

# DIE FESTSTELLUNG DER GEGENSEITIGEN INDUKTIVITÄT ZWISCHEN DEM BEI DER ERWÄRMUNG BENUTZTEN INDUKTOR UND DER EINLAGE

Von

L. KOLLER

Institut für Starkstromtechnik, Abteilung Elektrogeräte und -anlagen,  
Technische Universität, Budapest

Eingegangen am 5. October, 1979  
Vorgelegt von Prof. Dr. O. P. GESZTI

## Einleitung

In [11] wurde von den elektrischen Parametern der bei der induktiven Erwärmung angewandten Induktor-Einlage-Systeme eine neuartige Berechnungsmethode zur Bestimmung der Reaktanz des Induktors (als einschichtige Spule) gegeben. Als Fortsetzung wird in dieser Arbeit die gegenseitige Induktivität des in Abb. 1 dargestellten Induktors und der Einlage berechnet.

Die genaue Bestimmung der gegenseitigen Induktivität ( $M$ ) ist für die Bemessung und Optimierung der Induktor-Einlage-Systeme von großer Bedeutung, weil der Wert des effektiven Wechselstromwiderstandes ( $R_2$ ) und

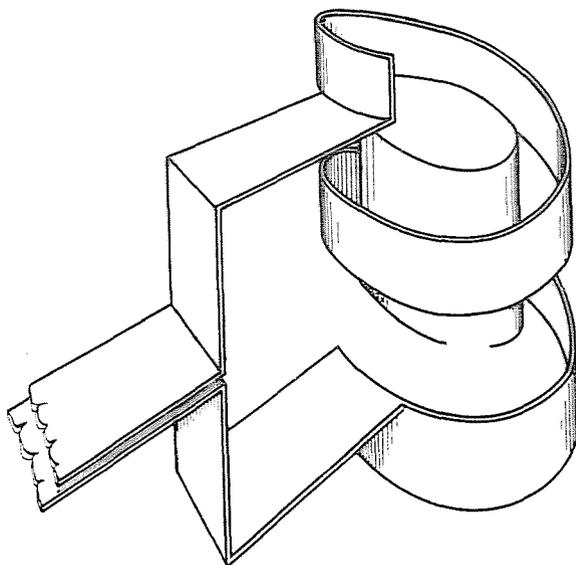


Abb. 1. Das perspektive Bild eines Induktor-Einlage-Systems

der Reaktanz ( $X_2$ ) mit Hilfe eines von  $M$  abhängigen Transformationsfaktors ( $p^2$ ) auf die Klemmen des Induktors umgerechnet werden kann:

$$p^2 = \frac{(\omega M)^2}{R_2^2 + X_2^2} \quad (1)$$

wobei  $\omega$  die Kreisfrequenz des Induktorstromes [1/s] ist.

In der bisherigen Fachliteratur der induktiven Erwärmung [1—5], [9], [10] wurde die gegenseitige Induktivität des Induktors und der Einlage, beide aus nichtmagnetisierbarem Material, mit Hilfe der Formel

$$M = \frac{\mu_0 d_2^2 \pi}{4l_2} N \cdot \alpha_M^* \quad [\text{H}] \quad (2)$$

bestimmt.

Dabei bedeuten:

$\mu_0$  die Permeabilität des Vakuums  $\left[ \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \right]$

$d_2$  den äquivalenten Durchmesser der Einlage [m]

$l_2$  die Länge der Einlage [m]

$N$  die Windungszahl des Induktors

$\alpha_M^*$  verschiedene, von zwei oder drei Parametern abhängige, gegenseitige Induktivitätsfaktoren.

In der erwähnten Fachliteratur wurden bei der Berechnung des  $\alpha_M^*$  Faktors die helikoidale Form und die Lückenhaftigkeit des Induktors nicht der wirklichen Lage entsprechend in Betracht gezogen. Für das Röhrenmodell mit zwei koaxialen, unendlich dünnen Mänteln und äquivalenten Durchmessern wurden auch nur Näherungsformeln, statt des für diesen Fall gültigen genauen Zusammenhanges [6] angewandt. Überdies wurden in den einzelnen Arbeiten die Durchmesser überhaupt nicht oder nach einem unrichtigen Prinzip bestimmt. Durch diese Vernachlässigungen und Ungenauigkeiten wurde die Brauchbarkeit der bisherigen Methoden eingeschränkt bzw. ungewiß gemacht.

