

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 47 (1956)
Heft: 21

Artikel: Hilfsmittel für die Berechnung induktiv gekoppelter Hochfrequenztransformatoren
Autor: Hartmann, W.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1060116>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

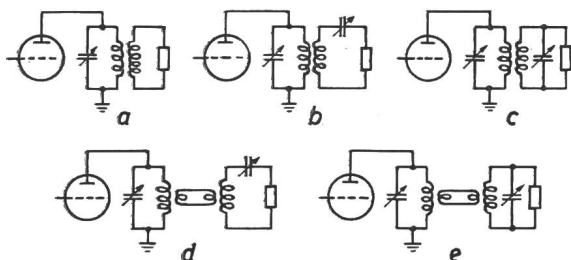
Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 16.05.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

aus folgender Überlegung: Die Röhre solle die Wirkleistung P abgeben. Diese wird von der Grundwelle oder bei Frequenzvervielfachung von der gewünschten Oberwelle des Anodenstromes im Arbeitswiderstand, d. h. im Resonanzwiderstand des Primär-



SEV 24 789

Fig. 1

Prinzipschaltungen der behandelten Transformatoren

- a Transformator mit nicht abgestimmtem Sekundärkreis;
 b Transformator mit Serieschwingkreis auf der Sekundärseite;
 c Transformator mit Parallelschwingkreis auf der Sekundärseite;
 d und e Transformatoren mit induktiver Ankopplung durch eine Kopplungsschleife

kreises erzeugt. Dieser ist dann optimal bemessen, wenn die Amplitude der an ihm auftretenden Anoden-Wechselspannung etwa 80...90 % der Anoden-Gleichspannung beträgt.

$$R = \frac{U_a^2}{2P} = \frac{[(0,8...0,9) U_b]^2}{2P} \quad (1)$$

R Optimaler Resonanzwiderstand des Primärkreises;

P Von der Röhre abgegebene Wirkleistung;

U_b Anoden-Gleichspannung;

U_a Amplitude der Anoden-Wechselspannung.

Die nicht ausgesteuerte Restspannung an der Anode $U_b - U_a$ muss auf jeden Fall grösser sein, als der Scheitelwert der positiven Gitterspannung, damit das Potential der Anode in jedem Moment positiver ist als dasjenige des Gitters.

Auf die Wahl der Röhre und die Berechnung ihrer Betriebsdaten soll hier nicht näher eingetreten werden¹⁾.

2. Berechnung des Transformators mit nicht abgestimmtem Sekundärkreis

Wir gehen für die Berechnung von den Kirchhoffschen Gleichungen für beide Kreise aus:

$$U_p = I_p (R_p + j\omega L_p) + I_s j\omega M \quad (2)$$

$$0 = I_s (R_0 + j\omega L_s) + I_p j\omega M \quad (2a)$$

Man findet durch Elimination des Sekundärstromes I_s für die wirksame Impedanz der Primärwicklung des Transformators folgenden Ausdruck:

$$\begin{aligned} \bar{Z}_p &= R_p + R_0 \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2} + j\omega L_p - j\omega L_s \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2} = \\ &= \underbrace{R_p + R_0 \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2}}_{R_1} + \underbrace{j\omega L_p - j\omega L_s \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2}}_{j\omega L_1} \quad (3) \end{aligned}$$

¹⁾ siehe Rothe, H. und W. Kleen: Elektronenröhren als End- und Sendeverstärker. Bücherei der Hochfrequenztechnik Bd. 4. Leipzig: Becker & Erler 1940.

Z_s ist der Betrag der Impedanz des Sekundärkreises:

$$Z_s = \sqrt{R_0^2 + \omega^2 L_s^2}$$

$$R_0 = R_s + R_b$$

Gl. (3) zeigt, dass der induktiv angekoppelte Belastungswiderstand im Primärkreis eine Zunahme des Dämpfungswiderstandes um den Betrag $R_0 \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2}$ und eine Abnahme der Induktivität um den Betrag $L_s \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2}$ bewirkt.

Für den Leitwert des belasteten Primärkreises findet man:

$$G = j\omega C + \frac{1}{R_1 + j\omega L_1} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} G &= j\omega C + \frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} - j \frac{\omega L_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} = \\ &= j\omega C + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} \quad (5) \end{aligned}$$

Gl. (5) stellt den belasteten Primärkreis als Parallelschaltung der Kapazität C , des Resonanzwiderstandes R und der wirksamen Induktivität L dar.

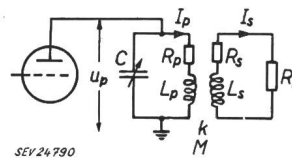


Fig. 2

Transformator mit nicht abgestimmtem Sekundärkreis

C Kapazität des Primärkreises; L_p , L_s Induktivität der Primär- bzw. Sekundärspule; R_p , R_s Widerstand der Primär- bzw. Sekundärspule; R_b Belastungswiderstand; k Kopplungsfaktor; M Gegeninduktivität; u_p Spannung am Primärkreis; I_p Strom in der Primärspule; I_s Strom im Sekundärkreis

Wir wollen im folgenden annehmen, der Primärkreis sei abgestimmt. In diesem Fall gilt

$$\omega C = \frac{1}{\omega L} \quad (6)$$

und die Röhre ist mit dem Ohmschen Resonanzwiderstand R allein belastet.

