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

schicht), der Diffusions- und der gezogene Transistor Bedeutung erlangt. Die physikalischen Grundlagen all dieser Transistoren bleiben jedoch dieselben.

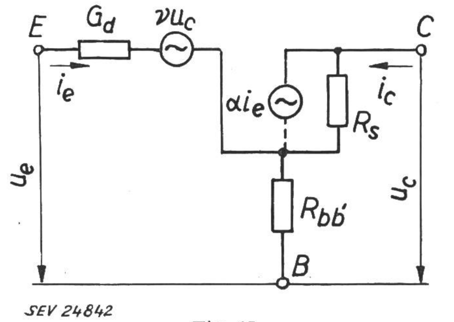

Fig. 15
Vollständiges Ersatzschema des Transistors für tiefe Frequenzen
i_e Emitterwechselstrom; i_c Kollektorwechselstrom; u_e Emitterwechselspannung; u_c Kollektorwechselspannung; R_s Sperrwiderstand des Kollektorüberganges; $R_{bb'}$ Basiswiderstand; ν Rückwirkungsfaktor der Kollektorspannung (weitere Symbole sind in den Legenden zu Fig. 13 und 14 erklärt)

9. Das Verhalten des Transistors bei hohen Frequenzen

Der Wert der Stromverstärkung α nimmt mit zunehmender Frequenz ab. Man kann sich diese Abnahme von α gut vorstellen, wenn man bedenkt, dass sich die Löcherkonzentration in der Basis mit der Frequenz auch ändern muss. Diese sich ändernde Ladungsschicht erzeugt aber einen kapazitiven Strom, der durch einen gleich grossen Elektronenstrom in die Basis kompensiert werden muss. Ist der Wert von α bei tiefen Frequenzen α_0, erhält man gemäss dieser Vorstellung einen Verlauf von α mit der Frequenz, wie ihn die folgende Gleichung gibt:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + jf/f_{g\alpha}} \tag{47}$$

Die Frequenz $f_{g\alpha}$, für die der Wert von α auf 0,7 α_0 abgefallen ist, bezeichnet man als die Grenzfrequenz des Transistors. Die Grenzfrequenz steigt mit abnehmender Basisbreite w quadratisch an. Man ist deshalb heute bestrebt, die Basisschicht so dünn wie möglich zu machen. Während normale legierte Flächentransistoren eine Basisbreite von $w = 40$ µm und damit eine Grenzfrequenz von ca. 0,8 MHz aufweisen, sind schon seit einiger Zeit Transistoren mit einer Basisbreite von 10...15 µm erhältlich, die Grenzfrequenzen von 5...15 MHz haben. Man kann sich gut vorstellen, dass mit der Technik des Legierens noch dünnere Schichten sehr schwierig reproduzierbar herzustellen sind. Durch Diffusion von Akzeptorverunreinigungen in n-Material ist es in jüngster Zeit gelungen, sehr dünne p-Schichten von 1µ m und weniger herzustellen, die beim sogenannten Diffusionstransistor auf Grenzfrequenzen von einigen hundert MHz führen. Diese Diffusion hat nichts mehr mit der Diffusion der Minoritätsträger zu tun, sondern es ist eine Diffusion von chemischen Stoffen in den Halbleitern.

Adresse des Autors:
Franz Winiger, Dipl. El. Ing. ETH, Murwiesenstr. 40, Zürich 57.

Hilfsmittel für die Berechnung induktiv gekoppelter Hochfrequenztransformatoren

Von *W. Hartmann*, Murten

621.314.2.029.6

Die Anpassung einer Last an die Röhre mit Hilfe induktiv gekoppelter HF-Transformatoren wird besprochen, und die für die Berechnung notwendigen Gleichungen werden für 5 verschiedene Transformatortypen abgeleitet. Die praktisch wichtigsten Gleichungen sind graphisch dargestellt, und es wird gezeigt, wie die Transformatoren mit Hilfe von Nomogrammen auf einfache Weise berechnet und ihr Verhalten beurteilt werden kann.

Le problème de l'adaptation d'une charge à un tube électronique par le moyen de transformateurs HF avec couplage inductif est résolu pour cinq types de transformateurs. Les équations principales sont représentées graphiquement et des exemples montrent l'emploi des abaques pour le calcul rationnel des transformateurs.

