

Zeitschrift: Bulletin de l'Association suisse des électriciens
Herausgeber: Association suisse des électriciens
Band: 42 (1951)
Heft: 16

Artikel: Zur Theorie der Vorschaltgeräte für Entladungslampen
Autor: Stern, A.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1056881>

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: 25.12.2024

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

Zuletzt zeigt Fig. 4 die Maste der Leiterbilder der Fig. 1, 2. Man kann feststellen, dass zwischen den beiden Mastköpfen kein grosser Unterschied besteht.

Von den bestehenden 150-kV-Leitungen wurden m. W. nur solche nachträglich abgeändert, bei denen der unterste und der oberste Leiter direkt übereinander angeordnet waren. Wo eine richtige Staffellung vorhanden war, wurde nichts geändert. Man darf wohl daraus schliessen, dass die Betriebssicherheit befriedigte und dass die abgebildeten Mastköpfe für alle Leitermaterialien verwendbar sind. Nimmt man an, dass diese Voraussetzung zutrifft, so kann man ermitteln, dass pro km Leitung für die Maste leitwertgleicher 150-kV-Leitungen bei Leichtmetall-Leitern ca. 5...10 % weniger Eisen nötig ist als bei Cu-Leitern.

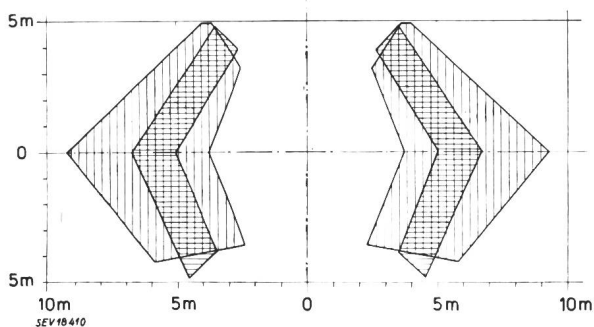


Fig. 3
Vergleich der Querschnitte in Fig. 1 und 2

Für Spannungen von 50 kV und darunter hat Aluminium in der Schweiz bisher nur ausnahmsweise Verwendung gefunden. Diese Leitungen werden meist auf Holzstangen montiert mit direkt übereinander angeordneten Leitern. Die Vertikalabstände variieren je nach Spannung zwischen 70

und 120 cm. Bei Spannweiten von 40...50 m haben sich diese Abstände bei Cu-Leitern als hinreichend erwiesen. Bei Aluminium-Leitern dagegen genügen sie nur bei grossen Leiterquerschnitten. Die Vergrösserung der Leiterabstände bedingt höhere und daher teurere Stangen. Zudem werden Cu-Leitungen dieser Klasse meist aus einfachen Dräh-

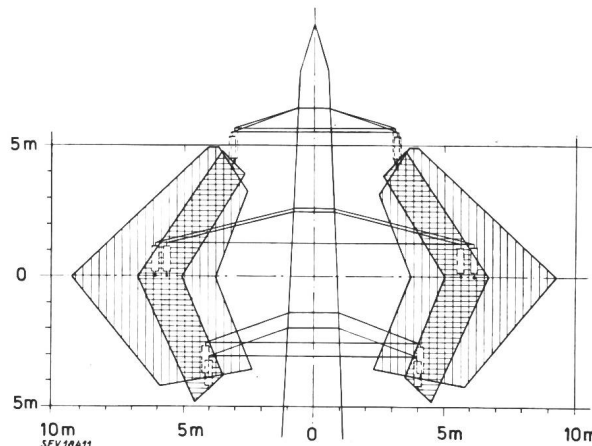


Fig. 4

Vergleich der beanspruchten Leiterraum-Querschnitte mit den zugehörigen Mastbildern

ten von 4...8 mm Durchmesser gebaut, während bei leitwertgleichem Aluminium meist verseilte Leiter benützt werden müssen, deren Herstellung teurer ist und bei denen auch die Zubehöerteile wie die Verbinder teurer ausfallen.

Es wird einer besonderen Anstrengung der Aluminiumindustrie bedürfen, um sich auch dieses Gebiet zu erobern.

Adresse des Autors:

R. Vögeli, Oberingenieur der Motor-Columbus A.-G., Parkstrasse 27, Baden (AG).

Zur Theorie der Vorschaltgeräte für Entladungslampen*)

Von A. Stern, Zürich

621.327.4.072.1

Die Betriebseigenschaften der in der letzten Zeit immer häufiger angewendeten Duo-Schaltung werden rechnerisch untersucht. Die Berechnung wird auf Grund von vereinfachenden Annahmen durchgeführt, die insbesondere im Falle von Niederdruck-Quecksilber- und Edelgasentladungen zutreffend sind. Die Resultate erklären einige in der Praxis festgestellte eigentümliche Erscheinungen.