Zur Vereinfachung der weiteren Rechnungen wollen wir folgende drei, durch die Praxis gerechtfertigte Vernachlässigungen einführen:

- Die Kapazität C sei praktisch verlustlos.
- Der Gütefaktor der Primärspule sei gross und der Spulenwiderstand R_p gegen ωL_p vernachlässigbar.
- Der Gütefaktor der Sekundärspule sei ebenfalls gross; in diesem Fall ist der Spulenwiderstand R_s meistens gegenüber dem Belastungswiderstand R_b vernachlässigbar.

Unter diesen Voraussetzungen findet man für den Resonanzwiderstand R und die wirksame Induktivität L folgende Ausdrücke:

$$R = \frac{L_p}{L_s} \cdot \frac{\omega^2 L_s^2 (1 - k^2)^2 + R_b^2}{k^2 R_b} \quad (7)$$

$$L = L_s \frac{\omega^2 L_s^2 (1 - k^2)^2 + R_b^2}{\omega^2 L_s^2 (1 - k^2) + R_b^2} \quad (8)$$

Die in der Praxis mit Luftspulen erzielten Kopplungsfaktoren liegen meistens unter dem Wert von 0,3. Für so kleine Kopplungsfaktoren ergibt die Gl. (8) mit guter Näherung $L \approx L_p$. Bei schwacher Ankopplung des Sekundärkreises wird die Induktivität des Primärkreises nur wenig verändert.

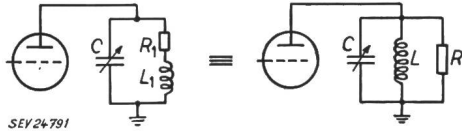


Fig. 3

Schaltschema des belasteten Primärkreises und äquivalente Darstellung als Parallelschwingkreis

Wir wollen nun für die beiden Kreise des Transformators folgende Gütefaktoren definieren:

Güte des Sekundärkreises:

$$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_b} \quad (9)$$

Güte des belasteten Primärkreises:

$$Q_p = \frac{R}{\omega L} = R \omega C \quad (10)$$

Führt man diese Gütefaktoren in die Gl. (7) und (8) ein, so findet man zwischen den Kenngrössen des Transformators folgenden Zusammenhang:

$$Q_p = \frac{1}{k^2} \left[Q_s (1 - k^2) + \frac{1}{Q_s} \right] \quad (11)$$

Für kleine Kopplungsfaktoren k ergibt sich mit guter Näherung:

$$Q_p \approx \frac{1}{k^2} \left(Q_s + \frac{1}{Q_s} \right) \quad (12)$$

Diese einfache Gleichung ist in der Fig. 4 graphisch dargestellt. Mit wachsender Kopplung wird der Gütefaktor Q_p des Primärkreises und damit auch sein Resonanzwiderstand R kleiner; er erreicht ferner bei einer gegebenen Kopplung den kleinstmöglichen Wert, wenn der Gütefaktor Q_s des Sekundärkreises 1 ist, d. h. wenn die Impedanz der Sekundärspule ωL_s gleich gross ist, wie der Belastungswiderstand R_b . Für alle von 1 abweichenden Werte von Q_s wird Q_p grösser als dieser Mindestwert.

Mit Hilfe der Gl. (6), (9), (10) und dem Nomogramm der Fig. 4 gestaltet sich die Berechnung eines gegebenen Transformators nach folgendem Beispiel sehr einfach.

Beispiel:

Röhre 833	
Anodengleichspannung	3000 V
Amplitude der Anodenwechselspannung	2800 V
Amplitude der Grundwelle des Anodenstromes	0,67 A

Abgegebene Leistung	950 W
Optimaler Arbeitswiderstand R . .	4,20 kΩ
Frequenz	3 MHz
Schwingkreiskapazität C	150 pF
Anzupassender Belastungswiderstand R_b	300 Ω