Im darzustellenden Berechnungsverfahren werden die Ungenauigkeiten der vorhandenen Methoden beseitigt.

### Das Berechnungsmodell

Zuerst wird die im Induktor und in der Einlage ungleichmäßig verteilte Stromstärke auf die unendlich dünne Schicht mit äquivalenten Maßen des Induktors und der Einlage konzentriert. Das richtige Prinzip zur Berechnung der äquivalenten Maße des Induktors wurde in [11] auseinandergesetzt, und

die Brauchbarkeit des eindimensionalen Modells bestätigt. In ähnlicher Weise kann von einem begrenzten Teil eines unendlich langen Induktor-Einlage-Systems bewiesen werden, daß das Verhältnis ( $\kappa_b$ ) zwischen der an den Induktorenklemmen bestehenden Reaktanz ( $X$ ) und der Summe der inneren Reaktanzen ( $\Sigma X_b$ ) mit Hilfe des Zusammenhangs (3) bestimmt werden kann.

$$\kappa_b = \frac{X}{\Sigma X_b} = 1 + \frac{\left(\frac{d_{1b}}{d_{2k}}\right)^2 - 1}{\frac{\sqrt{2} K_{x1}}{x_{1b}} \left(\frac{d_{1b}}{d_{2k}}\right)^2 + \frac{\sqrt{2} K_{x2}}{x_{2k}}} \quad (3)$$

wobei  $d_{1b}$ ;  $d_{2k}$  den inneren Durchmesser des Induktors, bzw. den äußeren Durchmesser der Einlage ( $[m]$ ),

$$x_{1b} \left( = \frac{d_{1b}}{\sqrt{2} \delta_1} \right); \quad x_{2k} \left( = \frac{d_{2k}}{\sqrt{2} \delta_2} \right)$$

den Induktor bzw. die Einlage betreffende Parameter,

$\delta_1$ ;  $\delta_2$ : die Eindringungstiefe im Induktor bzw. in der Einlage  $[m]$ ,

$K_{x1}$ ;  $K_{x2}$ ; den imaginären Teil der auf den Induktor bzw. auf die Einlage bezogenen Widerstandsfunktion nach [5] bedeuten.

Im Falle eines Induktors mit minimalen Verlust und bei der Wahl des Wertes  $x_{1b} = 10$ , kann der im Nenner des Zahlenbruches in (3) angeführte

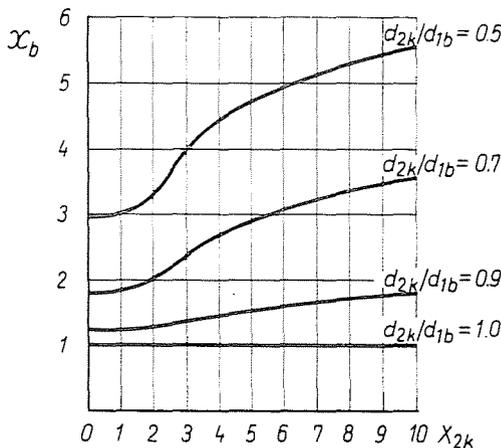


Abb. 2. Das Verhältnis ( $\kappa_b$ ) der auf den Klemmen des Induktors auftretend Reaktanz und der Summe der inneren Reaktanzen in Abhängigkeit vom dem Parameter  $x_{2k}$

$\frac{\sqrt{2} K_{x1}}{x_{1b}}$  Faktor als konstant (0,1297) angenommen werden, demzufolge hängt

der Wert von  $\kappa_b$  nur von den Werten  $x_{2k}$  und  $\frac{d_{2k}}{d_{1b}}$  ab.