1. Einleitung

Bekanntlich können Gasentladungslampen nicht unmittelbar an eine Spannungsquelle mit kleinem Quellenwiderstand angeschlossen werden. Zur Strombegrenzung kann man bei Wechselstromspeisung verschiedene Kombinationen von Impedanzen verwenden. Infolge der nichtlinearen Charakteristik der Entladungsstrecke können solche Stromkreise nicht mit Hilfe der üblichen Wechselstrommethoden (symbolische Rechnungsart) berechnet werden; es ist notwendig, auf die Differentialgleichung der zu untersuchenden Schaltung zurückzugreifen.

Etude numérique des caractéristiques de fonctionnement des lampes à décharge en montage jumelé. Le calcul comporte quelques simplifications, valables en particulier pour les lampes à vapeur de mercure à basse pression et pour celles à gaz rares. Les résultats obtenus permettent d'expliquer diverses anomalies constatées en pratique.

Die Eigenschaften des am meisten verwendeten induktiven Vorschaltgeräts (Strombegrenzung durch eine Drosselspule) sind schon eingehend untersucht worden¹⁾. Weniger Aufmerksamkeit wurde bis jetzt der theoretischen Behandlung der kapazitiven Schaltung (Strombegrenzung durch Serieschaltung einer Drosselspule und eines Kondensators) gewidmet. In den folgenden Berechnungen sollen die Betriebseigenschaften der sogenannten Duo-Schaltung, d. h. der Parallelschaltung eines induktiven und eines kapazitiven Gerätes (Fig. 1) ermittelt werden. Die bedeutenden Vorteile der Duo-Schaltung: hoher Leistungsfaktor und vermindertes

*) Die Untersuchungen wurden am Elektrotechnischen Institut der ETH im Februar 1951 durchgeführt.

¹⁾ siehe Literatur am Schluss der Arbeit.

Flimmern führten in den letzten Jahren zur allgemeinen Verwendung dieser Anordnung, und es ist von Interesse, ihr prinzipielles Verhalten kennenzulernen.

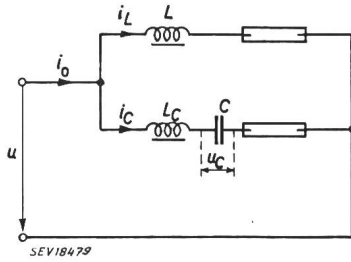


Fig. 1
Duo-Schaltung

Die Problemstellung beim Entwurf einer Duo-Schaltung kann folgendermassen formuliert werden: Wie ist das kapazitive Gerät zu bemessen, damit sich die beiden Lampen, bei gegebenem induktiven Gerät, möglichst ähnlich verhalten? Die Berechnung führt zu Formeln, deren Übersichtlichkeit zu wünschen übrig lässt. Die berechneten Grössen werden darum als Funktionen der wichtigsten Parameter graphisch dargestellt.

2. Berechnung der Schaltung

2.1. Annahmen und Symbole

Der zeitliche Verlauf der wichtigsten Wechselstromgrössen ist in Fig. 2 schematisch dargestellt. Die Speisespannung ist sinusförmig:

$$u = U\sqrt{2} \sin \omega t$$

Es wird angenommen, dass die Brennspannung U_B der Entladung während einer Halbperiode konstant bleibt. Diese Annahme ist in ziemlich guter Übereinstimmung mit der Wirklichkeit. Es kann übrigens gezeigt werden, dass eine nicht allzu grosse Veränderung der Brennspannung innerhalb einer Halbperiode nur einen geringen Einfluss auf die Betriebsgrössen der Schaltung ausübt.