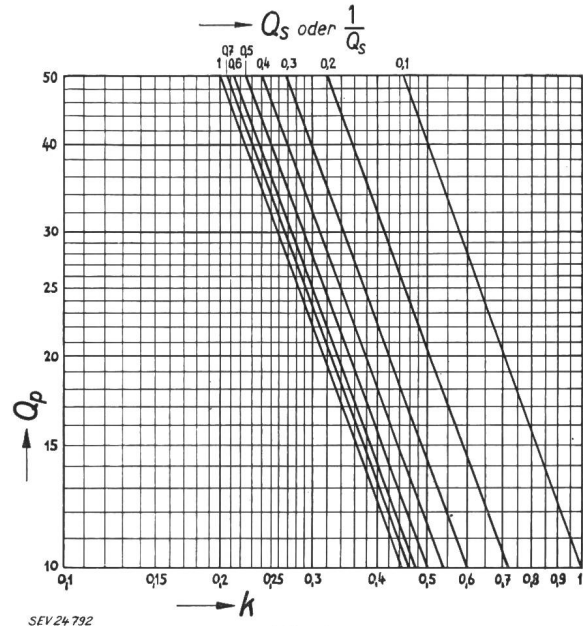


Fig. 4

Nomogramm für die Grundgleichung (12) zur Berechnung des Transformators

Zur Abstimmung des Primärkreises ist nach der Gl. (6) eine Induktivität L von 19 μH erforderlich, welcher Wert angenähert mit einer Primärspule L_p von 19 μH erzielt wird. Damit der Primärkreis den optimalen Resonanzwiderstand R von 4,2 kΩ aufweist, muss sein Gütefaktor Q_p nach der Gleichung (10) den Wert 12 betragen. Wir nehmen für den Gütefaktor Q_s des Sekundärkreises den Wert 1 an; diese Annahme führt mit der Gl. (9) auf eine Induktivität L_s des Sekundärkreises von 16 μH . Der Kopplungsfaktor k kann aus dem Nomogramm abgelesen werden; er muss 0,41 betragen. Dieser Wert ist etwas hoch. Falls z. B. nur ein Höchstwert der Kopplung von 0,35 erreicht wird, so steigt der Gütefaktor Q_p auf 16. Wenn nun der Resonanzwiderstand R den optimalen Wert von 4,2 kΩ beibehalten soll, so muss der Primärkreis nach Gl. (10) mit einer Kapazität von 200 pF und einer Induktivität von 14 μH aufgebaut werden.

3. Berechnung des Transformators mit abgestimmtem Sekundärkreis

Im Falle eines Transformators mit abgestimmtem Sekundärkreis lauten die Kirchhoffschen Gleichungen für beide Kreise der Schaltung nach Fig. 5a:

$$U_p = (R_p + j \omega L_p) I_p + j \omega M I_s \quad (13)$$

$$0 = \left(R_s + R_b + j \omega L_s - \frac{j}{\omega C_s} \right) I_s + j \omega M I_p \quad (14)$$

Eliminiert man den Sekundärstrom I_s , so findet man für die Impedanz der Primärspule des belasteten Transformators:

$$\begin{aligned}\bar{Z}_p &= R_p + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2} + j \omega L_p - j X_s \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2} = \\ &= \underbrace{R_p + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2}}_{R_1} + \underbrace{j \omega L_p - j X_s \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2}}_{j \omega L_1} \quad (15)\end{aligned}$$

Darin bedeuten:

Gesamter Sekundärwiderstand: $R_2 = R_s + R_b$

Reaktanz des Sekundärkreises: $X_s = \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}$

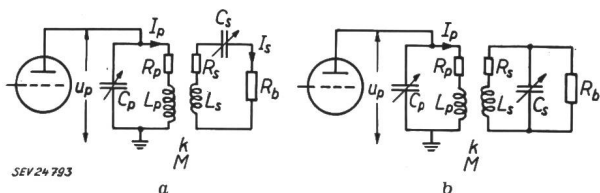


Fig. 5

Transformatoren mit abgestimmtem Sekundärkreis

a Sekundärkreis in Serieschaltung; b Sekundärkreis in Parallelschaltung

C_p, C_s Kapazität des Primär- bzw. Sekundärkreises; L_p, L_s Induktivität der Primär- bzw. Sekundärspule; R_p, R_s Widerstand der Primär- bzw. Sekundärspule; R_b Belastungswiderstand; k Kopplungsfaktor; M Gegeninduktivität; u_p Spannung am Primärkreis; I_p Strom in der Primärspule; I_s Strom im Sekundärkreis

Betrag der Impedanz des Sekundärkreises:

$$Z_s = \sqrt{R_2^2 + X_s^2}$$

Für den Leitwert des belasteten Primärkreises findet man den Ausdruck:

$$Y = j \omega C_p + \frac{1}{R_1 + j \omega L_1} \quad (16)$$

$$\begin{aligned}Y &= j \omega C_p + \frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} - \frac{j \omega L_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} = \\ &= j \omega C_p + \frac{1}{R} + \frac{1}{j \omega L} \quad (17)\end{aligned}$$

Gl. (17) stellt den Primärkreis wieder als eine Parallelschaltung der Kapazität C , des Resonanzwiderstandes R und der wirksamen Induktivität L dar.

Den weiteren Rechnungen wollen wir folgende Annahmen zugrunde legen:

a) Der Sekundärkreis sei abgestimmt, d. h.

$$\begin{aligned}X_2 &= 0 \\ \omega L_2 &= \frac{1}{\omega C_2} \quad (18)\end{aligned}$$

Diese Bedingung ist dann erfüllt, wenn der Sekundärkreis bei loser Kopplung abgestimmt wird.

b) Die Primär- und Sekundärspulen sollen hohe Gütefaktoren aufweisen. In diesem Fall sind die Spulenwiderstände R_p und R_s gegenüber den Reaktanzen ωL_p und ωL_s vernachlässigbar.