In Abb. 2 haben wir  $\kappa_b$  in Abhängigkeit von  $x_{2k}$  im Falle verschiedener Parameter  $\frac{d_{2k}}{d_{1b}}$  dargestellt, woraus einzusehen ist, daß in praktischen Fällen der induktiven Erwärmung im allgemeinen  $\kappa_b \geq 3$ . Die inneren Reaktanzen und der bei der Bestimmung der äquivalenten Durchmesser aus dem eindimensionalen Modell mögliche Fehler treten auf den Klemmen des Induktors — dem Werte von  $\kappa_b$  entsprechend — verringert auf. Damit ist die Brauchbarkeit des eindimensionalen Modells auch im Falle des Induktor-Einlage-Systems bewiesen.

Aus dem eindimensionalen Modell wird der äquivalente Durchmesser der Einlage ( $d_2$ ) jenem richtigen Prinzip gemäß bestimmt, daß die rohrförmige Einlage mit äquivalentem Durchmesser und unendlich geringer Wandstärke auf den Induktor dieselbe Wirkung ausüben muß, wie die wirkliche Einlage [10]:

$$d_2 = d_{2k} \sqrt{\left(1 - \frac{\sqrt{2} K_{x2}}{x_{2k}}\right) \left[1 + \left(\frac{\sqrt{2} K_{r2}}{x_{2k} - \sqrt{2} K_{x2}}\right)^2\right]} \quad [\text{m}] \quad (4)$$

wo  $K_{r2}$  der reale Teil der auf die Einlage bezogenen Widerstandsfunktion nach [5] ist.

Der äquivalente Durchmesser ( $d_1$ ) des Induktors ist nach [11]:

$$d_1 = d_{1b} \sqrt{1 + \frac{\sqrt{2} K_{x1}}{x_{1b}}} \quad [\text{m}]. \quad (5)$$

Es wird bemerkt, daß die äquivalenten Durchmesser — wie es aus (4) und (5) zu erkennen ist — frequenzabhängig sind, die berechnete gegenseitige Induktivität ist also nur für die gegebene Frequenz auslegbar.

Nach der Bestimmung der äquivalenten Maße kann auch das Rechenmodell gezeichnet werden (Abb. 3), in dessen Leitern die Stromdichteverteilung gleichmäßig ist, unter der Voraussetzung des eindimensionalen Modells wechselt nämlich die Stromdichte bei der Induktionsspule und der Einlage nur in Strahlrichtung, bei der Zuleitung zu der Spule nur in Richtung der Leiterstärke. Diese Veränderungen wurden aber mit Hilfe der in unendlich dünnen Leitern konzentrierten Ströme, bei der Berechnung der äquivalenten Maße behoben.

Die Stromstärke ändert sich aber in Wirklichkeit auch in Längsrichtung, was bei dem Modell — wie auch in der Fachliteratur bisher — außer acht

gelassen wurde. Die Richtigkeit dieser Approximation wird auch dadurch bestätigt, daß sich gemäß [7] die longitudinale Stromdichte der Einlage nur in der Nähe der Endplatten wesentlich ändert, in einzelnen Fällen aber auch konstant sein kann. Ferner ist gemäß [8] die longitudinale Änderung der Stromdichte auch bei dem Induktor nur in den beiden Endwindungen wesentlich, und wird auf Wirkung der Einlage gleichmäßiger.

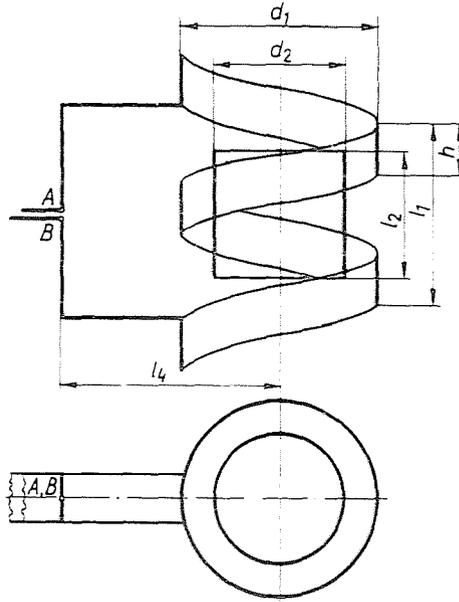


Abb. 3. Rechenmodell zur Bestimmung der gegenseitigen Induktivität des Induktors und der Einlage

### Die Bemessung

Nach der Feststellung der äquivalenten Durchmesser berechnen wir die gegenseitige Induktivität des Induktors und der Einlage mit der folgenden Formel:

$$M = \frac{\mu_0 d_2}{4} N \cdot \alpha_M \quad [\text{H}]$$

wobei

$$\alpha_M = \alpha_M \left( N; g; \frac{d_1}{l_1}; \frac{d_2}{d_1}; \frac{l_1}{l_2} \right) \quad (6)$$

die gegenseitigen Induktivitätsfaktoren des Induktors und Einlage sind.

