

МЕТОДИКА ЗА ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА ИНДУКТОР ПРИ ВИСОКОЧЕСТОТНО НАГРЯВАНЕ НА НЕМАГНИТНИ МЕТАЛИ

ДОЦ. КТН. ИНЖ. МИНЧО ВАНЕВ СИМЕОНОВ
ВИСШ МАШИННО – ЕЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИ ИНСТИТУТ – ГАБРОВО
1993 ГОДИНА

Разпространението и предлагането на мощни MOSFET и IGBT – прибори прави възможно създаването на ново поколение преобразуватели на честота – с мощност от $1\text{--}10\text{ kW}$ и честота над 100 kHz използвани в индукционното топене. Те намериха своето място за бързо и икономично топене на немагнитни метали (в златарското и ювелирното занаятчийство, в медицината).

Съвременните приложни теории и методи за определяне на еквивалентния товар в системата “индуктор-метал” третират в различни аспекти развитието на електромагнитните процеси в системата $I_1, 2I_1$. Един широко приложим метод е съставяне на магнитни заместващи схеми I_2I_1 , развит в по-голяма степен за феромагнитни метали. Относно индукционното нагряване на немагнитните метали процесите са разгледани и анализирани чрез т.н. метод с “интегрални уравнения”. Общото електромагнитно поле се представя като интегрирано от първични и вторични източници на магнитно поле в микрообем, съответно в индуктора и немагнитния метал $I_1, 3I_1$. Те са неравномерно разпределени в обема на товара, като по този начин се отчитат реалните условия за топене на цветни метали в индукционни пещи с честоти до 10 kHz .

Използването на този метод е свързано със сложен математически апарат и придружаващи го, графични характеристики.

В цитираната литература III се предлага и друга методика при работа с немагнитни метали, свързана с теорията на взаимно-свързани вериги. Представена е повече теоретично, поради следните ограничения, налагани от практиката:

1. Неравномерно разпределяне на тока в индуктора (I_1), свързано обикновено с по-голямата му вместимост.

2. Дълбочината на проникване е значителна, което означава възникване на няколко нееднакви затворени токови контури, характерно за индуктори с голяма вместимост и на честоти до 10 kHz .

Но що се отнася до приложната област, определена в началото, както поради допълнителни подкрепящи доказателства, като силно изразен повърхностен ефект, често използване на малки графични тигли в област-

та на спомената честотна област, развитието на пълна методика основана на теорията на взаимосвързаните вериги е очевидно.

Цел на настоящата статия е създаване на удобна методика за изчисляване на системата индуктор-немагнитен метал в областта на високите честоти за сравнително малки мощности. В основата ѝ ще се използва метода на взаимосвързаните контури, допълнен с еквивалентни параметри задаващи реалната картина на магнитното поле в изследваната система.

Приложението на теорията на взаимосвързаните вериги I4I се заключава в следното: в цилиндричен индуктор е поместен цилиндър от немагнитен метал (или графичен тигел). В предвид на малката дълбочина на проникване на магнитното поле в цилиндъра, и силно изразения повърхностен ефект, системата може да се представи като два соленоида поместени един в друг - фиг. 1, с индуктивни съпротивления X_1 и X_2 и активни съпротивления R_1 и R_2 .

X_2 е индуктивното съпротивление на затворения токов контур в товара, с протичащ ток I_2 и индуктивност L_2 .

X_1 е индуктивно съпротивление на индуктора с индуктивност L_1 .

M - взаимна индукция между двата соленоида

$$M^2 = k^2 \cdot L_1 \cdot L_2 \quad \dots (1)$$

При \sin напрежение приложено на индуктора в сила е следната система уравнения - фиг. 1,б)

$$\begin{cases} R_1 \dot{I}_1 + jX_1 \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2 = \dot{U}_1 \\ R_2 \dot{I}_2 + jX_2 \dot{I}_2 - j\omega M \dot{I}_1 = \dot{U}_2 \end{cases} \quad \dots (2)$$