Unter diesen Voraussetzungen ergeben die Gl. (15) und (17) folgende vereinfachte Zusammenhänge:

$$\begin{aligned}R_1 &\approx \frac{\omega^2 M^2}{R_2} \\ R_1 R_2 &\approx \omega^2 M^2 \\ L_1 &= L_p\end{aligned} \quad (19)$$

Die Induktivität L_1 des Primärkreises wird durch die Ankopplung des abgestimmten Sekundärkreises nicht mehr verändert und der Primärkreis somit nicht verstimmt.

Für die beiden Kreise wollen wir wieder folgende Gütefaktoren definieren:

Güte des Sekundärkreises:

$$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_2} \quad (21)$$

Güte des belasteten Primärkreises:

$$Q_p = \frac{\omega L_p}{R_1} = \frac{R}{\omega L} \quad (22)$$

Setzt man diese Gütefaktoren und die vereinfachten Werte für R_1 und L_1 in die Gl. (17) ein, so findet man für den Leitwert des Primärkreises den Ausdruck:

$$\begin{aligned}Y &= j \omega C_p + \frac{1}{j \omega L_p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_p^2}} + \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + Q_p^2} = \\ &= j \omega C_p + \frac{1}{j \omega L} + \frac{1}{R} \quad (23)\end{aligned}$$

Der Gütefaktor Q_p ist im allgemeinen ≥ 10 . Dann gilt mit guter Näherung:

$$L \approx L_p \quad (24)$$

$$R \approx Q_p^2 R_1 \quad (25)$$

$$Y \approx j \omega C_p + \frac{1}{j \omega L_p} + \frac{1}{Q_p^2 R_1} \quad (26)$$

Ist auch der Primärkreis abgestimmt, d. h. ist

$$\omega C_p \approx \frac{1}{\omega L_p} \quad (27)$$

so ist die Röhre mit dem Resonanzwiderstand R allein belastet.

Ersetzt man endlich in der Gl. (19) die Größen R_1 und R_2 durch die entsprechenden Gütefaktoren, so findet man folgende einfache, die Kenngrößen des Transformators charakterisierende Gleichungen:

$$R_1 R_2 \approx \omega^2 M^2 \quad (19)$$

$$\frac{\omega L_p}{Q_p} \cdot \frac{\omega L_s}{Q_s} \approx k^2 \omega L_p \omega L_s$$

$$k^2 Q_p Q_s \approx 1 \quad (28)$$

Setzt man für Q_p den Ausdruck $R/\omega L_p$ ein, so findet man den folgenden gleichwertigen Ausdruck:

$$\frac{R}{R_2} \approx \frac{1}{k^2} \cdot \frac{L_p}{L_s} \quad (29)$$

Die beiden fundamentalen Gleichungen (28) und (29) sind in den Nomogrammen der Fig. 6 und 7 dargestellt.

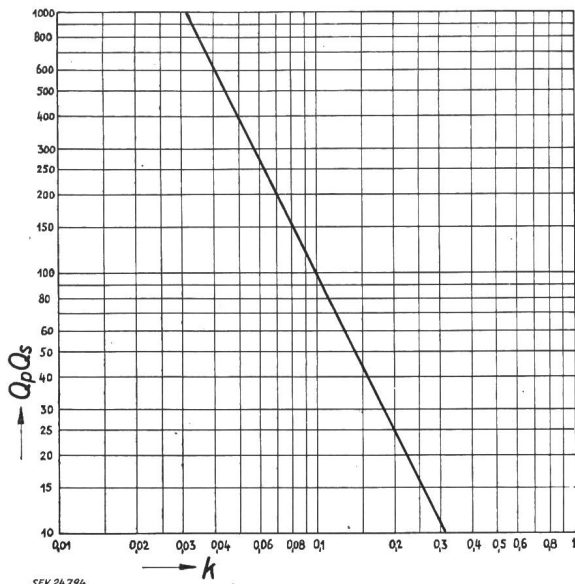


Fig. 6

Nomogramm zur Berechnung des Transformators nach Gl. (28)

Gl. (28) und das Nomogramm der Fig. 6 gelten auch für den Transformator mit einem Sekundärkreis in Parallelschaltung nach Fig. 5b, wenn der Gütefaktor dieses Sekundärkreises folgendermassen definiert wird:

$$Q_s = \frac{R_b}{\omega L_s} = R_b \omega C_s \quad (30)$$

Die der Gl. (29) entsprechende Gleichung lautet:

$$R R_b \approx \frac{1}{k^2} \omega L_p \omega L_s \quad (31)$$

Die Gl. (29) und (31) gelten dann mit guter Näherung, wenn auch der Gütefaktor des Sekundärkreises einen Wert von wenigstens 10 aufweist.

