

Zeitschrift:	Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber:	Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band:	18 (1927)
Heft:	6
Artikel:	Transformatoren mit Wicklungen in Kaskadenschaltung
Autor:	Wirz, Emil
DOI:	https://doi.org/10.5169/seals-1060454

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 16.01.2026

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

In Fig. 2 ist die Verteilungsreihe $w_z = f(z_i)$ sowohl nach obenstehender Tafel, und zwar in Punktform, als auch, gemäss den ausgeglichenen, aus der Poisson-schen Funktion resultierenden Werten, und zwar in Kurvenform dargestellt. Links der Ordinatenachse senkt sich diese Kurve derart in die Abszissenachse, dass man zu $\bar{b} + m = 72^\circ + 2^\circ = 74^\circ$ noch etwa $0,9^\circ$ hinzuzählen darf, um mit $74,9^\circ$ die wahrscheinlichste Höhsterwärmung der Wicklung feststellen zu können³⁾; es ist bemerkenswert, dass, zufolge der Ausgleichsrechnung, dieser Wert noch etwas unter dem beobachteten Werte 75° liegt.

Transformatoren mit Wicklungen in Kaskadenschaltung.

Von Dr.-Ing. *Emil Wirz*, Basel.

(Schluss von S. 279).

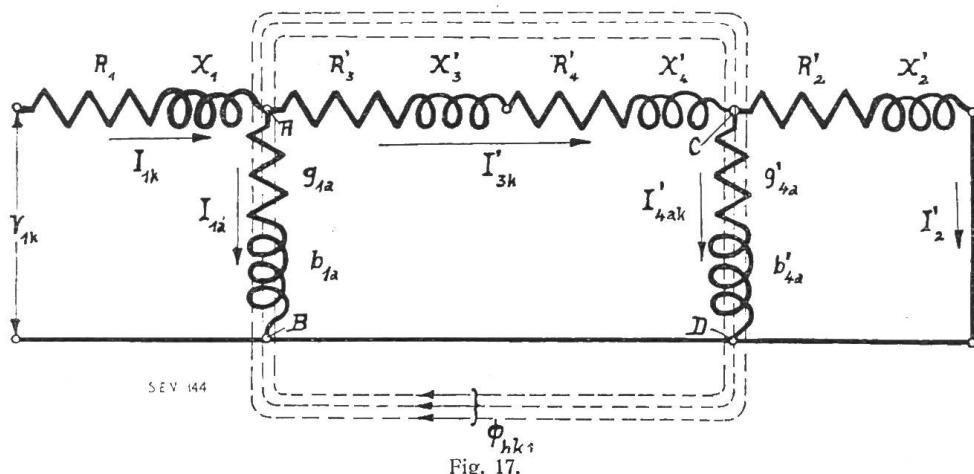
621,314,1

2. Der Kurzschlusszustand.

Im vorhergehenden haben wir beim Kaskadentransformator die Gesetzmässigkeiten und Beziehungen im Leerlaufzustande untersucht und müssen noch im folgenden den Kurzschlusszustand untersuchen, da sich erst dann seine Arbeitsweise bei Belastung darstellen lässt.

Schliessen wir deshalb die Sekundärklemmen des Transformators kurz und legen wir an die Primärwicklung eine solche Spannung V_{1k} an, dass in der Sekundärwicklung der normale Belastungsstrom I_2 fliesst, so wird durch die magnetische und elektrische Verkettung aller Wicklungen beider Schenkel das gesamte Erregerfeld sehr klein werden, da sich diese Felder nur entsprechend den Spannungsabfällen in den Wicklungen ausbilden können.

Wir erhalten für diesen Zustand die Ersatzschaltung der Fig. 17.



Ersatzschaltung beim Kurzschlusszustand bei Primärspannung.

Um bei Kurzschluss die Verhältnisse genau so wie bei Leerlauf behandeln zu können, müssen wir, wie bereits in früheren Arbeiten⁵⁾ gezeigt wurde, die Erregerströme im Verhältnis zur Vollbelastung darstellen, um vom Leerlauf und Kurzschluss zur normalen Vollbelastung zu gelangen.

Aus der Ersatzschaltung der Fig. 17 ergibt sich für die Ströme bei Kurzschluss in den Kaskadenwicklungen:

$$\mathcal{J}'_{3k} = \mathcal{J}'_{4ak} + \mathcal{J}'_2 \quad (92)$$

³⁾ Die Zahl 75^0 kommt deshalb nicht in Betracht, weil für $z = -1$ die Ordinate der Kurve w , gleich Null geworden ist.

⁵⁾ Siehe WIRZ, Das Problem der parallel arbeitenden Transformatoren auf experimenteller Grundlage, Bulletin des S.E.V., Jahrgang 1923, Seite 25.

und in der Primärwicklung:

$$\mathcal{I}_{1k} = \mathcal{I}_{1ak} + \mathcal{I}'_{3k} = \mathcal{I}_{1ak} + \mathcal{I}'_{4ak} + \mathcal{I}'_2 = \mathcal{I}_{10k} + \mathcal{I}'_2. \quad (93)$$

Bei kurzgeschlossenen Sekundärklemmen wird in der Sekundärwicklung eine EMK E'_{2lltk} induziert, die allein nur den Spannungsabfall $I_2 z_2$ in dieser Wicklung zu kompensieren hat, so dass wir setzen können:

$$\mathcal{E}'_{2lltk} = \mathcal{I}'_2 Z'_2. \quad (94)$$

Da wir aber anderseits aus der resultierenden Erregeradmittanz des zweiten Schenkels und aus dieser EMK E'_{2lltk} nach den Gl. (56 bis 60) aus Proportionalitätsgründen setzen können:

$$\mathcal{I}_{10k} = \mathcal{E}_{1lt} Y_{alt} = \frac{C'_{c1}}{C'_{c2}} \mathcal{E}'_{2lltk} \frac{C'_{c2}}{C'_{c1}} Y'_{allt} = \mathcal{E}'_{2lltk} Y'_{allt} \quad (95)$$

so dass sich schliesslich für den Erregerstrom bei Kurzschluss die Beziehung ergibt:

$$\mathcal{I}_{10k} = \mathcal{I}'_2 Z'_2 Y'_{allt}. \quad (96)$$

Damit geht unsere Gl. (93) über in:

$$\mathcal{I}_{1k} = \mathcal{I}_{10k} + \mathcal{I}'_2 = \mathcal{I}'_2 Z'_2 Y'_{allt} + \mathcal{I}'_2 = \mathcal{I}'_2 (Z'_2 Y'_{allt} + 1). \quad (97)$$

Untersuchen wir den Klammerausdruck der rechten Seite, so erkennen wir unschwer, dass dieser identisch mit dem Leerlaufübersetzungsfaktor C'_{20} der Gl. (48) ist, so dass wir für den primären Kurzschlusstrom die einfache Beziehung erhalten:

$$\mathcal{I}_{1k} = \mathcal{I}'_2 C'_{20} = \mathcal{I}'_2 C'_{20} e^{j\psi_{20}}. \quad (98)$$

Der absolute Uebersetzungsfaktor bei sekundärseitiger Speisung stellt deshalb bei Kurzschluss auch den Uebersetzungsfaktor der Kurzschlusströme dar, so dass

hierbei auch die Gl. (51 bis 55) gelten. In Fig. 18 ist das zugehörige Diagramm der Ströme mit ihren Komponenten dargestellt.

Untersuchen wir bei Kurzschluss auch gewisse Grenzbedingungen, so sagt uns Gl. (52) aus, dass wenn:

$$x'_2 g'_{allt} = R'_2 b'_{allt} \quad (99)$$

wird, die Phasenverschiebung der Kurzschlusströme I_{1k} und I'_2 verschwinden muss, da dann $\psi_{20} = 0$ wird.

Dieses Resultat ist ausserordentlich wichtig für die Anwendungsmöglichkeit des Kaskadentransformators als Stromwandler, da wir dadurch in der Lage sind, jeden Kaskadenstromwandler auf ein genaues Uebersetzungsverhältnis und auf einen verschwindend kleinen Phasenwinkel ψ_{20} abzugleichen.

Wir sehen deshalb auch hier, dass die Verhältnisse ähnlich liegen wie beim gewöhnlichen Transformator, nur mit dem Unterschiede, dass durch die Kaskadenwicklungen erhöhte Verluste und einen grösseren Spannungsabfall hervorgerufen werden. Für viele Zwecke dürfte jedoch namentlich bei hohen Spannungen der Kaskadenstromwandler ein dankbares Arbeitsfeld finden, da mit dieser Schaltung die Grenze der noch praktisch ausführbaren Betriebsspannungen beträchtlich hinaufgesetzt wird.