1. Einleitung

Bei der Berechnung induktiv gekoppelter Hochfrequenztransformatoren können je nach den im Vordergrund des Interesses stehenden Eigenschaften verschiedene Wege beschritten werden. In Sendern und Industriegeneratoren dienen die Transformatoren hauptsächlich der Anpassung einer gegebenen Last an die Röhre. Der Transformator wird dabei so bemessen, dass der auf die Primärseite übertragene sekundäre Belastungswiderstand dem für die Röhre geforderten optimalen Arbeitswiderstand möglichst entspricht. Im folgenden wird diese Impedanztransformation für die in der Fig. 1 schematisch dargestellten Transformatortypen berechnet. Durch Einführung der Gütefaktoren des Primär- und Sekundärkreises und einiger in der Praxis gerechtfertigter Vernachlässigungen ist es möglich, die für die Berechnung der Kreise wichtigen Zusammenhänge in einer sehr einfachen und übersichtlichen Form auszudrücken und graphisch darzustellen. Mit Hilfe der Nomogramme kann das ganze Problem überblickt und sofort abgeklärt werden, ob und unter welchen Bedingungen eine gewünschte Impedanztransformation verwirklicht werden kann.

Der Primärkreis aller Transformatoren soll aus einem Schwingkreis in Parallelresonanz-Schaltung bestehen. In diesem Fall bildet der Resonanzwiderstand dieses Schwingkreises den Arbeitswiderstand der Röhre, und der Transformator muss den im Sekundärkreis liegenden Belastungswiderstand so auf die Primärseite übertragen, dass sich der gewünschte optimale Resonanzwiderstand einstellt. Dieser ergibt sich z. B. bei Verstärkern der Klasse C 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 Primärkreises erzeugt. Dieser ist dann optimal bemessen, wenn die Amplitude der an ihm auftretenden Anoden-Wechselspannung etwa 80...90 % der Anoden-Gleichspannung beträgt.

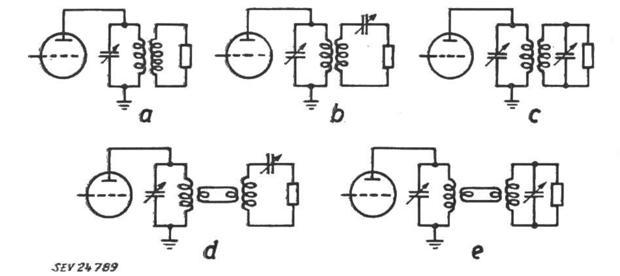

Fig. 1
Prinzipschaltungen der behandelten Transformatoren

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

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

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 werden[1]).

2. Berechnung des Transformators mit nicht abgestimmtem Sekundärkreis

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

$$U_p = I_p\,(R_p + \mathrm{j}\,\omega\,L_p) + I_s\,\mathrm{j}\,\omega\,M \tag{2}$$

$$0 = I_s\,(R_0 + \mathrm{j}\,\omega\,L_s) + I_s\,\mathrm{j}\,\omega\,M \tag{2a}$$

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

$$\bar{Z}_p = \underbrace{R_p + R_0\,\frac{\omega^2\,M^2}{Z_s^2}}_{} + \underbrace{\mathrm{j}\,\omega\,L_p - \mathrm{j}\,\omega\,L_s\,\frac{\omega^2\,M^2}{Z_s^2}}_{} = $$

$$= R_1 + \mathrm{j}\,\omega\,L_1 \tag{3}$$

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:

$$G = \mathrm{j}\,\omega\,C + \frac{1}{R_1 + \mathrm{j}\,\omega\,L_1} \tag{4}$$

$$G = \underbrace{\mathrm{j}\,\omega\,C}_{} + \underbrace{\frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2\,L_1^2}}_{} - \mathrm{j}\,\underbrace{\frac{\omega\,L_1}{R_1^2 + \omega^2\,L_1^2}}_{} =$$

$$= \mathrm{j}\,\omega\,C + \frac{1}{R} + \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega\,L} \tag{5}$$

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

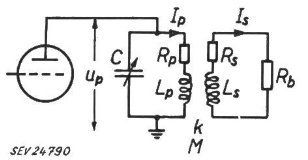

Fig. 2
Transformator mit nicht abgestimmtem Sekundärkreis

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

$$\omega\,C = \frac{1}{\omega\,L} \tag{6}$$

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:

a) Die Kapazität C sei praktisch verlustlos.

b) Der Gütefaktor der Primärspule sei gross und der Spulenwiderstand R_p gegen $\omega\,L_p$ vernachlässigbar.

c) 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:

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

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

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

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.