Beispiel:

Röhre 833
 Optimaler Arbeitswiderstand R . . . 4,2 kΩ
 Frequenz 3 MHz
 Schwingkreiskapazität primär C_p . . . 150 pF
 Anzupassender Belastungswiderstand R_b 70 Ω

Der Belastungswiderstand möge im Sekundärkreis nach Fig. 5a in Reihe liegen.

Zur Abstimmung des Primärkreises ist nach Gl. (27) eine Spule mit einer Induktivität L_p von 19 μH erforderlich. Der Gütefaktor Q_p erhält nach Gl. (22) den Wert 12. Wählen wir für den Gütefaktor Q_s den Wert 10, so ergibt das Nomogramm der Fig. 6 einen Kopplungsfaktor k von 0,091. Das Nomogramm der Fig. 7 ergibt weiter ein Verhältnis

L_p/L_s von 0,5, d. h. die Induktivität der Sekundärspule muss 38 μH und die Kapazität nach Gl. (18) 75 pF betragen.

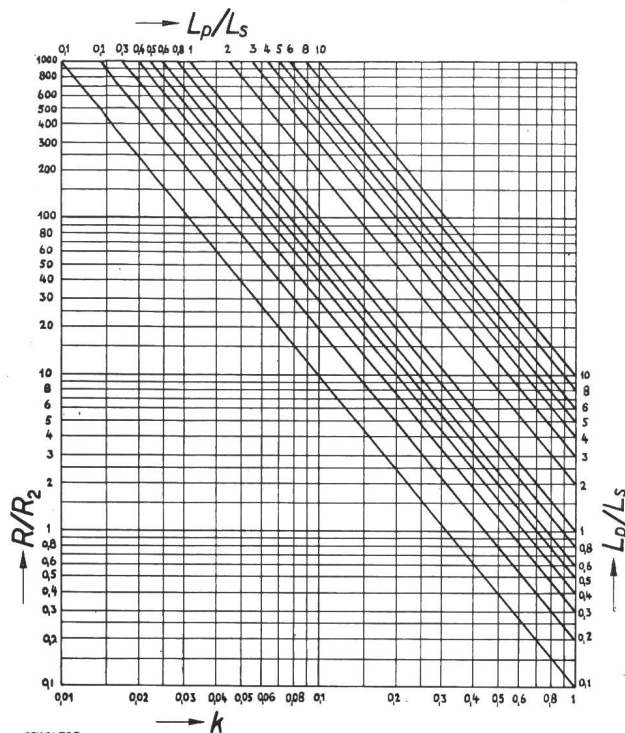


Fig. 7

Nomogramm zur Berechnung des Transformators mit einem Sekundärkreis in Serieschaltung nach Gl. (29)

4. Berechnung des Transformators, dessen Sekundärkreis über eine kurze Leitung induktiv angekoppelt ist

Wir wollen zur Vereinfachung der folgenden Rechnungen wieder für alle Spulen eine hohe Güte voraussetzen und dementsprechend ihre Verlustwiderstände vernachlässigen. In diesem Falle gelten für die drei Kreise der Schaltung nach Fig. 8a folgende Gleichungen:

$$U_p = I_p j \omega L_p + I_k j \omega M_p \quad (32)$$

$$0 = I_p j \omega M_p + I_k j \omega (L_{kp} + L_{ks}) + I_s j \omega M_s \quad (33)$$

$$0 = I_k j \omega M_s + I_s \left(R_b + j \omega L_s + \frac{1}{j \omega C_s} \right) \quad (34)$$

Der Sekundärkreis sei wieder abgestimmt, d. h. $\omega^2 L_s C_s = 1$. Bezeichnet man ferner die gesamte Induktivität $L_{kp} + L_{ks}$ beider Kopplungsspulen mit L_k , so findet man durch Eliminieren der Ströme I_k und I_s folgenden Ausdruck für die Impedanz der belasteten Spule des Primärkreises:

$$\bar{Z}_p = \frac{U_p}{I_p} = j \omega L_p + \frac{\omega^2 M_p^2}{\frac{\omega^2 M_s^2}{R_b} + j \omega L_k} \quad (35)$$

$$\bar{Z}_p = j \left(\omega L_p - \frac{\omega^2 M_p^2 \omega L_k}{\frac{\omega^4 M_s^4}{R_b^2} + \omega^2 L_k^2} \right) + \frac{\frac{\omega^2 M_p^2 \omega^2 M_s^2}{R_b}}{\frac{\omega^4 M_s^4}{R_b^2} + \omega^2 L_k^2} \quad (36)$$