Auf dieselbe Weise können wir auch wie früher den Kurzschlussversuch von der Sekundärseite aus ausführen, indem wir sekundärseitig eine Spannung V_{2k} an-

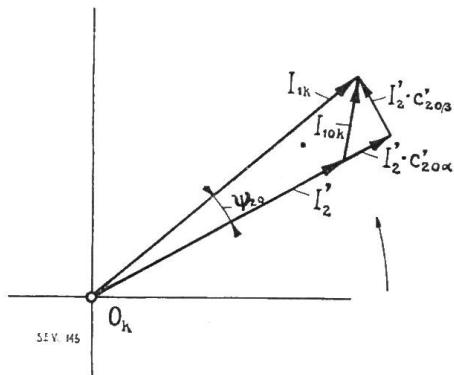


Fig. 18.
Diagramm der Kurzschlusströme und ihrer Komponenten bei Primärspisung.

legen und die Primärseite kurz schliessen. Wir erhalten dann die Ersatzschaltung der Fig. 19. Auch hier müssen wir alle Vektoren auf die Primärseite reduzieren,

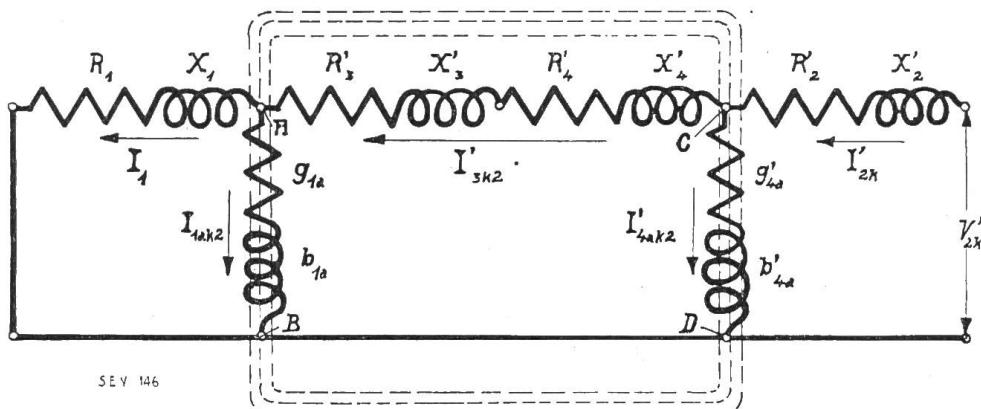


Fig. 19.
Ersatzschaltung für den Kurzschlusszustand bei sekundärseitiger Speisung.

damit wir die gewonnenen Resultate mit denjenigen der Primärspeisung vergleichen können. Bei der Sekundärspeisung gelten deshalb für die Kurzschlussströme die Beziehungen:

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{I}'_{3k2} &= \mathcal{I}_{1ak2} + \mathcal{I}_1 \\ \mathcal{I}'_{2k} &= \mathcal{I}'_{3k2} + \mathcal{I}'_{4ak2} = \mathcal{I}_{1ak2} + \mathcal{I}'_{4ak2} + \mathcal{I}_1 = \mathcal{I}_{20k} + \mathcal{I}_1 \end{aligned} \right\} \quad (100)$$

Bei kurzgeschlossenen Primärklemmen muss dann der Spannungsabfall $I_1 z_1$ in der Primärwicklung durch die induzierte EMK E'_{11tk} des ersten Schenkels kompensiert werden und wir können deshalb wie im vorhergehenden setzen:

$$\mathcal{E}_{11tk} = \mathcal{I}_1 Z_1 = \frac{\mathcal{I}'_{20k}}{Y_{alt}}. \quad (101)$$

Setzen wir diesen Ausdruck in Gl. (100) ein, so erhalten wir für die Ströme:

$$\mathcal{I}'_{2k} = \mathcal{I}'_{20k} + \mathcal{I}_1 = \mathcal{I}_1 Z_1 Y_{alt} + \mathcal{I}_1 = \mathcal{I}_1 (Z_1 Y_{alt} + 1). \quad (102)$$

Hierin stellt wieder der Klammerausdruck der rechten Seite den Uebersetzungsfaktor bei Leerlauf und Primärspeisung C'_{10} nach Gl. (25) dar, so dass hier auch die Gleichungen (28 bis 32) Gültigkeit besitzen.

Damit wird für den sekundärseitigen Kurzschlusstrom aus Gl. (102):

$$\mathcal{I}'_{2k} = \mathcal{I}_1 C'_{10} = \mathcal{I}_1 C'_{10} e^{j\psi_{10}}. \quad (103)$$

Nach dieser Beziehung können wir in einem Diagramm den sekundären Kurzschlusstrom in zwei Komponenten zerlegen: in eine solche in Richtung des primären Kurzschlusstromes und in eine dazu senkrechte Komponente. In Fig. 20 ist das Diagramm dieser Ströme dargestellt.

Diese Untersuchungen ergeben uns das Resultat, dass genau wie beim gewöhnlichen Transistor alle Verhältnisse umkehrbar sind.

Für die vollständige Untersuchung bei Kurzschluss sind hier wie bei Leerlauf auch die zugehörigen Kurzschlussimpedanzen zu ermitteln. Zu diesem Zwecke untersuchen wir zunächst den Fall des sekundären Kurzschlusses bei primärer Speisung.

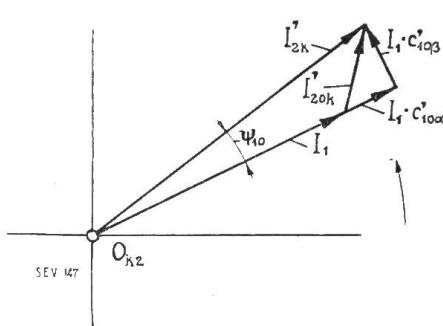


Fig. 20.
Diagramm der Kurzschlusströme bei sekundärseitiger Speisung.

Nach unserer Ersatzschaltung der Fig. 17 müssen wir zuerst die resultierende Admittanz des Sekundärkreises und des Zusatzerregerkreises aufstellen und erhalten dafür:

$$\mathcal{Y}_{2t1} = \mathcal{Y}_{4a} + \frac{1}{\mathcal{Z}'_2} = \frac{\mathcal{Y}_{4a} \mathcal{Z}'_2 + 1}{\mathcal{Z}'_2}. \quad (104)$$

Zu diesen beiden Kreisen liegt der Kaskadenkreis in Serie, so dass sich die resultierende Impedanz aus dem Kaskadenkreis, dem Zusatzerregerkreis und dem Sekundärkreis bestimmt aus:

$$\mathcal{Z}'_{ck1} = \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4 + \frac{1}{\mathcal{Y}_{2t1}} = \frac{(\mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4) \mathcal{Y}_{2t1} + 1}{\mathcal{Y}_{2t1}} = \frac{\mathcal{Z}'_2 \mathcal{C}_{c1} + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{Y}_{4a} \mathcal{Z}'_2 + 1} \quad (105)$$

Im Punkte *A* unserer Ersatzschaltung der Fig. 17 läuft diese resultierende Impedanz \mathcal{Z}'_{ck1} zusammen mit der Impedanz des primären Erregerkreises und da beide Kreise parallel zu einander sind, so ist die resultierende Admittanz beider Kreise bestimmt aus:

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_{k1} = \mathcal{Y}_{1a} + \frac{1}{\mathcal{Z}'_{ck1}} &= \frac{\mathcal{Y}_{1a} \mathcal{Z}'_2 \mathcal{C}'_{c1} + \mathcal{Y}_{1a} (\mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4) + \mathcal{Y}_{4a} \mathcal{Z}'_2 + 1}{\mathcal{Z}'_2 \mathcal{C}'_{c1} + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4} \\ &= \frac{\mathcal{Y}_{alt} \mathcal{C}'_{c1} \mathcal{Z}'_2 + \mathcal{C}'_{c2}}{\mathcal{Z}'_2 \mathcal{C}'_{c1} + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4} \end{aligned} \quad (106)$$

Zu diesem resultierenden Kreise liegt nun der Primärkreis in Serie, so dass wir schliesslich als Resultante aller Kreise die Kurzschlussimpedanz \mathcal{Z}_{1k} des Kaskadentransformators bei Primärspeisung erhalten:

$$\mathcal{Z}_{1k} = \mathcal{Z}_1 + \frac{1}{\mathcal{Y}_{k1}} = \mathcal{Z}_1 + \frac{\mathcal{Z}'_2 \mathcal{C}'_{c1} + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{Y}_{alt} \mathcal{C}'_{c1} \mathcal{Z}'_2 + \mathcal{C}'_{c2}} = \mathcal{Z}_1 + \frac{\mathcal{Z}'_2 \mathcal{C}'_{c1} + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{C}'_{20} \mathcal{C}'_{c2}} \quad (107)$$

da der Nenner des Bruches durch Umformung den Ausdruck ergibt:

$$\mathcal{Y}_{alt} \mathcal{C}'_{c1} \mathcal{Z}'_2 + \mathcal{C}'_{c2} = (\mathcal{Y}_{alt} \frac{\mathcal{C}'_{c1}}{\mathcal{C}'_{c2}} \mathcal{Z}'_2 + 1) \mathcal{C}'_{c2} = \mathcal{C}'_{20} \mathcal{C}'_{c2} \quad (108)$$

Aus dieser Gl. (107) erkennen wir, dass die resultierende Kurzschlussimpedanz bestimmt ist, aus der Primärimpedanz und der in die Primäradhse gedrehte Impedanz der Kaskaden- und Sekundärwicklung.

