

1. Борисов Л. А., Велижанова К. А. Расчет коэффициента звукопоглощения объемного поглотителя в виде сферы // Акустический журнал. 1967. — Т. XIII, № 2 — с. 289—292.
2. Велижанова К. А., Воинова Е. А., Сапирова И. Д. Влияние потерь в объеме резонатора на его акустические характеристики // Акустический журнал — 1985. — Т. XXXI, № 3. — с. 386—387.
3. Melling T. H. The acoustic impedance of perforates at medium and high sound pressure levels // JASA. — 1973. — V. 29, № 1, — P. 1—65.

Изв. АН АрмССР (сер. ТН), т. XLII, № 2, 1988

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

В. Б. ПЕРСЕСЯН

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ СООТНОШЕНИЙ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

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

$$U_0 = AU_1 + B(\Phi_p - \Phi_n); \quad (1)$$

$$\Phi_0 = CU_1 + D(\Phi_p - \Phi_n). \quad (2)$$

где $A = D = \text{ch} \sqrt{Z_g g}$, $B = \sqrt{\frac{Z_p}{g}} \text{sh} \sqrt{Z_g g}$, $C = \sqrt{\frac{g}{Z_p}} \text{sh} \sqrt{Z_g g}$ — комплексные постоянные четырехполюсника; Φ_0 и U_0 — входной магнитный поток и напряжение четырехполюсника; $\Phi_p - \Phi_n$ и U_1 — выходной магнитный поток и напряжение четырехполюсника; Z_p , g — полное комплексное магнитное сопротивление между участками бокового стержня и полная проводимость рассеяния между ними на длине l .

Магнитная цепь представлена в виде пассивного четырехполюсника, на входных зажимах которого подключены E_s — м. д. с. обмотки

возбуждения и $Z_{\text{ин}}$ — полное комплексное магнитное сопротивление среднего стержня, а на выходных зажимах: $Z_{\text{ин}}$, R_0 и $Z_{\text{нн}}$ — полные комплексные магнитные сопротивления соответственно участка бокового стержня, воздушного зазора между торцами магнитопровода и контролируемого изделия (рис. 1), причем, четырехполюсником отмечен участок цепи / с потоком рассеяния.



Рис. 1. Схема замещения вихрекового преобразователя.

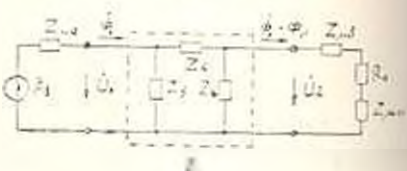
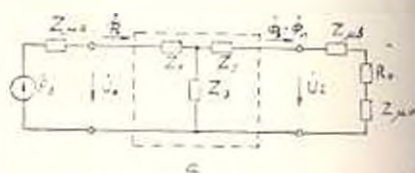


Рис. 2. Т-образная и П-образная эквивалентные схемы участка магнитной цепи, представленной четырехполюсником.

Если воспользоваться известными соотношениями [1] между постоянными четырехполюсника и элементами схемы замещения, то представляется возможным получить для Т и П-образной схемы (рис. 2) расчетные уравнения, в которых комплексные магнитные сопротивления Z выражаются через параметры магнитной цепи Z_0 и g . Выражая эти параметры через $Z_{\text{ин}}$ с использованием условия согласованной нагрузки четырехполюсника обеспечивается решение поставленной задачи.

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

$$Z_1 = Z_2 = \frac{A - 1}{C} = \frac{\operatorname{ch} \sqrt{\frac{g}{Z_0}} - 1}{\sqrt{\frac{g}{Z_0}} \operatorname{sh} \sqrt{\frac{g}{Z_0}}}$$

$$Z_3 = \frac{1}{C} = \frac{1}{\sqrt{\frac{g}{Z_0}} \operatorname{sh} \sqrt{\frac{g}{Z_0}}}$$

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

$$Z_1 = B = \sqrt{\frac{Z_0}{g}} \operatorname{sh} \sqrt{\frac{g}{Z_0}}$$

$$Z_2 = Z_3 = \frac{B}{A - 1} = \frac{\sqrt{\frac{Z_0}{g}} \operatorname{sh} \sqrt{\frac{g}{Z_0}}}{\operatorname{ch} \sqrt{\frac{g}{Z_0}} - 1}$$

Величины $Z_{\mu 0}$ и $Z_{\mu 1}$ по сравнению с величинами Z_1 и Z_2 намного малы, поэтому ими можно пренебречь и считать, что четырехполюсник нагружен на сопротивление $R_0 + Z_{\mu 1}$.