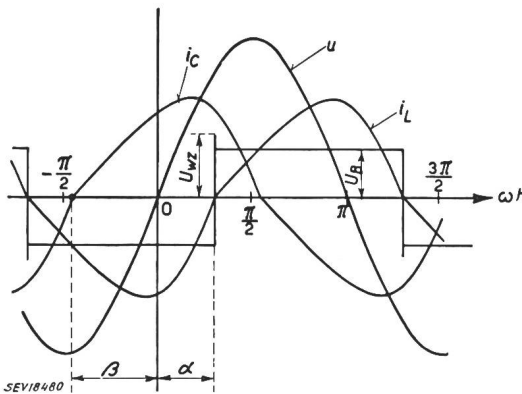


Fig. 2

Schematischer Verlauf der Wechselstromgrössen in der Duo-Schaltung

Die Röhrensprechung im kapazitiven Kreis ist nicht gezeichnet
Bezeichnungen siehe im Text

Am Anfang jeder Halbperiode muss die Entladung neu gezündet werden. Die hierzu notwendige «Wiederzündspannung» U_{wz} ist wesentlich kleiner als die zur Entzündung benötigte «statische»

Zündspannung. Die Grösse der Wiederzündspannung ist eine Funktion der seit dem Nullwerden des Stromes verstrichenen Zeit. Da uns aber nur solche Betriebszustände interessieren, in denen die Wiederzündung sofort nach dem Stromnulldurchgang erfolgt, kann U_{wz} als eine für einen bestimmten Röhrentyp charakteristische Konstante betrachtet werden.

Der Strom im induktiven Kreis wird mit i_L , derjenige im kapazitiven Kreis mit i_C bezeichnet. i_o ist der dem Netz entnommene Gesamtstrom. Wird die Entladungsröhre kurzgeschlossen, so fliesst bei induktiver Schaltung der effektive Kurzschlußstrom

$$I_{eL} = \frac{U}{\omega L}$$

und in der kapazitiven Schaltung

$$I_{eC} = \frac{U}{\frac{1}{\omega C} - \omega L}$$

Der Abstand des Stromnulldurchganges in positiver Richtung vom Koordinatenursprung wird beim induktiven Kreis mit α und beim kapazitiven mit β bezeichnet.

Die Berechnungen zeigen, dass das Betriebsverhalten der Schaltungen weitgehend durch das Verhältnis der Brennspannung zum Scheitelwert der Speisespannung bestimmt ist. Es sei

$$m = \frac{U_B}{U\sqrt{2}}$$

Ein wichtiger Parameter der kapazitiven Schaltung ist

$$p = \omega \sqrt{LcC}$$

p ist das Verhältnis der Netzfrequenz zur Eigenfrequenz des kapazitiven Kreises. Die berechneten Grössen werden als Funktionen von m und p graphisch dargestellt. Die Kurven umfassen diejenigen Bereiche von m und p , die für die Praxis von Bedeutung sein können. So ist fast immer $0,1 < m < 0,5$ und $0,55 < p < 0,80$. Werte von m und p , die ausserhalb dieser Bereiche liegen, sind nicht von praktischem Interesse, wie dies aus dem Verlauf der Kurven deutlich hervorgeht. Die Magnetisierungskennlinie des Drosselleisens wird als linear angenommen und die Verlustwiderstände der Spulen werden vernachlässigt.

2.2. Der zeitliche Verlauf der Ströme

Die Differentialgleichung des induktiven Kreises lautet:

$$L \frac{di_L}{dt} + U_B = U\sqrt{2} \sin \omega t \quad (1)$$

Für $\omega t = \alpha$ und $\omega t = (\alpha + \pi)$ ist $i_L = 0$. Mit diesen Randbedingungen können die Integrationskonstante und der Winkel α bestimmt werden. Der Entladungsstrom im Bereich $\alpha < \omega t < (\alpha + \pi)$ ist:

$$i_L = I_{cL} \left[-\cos \omega t - m \omega t + m \left(\frac{\pi}{2} + \alpha \right) \right] \quad (2)$$

Es ist selbstverständlich

$$i_L(\omega t + \pi) = -i_L(\omega t)$$

α ist gegeben durch

$$\cos \alpha = m \frac{\pi}{2} \quad (3)$$

Die Differentialgleichung des kapazitiven Kreises ist:

$$L \frac{di_C}{dt} + \frac{1}{C} \int i_C dt + U_B = U\sqrt{2} \sin \omega t \quad (4)$$

i_C wird 0 bei $\omega t = \beta$ und $\omega t = (\beta + \pi)$. Stellt man ferner die Bedingung, dass die Kondensatorspannung u_C im Zeitpunkt $\omega t = (\beta + \pi)$ gleich gross und entgegengesetzten Vorzeichens ist wie zur Zeit $\omega t = \beta$, so lassen sich die Integrationskonstanten und β bestimmen. Im Bereich $\beta < \omega t < (\beta + \pi)$ ist

$$i_C = I_{cC} \left[\cos \omega t + \frac{\cos \beta}{\sin \frac{\pi}{2p}} \sin \frac{\omega t - \left(\beta + \frac{\pi}{2} \right)}{p} \right] \quad (5)$$

und setzt man

$$\frac{p^2 - 1}{p} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2p} = K_o \quad (6)$$

so ist

$$\cos \beta = m K_o \quad (7)$$

K_o ist als Funktion von p in Fig. 3 dargestellt.