Wir können deshalb audi den zweiten Teil der Gl. (107) in eine etwas andere Form bringen, indem wir zur Abkürzung setzen:

$$\frac{\mathcal{Z}'_2 \mathcal{C}'_{c1} + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{C}'_{c2}} = \mathcal{Z}'_{1ak}. \quad (109)$$

Dieser Ausdruck stellt dann die auf die primäre Erregerachse reduzierte resultierende Impedanz der Kaskaden- und Sekundärwicklung dar, so dass wir schliesslich für die Kurzschlussimpedanz den einfachen Ausdruck erhalten:

$$\mathcal{Z}_{1k} = \mathcal{Z}_1 + \frac{\mathcal{Z}'_{1ak}}{\mathcal{C}'_{20}}. \quad (110)$$

Wir sehen hieraus, dass die Kurzschlussimpedanz des Kaskadentransformators einen ähnlichen Ausdruck ergibt wie die des gewöhnlichen Transformators und dass die Verhältnisse bei jenem durch die verschiedenen Erregerachsen ausserordentlich erschwert werden. Aus diesem Grunde müssen wir bei der Auswertung der Kurzschlussimpedanz stets darauf Bedacht nehmen, dass die Reduktion der einzelnen

Grössen von der einen auf die andere Achse im richtigen Sinne vorgenommen wird, da sonst fehlerhafte Resultate erhalten werden.

Aus der Kurzschlussimpedanz z_{1k} können wir nun auch die Kurzschlussspannung V_{1k} berechnen, indem wir die Gl. (108) oder (110) mit dem primären Kurzschlussstrom multiplizieren, so dass wir erhalten:

$$\mathcal{V}_{1k} = \mathcal{I}_{1k} z_{1k} = \mathcal{I}_{1k} z_1 + \mathcal{I}'_2 \frac{z'_{1ak}}{\mathcal{C}'_{20}} = \mathcal{I}_{1k} z_1 + \mathcal{I}'_2 z'_2 \frac{\mathcal{C}'_{c1}}{\mathcal{C}'_{cz}} + \mathcal{I}'_2 \frac{z'_3 + z'_4}{\mathcal{C}'_{cz}}. \quad (111)$$

In dieser Spannungsgleichung stellen die einzelnen Komponenten dar:

$\mathcal{I}_{1k} z_1$ den Spannungsabfall in der Primärwicklung bei Kurzschluss

$\mathcal{I}'_2 z'_2 \frac{\mathcal{C}'_{c1}}{\mathcal{C}'_{cz}}$ den auf die primäre Erregerachse reduzierten sekundären Spannungsabfall

$\mathcal{I}'_2 \frac{z'_3 + z'_4}{\mathcal{C}'_{cz}}$ den auf die primäre Erregerachse reduzierten Spannungsabfall der Kaskadenwicklung.

Mit diesen Spannungen können wir wieder ein Diagramm, das sogenannte Kurzschlussdiagramm aufstellen, wie dies in Fig. 21 dargestellt ist. Wie wir daraus erkennen, wird beim Kaskadentransformator durch die Kaskadenwicklungen der Spannungsabfall stark vergrössert, so dass wir bei der Konstruktion der Wicklungen gezwungen sind, grosse Querschnitte anzuwenden, um die Verluste auf ein erträgliches Mass herabzusetzen. Deshalb wird der Kaskadentransformator nur dann praktisch mit Erfolg angewendet werden können, wenn die vergrösserten Verluste und Spannungsgefälle durch andere wertvolle Eigenschaften aufgewogen werden. Dies wird namentlich bei sehr hohen Betriebsspannungen zutreffen, da dort das Isolierproblem gegenüber dem Spannungsabfall und den Verlusten in den Vordergrund tritt und die Kaskadenschaltung neue Lösungsmöglichkeiten verspricht.

Auf dieselbe Weise können wir nun auch bei der Sekundärspeisung und primärseitigem Kurzschluss die zugehörige Kurzschlussimpedanz und die Kurzschlussspannung bestimmen.

In diesem Falle gehen wir in unserer Ersatzschaltung der Fig. 19 von der Primärseite aus und bestimmen zuerst die resultierende Admittanz der Primärwicklung und des zugehörigen Erregerkreises, also:

$$\mathcal{Y}_{1t2} = \mathcal{Y}_{1a} + \frac{1}{z_1} = \frac{\mathcal{Y}_{1a} z_1 + 1}{z_1}. \quad (112)$$

In Serie zu diesen beiden parallelen Kreisen liegt der Kaskadenkreis, so dass wir erhalten:

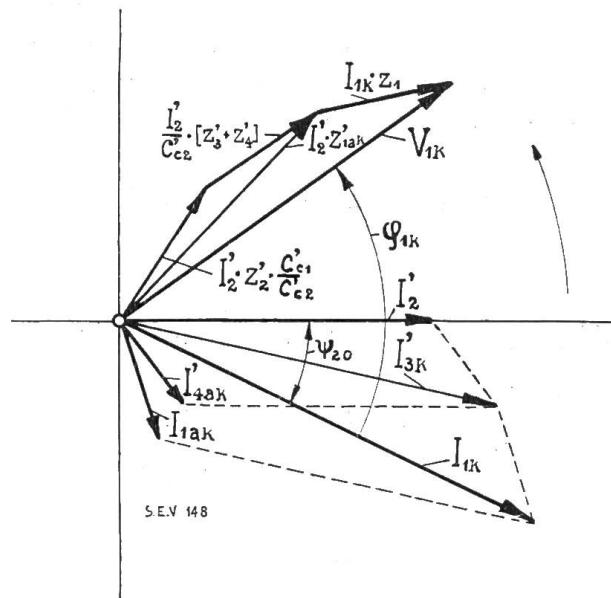


Fig. 21.
Kurzschlussdiagramm bei sekundärem Vollaststrom
des Kaskadentransformators.

$$\mathcal{Z}'_{ck2} = \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4 + \frac{\mathcal{Z}_1}{\mathcal{Y}_{1a} \mathcal{Z}_1 + 1} = \frac{\mathcal{C}_{c2} \mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{Y}_{1a} \mathcal{Z}_1 + 1} \quad (113)$$

als die resultierende Impedanz der Primär- und Kaskadenwicklungen.

Parallel zu diesen Kreisen kommt noch der Zusatzerregerkreis hinzu, so dass sich eine resultierende Admittanz ergibt:

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}'_{k2} &= \mathcal{Y}'_{4a} + \frac{\mathcal{Y}_{1a} \mathcal{Z}_1 + 1}{\mathcal{C}_{c2} \mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4} = \frac{(\mathcal{Y}'_{4a} \mathcal{C}_{c2} + \mathcal{Y}_{1a}) \mathcal{Z}_1 + \mathcal{C}_{c1}}{\mathcal{C}_{c2} \mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4} \\ &= \frac{\mathcal{C}_{c1} \mathcal{C}_{c2}}{\mathcal{C}_{c2} \mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}. \end{aligned} \quad (114)$$

In Serie mit diesen Kreisen kommt schliesslich noch der Sekundärkreis hinzu, so dass wir die resultierende Kurzschlussimpedanz \mathcal{Z}'_{2k} erhalten:

$$\mathcal{Z}'_{2k} = \mathcal{Z}'_2 + \frac{1}{\mathcal{Y}'_{k2}} = \mathcal{Z}'_2 + \frac{\mathcal{C}_{c2} \mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{C}_{c1} \mathcal{C}_{c2}} = \mathcal{Z}'_2 + \frac{\mathcal{Z}'_{2ak}}{\mathcal{C}_{c1}} \quad (115)$$

wobei wir wiederum den Ausdruck:

$$\frac{\mathcal{C}_{c2} \mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{C}_{c1}} = \mathcal{Z}'_{2ak}. \quad (116)$$

als die auf die sekundäre Erregerachse reduzierte resultierende Impedanz der Primär- und Kaskadenwicklungen bezeichnen.

Multiplizieren wir diese sekundäre Kurzschlussimpedanz mit dem sekundären Kurzschlusstrom, so erhalten wir schliesslich auch die sekundäre Kurzschlussspannung:

$$\mathcal{V}'_{2k} = \mathcal{I}'_{2k} \mathcal{Z}'_{2k} = \mathcal{I}'_{2k} \mathcal{Z}'_2 + \mathcal{I}_1 \mathcal{C}_{c1} \frac{\mathcal{Z}'_{2ak}}{\mathcal{C}_{c1}} = \mathcal{I}'_{2k} \mathcal{Z}'_2 + \mathcal{I}_1 \mathcal{Z}_1 \frac{\mathcal{C}_{c2}}{\mathcal{C}_{c1}} + \mathcal{I}_1 \frac{\mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{C}_{c1}}. \quad (117)$$

Die einzelnen Glieder dieser Spannungsgleichung stellen dann dar:

$\mathcal{I}'_{2k} \mathcal{Z}'_2$ den Spannungsabfall in der Sekundärwicklung,

$\mathcal{I}_1 \frac{\mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{C}_{c1}}$ den auf die sekundäre Erregerachse reduzierten Spannungsabfall der Kaskadenwicklungen,

$\mathcal{I}_1 \mathcal{Z}_1 \frac{\mathcal{C}_{c2}}{\mathcal{C}_{c1}}$ den auf die sekundäre Erregerachse reduzierten Spannungsabfall der Primärwicklung.