Като се реши (2) спрямо тока \dot{I}_1 се получава

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{(R_1 + R_{ВН}) + j(X_1 + X_{ВН})} \quad \dots (3)$$

$$\text{където: } R_{ВН} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} R_2; \quad X_{ВН} = \frac{-\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} X_2 \quad \dots (4)$$

Импедансът на схемата на фиг. 1б е:

$$\dot{Z}_1 = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} R_2 + j \left[X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} X_2 \right] \quad \dots (5)$$

или още

$$\dot{Z}_И = R_1 + cR_2 + j(x_1 - cx_2) \quad \dots (6)$$

$$\dot{Z}_И = R_1 + R'_1 + j(x_1 - x'_2) \quad \dots (7)$$

където: c - коефициент на привеждане.

Уравнение (5) достатъчно нагледно доказва очакваното резултатно намаляване на индуктивността на индуктора и повишаване активното му съпротивление, в което и се състои предимството на избрания метод.

Схемата дава контура с индуктивна връзка, може да бъде заменена с еквивалентна без индуктивна връзка - фиг. 2.

Развитието на предлаганата методика ще продължи с разглеждане на реален индуктор с немагнитен товар - фиг. 3, като се използват и някои съотношения по метода на заместващите магнитни вериги II, 2I.

Еквивалентното магнитно съпротивление се представя:

$$\dot{Z}^m_{И} = \frac{\dot{Z}^m_M \cdot \dot{Z}^m_2}{\dot{Z}^m_M + \dot{Z}^m_2} \quad \dots (8)$$

$$\dot{Z}^m_M = \frac{j}{Z_M} = \frac{j\omega}{j\omega M} = \frac{\omega}{X_M} = R^m_M \quad \dots (9)$$

$$\dot{Z}^m_2 = \frac{j\omega}{Z_2} \quad \dots (10)$$

$\dot{Z}^m_{И}$ → магнитно съпротивление вътре в индуктора за дължина a_2

\dot{Z}^m_M → магнитно съпротивление обословено от взаимната индукция и разположението на двата соленоида.

$X_M = \kappa \sqrt{X_1 X_2}$ → индуктивно съпротивление на взаимната индуктивност, определяно от коефициента на взаимна връзка k_1 и индуктивното съпротивление на индуктора X_1 и на токопроводящия контур в метала X_2 .

\dot{Z}^m_2 и $\dot{Z}_2 = R_2 + jX_2$ → магнитно и импедансно съпротивление на токопроводящия ток контур в метала.

Магнитния поток в индуктора ще включва и магнитното съпротивление на обратното затваряне на магнитния поток.

$$\dot{\Phi}_И = \frac{\omega \sqrt{2} \cdot \dot{I}_И}{Z_{mИ} + RM_E} \quad \dots (11)$$

$$RM_E = \frac{\omega}{X_E} \quad \dots (12)$$

X_E - индуктивно съпротивление по пътя на обратния магнитен поток $I2I$

$$X_E = \frac{\mu_0 \cdot \pi D_1^2 k_1}{4 \cdot (a_1 - k_1 a_1)} W^2 \quad \dots (13)$$

k_1 - поправъчен коефициент (коефициент на Нагаока).

Въз основа на еквивалентната магнитна верига и еквивалентната електрическа схема - фиг. 2 се представят еквивалентните електрически схеми на индуктора на празен ход и с товар - фиг. 4а) и б). За удобство при анализа индуктора се представя за еднонавивков, където съгласно $I2I$ реактивните и активни съпротивления са:

$$R_1 \approx X_1 = \frac{\pi \cdot D_1 \rho_1}{\Delta_1 \cdot a_1} \quad \dots (14)$$

$$R_2 \approx X_2 = \frac{\pi \cdot D_2 \rho_2}{\Delta_2 \cdot a_2} \quad \dots (15)$$

$$X_{S1} = X_1 - X_M \quad \dots (16)$$

$$X_{S2} = (X_2 - X_M) \quad \dots (17)$$

$$\Delta_1 = 503 \sqrt{\frac{s_1}{f}}$$

$$\Delta_2 = 503 \sqrt{\frac{s_2}{f}}$$

Пълното приведено съпротивление на нагриваното тяло е:

$$\dot{Z}_2 = \frac{E_2}{\dot{I}_И} = \frac{jX_M (R_2 + jX_{S2})}{R_2 + j(X_M + X_{S2})} = R_2' + jX_2' \quad \dots (18)$$