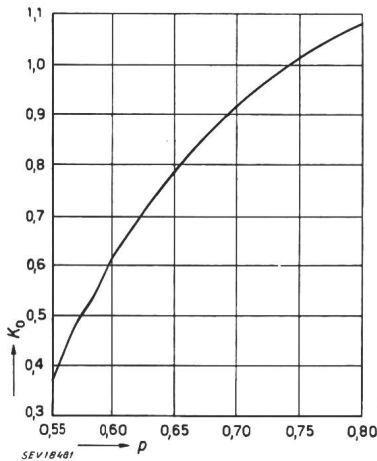


Fig. 3
 $K_o = \frac{p^2 - 1}{p} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2p}$
 als Funktion von p

Man sieht, dass die Ströme im induktiven und kapazitiven Kreis voneinander qualitativ verschieden sind. Die induktive Schaltung entspricht dem Fall $p = \infty$. Dann ist $K_o = \pi/2$.

2.3. Die Wiederzündung

Die Wiederzündung erfolgt, sobald die an der Entladung liegende Spannung den Wert U_{wz} erreicht. Gute Lichtqualität ist nur dann gewährleistet, wenn die Wiederzündung sofort nach dem Stromnulldurchgang, ohne Verzögerung stattfindet. Beim induktiven Kreis erfolgt die Wiederzündung

zur Zeit $\omega t = \alpha$. An der Röhre liegt dann die Spannung $U\sqrt{2} \sin \alpha$. Somit ist die Bedingung für das unverzögerte Wiederzünden:

$$U\sqrt{2} \sin \alpha \geq U_{wz} \quad (8)$$

Stellt man die Wiederzündspannung in ein Verhältnis zur Brennspannung:

$$U_{wz} = k_w \cdot U_B$$

wobei in k_w auch ein Sicherheitsfaktor mitberücksichtigt ist, so kann diese Forderung auch folgendermassen geschrieben werden:

$$\sin \alpha \geq m k_w \quad (9)$$

Daraus lässt sich der kritische Wert von m ableiten, der nicht überschritten werden darf, wenn eine unverzögerte Wiederzündung gewährleistet sein soll. Es ist mit Berücksichtigung von (3):

$$m_{max} = \frac{1}{\sqrt{k_w^2 + \frac{\pi^2}{4}}} \quad (10)$$

Beim kapazitiven Kreis ist die im Moment des Stromnulldurchganges ($\omega t = \beta$) zur Wiederzündung verfügbare Spannung $U\sqrt{2} \sin \beta - u_{C\beta}$. Dabei ist $u_{C\beta}$ die Kondensatorspannung zur Zeit $\omega t = \beta$. Es ist

$$u_C = \frac{U\sqrt{2}}{1 - p^2} \left[\sin \omega t - \frac{p \cos \beta}{\sin \frac{\pi}{2p}} \cos \frac{\omega t - \left(\beta + \frac{\pi}{2} \right)}{p} - m(1 - p^2) \right] \quad (11)$$

und

$$u_{C\beta} = \frac{U\sqrt{2}}{1 - p^2} \sin \beta \quad (12)$$

Die Wiederzündbedingung der kapazitiven Schaltung lautet dementsprechend:

$$U\sqrt{2} \frac{p^2}{1 - p^2} \sin \beta \geq U_{wz} \quad (13)$$

oder anders geschrieben

$$\sin \beta \geq \frac{1 - p^2}{p^2} m k_w \quad (14)$$

Der maximal zulässige Wert von m beträgt mit Gl. (7):

$$m_{max} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(1 - p^2)^2}{p^4} k_w^2 + K_o^2}} \quad (15)$$

Bezeichnet man das Verhältnis der für die Wiederzündung des kapazitiven Kreises tatsächlich vorhandenen Spannung zu derjenigen des induktiven Kreises mit h , so erhält man

$$h = \frac{p^2}{1 - p^2} K_4 \tag{16}$$

Dabei ist

$$K_4 = \sqrt{\frac{1 - K_o^2 m^2}{1 - \frac{\pi^2}{4} m^2}} = \sqrt{\frac{1 - K_o^2 m^2}{1 - 2,47 m^2}} \tag{17}$$

h ist als Funktion von m und p in Fig. 4 dargestellt. h gibt an, wie gross die Sicherheit der Wieder-