В этом случае условие согласованной нагрузки четырехполюсника будет

$$Z_c = \sqrt{\frac{A \cdot B}{C \cdot D}} = R_0 + Z_{\mu 1} \quad (3)$$

С учетом значения A , B , C , D выражение (3) перепишем:

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_{\mu 1}}{g}} \quad (4)$$

Обозначим: $Z_{\mu 1} = r_{\mu 1} + jx_{\mu 1}$ и $Z_{\mu 11} = r_{\mu 11} + jx_{\mu 11}$. Здесь $r_{\mu 1}$, $x_{\mu 1}$ — эквивалентные активное и индуктивное магнитные сопротивления участка цепи; $r_{\mu 11}$, $x_{\mu 11}$ — активное и индуктивное магнитные сопротивления контролируемого изделия. Величины $r_{\mu 11}$ и $x_{\mu 11}$ определяются [2] выражениями:

$$r_{\mu 11} = \omega \frac{x_{\mu 1}}{r_{\mu 1}^2 + x_{\mu 1}^2}; \quad x_{\mu 11} = \omega \frac{r_{\mu 1}}{r_{\mu 1}^2 + x_{\mu 1}^2} \quad (5)$$

где ω — угловая частота; $r_{\mu 1}$, $x_{\mu 1}$ — активное и индуктивное эквивалентные электрические сопротивления контролируемого проводящего изделия.

С учетом (5) выражение (4) можно переписать

$$R_0 + \omega \frac{x_{\mu 1}}{r_{\mu 1}^2 + x_{\mu 1}^2} + j\omega \frac{r_{\mu 1}}{r_{\mu 1}^2 + x_{\mu 1}^2} = \sqrt{\frac{Z_{\mu 1}}{g}} \quad (6)$$

и после преобразований получим

$$z_{\mu 0}^2 \cos \varphi_{\mu 0} + jz_{\mu 0}^2 \sin \varphi_{\mu 0} = (z_{\mu 1} + jx_{\mu 1}) \frac{1}{g}$$

откуда

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

где

$$r_{\mu 0} = R_0 + \frac{x_{\mu 11}^2}{r_{\mu 1}^2 + x_{\mu 1}^2}, \quad z_{\mu 0} = \sqrt{\frac{r_{\mu 1}^2 + x_{\mu 1}^2}{g}}, \quad \varphi_{\mu 0} = \arctg \frac{x_{\mu 11}}{z_{\mu 0}}$$

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

Эквивалентное комплексное магнитное сопротивление $Z_{\mu 11}$ и его активное $r_{\mu 11}$ и индуктивное $x_{\mu 11}$ части определяются экспериментальным путем. Для этой цели подготовили ряд образцов с идентичными проводимостями и с известными толщинами. С помощью измерительного моста типа Е7-8 измерялись вносимое активное электрическое

сопротивление и индуктивность со стороны обмотки возбуждения при различных толщинах изделия. Измерение было осуществлено для алюминиевых образцов. На основании этих измерений построены $r_{\text{вн}}(h)$ и $L_{\text{вн}}(h)$ для сим-сти (рис. 3).

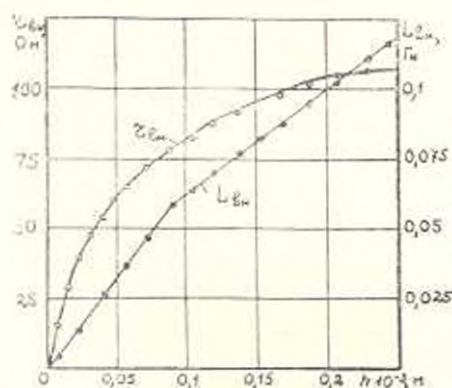


Рис. 3. Вносимые активное электрическое сопротивление и индуктивность при различных толщинах алюминиевой фольги.