като

$$R_2' = CR_2 \quad \dots (19)$$

$$X_2' = C \left(X_{S2} + \frac{X_{S2}^2 + R_2^2}{X_M} \right) \quad \dots (20)$$

$$C = \frac{1}{\left(\frac{R_2}{X_M}\right)^2 + \left(\frac{X_M + X_{S2}}{X_M}\right)^2} \quad \dots (21)$$

Индукционното съпротивление на взаимна индуктивност X_M се изразява чрез коефициента на взаимна индуктивност M

$$X_M = \omega M = k \sqrt{X_1 X_2} \quad \dots (22)$$

k - коефициент на взаимна връзка.

Ще зависи от размерите на двете активни единични намотки с реактивни съпротивления X_1 и X_2 (вж 14 и 15) и взаимното им разположение. Съгласно [4] той се намира по формулата

$$k^2 = k_1 \left(\frac{D_2}{D_1} \right)^3 \quad \dots (23)$$

k_1 - коефициент на Нагаока и е в зависимост от

$$a/D_1 \rightarrow k_1 = f \left(\frac{a_1}{D_1} \right) \quad \text{— фиг. 5. Използва се и в (13).}$$

За крива 2 числата по абсисата се умножават с 0,1.

Еквивалентните електрически съпротивления на натоварения индуктор са:

$$R_{И} = R_1 + R_2' \quad \dots (24)$$

$$X_{И} = X_E + X_{S1} + X_2' \quad \dots (25)$$

$$Z_{И} = \sqrt{R_{И}^2 + X_{И}^2} \quad \dots (26)$$

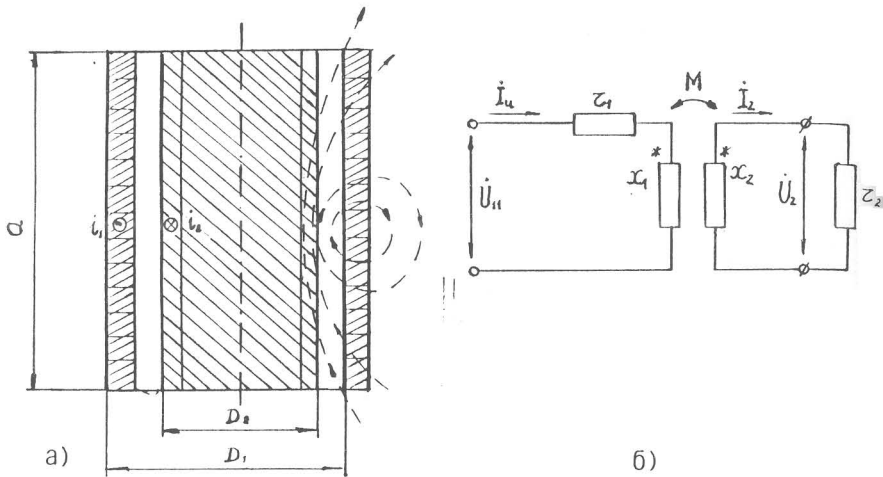
Следващите изчисления за коефициента на полезно действие на ин-

дуктора $\Omega_{и}$, $\cos \varphi_{и}$, тока и напрежението в индуктора $I_{м}$ и $U_{и}$ и др., не се различават от известните I_{21} .

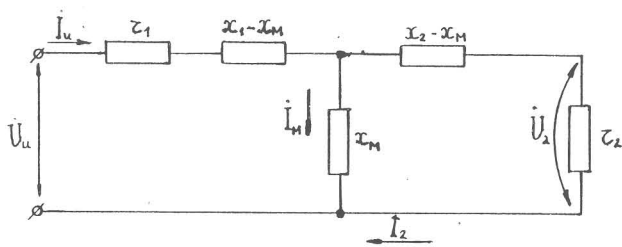
Предлаганата методика е структурирана и в резултат на експериментални наблюдения, в предвид на установени неточности за изчислените еквивалентни параметри по известните разчети. Тя не е в състояние да придаде универсалност в изчисленията за целия честотен диапазон на индукционно нагряване. Развит е въпроса за работа с оптимален КПД в една широка високочестотна област и в зависимост от конструкцията на индуктора.