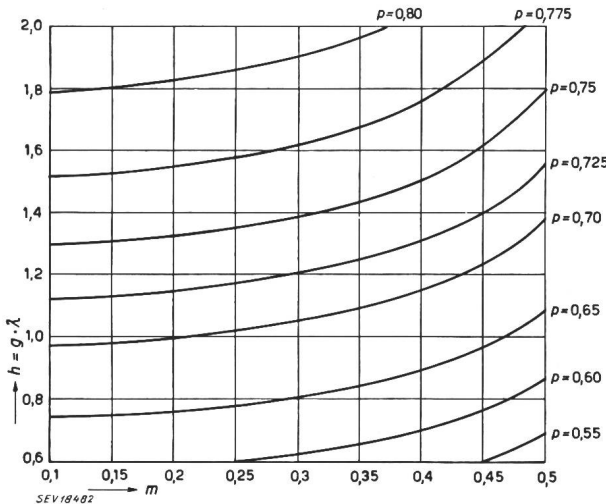


Fig. 4
 $h = g\lambda$ als Funktion von m mit p als Parameter

zündung im kapazitiven Kreis im Verhältnis zu derjenigen im induktiven Kreis ist.

In der Duo-Schaltung wird man im allgemeinen $h = 1$ haben wollen. Sind m und h gegeben, so ist auch p bestimmt. Es muss aber bemerkt werden, dass der Forderung nach $h = 1$ nicht allzu grosse Bedeutung beigemessen werden soll: ist nämlich die Wiederzündung durch die Wahl eines genügend grossen Sicherheitsfaktors für normale Betriebszustände beider Röhren gewährleistet, so kann $h \neq 1$ sein. Fig. 4 zeigt, dass $h = 1$ für übliche Werte von m nur mit $0,63 < p < 0,71$ verwirklicht werden kann.

2.4. Die Leistung

Die vom induktiven Kreis aufgenommene Leistung beträgt

$$P_L = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U U_B}{\omega L} \sin \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{cL} U_B \sqrt{1 - \frac{\pi^2}{4} m^2} \tag{18}$$

Die im kapazitiven Kreis verbrauchte Leistung ist

$$P_C = -\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U U_B}{\frac{1}{\omega C} - \omega L_c} \sin \beta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{cC} U_B \sqrt{1 - K_o^2 m^2} \tag{19}$$

Besteht zwischen den Induktivitäten L im induktiven und L_C im kapazitiven Kreis die Beziehung $L_C = \lambda L$, so ist

$$I_{cC} = \frac{p^2}{\lambda (1 - p^2)} I_{cL} \tag{20}$$

Die Leistung der kapazitiven Schaltung betrage das g -fache des induktiven Geräts. Es lässt sich dann zeigen, dass

$$g \lambda = h = \frac{p^2}{1 - p^2} K_4 \tag{21}$$

ist.

Bei der Duo-Schaltung ist es erwünscht, dass die beiden Röhren gleiche Leistungen aufnehmen, d. h. $g = 1$. Ist nun $h = 1$, so muss auch $\lambda = 1$ sein. Diese Wahl der Schaltelemente hat den fabrikatorischen Vorteil, dass $L_C = L$ ist. Oft ist es aber vorteilhaft, mit $\lambda \neq 1$ zu rechnen, je nach dem Verhältnis der Herstellungskosten von Kondensatoren und Drosselspulen. Ist $g = 1$ und $\lambda \neq 1$, so ist die Wiederzündsicherheit der beiden Röhren nicht gleich gross, was aber, wie schon erwähnt, nicht unzulässig ist.

2.5. Effektivwerte der Ströme

Der Effektivwert des Stromes der induktiven Schaltung beträgt

$$I_L = I_{cL} \sqrt{K_1} \tag{22}$$

Dabei ist

$$K_1 = 1 - \frac{24 - \pi^2}{6} m^2 = 1 - 2,35 m^2 \tag{23}$$

Im kapazitiven Kreis fliesst der Effektivstrom

$$I_c = I_{cC} \sqrt{K_2} \tag{24}$$

mit

$$K_2 = \left[1 + \left(\frac{1}{\sin^2 \frac{\pi}{2p}} + \frac{2p(3+p^2)}{\pi(1-p^2)} \cdot \frac{1}{\text{tg} \frac{\pi}{2p}} \right) K_o^2 m^2 \right] \tag{25}$$