Auch hier können wir diese Spannungen und Ströme in einem Diagramm darstellen und wir würden ein ähnliches Diagramm wie Fig. 21 erhalten. In diesem Falle ist die Spannung V'_{2k} gegen den Strom I'_{2k} um den Winkel φ_{2k} verschoben. Sowohl bei der Primär-, als auch bei der Sekundärspeisung spielen bei der experimentellen Prüfung solcher Transformatoren die Kurzschlussimpedanzen und ihre zugehörigen Phasenwinkel eine wichtige Rolle, da wir damit die einzelnen Uebersetzungsfaktoren mit ihren Winkeln bestimmen können.

Mit diesen aufgestellten Beziehungen kennen wir nun alle massgebenden Grössen beim Kaskadentransformator, so dass wir damit jeden Belastungszustand desselben untersuchen können. Im folgenden werden wir deshalb untersuchen müssen, in welchem Zusammenhange die einzelnen Grössen bei Leerlauf und bei Kurzschluss zu einander stehen und wie diese den Belastungszustand beeinflussen werden.

3. Normaler Belastungszustand.

Wie bereits in einer früheren Arbeit gezeigt wurde, können wir bei jedem Transformator, vom normalen Leerlauf- und Kurzschlusszustand ausgehend, den Belastungszustand darstellen, indem wir nach dem Superpositionsprinzip die Leerlauf- und Kurzschlussspannungen oder auch die Ströme addieren, so dass uns diese neuen Größen die Spannung und den Strom bei Belastung darstellen.

Bei Belastung muss daher gelten:

$$\text{für die Spannungen: } \mathcal{V}_1 = \mathcal{V}_{10} + \mathcal{V}_{1k} \quad (118)$$

$$\text{für die Ströme: } \mathcal{I}_1 = \mathcal{I}_{10} + \mathcal{I}_{1k}. \quad (119)$$

Setzen wir in diesen Beziehungen für die Leerlauf- und Kurzschlussspannung die Werte der Gl. (69) und (111) und für den Leerlauf- und Kurzschlussstrom diejenigen der Gl. (27) und (98), so erhalten wir:

$$\mathcal{V}_1 = \mathcal{V}_{10} + \mathcal{V}_{1k} = C'_0 \mathcal{V}'_2 + \mathcal{I}_{1k} Z_{1k} = C'_0 \mathcal{V}'_2 + \mathcal{I}'_2 C'_{20} Z_{1k} \quad (120)$$

$$\mathcal{I}_1 = \mathcal{I}_{10} + \mathcal{I}_{1k} = \frac{\mathcal{V}'_2 C'_0}{Z_{10}} + \mathcal{I}'_2 C'_{20}. \quad (121)$$

Diese Beziehungen heissen wir die beiden Hauptgleichungen des belasteten Kaskadentransformators. Diese sind identisch mit denjenigen des allgemeinen Transformatoren mit dem einzigen Unterschiede, dass hierbei den Uebersetzungsfaktoren C'_0 und C'_{20} die veränderten Verhältnisse des Kaskadentransformators zu Grunde liegen.

Die Strom- und Spannungsgleichungen Gl. (120) und (121) bei Belastung können wir auch in einem Diagramm darstellen und erhalten das Superpositionsdiagramm, wie dies in Fig. 22 wiedergegeben ist. In diesem Diagramm eilt die Kurzschlussspannung V_{1k} gegen den Kurzschlussstrom I_{1k} um den Winkel φ_{1k} vor, I_{1k} ist gegen den Sekundärstrom I'_2 um den Winkel ψ_{20} verzögert, also gegen V'_2 um den Winkel $\varphi_2 + \psi_{20}$ verzögert und da ferner V'_2 gegen die Leerlaufspannung V_{10} um den Winkel ψ_0 voreilt, so eilt die Kurzschlussspannung V_{1k} gegen V_{10} um den Winkel:

$$\alpha = \varphi_{1k} - \varphi_2 + \psi_0 - \psi_{20} \quad (122)$$

vor. Dieser Winkel ist bei konstanter Phasenverschiebung φ_2 im Sekundärkreis stets eine konstante Größe.

Stellen wir auf dieselbe Weise den Winkel zwischen dem Kurzschlussstrom I_{1k} und dem Leerlaufstrom I_{10} auf, so ergibt sich auch hier für diesen Winkel:

$$\beta = \varphi_{10} - \varphi_2 + \psi_0 - \psi_{20}, \quad (123)$$

also wieder bei konstanter Phasenverschiebung φ_2 im Sekundärkreis eine konstante Größe. Nach unserer Gl. (69 bis 70) ist aber andererseits der Winkel ψ_0 bestimmt durch:

$$\psi_0 = \psi_{10} + \psi_{1-II} = \psi_{10} + \psi_{c1} - \psi_{c2}, \quad (124)$$

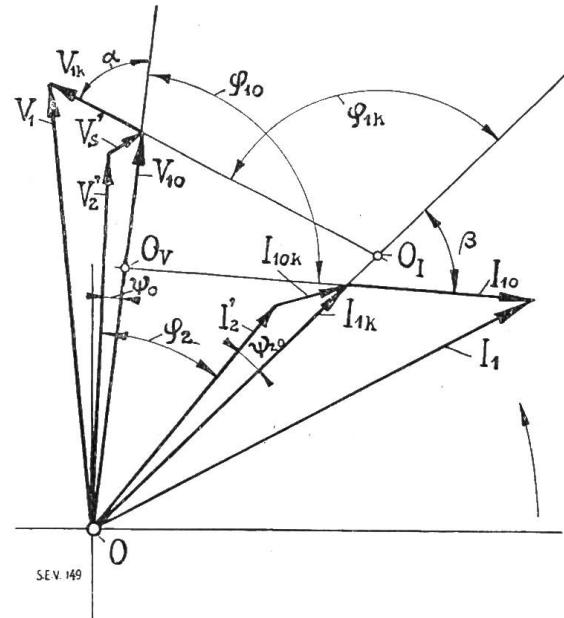


Fig. 22.
Superpositionsdiagramm des Kaskadentransformators.

so dass wir schliesslich für die Winkel der Gl. (122 bis 123) die Werte erhalten:

$$\alpha = \varphi_{1k} - \varphi_2 + \psi_{c1} - \psi_{c2} + \psi_{10} - \psi_{20}, \quad (125)$$

$$\beta = \varphi_{10} - \varphi_2 + \psi_{c1} - \psi_{c2} + \psi_{10} - \psi_{20}. \quad (126)$$

Aus diesen Winkelgleichungen sehen wir, dass es beim Kaskadentransformator nicht mehr möglich ist, durch zwei Gleichungen allein die massgebenden Faktoren zu bestimmen, wie dies beim allgemeinen Transformator möglich war, sondern dass dazu, entsprechend den vier Winkeln und den zugehörigen Uebersetzungsfaktoren, stets vier Gleichungen erforderlich sind. Daraus sehen wir aber auch, dass die Verhältnisse beim Kaskadentransformator viel schwieriger zu untersuchen sind, wie beim gewöhnlicher Transformator, da die Kaskadenwicklungen als Bindeglied neue Faktoren in die Rechnung bringen, die nicht mehr so einfach zu untersuchen und zu beurteilen sind.

Da die Winkel α und β der Gl. (125 bis 126) die Differenz der Winkel ψ_{c1} und ψ_{c2} und ψ_{10} und ψ_{20} enthalten, werden wir stets aus zwei Gleichungen diese Differenzwinkel als Summe oder Differenz beider Winkelgruppen bestimmen können, wobei dann auch die zugehörigen Uebersetzungsfaktoren aus Produkten und Quotienten erhalten werden und sich daraus einzeln bestimmen lassen.

Aus den aufgestellten Hauptgleichungen des Kaskadentransformators (120 bis 121) können wir nun alle jene Spezialfälle untersuchen, für welche derselbe vorwiegend in Betracht kommt. Es sind dies hauptsächlich drei praktische Anwendungsgebiete, die allgemeines Interesse beanspruchen, nämlich der Kaskadentransformator für Prüfzwecke mit hohen Spannungen, der Kaskadenspannungswandler und der Kaskadenstromwandler. Der erstere Fall soll hier nicht näher behandelt werden, da dieser einer späteren Arbeit vorbehalten ist und hierbei auch die Anwendbarkeit der aufgestellten Beziehungen auf die Sparschaltung gezeigt werden soll.

Soll nun im zweiten Fall ein Kaskadenspannungswandler untersucht werden, so müssen wir von der ersten Haupt-Gl. (120) ausgehen. Da wir hier bei irgend einer Belastung das Uebersetzungsverhältnis der Spannungen bezw. deren Uebersetzungsfaktoren für die gewählten Verhältnisse bestimmen sollen, so werden wir am zweckmässigsten von der Sekundärspannung ausgehen, die wir durch den Sekundärstrom I_2 und die Belastungsimpedanz z_{2A} ausdrücken können.