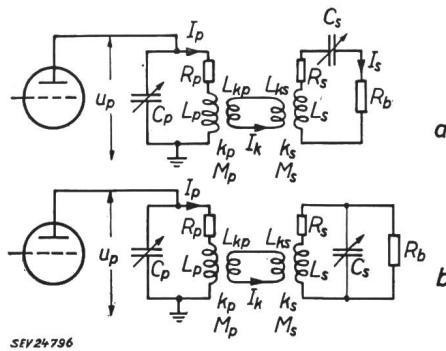


Fig. 8

Transformatoren mit abgestimmtem Sekundärkreis

Indirekte Kopplung durch eine kurze Kopplungsschleife
 C_p, C_s Kapazität des Primär- bzw. Sekundärkreises; L_p, L_s Induktivität der Primär- bzw. Sekundärspule; L_{kp}, L_{ks} Induktivitäten der Kopplungsspulen; R_p, R_s Widerstand der Primär- bzw. Sekundärspule; R_b Belastungswiderstand; M_p, M_s Gegeninduktivitäten; k_p, k_s Kopplungsfaktoren; u_p Spannung auf der Primärseite; I_p, I_k, I_s Strom in der Primärspule bzw. Kopplungsschleife; I_s Strom im Sekundärkreis

In Gl. (36) stellt das erste Glied wieder die wirksame Reaktanz ωL_1 und das zweite Glied den wirksamen Dämpfungswiderstand R_1 des belasteten Primärkreises dar.

Wir wollen nun für den belasteten Primär- und Sekundärkreis folgende Gütefaktoren definieren:

Güte des Sekundärkreises:

$$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_b} \quad (37)$$

Güte des Primärkreises:

$$Q_p = \frac{\omega L_1}{R_1} = R \omega C_p \quad (38)$$

Führt man in die Gl. (38) die entsprechenden Ausdrücke aus der Gl. (36) ein, so findet man folgende Beziehung:

$$Q_p = \frac{k_s^4 Q_s^2 L_{ks}^2 + L_k^2 - k_p^2 L_k L_{kp}}{k_p^2 k_s^2 Q_s L_{kp} L_{ks}} \quad (39)$$

Für kleine Kopplungsfaktoren k_p unter etwa 0,4 ist das Glied $k_p^2 L_k L_{kp}$ gegenüber dem Glied L_k^2 vernachlässigbar. In diesem Fall ergibt sich die Näherungsgleichung:

$$k_p^2 Q_p \approx k_s^2 Q_s \frac{L_{ks}}{L_{kp}} + \frac{1}{k_s^2 Q_s} \left(\sqrt{\frac{L_{kp}}{L_{ks}}} + \sqrt{\frac{L_{ks}}{L_{kp}}} \right)^2 \quad (40)$$

Gl. (40) ist im Nomogramm der Fig. 9 graphisch dargestellt. Sie enthält die für die Berechnung des Transformators notwendigen Zusammenhänge, und sie gilt auch für einen Sekundärkreis in Parallelschaltung nach Fig. 8a, falls der Gütefaktor dieses Kreises wie folgendermassen definiert wird:

$$Q_s = \frac{R_b}{\omega L_s} = R_b \omega C_2 \quad (41)$$

Zur Erläuterung des Berechnungsganges mit Hilfe des Nomogrammes möge das folgende Beispiel dienen:

Beispiel:

Röhre 833

Optimaler Arbeitswiderstand $R \dots 4,2 \text{ k}\Omega$

Frequenz $\dots 3 \text{ MHz}$

Anzupassender Belastungswiderstand $R_b \dots 10 \text{ k}\Omega$

Der Belastungswiderstand möge im Sekundärkreis nach Fig. 8b parallel geschaltet sein. Mit der Gl. (41) erhält der Sekundärkreis bei einer Kapazität von 133 pF eine Kreisgüte Q_s von 25. Als Maximalwert der Kopplung wollen wir auf jeder Seite 0,316 annehmen. Aus dem Nomogramm liest man für $k_s^2 Q_s$