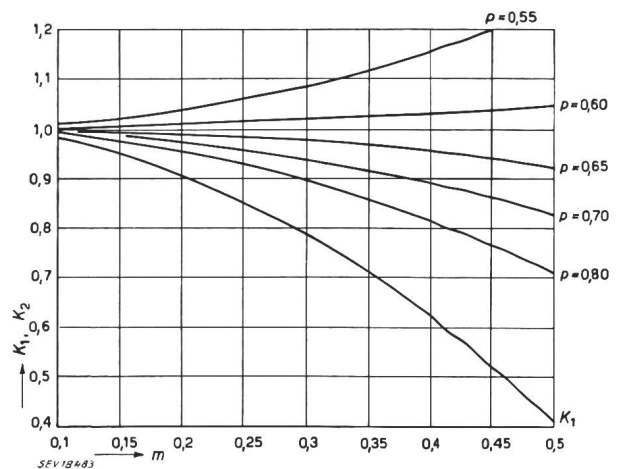


Fig. 5
 $K_1 = I_L^2 / I_{cL}^2$ und $K_2 = I_c^2 / I_{cC}^2$ als Funktionen von m mit p als Parameter

K_1 und K_2 sind als Funktionen von m und p in Fig. 5 dargestellt. Bemerkenswert ist folgendes:

1. I_C/I_C ist wesentlich grösser als I_L/I_{cL} . Da der Kurzschlußstrom bei Röhren mit vorgeheizten Kathoden eine wichtige Funktion hat, wirkt sich diese Tatsache auf die Konstruktion von kapazitiven Vorschaltgeräten bedeutend aus.

2. Ist p kleiner als etwa 0,62, so ist der Kurzschlußstrom kleiner als der Betriebsstrom.

3. Die Abhängigkeit des kapazitiven Stromes von Netzspannungsschwankungen ist viel geringer als diejenige des induktiven Stromes.

Führt man folgende Abkürzung ein:

$$K_3 = 1 + \frac{4 m^2}{\pi} \left[(\beta - \alpha) (1 - p^2) - K_o \right. \\ \left. - \frac{\pi p^2}{2} - \frac{p^2 K_o}{\sin \frac{\pi}{2 p}} \sin \frac{\alpha - \beta - \frac{\pi}{2}}{p} \right] \quad (26)$$

so ist der Effektivwert des gesamten dem Netze entnommenen Stromes

$$I_o = \sqrt{K_1 I_{cL}^2 + K_2 I_{cC}^2 - 2 K_3 I_{cL} I_{cC}} \quad (27)$$

Bei gleichen Leistungen in den zwei Kreisen ($g = 1$) und bei Verwendung der Gleichungen (20) und (21) erhält man

$$I_{cC} = I_{cL} \frac{1}{K_4} \quad (28)$$

und somit wird

$$I_o = I_{cL} \sqrt{K_1 + \frac{K_2}{K_4^2} - 2 \frac{K_3}{K_4}} \quad (29)$$

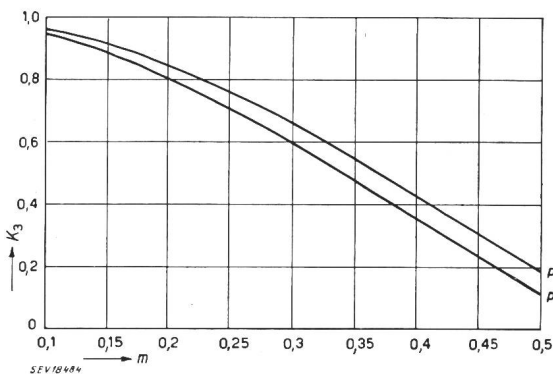


Fig. 6

K_3 als Funktion von m mit p als Parameter

Verwendet man nur ein kapazitives Gerät, um den Leistungsfaktor von n induktiven Geräten zu verbessern, so ist

$$I_o = I_{cL} \sqrt{n^2 K_1 + \frac{K_2}{K_4^2} - 2 n \frac{K_3}{K_4}} \quad (30)$$

K_3 und K_4 sind als Funktionen von m und p in Fig. 6 und 7 dargestellt.

