Berechnung der Transformatoren von Kleingleichrichtern mit Ladekondensator

Autor(en): **Schüepp, E.**

Objekttyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, de l'Association des Entreprises électriques suisses**

Band (Jahr): **72 (1981)**

Heft 21

PDF erstellt am: **04.06.2024**

Persistenter Link: https://doi.org/10.5169/seals-905163

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.
Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.
Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

Ein Dienst der *ETH-Bibliothek*
ETH Zürich, Rämistrasse 101, 8092 Zürich, Schweiz, www.library.ethz.ch

http://www.e-periodica.ch

Berechnung der Transformatoren von Kleingleichrichtern mit Ladekondensator

Von E. Schüepp

621.314.6:621.314.21;

Transformatoren für Kleingleichrichter mit Ladekondensator, wie sie für die Speisung von elektronischen Geräten verwendet werden, können der Schaltungsnichtlinearität wegen nicht elementar berechnet werden. Die mathematische Analyse der Wirkungsweise dieser Gleichrichterschaltung führt auf Resultate, die es erlauben, aus den Belastungsanforderungen am Ausgang eines solchen Gleichrichters den optimalen Speisetransformator zu bestimmen. Die Resultate sind in Tabellen- und Kurvenform dargestellt und ermöglichen die rasche Ermittlung der richtigen Transformatorgrösse.

Les transformateurs pour petits redresseurs avec condensateur de filtrage du type utilisé pour l'alimentation d'appareils électroniques ne peuvent, en raison de la non-linéarité des éléments redresseurs, faire l'objet d'un calcul élémentaire. L'analyse mathématique du mode de fonctionnement de ces circuits redresseurs amène à des résultats qui permettent de déterminer le transformateur d'alimentation optimum en partant des exigences de charge du redresseur. Les résultats sont présentés sous forme de tabelles et de courbes et permettent de trouver rapidement le transformateur adéquat.

1. Einleitung

Elektronische Geräte, die aus dem Netz gespeist werden, arbeiten in ihrer überwiegenden Mehrzahl mit Gleichstrom. Zu ihrem Betrieb muss die Wechselspannung des speisenden Netzes in eine geglättete Gleichspannung umgewandelt werden. Am häufigsten wird dazu der Zweiweggleichrichter in Brücken- oder Gegentaktschaltung mit Ladekondensator verwendet, gespeist von einem Anpassungstransformator und gefolgt – je nach gewünschter Welligkeit und Konstanz der Gleichspannung – von einem RC- oder LC-Filter oder von elektronischer Filtrierung und Spannungsregelung.

Der Gleichrichter mit kapazitivem Filtereingang ist wenig aufwendig und in der Schaltung einfach, jedoch ist die Kombination von Transformator und kapazitiv belastetem Gleichrichter elektrisch stark nichtlinear und deshalb für die Berechnung recht verwickelt. Wohl existieren Anleitungen zur Dimensionierung solcher Schaltungen [1...5], doch erfordern sie meistens die Annahme der Transformatorkennwerte (Typenleistung, Wicklungswiderstand, Übersetzung); daraus kann dann das Verhalten der ganzen Schaltung berechnet werden. Erwünscht ist indessen umgekehrt die Ermittlung des optimalen Speisetransformators, das heisst der minimal erforderlichen Grösse einer Normreihe für die benötigte Ausgangsgleichstromleistung unter Berücksichtigung des zugelassenen Spannungsabfalls bei voller Belastung.

Bei vollständiger Durchrechnung der Schaltung zeigt es sich nun, dass sich Beziehungen finden lassen, die es erlauben, aus den ausgangsseitigen Anforderungen direkt den optimalen Transformator sowie alle gewünschten Daten, wie Transformatorverlustleistung, Stromeffektivwert, Übersetzungsverhältnis und Spannungsabfall, bei jeder Belastung zu ermitteln.