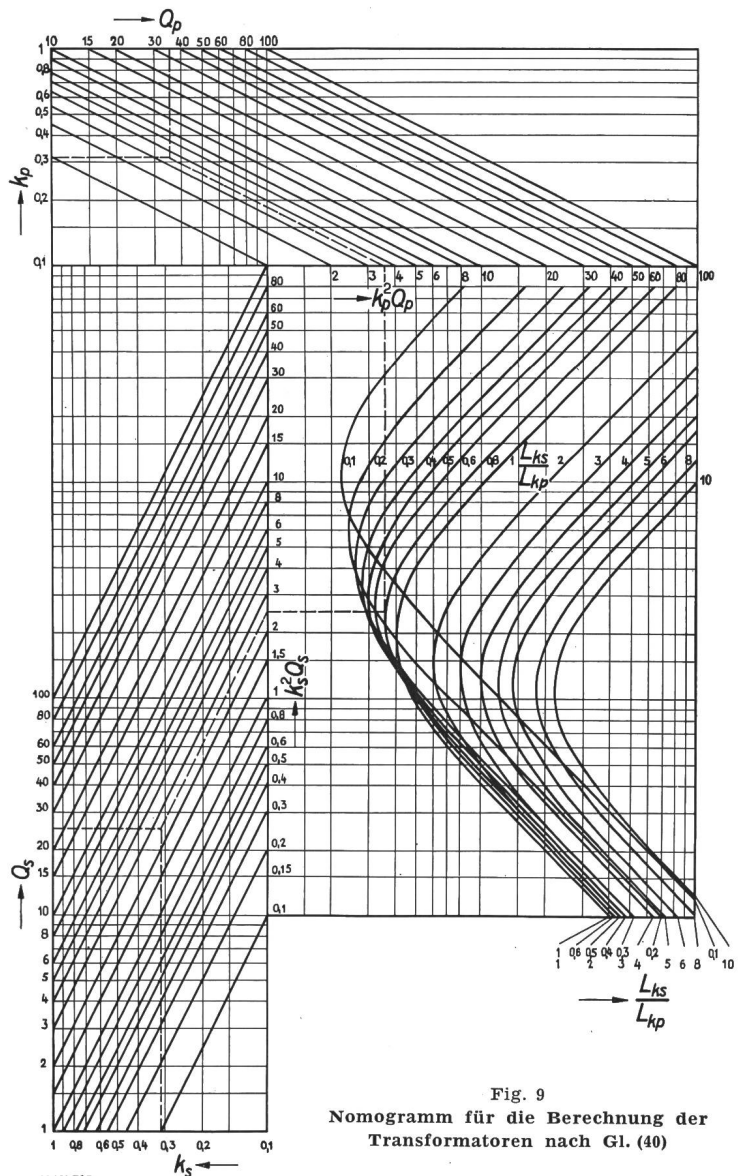


Fig. 9
 Nomogramm für die Berechnung der Transformatoren nach Gl. (40)

den Wert 2,5 ab. Wählt man für das Verhältnis der Kopplungsspulen L_{ks}/L_{kp} den Wert 0,8, so findet man einen Faktor $k_p^2 Q_p$ von 3,5. Mit $k_p = 0,316$

ergibt das Nomogramm eine Güte des Primärkreises von 35. Damit der Resonanzwiderstand des Primärkreises bei dieser Güte den Wert $4,2 \text{ k}\Omega$ annimmt, muss der Primärkreis nach der Gl. (38) eine Kapazität von 443 pF enthalten.

Aus dem Nomogramm geht deutlich hervor, dass es mit diesem Transformatortyp mit den gebräuchlichen Kopplungsfaktoren von maximal etwa 0,4

nicht möglich ist, im Primärkreis kleine Gütefaktoren unter etwa 20...30 zu erzielen. Die Schaltung ergibt somit in der Praxis im allgemeinen eher hohe Arbeitswiderstände für die Röhre und damit wohl häufig einen überspannten Betriebszustand.

Adresse des Autors:

W. Hartmann, Ingenieur, Obereyfeldweg 33, Eyfeld/Bern,

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

CIGRE

Comité d'Etudes n° 12, Transformatoren

Der Berichterstatter stellt zum besseren Verständnis der Verhandlungen im Comité d'Etudes seinem Bericht eine kurzgefasste Darstellung der Diskussionen im allgemeinen Teil der CIGRE, Gruppe 12, Transformatoren, vom 31. Mai 1956 in Paris voran.

1. Vollversammlung der Gruppe 12, Transformatoren, am 31. Mai 1956

Es standen in diesem Jahr insgesamt 15 Berichte zur Diskussion, zu welchen sich total 51 Redner geäußert haben. Die für die einzelnen Fragen zur Verfügung stehende Zeit war demgemäss äusserst kurz, und die Verfasser der Berichte hatten nicht einmal mehr Gelegenheit, zu den aufgeworfenen Fragen und Einwänden Stellung zu nehmen. Es wird versucht, das nächste Mal Zeit zu gewinnen durch ausschliessliche Verwendung der simultanen Übersetzung und durch allfällige Ausdehnung der Diskussionen auf 2 Tage.

Die von Dr. Langlois-Berthelot als «Rapporteur spécial» aufgestellten 15 Fragen wurden von den Votanten nicht alle mit der gleichen Ausführlichkeit behandelt. Wie schon an früheren Tagungen fanden die Fragen betr. Stossprüfung am meisten Echo. Zusammenfassend kann über die 4 Hauptthemen folgendes gesagt werden:

1.1 Stossprüfung mit abgeschnittenem Stoss und andere Stossprobleme (7 Berichte)

Auf die Frage, ob bei der Verwendung von Ableitern die Stossprüfung der Transformatoren weggelassen werden könne, kamen einige bejahende Antworten. Es wurde anderseits mit Recht darauf hingewiesen, dass es für die Hersteller nicht interessant sei, zwei verschiedene Typen von Transformatoren, nämlich solche mit und solche ohne Stossprüfung, zu bauen. Alle Votanten traten für die Prüfung der grossen Transformatoren mit abgeschnittenen Stössen ein.