Es ist zu bemerken, dass die induktive und kapazitive Schaltungen bei gleichen aufgenommenen Leistungen ungleiche Effektivströme führen können. Berechnet man I_C/I_L für gleiche Leistungen, so findet man, dass

$$\frac{I_C}{I_L} = \frac{1}{K_4} \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} \quad (31)$$

Dieser Ausdruck ist für $p = 0,70$ ungefähr gleich 1. I_C/I_L ist kleiner als 1 für $p > 0,70$ und grösser als

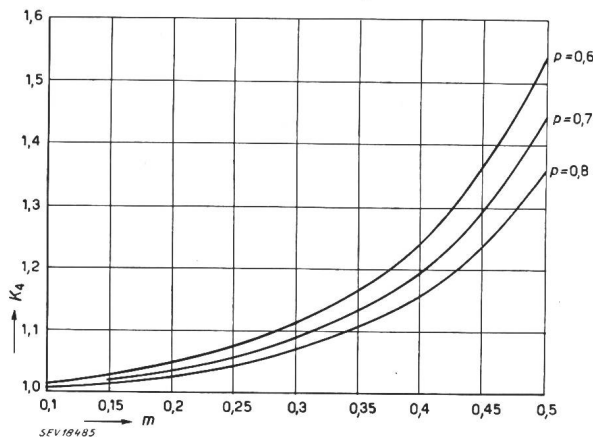


Fig. 7

K_4 als Funktion von m mit p als Parameter

1 für $p < 0,70$. Die Abweichung von 1 nimmt mit wachsendem m zu, ist aber nicht sehr bedeutend: Im Bereich

$$0,6 < p < 0,8$$

ist

$$0,97 < I_C/I_L < 1,04$$

2.6. Der Leistungsfaktor

Der Leistungsfaktor wird definiert als

$$\cos \varphi = \frac{P}{UI}$$

Im Falle der induktiven Schaltung beträgt er

$$(\cos \varphi)_L = \frac{4}{\pi} m \sqrt{\frac{1 - 2,47 m^2}{1 - 2,35 m^2}} \quad (32)$$

Für den kapazitiven Kreis gilt

$$(\cos \varphi)_c = \frac{4}{\pi} m \sqrt{\frac{1 - K_o^2 m^2}{K_2}} \quad (33)$$

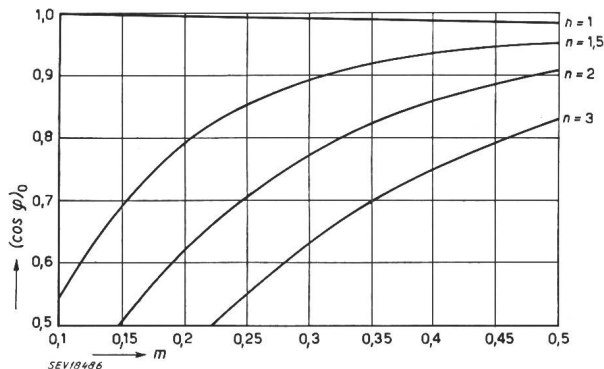


Fig. 8

$(\cos \varphi)_0$ als Funktion von m mit n als Parameter

Im Falle der Duo-Schaltung ($n = 1$) bzw. für $(n + 1)$ parallelgeschaltete Geräte, von welchen eines kapazitiv ist, ist der Leistungsfaktor

$$(\cos \varphi)_0 = \frac{4}{\pi} (1+n) m \sqrt{\frac{1 - 2,47 m^2}{n^2 K_1 + \frac{K_2}{K_4^2} - 2n \frac{K_3}{K_4}}} \quad (34)$$

Es zeigt sich, dass der Gesamtleistungsfaktor von p nur in geringem Masse abhängig ist. $(\cos \varphi)_0$ ist als Funktion von m mit n als Parameter in Fig. 8 dargestellt.

2.7. Der Verzerrungsfaktor

Als Verzerrungsfaktor definiert man folgenden Ausdruck:

$$\psi = \frac{P_{\text{Röhre}}}{U_B \cdot I_{\text{Röhre}}} \quad (35)$$

ψ ist also der Leistungsfaktor der Röhre und entspricht der durch die Entladung hervorgerufenen virtuellen «Phasenverschiebung». Es gilt für die Röhre in induktiver Schaltung:

$$\psi_L = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{1 - 2,47 m^2}{1 - 2,35 m^2}} \quad (36)$$

Für Röhren in kapazitiver Schaltung ist

$$\psi_C = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{1 - K_0^2 m^2}{K_2}} \quad (37)$$

2.8. Netzspannungsschwankungen

Die Schwankungen der Eingangsspannung bewirken die Veränderung der Entladungsströme und somit des ausgesandten Lichtstromes. Bei der rechnerischen Ermittlung des Einflusses von Netzspannungsschwankungen muss die Stromabhängigkeit der Induktivitäten berücksichtigt werden: $L = L(I)$. Für die induktive Schaltung gilt unter Verwendung von Gl. (22) und (23)

$$\frac{dI_L}{I_L} = \frac{dU}{U} \cdot \frac{1 - \frac{dL}{L} \frac{dI_L}{I_L}}{1 - 2,35 m^2} \quad (38)$$