Wird der Zusammenhang (6) mit der in der bisherigen Fachliteratur gebräuchlichen Formel (2) verglichen, kann festgestellt werden, daß

$$\alpha_M^*/\alpha_M = d_2/l_2$$

ist, ferner daß — der wirklichen Lage entsprechend —  $\alpha_M$  statt der bisherigen 2—3 nun von 5 Parametern abhängig ist. Diese Parameter sind in Kenntnis des Rechenmodells berechenbar; von diesen ist  $g$  der Ausnutzungsfaktor der Induktorspule:

$$g = \frac{N \cdot h}{l_1}. \quad (7)$$

Im folgenden wird die Berechnungsmethode von  $\alpha_M$  bekannt gegeben.

### Die Bestimmung von $\alpha_M$

Der gegenseitige Induktivitätsfaktor des Induktors und der Einlage in dem Modell der Abb. 3 wird unter Anwendung der Funktion (6) nach der Neumann-Formel berechnet:

$$\alpha_M = \frac{1}{d_2 \pi^2 N i_1 i_2} \int_{V_1} \int_{V_2} \frac{\bar{J}_1 \bar{J}_2}{|\bar{r}_{12}|} dV_1 dV_2 \quad (8)$$

wo  $i_1$  die Stromstärke im Induktor und  $i_2$  in der Einlage [A] ist;  
 $\bar{J}_1$  ist der Stromdichtevektor [A/m<sup>2</sup>] im Induktor mit dem Volumen  $V_1$ ;  
 $\bar{J}_2$  in der Einlage mit dem Volumen  $V_2$ ;  
 $|\bar{r}_{12}|$  ist der absolute Wert des Abstandes zwischen den Stromdichtevektoren [m].

Bei den Ableitungen werden folgende wichtigere Approximationen gemacht:

- die spannunginduzierende Wirkung der elektrischen Ströme außerhalb der AB Klemmen des Induktors wird vernachlässigt;
- außer dem Induktor und der Einlage wird von dem Vorhandensein jedes elektrischen Leiters abgesehen;
- die Richtung des durch den Induktorleiter fließenden Stromen mit gleichmäßiger Stromdichte wird in Längsrichtung des Leiters interpretiert;
- der in der Einlage fließende Strom mit gleichmäßiger Stromdichte wird als auf die Achse derselben winkelrecht die Umriss entlang fließend vorgestellt.

Aus letzterer Approximation ergibt sich, daß es bei der Berechnung von  $\alpha_M$  genügt, nur die gegenseitige Wirkung des Spulenteiles des Induktors und der Einlage zu untersuchen, weil wegen der Perpendikularität der Stromdichtevektoren des zuleitenden Teiles und der Einlage bzw. wegen der Bildung von Paaren mit umgekehrtem Vorzeichen die entsprechenden gegenseitigen Induktivitätsfaktoren gleich Null werden. Diese Reduktionsmöglichkeit ausnützend, wurde das Modell bei Weglassung der zuleitenden Teile des Induktors im Koordinatensystem ( $\xi; \eta; \zeta$ ) gezeichnet (Abb. 4). Zur Herstellung endlicher Stromdichten wurden die unendlich dünnen Leiterschichten in zwei Richtungen gleichmäßig verstärkt.