Betreffend die Zeit, nach welcher die Stossstelle abgeschnitten werden soll, herrschte mehrheitlich die Ansicht, dass $3 \mu\text{s}$ oder etwas mehr zu vernünftigen Resultaten führen. Eine Prüfung mit einer sehr langsam (z. B. in $8...10 \mu\text{s}$) ansteigenden und dann abgeschnittenen Welle, wie die Electricité de France (EdF) vorschlägt, wurde nicht als praktisch erachtet, da der Stossgenerator speziell dafür ausgelegt werden muss. Die Genauigkeit für die Einhaltung des Zeitmomentes des Abschneidens bei aufeinanderfolgenden Stössen wurde mit $\pm 0,1 \mu\text{s}$ als genügend erachtet; mit anderen Worten: eine speziell gesteuerte Funkenstrecke wird nicht unbedingt notwendig sein.

Bezüglich der Versuchsanordnung für abgeschnittenen Stoss haben 3 Votanten für eine genaue Spezifizierung des Stromkreises plädiert. In Amerika ist einfach vorgeschrieben, die Funkenstrecke solle so nahe als möglich beim Prüfobjekt aufgestellt werden. Eine belgische Firma schneidet direkt an der Klemme ab.

Die Frage betreffend die Möglichkeit zur Einhaltung der Wellenform der Stossstelle bei der Prüfung sehr grosser Transformatoren wurde zu wenig eingehend diskutiert, als dass allgemeine Folgerungen möglich wären. Ebenso ist noch keine definitive Antwort bezüglich des Problems der bei der Stossprüfung allfällig auftretenden Entladungen (Ionisation) möglich.

1.2 Geräusch der Transformatoren (3 Berichte)

Die amerikanischen NEMA-Geräuschnormen sind in den meisten Ländern bekannt, werden aber nicht überall als bindend betrachtet. Es herrscht sogar bei den Amerikanern selber die Ansicht, dass die dort angegebenen Werte für die zulässigen Geräuschpegel, insbesondere bei kleinen Transformator-Leistungen (unter 10 MVA), etwas zu hoch sind. Die NEMA-Norm stellt übrigens ein Werk der Hersteller von Transformatoren dar. Bisher hat kein Land Geräuschnormen in seine Transformator-Vorschriften aufgenommen.

Im übrigen wurden die Geräuschfragen noch sehr unvollständig behandelt; sie bedürfen weiterer Untersuchungen, insbesondere auf Seite der Transformatoren-Besitzer. Die Geräuschreduktion ist vor allem ein wirtschaftliches und zum Teil auch ein psychologisches Problem.

1.3 Kurzschluss und mechanische Kräfte (3 Berichte)

Eine Mehrheit der Votanten war der Ansicht, dass sich die bei Kurzschluss in den Transformatoren-Wicklungen auftretenden Kräfte genau berechnen lassen, während eine Minderheit sich zur umgekehrten Auffassung bekannte. Im Grunde genommen haben beide Teile recht, je nach dem Grade der Kompliziertheit des betrachteten Falles. Mehrere Redner waren der Ansicht, dass sich die mechanischen Kräfte mit Rechenmaschinen ermitteln lassen und eine Genauigkeit von 20 % genügen dürfte.

Es ergaben sich aus der Diskussion keine allgemein gültigen Antworten für die Lösung des Problems und auch keine konstruktiven Vorschläge für das weitere Vorgehen, obschon der ganze Fragenkomplex bei den heute immer grösser werdenden Netzleistungen zusehends an Aktualität gewinnt.

1.4 Laststufenschalter (1 Bericht)

Dieses Thema wurde schon 1954 in Paris und 1955 in Gardone diskutiert. Zum zusammenfassenden Bericht von Mr. Rippon (England) haben sich nur 5 Redner geäußert. Es wurden vor allem nochmals das Verhalten des Schalters bei Kurzschluss und die Spannungsprüfungen besprochen. Es herrschte allgemein die Ansicht, dass eine Überlastungsfähigkeit von 150 % als obere Grenze festgelegt werden sollte.

2. Sitzung des Comité d'Etudes n° 12

Einige Tage nach der Vollversammlung der Transformatoren-Gruppe trat das Studienkomitee zu seiner Jahressitzung zusammen, um über die weitere Arbeit zu beraten.

2.1 Als Zusammenfassung und Folgerung aus den Besprechungen in Gardone (1955) und Paris (1956) werden vom Transformatoren-Komitee die folgenden Empfehlungen bzw. Unterlagen an die CEI weitergeleitet.

Betreffend Stossprüfung mit abgeschnittenem Stoss

a) Die Prüfung der Transformatoren mit abgeschnittenem Stoss wird befürwortet.

b) Die Stossprüfung mit voller und abgeschnittener Welle wird nicht mehr als «Typenprüfung», sondern als «Spezialprüfung» bezeichnet (siehe Publ. Nr. 189 des SEV).

c) Die Abweichungen in der Einhaltung der Abschneidezeit bei aufeinanderfolgenden Stössen sollen maximal $\pm 0,1 \mu\text{s}$ betragen.

Fortsetzung des allgemeinen Teils auf Seite 979

Es folgen «Die Seiten des VSE»