Контура обмоток возбуждения и контролируемого изделия магнитосвязаны и для них зависимости $r_{\text{вн}}(h)$, $L_{\text{вн}}(h)$ выведены, пользуясь известными методами магнитосвязанных контуров [1]:

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

где M — взаимная индуктивность между контурами обмотки возбуждения и контролируемого изделия. Если учесть, что магнитный поток $\Phi_{\text{в}} = \Phi_{\text{н}}$ пронизывает оба контура, то коэффициент связи $k = \frac{M}{\sqrt{L_{\text{вн}} \cdot L_{\text{н}}}} = 1$ и поэтому $M = \sqrt{L_{\text{вн}} \cdot L_{\text{н}}}$. Здесь $L_{\text{вн}}$ — индуктивность обмотки возбуждения, а $L_{\text{н}}$ — индуктивность контролируемого изделия.

Таким образом, если требуется рассчитать вихревой преобразователь с оптимальными параметрами, соответствующими данной измеряемой толщине, можно поступить следующим образом: для данной толщины h определяют $r_{\text{вн}}$ и $L_{\text{вн}}$ (рис. 3) и по (8) рассчитывают $r_{\text{н}}$ и $x_{\text{н}}$. На основании этих расчетов и по заданным значениям $R_{\text{н}}$ и g , выражением (7) определяются $r_{\text{д}}$ и $x_{\text{д}}$. Последние служат для определения некоторых оптимальных геометрических размеров по выбранному магнитному материалу [3].

ՄՐՐԿԱ-ՀՐԱՆՔԱՅԻՆ ՁԵՎԱՓՈԽԻՉԻ ՄԱԳՆԻՍԱԿԱՆ ՇՂԹԱՅԻ ՕՊՏԻՄԱԼ
ԱՌՆՉՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՈՐՈՇՈՒՄԸ

Ա մ փ օ փ օ ւ ռ

Դիտարկվում է մերկա-հոսանքային ձևափոխիչի մագնիսական շղթայի հաշվման մի քանի հարցեր՝ ելնելով քառարենոնների տեսանկյունից: Բերված է փորձնական եղանակով ստացված ներմուծված ակտիվ էլեկտրական դիմադրության և ինդուկտիվության կապը հսկման ենթակա փայլաթիթեղի հաստությանից: Օգտագործելով այդ օրինաչափությունը՝ որոշվել է ձևափոխիչի մագնիսական շղթայի երկրաչափական պարամետրերի օպտիմալ կապը:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Атабекян Г. Н. Теоретические основы электротехники.—М.: Энергия, 1978.—Ч. 1.—592 с.
2. Нерсисян В. Б. Расчет токовихревого преобразователя трансформаторного типа на основе теории цепей с распределенными параметрами//Изв. АН АрмССР. Сер. ТН.—1985.—Т. XXXVIII, № 1.—с. 30—36.
3. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей.—М.: Энергия, 1964.—461 с.

Изв. АН АрмССР (сер. ТН), т. XIII, № 2, 1988

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Р. Г. АЛМОЯН, Г. Г. МАРДЖАНЯН, А. Г. САФАРЯН, Г. А. МАРТИРОСЯН

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРИНЦИПА МАКСИМУМА
ПОНТРЯГИНА С МЕТОДОМ ГРАДИЕНТА ПРИ
ОПТИМИЗАЦИИ ПРОЦЕССА ПАРОФАЗНОГО
СИНТЕЗА АЛЛИЛАЦЕТАТА

Рассматривается процесс парофазного синтеза аллилацетата, который является квазистационарным и имеет следующую кинетическую модель (1):

$$\begin{aligned} \frac{dC_1(t, \tau)}{dt} &= \frac{P}{V} \cdot \frac{2K_1(T)K_2(T)f_1(C_1, C_2)f_2(C_1, C_2)}{2K_1(T)f_1(C_1, C_2) + K_2(T)f_2(C_1, C_2)}, \\ \frac{dC_2(t, \tau)}{dt} &= \frac{P}{V} \cdot \frac{2K_1(T)K_2(T)f_1(C_1, C_2)}{2K_1(T)f_1(C_1, C_2) + K_2(T)f_2(C_1, C_2)}, \\ \frac{\partial G(t, \tau)}{\partial t} &= -K_c(T)G; \quad G = \{0 \leq t \leq t_1; 0 \leq t \leq t_u\} \end{aligned} \quad (1)$$