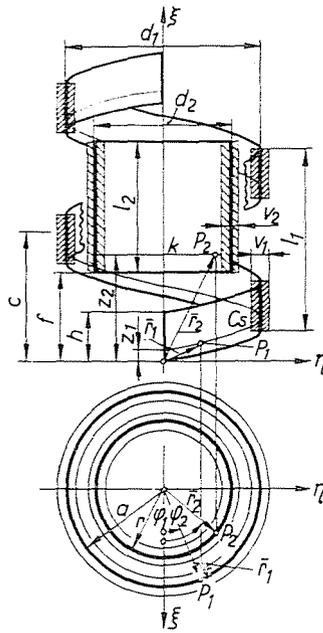


Abb. 4. Reduziertes Rechenmodell für die Bestimmung der gegenseitigen Induktivität des Induktors und der Einlage

Nach Abb. 3 können folgende Parameter angeschrieben werden:

$$a = \frac{d_1}{2} \quad (9)$$

$$r = \frac{d_2}{2} \quad (10)$$

$$b = \frac{c}{2\pi} \quad (11)$$

$$n = \frac{b}{a} \quad (12)$$

$$m = \frac{h}{a} \quad (13)$$

$$f_1 = \frac{2N\pi b - h - l_2}{2} \quad (14)$$

$$t = \frac{r}{a} \quad (15)$$

$$p_1 = \frac{l_2}{a} \quad (16)$$

Im gegebenen Falle befinden sich die in (7) vorkommenden Stromdichtevektoren  $J_1$  und  $J_2$  in den laufenden Punkten  $P_1$  und  $P_2$  als Mittelpunkten der Volumenelemente. Der laufende Punkt  $P_1$  bewegt sich in dem Spulenteil des Induktors auf der Zylinderfläche mit der Schraubenlinien-Basiskurve  $cs$ , der laufende Punkt  $P_2$  in der Einlage auf der Zylinderfläche mit der Kreis-Basiskurve  $k$ . Gleichungssysteme der zu den laufenden Punkten gehörenden Zylinderflächen lauten:

$$\xi_1 = a \cdot \cos \varphi_1 \quad (17a)$$

$$\eta_1 = a \cdot \sin \varphi_1 \quad (17b)$$

$$\zeta_1 = b\varphi_1 + z_1 \quad (17c)$$

für die Zylinderfläche mit der Schraubenlinienbasiskurve  $cs$ ,

$$\xi_2 = r \cdot \cos \varphi_2 \quad (18a)$$

$$\eta_2 = r \cdot \sin \varphi_2 \quad (18b)$$

$$\zeta_2 = z_2 \quad (18c)$$

für die Zylinderfläche mit der Kreis-Basiskurve  $k$ . Aus den Zusammenhängen (17) und (18) ausgehend, mit den Formeln der Vektoranalyse kann unter

Anwendung von (8) für  $\alpha_M$  der folgende Zusammenhang in Vierer-Integralform aufgeschrieben werden:

$$\alpha_M = \frac{r}{2N\pi^2 h \cdot l_2 \sqrt{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2}} \int_{\varphi_1=0}^{2N\pi} \int_{\varphi=-\varphi_1}^{2\pi-\varphi_1} \int_{z_1=0}^h \int_{z=f_1-z_1}^{l_2+f_1-z_1} \frac{\cos \varphi \, dz \, dz_1 \, d\varphi \, d\varphi_1}{\sqrt{r^2 + a^2 - 2 \arccos \varphi + (z - b\varphi_1)^2}} \tag{19}$$

Nach den Integrierungen die Reihenfolge der Integrierung nach  $\varphi$  und  $\varphi_1$  vertauscht erhalten wir den folgenden, in geschlossener Form nicht integrierbaren Ausdruck:

$$\alpha_M = \frac{1}{2\pi^2 m p_1 N \sqrt{1+n^2}} \cdot \left[ \int_{\varphi=-2\pi(N-1)}^{2\pi} \cos \varphi (A_3 + A_4 - A_1 - A_2 - B_3 - B_4 + B_1 + B_2) d\varphi + \int_{\varphi=2\pi}^0 \cos \varphi (C_3 + C_4 - C_1 - C_2 - D_3 - D_4 + D_1 + D_2) d\varphi + \int_{\varphi=0}^{-2N\pi} \cos \varphi (E_3 + E_4 - E_1 - E_2 - F_3 - F_4 + F_1 + F_2) d\varphi + \int_{\varphi=-2N\pi}^{-2\pi(N-1)} \cos \varphi (G_3 + G_4 - G_1 - G_2 - H_3 - H_4 + H_1 + H_2) d\varphi \right] \tag{20}$$

wo die Bezeichnungen mit den Formeln (21)—(33) angegeben werden ( $i=1, 2, 3, 4$ ).