Es ist deshalb die Sekundärspannung:

$$\mathcal{V}_2 = \mathcal{I}_2 \mathcal{Z}'_{2A}. \quad (127)$$

Das Verhältnis der Spannungen ist dann bestimmt durch die Beziehung:

$$\mathcal{V}_1 = \mathcal{V}'_2 \left[C'_0 + C'_{20} \frac{\mathcal{Z}_{1k}}{\mathcal{Z}'_{2A}} \right] = \mathcal{V}'_2 \left[C'_{10} \frac{C'_{c1}}{C'_{c2}} + \frac{\mathcal{Z}_1 C'_{20} C'_{c2} + \mathcal{Z}'_2 C'_{c1} + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{Z}'_{2A} C'_{c2}} \right] \quad (128)$$

so dass wir beim Kaskadenspannungswandler den absoluten Uebersetzungsfaktor bei Belastung definieren können durch:

$$C'_{bv} = C'_0 + C'_{20} \frac{\mathcal{Z}'_{1k}}{\mathcal{Z}'_{2A}} = C'_{10} \frac{C'_{c1}}{C'_{c2}} + \frac{\mathcal{Z}_1 C'_{20} C'_{c2} + \mathcal{Z}'_2 C'_{c1} + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{Z}'_{2A} C'_{c2}}. \quad (129)$$

Anstatt den Uebersetzungsfaktor hätten wir auch direkt das Uebersetzungsverhältnis aufstellen können, indem wir die Gl. (128) oder (129) mit dem Verhältnis der Windungszahlen der Primär- und Sekundärwicklung multiplizieren. In diesem Falle wird:

$$U_{bv} = \frac{w_1}{w_2} \left[C'_0 + C'_{20} \frac{\mathcal{Z}_{1k}}{\mathcal{Z}'_{2A}} \right] = \frac{w_1}{w_2} \left[C'_{10} \frac{C'_{c1}}{C'_{c2}} + \frac{\mathcal{Z}_1 C'_{20} C'_{c2} + \mathcal{Z}'_2 C'_{c1} + \mathcal{Z}'_3 + \mathcal{Z}'_4}{\mathcal{Z}'_{2A} C'_{c2}} \right]. \quad (130)$$

Durch trennen der reellen und imaginären Glieder lassen sich die beiden Komponenten und die Verschiebungswinkel beider Spannungen, sowie der Zahlenwert des Uebersetzungsfaktors oder des Uebersetzungsverhältnisses eindeutig bestimmen und in einem Diagramm Fig. 23 darstellen.

Im allgemeinen aber ist diese Auswertung sehr zeitraubend; gewisse Grenzzustände lassen sich hier nicht mehr so einfach wie früher unterscheiden.

Am besten werden wir so vorgehen, dass wir zuerst bei Leerlauf den Uebersetzungsfaktor und den Fehlwinkel festlegen und nachher bestimmen, welcher Anteil bei Belastung in bezug auf Uebersetzung und Winkelfehler dem Faktor $C'_{20} \frac{Z'_{1k}}{Z'_{2A}}$ zufällt.

Ist dieser Anteil zu gross, so muss natürlich dementsprechend der Faktor C'_0 geändert werden.

Wird der Kaskadenspannungswandler für sehr hohe Spannungen verwendet, so erfahren alle abgeleiteten Beziehungen eine Änderung, indem wir in den Wicklungsimpedanzen auch die Ladeerscheinungen berücksichtigen müssen. Im allgemeinen lässt sich feststellen, dass diese kapazitiven Wirkungen um so fühlbarer werden, je höher die Betriebsspannung wird. Bei den heute üblichen Höchstspannungen ist diese kapazitive Beeinflussung namentlich in bezug auf den Winkelfehler so gross, dass wir gar nicht mehr in der Lage sind, diesen Winkelfehler auf ein zulässiges Mass zu reduzieren. Es ist vorgesehen, in einer späteren Arbeit diese Erscheinungen zu besprechen.

Wollen wir den Kaskadenstromwandler untersuchen, so werden wir von der zweiten Hauptgleichung (121) ausgehen. In diesem Falle erhalten wir für das Verhältnis der Ströme:

$$\mathcal{I}_1 = \mathcal{I}'_2 \left[\frac{Z'_{2A}}{Z'_{10}} C'_0 + C'_{20} \right] = \mathcal{I}'_2 \left[Z'_{2A} Y'_{allt} + C'_{20} \right] \quad (131)$$

so dass wir beim Kaskadenstromwandler den absoluten Uebersetzungsfaktor erhalten:

$$C'_{bi} = \frac{Z'_{2A}}{Z'_{10}} C'_0 + C'_{20} = Z'_{2A} Y'_{allt} + C'_{20}. \quad (132)$$

Multiplizieren wir noch diese Gleichung mit dem Verhältnis der sekundären zur primären Windungszahl, so erhalten wir schliesslich für das Uebersetzungsverhältnis der Ströme:

$$U_{bi} = \frac{w_2}{w_1} \left[Z'_{2A} Y'_{allt} + C'_{20} \right]. \quad (133)$$

Aus diesen Beziehungen für den Kaskadenstromwandler sehen wir, dass die Verhältnisse viel einfacher sind wie beim Spannungswandler und dass wir hierbei mit verhältnismässig einfachen Mitteln den Grenzzustand für Phasengleichheit der Ströme feststellen können.

Trennen wir Gl. (132) in reelle und imaginäre Werte, so erhalten wir die Komponenten des Uebersetzungsfaktors der Ströme bei Belastung:

$$\begin{aligned} c'_{bia} &= c'_{20a} + R'_{2A} g'_{allt} + x'_{2A} b'_{allt} \\ c'_{bi\beta} &= c'_{20\beta} + x'_{2A} g'_{allt} - R'_{2A} b'_{allt} \end{aligned} \quad \} \quad (134)$$

mit Hilfe welchen wir nun den reellen Wert des Uebersetzungsfaktors selbst bestimmen können aus:

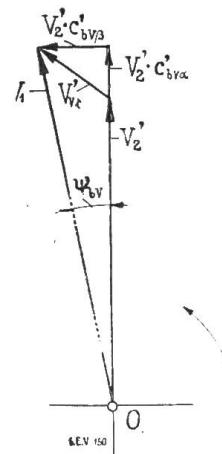


Fig. 23.
Diagramm der Spannungen beim Kaskadenspannungswandler.

$$C'_{bi} = \sqrt{c'^2_{bi\alpha} + c'^2_{bi\beta}}. \quad (135)$$

Die Phasenverschiebung der Ströme ist ferner bestimmbar aus:

$$\operatorname{tg} \psi_{bi} = \frac{c'_{bi\beta}}{c'_{bi\alpha}}. \quad (136)$$

In Fig. 24 ist das zugehörige Diagramm dargestellt.

Wie mir aus diesen Gleichungen erkennen sind die Ströme phasengleich, wenn:

$$\left. \begin{array}{l} c'_{bi\beta} = 0 \text{ und} \\ R'_{2A} b'_{allt} = c'_{20\beta} + x'_{2A} g'_{allt} \text{ wird.} \end{array} \right\} \quad (137)$$

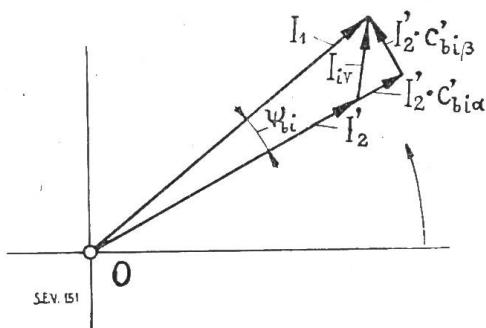


Fig. 24.

Diagramm der Ströme beim Kaskadenzstromwandler.

Daraus sehen wir, dass es beim Kaskadenzstromwandler möglich sein wird, den Winkelfehler auf das zulässige Mass abzulegen, so dass derselbe auch als Systemstromwandler mit den gesetzlich höchstzulässigen Fehlergrößen hergestellt werden kann.

Untersuchen wir deshalb alle Größen, welche für den Uebersetzungs faktor und den Winkel fehler beim Kaskadentransformator als Messwandler in Frage kommen, so ergibt sich, dass in vielen Punkten der Kaskadenmesswandler dem gewöhnlichen Messwandler insofern überlegen ist, als er sich leichter auf die gewünschten Fehlergrößen abstimmen lässt. Eine Ausnahme bildet nur der

Fall besonders hoher Spannungen, da sich hierbei die kapazitiven Wirkungen nicht sehr leicht kompensieren lassen. Die Kaskadenschaltung bietet auch trotz diesen Erscheinungen praktische Vorteile, da sich das Isolierproblem mit seinen mannigfaltigen Schwierigkeiten besser bewältigen lässt.

An Hand dieser abgeleiteten Beziehungen lassen sich nun für jeden speziellen Fall beim Kaskadentransformator die Verhältnisse untersuchen und feststellen, wie wir von Fall zu Fall die Wicklungen dimensionieren müssen, um das gewünschte Resultat zu erreichen. Die Beziehungen haben auch dann noch Anwendbarkeit, wenn wir von getrennten Wicklungen zur Sparschaltung übergehen, wobei wir jedoch mit besonderer Sorgfalt die Vorzeichenfrage der einzelnen Vektoren und die Art der Schaltung prüfen müssen, um zu einem richtigen Ergebnis zu gelangen.

