\mu} + jx_{\mu}) \frac{1}{g}, \quad (6)$$

откуда

$$\Gamma_{\mu} = Z_{\mu 0}^2 g \cos^2 \varphi_{\mu 0}, \quad x_{\mu} = Z_{\mu 0}^2 g \sin^2 \varphi_{\mu 0}, \quad (7)$$

где

$$\Gamma_{\mu 0} = R_0 + \frac{x_{И} \omega}{\Gamma_{И}^2 + x_{И}^2}, \quad Z_{\mu 0} = \sqrt{\Gamma_{\mu 0}^2 + x_{\mu 0}^2},$$

$$\varphi_{\mu 0} = \arctg \frac{x_{\mu И}}{Z_{\mu И}}.$$

Величины  $R_0$  и  $g$  обычно задаются исходя из производственных условий, а  $Z_{\mu}$  и  $x_{\mu}$  определяются через  $Z_{\mu 0}$  по выражению (7).

Эквивалентное комплексное магнитное сопротивление  $Z_{\mu И}$  и его активная  $g_{\mu И}$  и индуктивная  $x_{\mu И}$  части определяются экспериментальным путем. Для этой цели был подготовлен ряд образцов с идентичными проводимостями и известными толщинами. С помощью измерительного моста типа Е7-8 измерялись вносимые со стороны обмотки возбуждения активное электрическое сопротивление и индуктивность при различных толщинах изделия. Измерения осуществлялись для алюминиевых образцов. Результаты этих измерений приведены в табл. 1, на основании которых были построены зависимости  $g_{вн}(h)$ ,  $L_{вн}(h)$  (рис. 3).

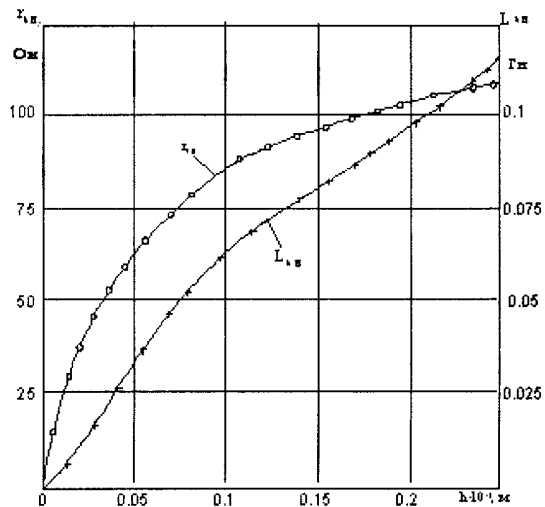


Рис. 3. Вносимые активное электрическое сопротивление и индуктивность при различных толщинах алюминиевой фольги

Таблица 1

Вносимые сопротивление и индуктивности при данной толщине

h	8	16	24	32	40	48	56	64	72	80	94,5	108	121,5
r	16	29	39	47	54	60	65	68	72	75	80	83	88
L	0,6	1,7	2,9	4,1	5,3	6,5	7,5	8,4	9,3	10,1	11,5	12,7	14
$\omega L$	3,768	10,676	18,212	25,748	33,284	40,82	47,1	52,75	58,4	63,43	72,22	79,76	87,92
Z	16,4	30,9	43	53,6	63,4	72,57	80,3	86	92,7	98,2	107,7	115,1	124,4
h	135	148,5	162	175,5	189	203	217	231	245	259	273	287	301
r	92	94	97	99	100	102	104	106	107	109	109	110	110
L	15,3	16,3	17,4	18,4	19,3	20,2	21,2	22,1	23,1	23,8	24,6	25,4	26,1
$\omega L$	96	102,36	109,3	115,55	121,2	126,86	133,1	138,8	145	149,46	154,5	159,5	163,9
Z	133	138,9	146,1	152,1	157,1	162,7	168,9	174,6	180	184,9	189	193,1	197,4

Контуры обмотки возбуждения и контролируемого изделия магнитосвязаны, и для них выражения  $L_{вн}(h)$ ,  $r_{вн}(h)$  выведены на основе известных методов для магнитосвязанных контуров [1]:

$$r_{вн} = \frac{\omega^2 M^2}{r_{и}^2 + x_{и}^2} r_{и}; \quad L_{вн} = \frac{\omega^2 M^2}{r_{и}^2 + x_{и}^2} L_{и}, \quad (8)$$

где  $M$  – взаимная индуктивность между контурами обмотки возбуждения и контролируемого изделия.

Если учесть, что магнитный поток  $\dot{\Phi}_p - \dot{\Phi}_и$  пронизывает оба контура, то коэффициент связи

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_B L_{и}}} = 1, \text{ и поэтому } M = \sqrt{L_B L_{и}}. \text{ Здесь}$$

$L_B$  – индуктивность обмотки возбуждения, а  $L_{и}$  – индуктивность контролируемого изделия.

Таким образом, если требуется рассчитать вихревой преобразователь с оптимальными параметрами при заданной измеряемой толщине, то можно поступить следующим образом: для данной толщины  $h$  определить  $L_{вн}(h)$  и  $r_{вн}(h)$  (рис. 3) и по (8) рассчитать  $r_{и}$  и  $x_{и}$ . На основании этих расчетов и по заданным значениям  $R_0$  и  $g$  по выражению (7) определяются  $r_{и}$  и  $x_{и}$ , которые необходимы для определения некоторых оптимальных геометрических размеров по выбранному магнитному материалу [3].

## ЛИТЕРАТУРА

1. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. М.: Энергия, 1978. 592 с.
2. Нерсисян В.Б. Расчет токовихревого преобразователя трансформаторного типа на основе теории цепей с распределенными параметрами // Изв. АН Арм. ССР. 1985. Т. XXXV. № 1. С. 30-36.
3. Буль Б.К. Основы теории и расчета магнитных цепей. М.: Сов. радио, 1964. 464 с.

Поступила в редакцию 25 декабря 2004 г.