ЛИТЕРАТУРА

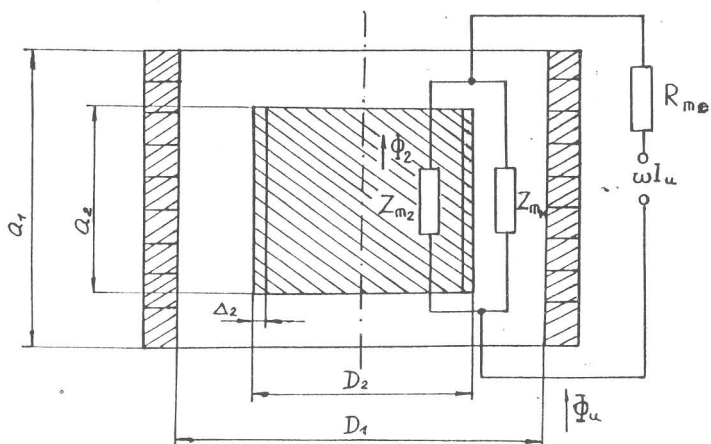
1. Немков, В.С., Демидович, В.В., Теория и расчет устройств индукционного нагрева, Л., Н50 Энергоатомиздат, 1988
2. Установки индукционного нагрева. Под ред. А.Е. Слухоцкого, Л., Энергоатомиздат, 1981
3. Махмудов, К.М., В.С.Немков, Расчет индукторов для нагрева немагнитных цилиндров. Л., Энергия, 1976
4. Г.В.Зевеке, П.А.Ионкин и др., Основы теории цепей, М., Энергия, 1975.



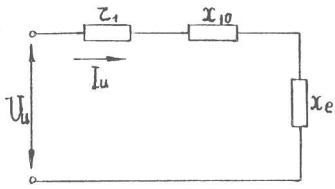
ФИГ. 1



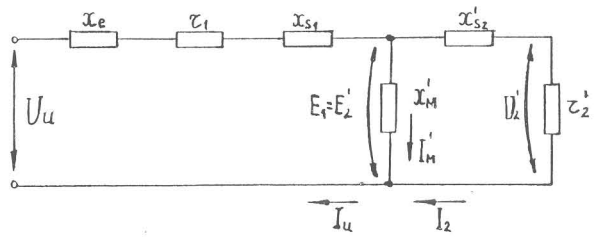
ФИГ. 2



ФИГ. 3

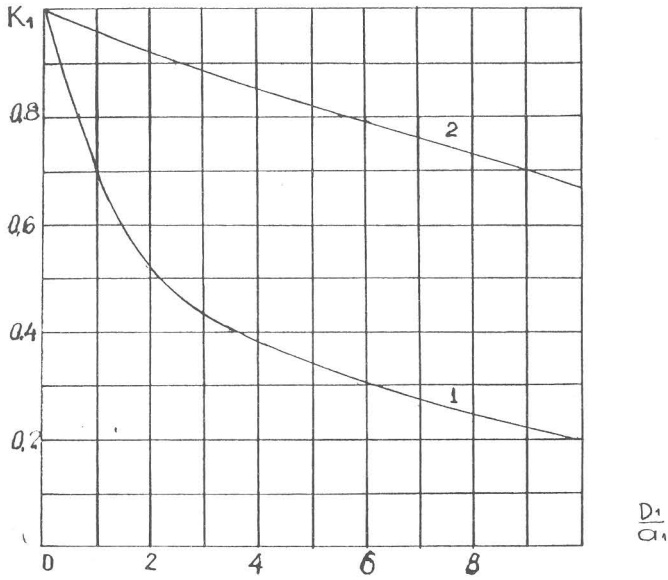


a)



б)

ФИГ. 4



ФИГ. 5