Zum Schlusse dieser Untersuchungen interessiert uns nun noch die Grundlage für die Prüfung solcher Kaskadentransformatoren, insbesondere wie wir die einzelnen aufgestellten Faktoren experimentell nachprüfen und auswerten können.

4. Nachprüfung und Auswertung der Grundgleichungen.

In einer bereits vorher erwähnten Arbeit wurde beim allgemeinen Transformato gezeigt, dass die Uebersetzungs faktoren bei Leerlauf und Kurzschluss in einem innigen Verhältnis zu den Leerlauf- und Kurzschluss impedanzen stehen und zur experimentellen Nachprüfung derselben benutzt werden können.

Im folgenden wollen wir deshalb nach demselben Verfahren auch beim Kaskadentransformator die Nachprüfung vornehmen und untersuchen, wie weit sich bei diesem die einzelnen Faktoren experimentell untersuchen lassen.

Zu diesem Zwecke bilden wir das Verhältnis zwischen der primären Kurzschluss impedanz z_{1k} und der Leerlaufimpedanz z_{10} der Gl. (110) und (26) und erhalten durch Umformung:

$$\frac{z_{1k}}{z_{10}} = \left[z_1 + \frac{z'_2 C_{c1} + z'_3 + z'_4}{C'_{20} C'_{c2}} \right] \frac{Y_{allt}}{C'_{10}} = 1 - \frac{1}{C'_{c1} C'_{c2} C'_{10} C'_{20}}. \quad (138)$$

Nehmen wir den Faktor 1 auf die rechte Seite und die übrigen Faktoren auf die linke Seite, so erhalten wir:

$$C_{c1} C_{c2} C_{10} C_{20} \left[1 - \frac{Z_{1k}}{Z_{10}} \right] = 1. \quad (139)$$

Dieser Ausdruck ist identisch mit demjenigen der dritten Hauptgleichung des allgemeinen Transformators mit dem einzigen Unterschiede, dass wir hier alle vier Hauptfaktoren des Kaskadentransformators einsetzen müssen, anstatt nur zwei beim gewöhnlichen Transformator.

Wir nennen deshalb (Gl. 139) auch die dritte Hauptgleichung des Kaskadentransformators.

Von dieser dritten Hauptgleichung werden wir bei der experimentellen Bestimmung der einzelnen Faktoren und ihren Winkeln ausgehen.

Bringen wir das Produkt der Faktoren auf die linke Seite und die Impedanzen auf die rechte Seite, so erhalten wir Gl. (139) in der Form:

$$C_{c1} C_{c2} C_{10} C_{20} = \frac{1}{1 - \frac{Z_{1k}}{Z_{10}}}. \quad (140)$$

Multiplizieren wir die rechte Seite in Zähler und Nenner mit dem Kurzschlussstrom $I_{1kt} = \frac{V_1}{Z_{1k}}$, worin V_1 die volle Primärspannung und I_{1kt} den Strom darstellt, der sich mit der Kurzschlussimpedanz Z_{1k} des Transformators einstellt, so geht Gl. (140) über in:

$$C_{c1} C_{c2} C_{10} C_{20} = \frac{\frac{V_1}{Z_{1k}}}{\frac{V_1}{Z_{1k}} - \frac{V_1}{Z_{10}}} = \frac{I_{1kt}}{I_{1kt} - I_{10}} \quad (141)$$

Das Produkt der Uebersetzungsfaktoren ist deshalb bestimmt aus dem Quotienten des totalen Kurzschlusstromes und der geometrischen Differenz aus Kurzschluss und Leerlaufstrom, so dass sich diese Größen durch das in Fig. 25 dargestellte Diagramm darstellen lassen. Darin stelle der Vektor OB den totalen Kurzschlusstrom I_{1kt} um den Winkel φ_{1k} gegen die Klemmenspannung V_1 und den Leerlaufstrom I_{10} um den Winkel φ_{10} gegen dieselbe Spannung verschoben dar, so dass der Vektor AB den Strom $I_{1kt} - I_{10}$ darstellt und gegen den Kurzschlussstrom I_{1kt} um den Winkel $\psi_{c1} + \psi_{c2} + \psi_{10} + \varphi_{20}$ verschoben ist.

Aus dem Dreieck OAB ergibt sich deshalb das Produkt der Uebersetzungsfaktoren:

$$C'_{c1} C'_{c2} C'_{10} C'_{20} = \frac{\overline{OB}}{\overline{AB}} = \frac{I_{1kt}}{\sqrt{I_{1kt}^2 + I_{10}^2 - 2 I_{1kt} I_{10} \cos(\varphi_{10} - \varphi_{1k})}}. \quad (142)$$

Die Summe der Winkel ist bestimmbar aus:

$$\psi_{c1} + \psi_{c2} + \psi_{10} + \psi_{20} = \frac{I_{10} \sin(\varphi_{10} - \varphi_{1k})}{I_{1kt} - I_{10} \cos(\varphi_{10} - \varphi_{1k})}. \quad (143)$$

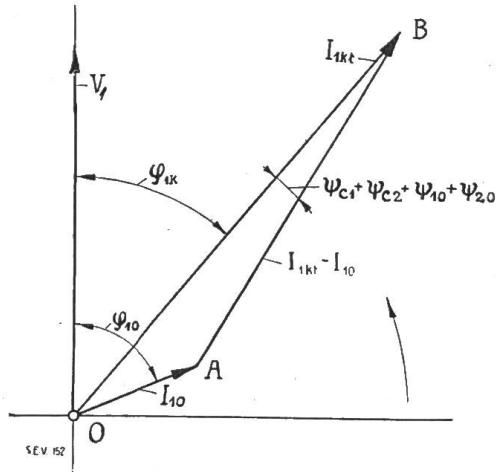


Fig. 25.
Kurzschlussdiagramm der Ströme bei kurzgeschlossenen Sekundärklemmen und bei voller NetzsSpannung.

Wir sehen hieraus, dass die Verhältnisse ganz ähnlich liegen wie beim gewöhnlichen Transformator, nur müssen wir noch drei weitere Gleichungen suchen, um die einzelnen Faktoren und ihre Winkel voneinander trennen zu können.

In Gl. (138) hätten wir auch von der Sekundärseite aus das Verhältnis der Kurzschlussimpedanz z'_{2k} und der Leerlaufimpedanz z'_{20} bestimmen können und muss sich hieraus auch der gleiche Ausdruck wie in Gl. (138) ergeben.

Um eine Trennung der Faktoren vornehmen zu können, müssen wir die Leerlaufmessung bei primärseitiger und sekundärseitiger Speisung heranziehen. Bei beiden Messungen erhalten wir aus der Leerlaufleistung, den Strömen und Spannungen die Leerlaufimpedanzen z_{10} und z'_{20} , sowie die Leerlaufwinkel φ_{10} und φ_{20} . Bilden wir ferner das Verhältnis dieser Leerlaufimpedanzen z_{10} und z'_{20} , so ergibt sich nach den Gl. (26) und (49) ein Quotient der Uebersetzungsfaktoren:

$$\frac{Z_{10}}{Z'_{20}} = \frac{C_{10}/Y_{alt}}{C'_{20}/Y'_{alt}} = \frac{C_{10}}{C'_{20}} \frac{Y'_{alt}}{Y_{alt}} = \frac{C_{10} C'_{c1}}{C'_{20} C'_{c2}} \quad (144)$$

so dass wir mit Hilfe der Gl. (142) zunächst diese in zwei Gruppen teilen können.

Gleichzeitig liefert uns auch die Differenz der Leerlaufwinkel die Differenz beider Winkelgruppen, also:

$$\varphi_{10} - \varphi_{20} = \psi_{10} + \psi_{c1} - \psi_{20} - \psi_{c2}. \quad (145)$$

Wir können aber statt die Leerlaufimpedanzen zu bestimmen auch die Kurzschlussimpedanzen ermitteln und damit aus den Gl. (110) und (115) das Verhältnis erhalten:

$$\frac{Z_{1k}}{Z'_{2k}} = \frac{\frac{Z_1 C'_{c1} + Z'_3 + Z'_4}{C'_{20} C'_{c2}}}{\frac{Z_2 + Z_1 C'_{c2} + Z'_3 + Z'_4}{C'_{10} C'_{c1}}} = \frac{Z_1 C'_{20} C'_{c2} + Z'_2 C'_{c1} + Z'_3 + Z'_4}{Z'_2 C'_{10} C'_{c1} + Z_1 C'_{c2} + Z'_3 + Z'_4} \cdot \frac{C'_{10} C'_{c1}}{C'_{20} C'_{c2}} = \frac{C'_{10} C'_{c1}}{C'_{20} C'_{c2}}. \quad (146)$$

In dieser Beziehung wird der Quotient:

$$\frac{Z_1 C'_{20} C'_{c2} + Z'_2 C'_{c1} + Z'_3 + Z'_4}{Z'_2 C'_{10} C'_{c1} + Z_1 C'_{c2} + Z'_3 + Z'_4} = 1, \quad (147)$$

da wir durch Umformen erhalten:

$$Z'_2 C'_{10} C'_{c1} = C'_{c2} Z_1 (C'_{20} - 1) + Z'_2 C'_{c1}. \quad (148)$$

Damit haben wir eine wertvolle Kontrolle für die Nachprüfung der erhaltenen Resultate.