In der Umgebung des Nennstromes kann man annehmen, dass zwischen der relativen Änderung des Stromes und der relativen Änderung der Induktivität ein linearer Zusammenhang besteht:

$$\frac{dL}{L} = -\kappa \frac{dI_L}{I_L} \quad (39)$$

Somit kann Gl. (38) auch folgendermassen geschrieben werden:

$$\frac{dI_L}{I_L} \approx \frac{dU}{U} \cdot \frac{1 + \kappa}{1 - 2,35 m^2} \quad (40)$$

Im Falle der kapazitiven Schaltung kann man in Gl. (24) K_2 als konstant betrachten, und so erhält man

$$\frac{dI_C}{I_C} \approx \frac{dU}{U} \left(1 - \frac{\kappa p^2}{1 - p^2}\right) \quad (41)$$

Man sieht, dass der Einfluss von Netzspannungsschwankungen auf die induktive Schaltung bedeutend grösser ist als auf die kapazitive Schaltung.

3. Schlussbemerkung

Mit Hilfe der durchgeführten Berechnungen und der Kurvenscharen ist es möglich, Duo-Geräte in einfacher Weise zu bemessen, bzw. die Qualität von schon vorhandenen Schaltungen zu beurteilen.

Es bleibt noch eine Frage zu beantworten: Wie gross ist die Genauigkeit solcher Berechnungen? Es kann festgestellt werden, dass die Voraussetzungen der Berechnung ziemlich gut der Wirklichkeit entsprechen, sofern sie das Verhalten der Entladung betreffen. In der Praxis wird man aber nicht mit linearen Schaltelementen zu tun haben; namentlich die Sättigung der Drosselspule wird eine bedeutende Rolle spielen. Auch der Verlustwiderstand der Drosselspule wird sich bemerkbar machen. Immerhin geben die berechneten Formeln einen guten Überblick über das prinzipielle Verhalten der Schaltungen und über die Gesichtspunkte, die bei der Bemessung in erster Linie zu berücksichtigen sind. Eigene Messungen bestätigen die Brauchbarkeit der Formeln.

Literatur

- [1] Dorgelo, E. G.: Wechselstromschaltungen für Entladungslampen. Philips Techn. Rdsch., Bd. 2(1937), S. 103...109.
- [2] Uytendhoeven, W.: Elektrische Gasentladungslampen. Springer, Berlin, 1938.
- [3] Strauch, H.: Grundlagen zu einer Theorie der Schaltungen für Gasentladungslampen. Arch. Elektrotechn., Bd. 33(1939), S. 465...478, 505...522, 561...572.
- [4] Strauch, H.: Messungen an Metallampflampen in Drosselschaltung. Arch. Elektrotechn. Bd. 34(1940), S. 397...407.
- [5] Cotton, H.: Electric Discharge Lamps. Chapman & Hall, London, 1946.
- [6] Félice, J. de: Etude sur l'éclairage par fluorescence en basse tension. Electricité de France, Paris, 1947, und Bull. SEV, Bd. 40(1949), S. 189...194.
- [7] Francis, V. J.: Fundamentals of Discharge Tube Circuits. Methuen & Co., London, 1948.
- [8] Stern, A.: Zur Theorie der Wechselstromschaltungen für Entladungslampen. Z. angew. Math. Phys., Bd. 2(1951), S. 43...49.

Adresse des Autors:

A. Stern, Dipl. El.-Ing., Elektrotechnisches Institut der ETH, Gloriastrasse 35, Zürich 6.

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

Douzième session de la Commission Internationale de l'Eclairage (CIE) Stockholm 1951¹⁾

061.3:628.9(100)

La Commission internationale de l'éclairage a tenu sa douzième session plénière à Stockholm, du 26 juin au 5 juillet dernier. Vingt-deux pays et quelque 550 personnes y participaient. La Suisse était représentée par le président du Comité suisse de l'éclairage, M. H. König, son vice-président, M. M. Roegen, ainsi que par MM. Kessler, Savoie, Spieser et Weibel; quelques autres personnalités du monde de l'éclairage les accompagnaient.

Disons d'emblée que grâce au comité de réception suédois et spécialement à son président M. Ivar Folcker, l'organisation de la session fut impeccable, tant du point de vue touristique et récréatif que du point de vue technique; en particulier, le difficile problème des langues était résolu par la

¹⁾ Les recommandations, adoptées par la session plénière, seront publiées lorsqu'elles seront éditées par le secrétariat général.