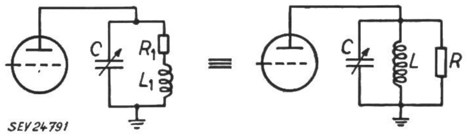

Fig. 3
Schaltschema des belasteten Primärkreises und äquivalente Darstellung als Parallelschwingkreis

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

$$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_b} \tag{9}$$

Güte des belasteten Primärkreises:

$$Q_p = \frac{R}{\omega L} = R \omega C \tag{10}$$

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

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

Für kleine Kopplungsfaktoren k ergibt sich mit guter Näherung:

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

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

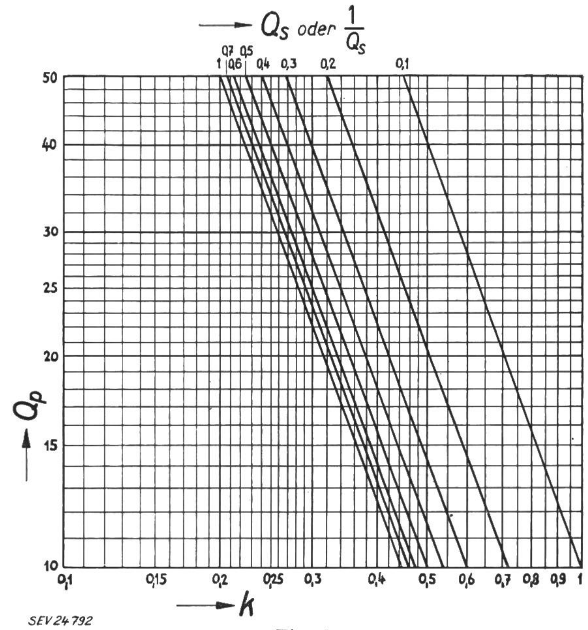

Fig. 4
Nomogramm für die Grundgleichung (12) zur Berechnung des Transformators

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:

$$U_p = (R_p + \mathrm{j}\, \omega L_p)\, I_p + \mathrm{j}\, \omega M I_s \tag{13}$$

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

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

$$\bar{Z}_p = \underbrace{R_p + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2}}_{} + \underbrace{j\,\omega\, L_p - j\, X_s \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2}}_{} =$$

$$= \quad R_1 \quad + \quad j\,\omega\, L_1 \tag{15}$$

Darin bedeuten:

Gesamter Sekundärwiderstand: $R_2 = R_s + R_b$

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

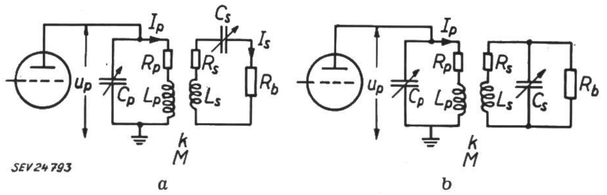

Fig. 5

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:

$$Y = j\,\omega\, C_p + \frac{1}{R_1 + j\,\omega\, L_1} \tag{16}$$

$$Y = j\,\omega\, C_p + \underbrace{\frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2}}_{} - \underbrace{\frac{j\,\omega\, L_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2}}_{} =$$

$$= j\,\omega\, C_p + \quad \frac{1}{R} \quad + \quad \frac{1}{j\,\omega\, L} \tag{17}$$

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.

$$X_2 = 0$$

$$\omega\, L_2 = \frac{1}{\omega\, C_2} \tag{18}$$

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 $\omega\, L_p$ und $\omega\, L_s$ vernachlässigbar.

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

$$R_1 \approx \frac{\omega^2 M^2}{R_2}$$

$$R_1\, R_2 \approx \omega^2\, M^2 \tag{19}$$

$$L_1 = L_p$$

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:

$$Q_s = \frac{\omega\, L_s}{R_2} \tag{21}$$

Güte des belasteten Primärkreises:

$$Q_p = \frac{\omega\, L_p}{R_1} = \frac{R}{\omega\, L} \tag{22}$$

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:

$$Y = j\,\omega\, C_p + \underbrace{\frac{1}{j\,\omega L_p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_p^2}}}_{} + \underbrace{\frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + Q_p^2}}_{} =$$

$$= j\,\omega\, C_p + \quad \frac{1}{j\,\omega\, L} \quad + \quad \frac{1}{R} \tag{23}$$

Der Gütefaktor Q_p ist im allgemeinen $\geqq 10$. Dann gilt mit guter Näherung:

$$L \approx L_p \tag{24}$$

$$R \approx Q_p^2\, R_1 \tag{25}$$

$$Y \approx j\omega\, C_p + \frac{1}{j\,\omega\, L_p} + \frac{1}{Q_p^2\, R_1} \tag{26}$$