Auch bei der Kurzschlussmessung ergibt die Differenz der Kurzschlusswinkel wieder die Differenz beider Winkelgruppen, so dass wir analog haben:

$$\varphi_{1k} - \varphi_{2k} = \psi_{10} + \psi_{c1} - \psi_{20} - \psi_{c2}. \quad (149)$$

Mit diesen Messungen sind wir jedoch noch nicht in der Lage, jeden einzelnen Uebersetzungsfaktor zu bestimmen, da dazu noch zwei weitere Gleichungen erforderlich sind.

Diese finden wir am einfachsten, indem wir bei primärer und sekundärer Speisung mittels dem Wechselstromkompenator das Uebersetzungsverhältnis der Leerlaufspannungen V_{10} und V_2 , sowie V_{20} und V_1 bestimmen, woraus sich dann mittels der Windungszahlen die Uebersetzungsfaktoren C'_{01} und C'_{02} berechnen lassen.

Für Primärspeisung haben wir früher in Gl. (69) für den Uebersetzungsfaktor der Leerlaufspannungen aufgestellt:

$$\frac{V_{10}}{V_2} = C'_{01} = C'_{10} \cdot \frac{C'_{c1}}{C'_{c2}} \quad (150)$$

der Index I bezieht sich auf die Primärspeisung,

so dass wir mit Hilfe den bereits aufgestellten zwei Beziehungen einen Uebersetzungsfaktor eliminieren können.

Bei dieser Messung der Spannungen lässt sich dann auch der Phasenwinkel ψ_{01} mit dem Wechselstromkompensator einwandfrei bestimmen und wir erhalten damit die drei Winkel:

$$\psi_{01} = \psi_{10} + \psi_{c1} - \psi_{c2}, \quad (151)$$

so dass wir aus den bereits aufgestellten Winkelgleichungen einen Winkel eliminieren können.

Speisen wir bei Leerlauf den Transistor von der Sekundärseite aus, so können wir wieder mit dem Wechselstromkompensator das Uebersetzungsverhältnis der Leerlaufspannungen V_{20} und V_1 bestimmen und daraus mit den Windungszahlen den sekundärseitigen Leerlaufübersetzungsfaktor ermitteln.

Dieser Uebersetzungsfaktor ist dann bestimmt aus:

$$\frac{V_{20}}{V_1} = C'_{0II} = C'_{20} \cdot \frac{C'_{c2}}{C'_{c1}}, \quad (152)$$

der Index II bezieht sich auf die Sekundärspeisung,

so dass wir damit vier Gleichungen besitzen, aus denen wir alle Uebersetzungsfaktoren einwandfrei bestimmen können.

Der Wechselstromkompensator liefert dann auch den Phasenwinkel ψ_{0II} , so dass wir auch für die Winkel vier Gleichungen besitzen und diese daraus bestimmen können. Es ist deshalb:

$$\psi_{0II} = \psi_{20} + \psi_{c2} - \psi_{c1}. \quad (153)$$

Wir können aber auch noch einen andern Weg einschlagen, indem wir mittels dem Wechselstromkompensator bei vollem Sekundärstrom und kurzgeschlossenen Sekundärklemmen das Uebersetzungsverhältnis der Ströme und daraus mit den Windungszahlen den Uebersetzungsfaktor der Ströme bestimmen. In diesem Falle ist nach Gl. (98) der Uebersetzungsfaktor C'_{20} bestimmt aus:

$$\frac{I_{1k}}{I_2} = C'_{20} \quad (154)$$

und der Wechselstromkompensator liefert uns den Winkel der Ströme ψ_{20} , so dass wir damit in den Gl. (142) und (143) C'_{20} und ψ_{20} eliminieren können. Auf dieselbe Weise lassen sich natürlich das Verhältnis der Ströme und der Winkel derselben von der Sekundärseite aus bestimmen, so dass wir damit stets eine wertvolle Kontrolle für die Prüfergebnisse besitzen.

Wie wir aus diesen Untersuchungen sehen, ist es beim Kaskadentransistor stets möglich, die einzelnen Uebersetzungsfaktoren mit den zugehörigen Winkeln zu bestimmen, so dass wir in der Lage sind, die Verhältnisse bei jeder Belastung einwandfrei darzustellen.

Wird uns die Aufgabe gestellt, für irgend einen Spezialzweck einen Kaskadentransistor anzuwenden, so müssen wir zuerst überlegen, welche speziellen Eigenschaften demselben zukommen sollen und in welchen Grenzen und Mitteln wir dieselben erreichen können.

Wie unsere Untersuchungen gezeigt haben, können wir durch die Kaskadenwicklungen die Verhältnisse ausserordentlich vielseitig beeinflussen, indem wir dem Verwendungszweck entsprechend eine Schaltung wählen und ihre Windungszahlen aufeinander abstimmen. Wir können aber auch die Kaskadenwicklungen durch eine

fremde Stromquelle oder durch das Primär- oder Sekundärnetz beeinflussen, so dass wir eine dem normalen Transformator entgegengesetzte Charakteristik erhalten, die für spezielle Fälle von hervorragender Bedeutung werden kann. Wir denken hierbei an Reguliertransformatoren, an Drosselpulen mit negativer Charakteristik, an Gleichrichtertransformatoren und an Stromwandler, die sich unter normalen Verhältnissen nur sehr schwer oder gar nicht mehr ausführen lassen. Bei allen diesen Fällen müssen wir aber voraussetzen, dass wir von Fall zu Fall die Grössenordnung und die Grenzen der einzelnen Uebersetzungsfaktoren kennen, denn sonst ist es fast unmöglich, eine Vorausberechnung der Kaskadentransformatoren vorzunehmen. Aus diesem Grunde wäre es unsere Aufgabe, am Schlusse dieser Arbeit die Grössenordnung und die Grenzen der Uebersetzungsfaktoren an speziellen Beispielen anzugeben, um die vorstehenden Untersuchungen für die praktische Anwendung zu erleichtern. Da die vorliegende Veröffentlichung jedoch bereits einen sehr grossen Umfang angenommen hat, so soll dies einer späteren Arbeit vorbehalten bleiben.

Zum Schlusse sind jedoch noch einige Beziehungen und Untersuchungen notwendig, um die Vorausberechnung von Kaskadentransformatoren zu erleichtern. Wir haben am Anfang dieser Arbeit gesehen, dass in jedem Schenkel des Transformatoren zwei wirksame Kraftflüsse auftreten und in den zugehörigen Wicklungen EMKe induzieren. Für die Vorausberechnung der Kaskadentransformatoren müssen wir von den resultierenden Kraftflüssen eines jeden Schenkels ausgehen, um die Wicklungen dimensionieren zu können. Aus diesem Grunde müssen wir noch kurz angeben, wie wir von den resultierenden Kraftflüssen ausgehend, die Teilkraftflüsse berechnen können. Am zweckmässigsten gehen wir von den Erregerströmen I_{1a} und I_{4a} aus und ermitteln zunächst die Phasenverschiebung zwischen diesen Strömen.

Aus Gl. (83) ergibt sich der Uebersetzungsfaktor der Ströme I_{1a} und I_{4a} zu:

$$C'_a = \frac{J'_{4a}}{J_{1a}} = \frac{C'_{c1} - C'_{c2}}{(C'_{c1} + 1)(C'_{c2} + 1)}. \quad (155)$$

Zerlegen wir diesen Uebersetzungsfaktor in reelle und imaginäre Komponenten, so erhalten wir, wenn wir die Abkürzungen der Gl. (88) zu Hilfe nehmen:

$$\left. \begin{aligned} c'_{a\alpha} &= \frac{(c'_{c1a} - c'_{c2a})[a - (c'_{c1a} - c'_{c2a})] + (c'_{c1\beta} - c'_{c2\beta})[b - (c'_{c1\beta} - c'_{c2\beta})]}{[a - (c'_{c1a} - c'_{c2a})]^2 + [b - (c'_{c1\beta} - c'_{c2\beta})]^2} \\ c'_{a\beta} &= \frac{(c'_{c1a} - c'_{c2a})[b - (c'_{c1\beta} - c'_{c2\beta})] + (c'_{c1\beta} - c'_{c2\beta})[a - (c'_{c1a} - c'_{c2a})]}{[a - (c'_{c1a} - c'_{c2a})]^2 + [b - (c'_{c1\beta} - c'_{c2\beta})]^2} \end{aligned} \right\} \quad (156)$$

Der Phasenwinkel zwischen diesen Strömen ist dann bestimmt aus:

$$\operatorname{tg} \varphi_a = \frac{c'_{a\beta}}{c'_{a\alpha}}. \quad (157)$$

Nachdem wir diesen Phasenwinkel kennen, können wir auch die Phasenlage der Felder bestimmen. Hierbei müssen wir jedoch berücksichtigen, dass die vorhandenen magnetischen Felder von einander phasenverschoben sind, wie dies bereits in unseren Gl. (1) und (2) zum Ausdruck gebracht wurde. Aus diesem Grunde müssen wir die beiden resultierenden Felder beider Schenkel getrennt berechnen und zuerst die Phasenlage der einzelnen Feldkomponenten bestimmen. Anstatt die Felder in Rechnung zu setzen, können wir aber auch die zugehörigen *Induktionen* einsetzen, da diese proportional den Feldern sind. In unserem Diagramm der Fig. 26 sind die Erregerströme mit den zugehörigen Induktionen eingetragen.