$$A = t^2 + 1 - 2t \cdot \cos \varphi \tag{21}$$

$$a_i = N\pi n - \frac{p_i}{2} - \frac{m}{2} \tag{22}$$

$$a_2 = N\pi n + \frac{p_1}{2} + \frac{m}{2} \quad (23)$$

$$a_3 = N\pi n + \frac{p_1}{2} - \frac{m}{2} \quad (24)$$

$$a_4 = N\pi n - \frac{p_1}{2} + \frac{m}{2} \quad (25)$$

$$A_i = \left( \frac{a_i^2}{2n} - \frac{A}{4n} + a_i\varphi + \frac{n}{2}\varphi^2 - 2\pi a_i + 2\pi^2 n^2 - 2\pi n\varphi \right) \cdot \ln \left[ \frac{1}{\sqrt{A}} (a_i + n\varphi - 2\pi n + \sqrt{A + (a_i + n\varphi - 2\pi n)^2}) \right] \quad (26)$$

$$B_i = \left( \frac{3a_i}{4n} + \frac{3}{4}\varphi - \frac{3}{2}\pi \right) \sqrt{A + (a_i + n\varphi - 2\pi n)^2} \quad (27)$$

$$C_i = \left( \frac{a_i^2}{2n} - \frac{A}{4n} \right) \ln \left[ \frac{1}{\sqrt{A}} (a_3 + \sqrt{A + a_3^2}) \right] \quad (28)$$

$$D_i = \frac{3a_i}{4n} \sqrt{A + a_3^2} \quad (29)$$

$$E_i = \left( \frac{a_i^2}{2n} - \frac{A}{4n} + a_i\varphi + \frac{n}{2}\varphi^2 \right) \ln \left[ \frac{1}{\sqrt{A}} (a_i + n\varphi + \sqrt{A + (a_i + n\varphi)^2}) \right] \quad (30)$$

$$F_i = \left( \frac{3a_i}{4n} + \frac{3}{4}\varphi \right) \sqrt{A + (a_i + n\varphi)^2} \quad (31)$$

$$G_i = \left( \frac{a_i^2}{2n} - \frac{A}{4n} - 2\pi n a_i + 2\pi^2 N^2 \cdot n \right) \cdot \ln \left[ \frac{1}{\sqrt{A}} (a_i - 2\pi N \cdot n + \sqrt{A + (a_i - 2\pi N \cdot n)^2}) \right] \quad (32)$$

$$H_i = \left( \frac{3a_i}{4n} - \frac{3}{4}N\pi \right) \sqrt{A + (a_i - 2\pi N \cdot n)^2} \quad (33)$$

### Rechensergebnisse

Den Ausdruck (20) wurde mit Hilfe der Simpson-Regel nach numerischer Methode integriert. Die so berechneten Werte von  $\alpha_M$  sind in Abhängigkeit von der Windungszahl im Falle von verschiedenen Parametern  $g, d_1/l_1, d_2/d_1$  und  $l_1/l_2$  in Abb. 5 zu sehen.

In Abb. 6 wurden die prozentualen Unterschiede zwischen  $\alpha_M$  und den in der Fachliteratur angeführten Faktoren  $\alpha_M^*$  ebenfalls in Abhängigkeit von der Windungszahl dargestellt. In der Abbildung sind die berechneten prozentualen Unterschiede von  $h'_M$  nach [2] und [5] von  $h''_M$  nach [3] und [10] und von  $h'''_M$  nach [6] gezeigt. Der negative prozentuale Unterschied bedeutet, daß  $\alpha_M^* > \alpha_M$ . Es kann beobachtet werden, daß sich in bestimmten praktischen Fällen große Unterschiede zeigen, bei der Bemessung von Induktor-Einlage-Systemen muß sogar mindestens mit dem Doppelten dieser Werte gerechnet werden, weil in der Formel (1) des Transformationsfaktors  $M$  im Quadrat vorkommt. Auch das ist