Ist auch der Primärkreis abgestimmt, d. h. ist

$$\omega\, C_p \approx \frac{1}{\omega\, L_p} \tag{27}$$

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:

$$R_1\, R_2 \approx \omega^2\, M^2 \tag{19}$$

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

$$k^2\, Q_p\, Q_s \approx 1 \tag{28}$$

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

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

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

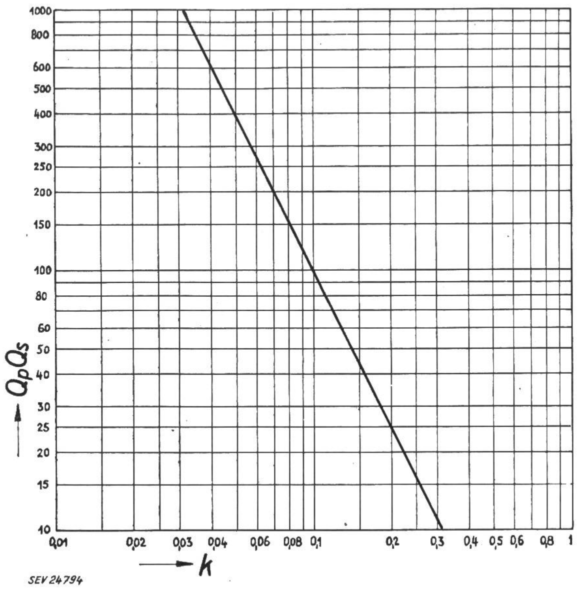

Fig. 6
Nomogramm zur Berechnung des Transformators nach Gl. (28)

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:

$$Q_s = \frac{R_b}{\omega L_s} = R_b \, \omega \, C_s \tag{30}$$

Die der Gl. (29) entsprechende Gleichung lautet:

$$R \, R_b \approx \frac{1}{k^2} \, \omega \, L_p \, \omega \, L_s \tag{31}$$

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.

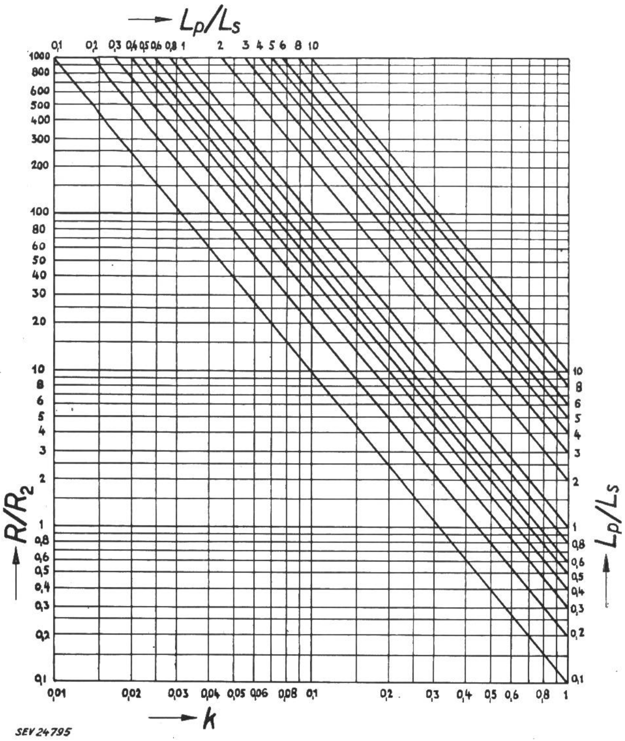

Fig. 7
Nomogramm zur Berechnung des Transformators mit einem Sekundärkreis in Serieschaltung nach Gl. (29)

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:

$$U_p = I_p \, \mathrm{j}\omega L_p + I_k \, \mathrm{j}\omega \, M_p \tag{32}$$

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

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

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:

$$\bar{Z}_p = \frac{U_p}{I_p} = \mathrm{j} \, \omega \, L_p + \frac{\omega^2 \, M_p^2}{\frac{\omega^2 \, M_s^2}{R_b} + \mathrm{j} \, \omega \, L_k} \tag{35}$$