Für den ersten Schenkel kommt das Erregerfeld der Primärwicklung voll in Rechnung, während vom zweiten Erregerfeld nur der Teil, welcher durch das Joch vom zweiten zum ersten Schenkel verläuft, berücksichtigt werden muss. Das primäre

Erregerfeld erzeugt dann im ersten Schenkel eine Induktion B_{1I} , die gegen den Erregerstrom I_{1a} um den Winkel α_{1a} nacheilt und diese Phasenverschiebung kann aus der primären Erregeradmittanz y_{1a} bzw. deren Komponenten bestimmt werden aus:

$$\operatorname{tg} \alpha_{1a} = \frac{b_{1a}}{g_{1a}}. \quad (158)$$

Die Induktion B_{4I} des Teilkraftflusses Φ_{4I} , welcher vom zweiten zum ersten Schenkel verläuft, können wir auch einfach berechnen, indem zu diesem Flusse die Erregeradmittanz $\frac{y'_{4a}}{C'_{c1}}$ gehört, welche in Gl. (23) als zweites Glied enthalten ist. Zerlegen wir sie in eine reelle und in eine imaginäre Komponente, so ergeben sich diese aus:

$$\left. \begin{aligned} g'_{4aI} &= \frac{g'_{4a} c'_{c1a} - b'_{4a} c'_{c1\beta}}{C'_{c1}^2} \\ b'_{4aI} &= \frac{g'_{4a} c'_{c1\beta} + b'_{4a} c'_{c1a}}{C'_{c1}^2} \end{aligned} \right\} \quad (159)$$

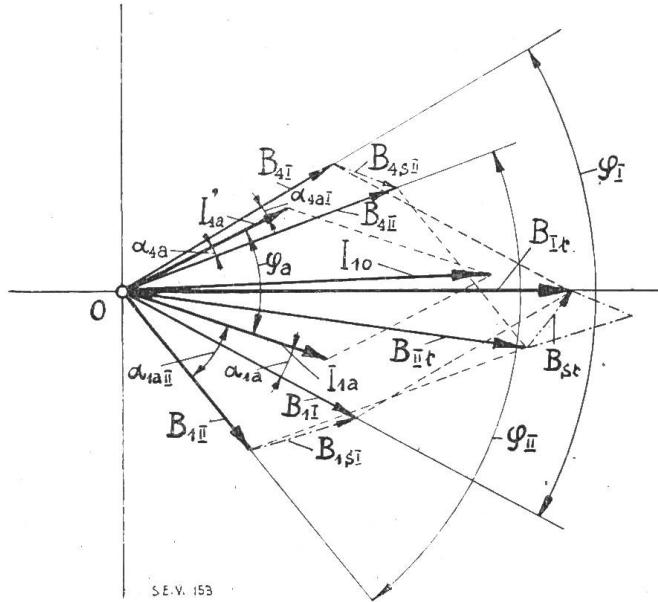


Fig. 26.

Diagramm der Felder und der Ströme für $w_3 \geq w_4$.

Die Phasenlage der Induktion B_{4I} gegenüber dem Strom I_{1a} ist dann bestimmt durch:

$$\operatorname{tg} \alpha_{4aI} = \frac{b'_{4aI}}{g'_{4aI}}. \quad (160)$$

Damit erhalten wir aber aus dem Diagramm der Fig. 26 den Phasenwinkel zwischen den Induktionen B_{4I} und B_{1I} zu:

$$\varphi_I = \varphi_a + \alpha_{1a} - \alpha_{4aI} \quad (161)$$

Schliesslich können wir nun auch die Vektorgleichung (2) für den resultierenden Kraftfluss im ersten Schenkel auswerten, bzw. die resultierende Induktion B_{1t} bestimmen und erhalten:

$$B_{1t} = \sqrt{B_{1I}^2 + B_{4I}^2 - 2 B_{1I} B_{4I} \cos(180 - \varphi_I)}. \quad (162)$$

Auf dieselbe Weise können wir auch die resultierende Induktion im zweiten Schenkel ermitteln, indem wir zuerst die Phasenlage der Komponenten gegenüber den Erregerströmen bestimmen.

Im zweiten Schenkel müssen wir das Zusatzerregerfeld voll in Rechnung ziehen, so dass wir hier den Winkel zwischen der Induktion B_{4II} und dem Strom I'_{4a} aus y'_{4a} bestimmen aus:

$$\operatorname{tg} \alpha_{4a} = \frac{b'_{4a}}{g'_{4a}}. \quad (163)$$

Für die Induktion B_{1II} des Teilkraftflusses Φ_{1II} vom ersten Schenkel ermitteln wir den Phasenwinkel aus der auf die Sekundärachse reduzierten Primäradmittanz $\frac{y_{1a}}{C_{c2}}$, die wir in Gl. (46) gefunden haben.

Durch trennen in reelle und imaginäre Komponenten erhalten wir:

$$\left. \begin{aligned} g_{1a\text{II}} &= \frac{g_{1a} c'_{c2a} - b_{1a} c'_{c2\beta}}{C'_{c2}^2} \\ b_{1a\text{II}} &= \frac{g_{1a} c'_{c2\beta} + b_{1a} c'_{c2a}}{C'_{c2}^2} \end{aligned} \right\} \quad (164)$$

so dass der Phasenwinkel bestimmt ist aus:

$$\tan \alpha_{1a\text{II}} = \frac{b_{1a\text{II}}}{g_{1a\text{II}}} \quad (165)$$

Für den zweiten Schenkel ist daher der Winkel zwischen den Komponenten der Induktion $B_{4\text{II}}$ und $B_{1\text{II}}$:

$$\varphi_{\text{II}} = \varphi_a + \alpha_{1a\text{II}} - \alpha_{4a}, \quad (166)$$

so dass wir schliesslich auch hier die resultierende Induktion B_{IIt} erhalten:

$$B_{\text{IIt}} = \sqrt{B_{1\text{II}}^2 + B_{4\text{II}}^2 - 2 B_{1\text{II}} B_{4\text{II}} \cos(180 - \varphi_{\text{II}})} \quad (167)$$

Damit kennen wir nun alle Beziehungen, welche für die Vorausberechnung eines Kaskadentransformators von Wichtigkeit sind, so dass wir aus den abgeleiteten Vektorgleichungen die Dimensionen festlegen können.

Im allgemeinen sind die Abmessungen eines Kaskadentransformators nicht so einfach zu bestimmen wie beim gewöhnlichen Transformator, da wir gezwungen sind durch verschiedene Annahmen die Verhältnisse mehrmals nachzurechnen bis wir die gewünschten Abmessungen bei der vorgeschriebenen Charakteristik herausbekommen. Namentlich verursachen die Induktionsverhältnisse im Eisenkörper gewisse Schwierigkeiten bei der Vorausberechnung, da wir von den resultierenden Kraftflüssen ausgehen müssen und die Teilkraftflüsse entsprechend der Charakteristik zu bestimmen haben. Am einfachsten wird man auch hier zum Ziele kommen, wenn man für die verlangten Verhältnisse das zugehörige Leerlaufdiagramm der Ströme und Spannungen entwirft und daraus die notwendigen Kraftflüsse in Annäherung bestimmt, wodurch viel Zeitsparnis an Nachrechnung gewonnen wird. Eine nachträgliche Nachrechnung der genauen Verhältnisse wird damit keine grossen Differenzen mehr ergeben, sofern das Leerlaufdiagramm den möglichen Verhältnissen Rechnung trägt.

Elektrizitätswerksbetrieb. — Exploitation de centrales d'électricité.

Die schwedischen Energietarife.

Von *O. Ganguillet*,

Chef der wirtschaftlichen Abteilung des Generalsekretariates des S.E.V. und V.S.E., Zürich.

621.371

Wie in der Schweiz, besteht in Schweden eine grosse Mannigfaltigkeit in den Tarifen, zu welchen die Energie verkauft wird. Der Verband der schwedischen Elektrizitätswerke hat jüngst eine grosse Zahl der verschiedenen heute bestehenden Tarife, in einem kleinen Bande vereinigt, veröffentlicht¹⁾; wir haben aus dieser Sammlung einige charakteristische Beispiele ausgewählt und hier in deutscher Uebersetzung wiedergegeben, in der Annahme, dass es für die schweizerischen Elektrizitätswerksleiter interessant sein dürfte, sich ein Bild über die schwedischen Tarifverhältnisse zu machen. Im allgemeinen sind infolge der viel kleineren Bevölkerungsdichte die schwedischen Energieverteilanlagen mit ihren Nachbaranlagen

¹⁾ Die Broschüre liegt beim Generalsekretariat des S.E.V. und V.S.E. zur Einsicht auf.