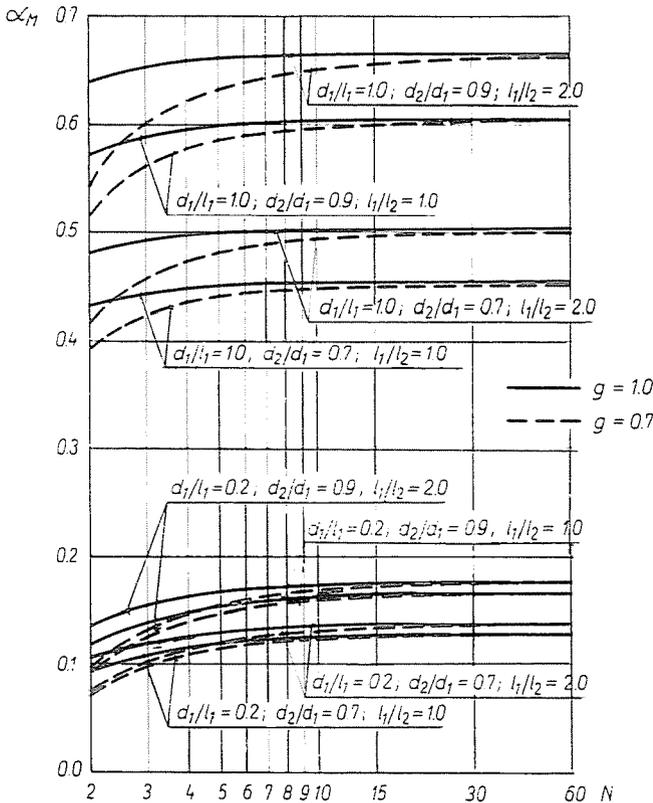


Abb. 5. Der gegenseitige Induktivitätsfaktor ( $\alpha_M$ ) des Induktors und der Einlage in Abhängigkeit von der Windungszahl

zu sehen, daß die prozentualen Abweichungen von den für die zwei coaxialen Röhren abgeleiteten Zusammenhängen  $h_M'''$  im Falle  $g = 1,0 \text{ N} \rightarrow \infty$  gegen Null streben. Das beweist die Richtigkeit unserer Berechnungen.

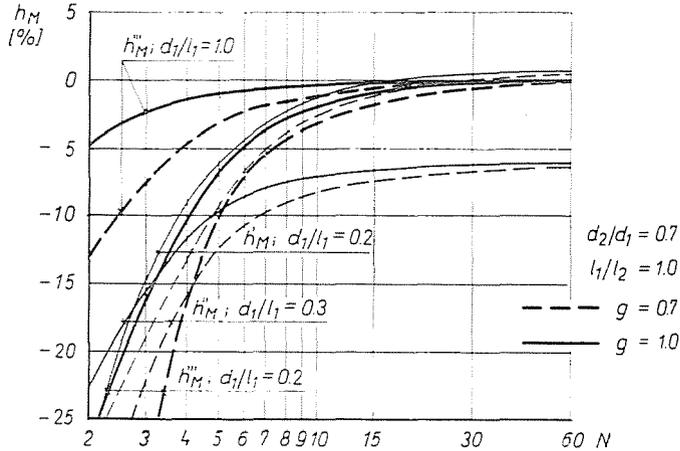


Abb. 6. Die prozentuale Abweichung von  $\alpha_M$  von den im Fachschrifttum vorkommenden Faktoren ( $h_M'$  zeigt die Abweichung von den nach [2] und [5],  $h_M''$  von den nach [3] und [10],  $h_M'''$  von den nach [6] berechenbaren Faktoren).

### Meßergebnissen

Es wurden Messungen bei Raumtemperatur mit 6 verschiedenen Induktor-Einlage-System-Modellen bei zwei Frequenzen ( $f = 49,1 \text{ Hz}$  und  $f = 982 \text{ Hz}$ ) vorgenommen.

Die gemessenen und die berechneten Werte stimmten recht gut überein; die prozentualen Unterschiede zwischen den berechneten und den gemessenen Werten unterschritten, den Meßfehler (1,21%) ungeachtet dessen, daß sich unsere Modelle von der coaxialen Anordnung der Röhren wesentlich unterschieden  $h_M''' = -6,03 \div -8,58\%$ . Diese Tatsache bekräftigt die Richtigkeit der Berechnungen und die Berechtigung der Vernachlässigungen.