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

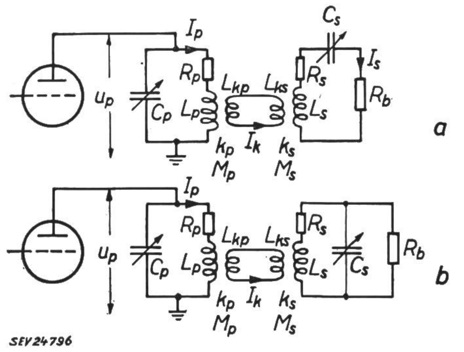

Fig. 8

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 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:

$$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_b} \tag{37}$$

Güte des Primärkreises:

$$Q_p = \frac{\omega L_1}{R_1} = R \omega C_p \tag{38}$$

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

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

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:

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

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:

$$Q_s = \frac{R_b}{\omega L_s} = R_b \omega C_2 \tag{41}$$

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

Beispiel:

Röhre 833	
Optimaler Arbeitswiderstand R . .	4,2 kΩ
Frequenz	3 MHz
Anzupassender Belastungswiderstand R_b	10 kΩ

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 $k_s^2 Q_s$ 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 $k_p = 0,316$

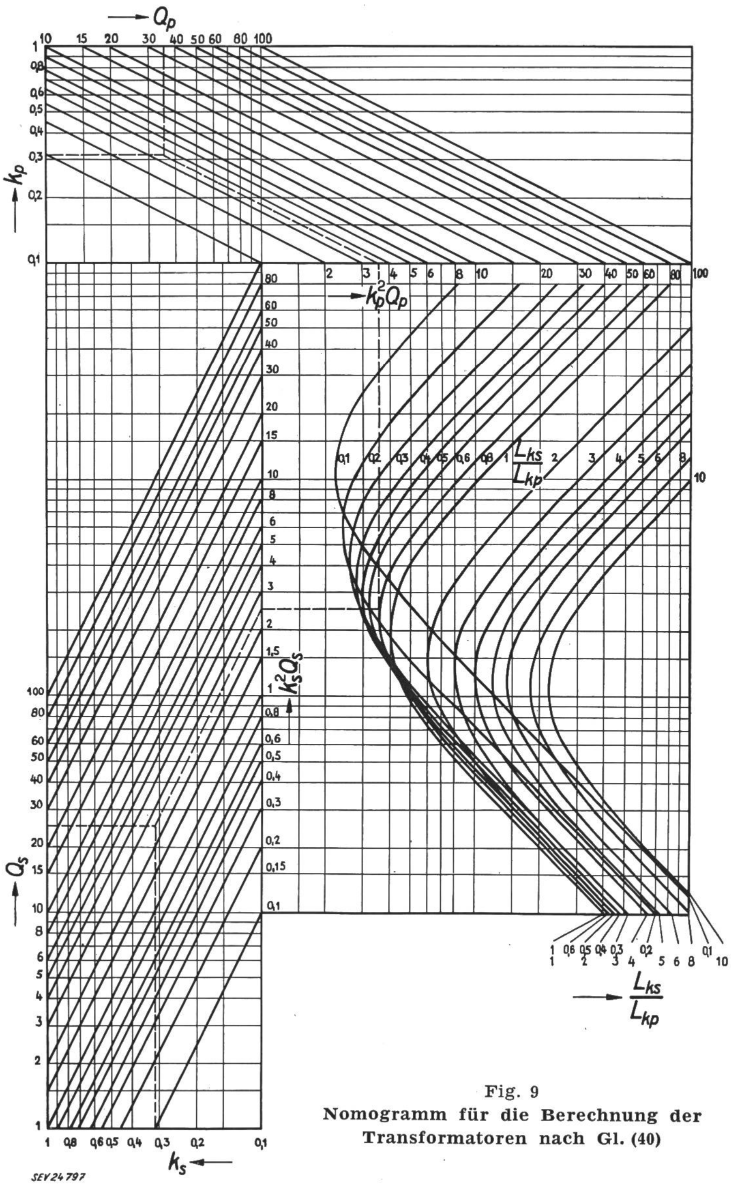

Fig. 9

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

ergibt das Nomogramm eine Güte des Primärkreises von 35. Damit der Resonanzwiderstand des Primärkreises bei dieser Güte den Wert 4,2 kΩ 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 Hauptthemata 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 Stosswelle abgeschnitten werden soll, herrschte mehrheitlich die Ansicht, dass 3 µs oder etwas mehr zu vernünftigen Resultaten führen. Eine Prüfung mit einer sehr langsam (z. B. in 8...10 µs) 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 ± 0,1 µs 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 Stosswelle 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 ± 0,1 µs betragen.

Fortsetzung des allgemeinen Teils auf Seite 979

Es folgen «Die Seiten des VSE»