### Schlußfolgerungen

1. Bei der Berechnung der gegenseitigen Induktivität des Induktors und der Einlage darf in bestimmten praktischen Fällen die helikoidale Form und die Lückenhaftigkeit der Induktorenschleife nicht außer acht gelassen werden.

2. Mit Hilfe der dargestellten neuen Methode kann die gegenseitige Induktivität mit hoher Genauigkeit bestimmt werden.

3. Die nach der neuen Methode berechneten Werte unterscheiden sich wesentlich von den Werten, die aus den approximativen Formeln der bisherigen Fachliteratur der induktiven Erwärmung sowie aus den für zwei koaxiale Röhre abgeleiteten, genauen Zusammenhängen gewonnen wurden.

4. Auch die aus den Näherungsfunktionen für zwei koaxiale Röhrenmodelle in der bisherigen Fachliteratur der induktiven Erwärmung berechneten Werte können von den nach den genauen Zusammenhängen berechneten Werten wesentlich abweichen.

5. Der bei der neuen Methode eingeführte gegenseitige Induktivitätsfaktor kann neben Induktor-Einlage-Systemen auch bei der Bemessung von Luftkerntransformatoren angewandt werden.

### Zusammenfassung

Die genaue Feststellung der gegenseitigen Induktivität des Induktors und der Einlage ist von großer Bedeutung hinsichtlich der Bemessung und optimalen Herstellung (Feststellung der elektrischen Parameter) bei den Induktor-Einlage-Systemen. Trotzdem wurde in der bisherigen Fachliteratur der induktiven Erwärmung die gegenseitige Induktivität statt genauen Zusammenhängen mit einer approximativen Formel berechnet, in dem das System mit zwei koaxialen Röhren modelliert wurde.

Der von dem Verfasser berechnete neuartige Faktor  $\alpha_M$  weist, mit den in der bisherigen Fachliteratur benutzten Faktoren verglichen, wesentliche Unterschiede auf. Die gute Übereinstimmung der berechneten mit den gemessenen Ergebnissen bestätigt die Brauchbarkeit der Methode.

Der eingeführte gegenseitige Induktivitätsfaktor ist auch bei der Bemessung der Luftkerntransformatoren anwendbar.

### Literatur

1. STANSEL, N. R.: Induktion heating — McGraw-Hill Book, New York, 1949.
2. RODIGIN, N. M.: Indukzionny nagrew stalnych isdeli tokami normalnoj tshastoty. Metallurgisdat, 1950. Swerdlowsk—Moskwa.
3. SLUHOCKIJ, A. E.—RUSKIN, C. E.: Induktory dlja indukzionnogo nagrewa maschinostroitelnych detalej. Maschgis, 1954.
4. BRUNST, W.: Die induktive Wärmebehandlung, Springer Verlag, 1957.
5. BEJI-SZABÓ, D.: Indukciós hevítés (Induktive Erwärmung) — Müszaki Könyvkiadó — (Technischer Verlag), 1965.
6. KALANTROW, P. L.—ZEJTLIN, L. A.: Rastschet induktiwnostej — ENERGIJA, 1970.
7. LAVERS, J. D.: An analysis of the coreless induction furnace: Load and effects — Elektrowärme International 29, (1971) 7.
8. RYFF, P. F.: Current distribution in helical solenoids — IEEE Transactions on Industry Applications, No. 4, Jul/Aug., 1972.
9. COMSA, D.—PAUTZ, J.: Über den Zusammenhang von Leistungsgrößen und geometrischen Abmessungen von Induktionstiegelöfen — Elektrowärme International 35, 1977. B.6. Dezember.
10. KEGEL, K.: Villamos hőtechnikai kézikönyv (Handbuch für elektrische Wärmetechnik) — Müszaki Könyvkiadó, (Technischer Verlag), 1978.
11. KOLLER, L.: Über die Bemessung der Induktivität von einlagigen Spulen. Periodica Polytechnica, El. Eng. Vol. 23, No. 2., 1979.

dr. L. KOLLER, H-1521 Budapest