2. Die Schaltung

Betrachtet wird als Zweiwegschaltung die Brückenschaltung, gespeist von einem Transformator mit 2 getrennten Wicklungen zur Spannungsanpassung und galvanischen Trennung. Dies ist die am meisten verwendete Schaltung (Fig. 1). Das Übersetzungsverhältnis des Transformators wird auf 1:1 normiert. Dann ist der Wicklungswiderstand je zur Hälfte auf die Primär- und die Sekundärwicklung verteilt. Aus dem Verhältnis der berechneten erforderlichen Wechselspannung und der gegebenen Netzspannung kann dann das Übersetzungsverhältnis bestimmt werden. Die Streuung des Transformators werde vernachlässigt. In Figur 2 ist das Ersatzschaltbild mit den Komponenten, welche für die Berechnung noch verbleiben, dargestellt. Den zeitlichen Verlauf der Spannungen und des Ladestroms während einer Halbwelle zeigt Figur 3.

Die sinusförmige sekundäre Speisespannung mit der Amplitude U_0 teilt sich auf in den Spannungsabfall u_R am Wicklungswiderstand R, den Spannungsabfall u_V an den Gleichrichterventilen und die Spannung u_C am Ladekondensator C. Die Kondensatorspannung kann in den Mittelwert U und die Welligkeitsspannung u_W zerlegt werden. Der Strom fliesst während dem Stromflusswinkel $2\alpha + \delta_1 - \delta_2$. Frequenz und

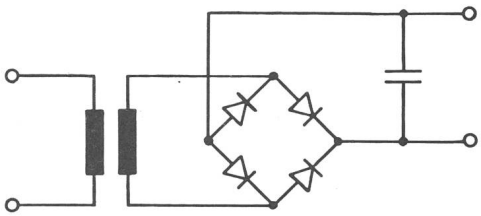

Fig. 1 Gleichrichter mit Ladekondensator in Brückenschaltung

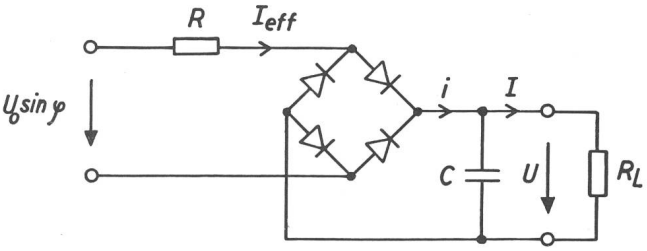

Fig. 2 Gleichrichter-Ersatzschaltbild

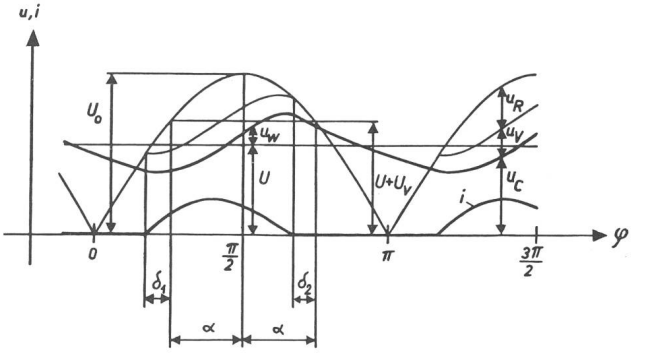

Fig. 3 Zeitlicher Verlauf von Spannungen und Ladestrom

Zeit sind normiert mit $\varphi = 2\pi ft$. Es zeigt sich, dass der Strom von der Sinusform stark abweicht.

Je grösser der Ladekondensator ist, desto kleiner werden die Winkel δ_1 und δ_2. Genaue Berechnungen, z.B. von *Kammerloher* [1] und *Sturley* [2], haben ergeben, dass sich die errechneten Werte für den Effektivwert und den Mittelwert des Stromes sowie für den Gleichspannungsmittelwert auch bei beträchtlicher Welligkeit (10...20 %) der Gleichspannung nur unwesentlich vom Grenzfall mit unendlich grossem Ladekondensator unterscheiden, wo die Welligkeit und die Winkel δ_1 und δ_2 verschwinden. Es ist deshalb zulässig, nur diesen Grenzfall zu betrachten.

Die heutigen Halbleiterventile (Selen, Germanium, Silizium) haben durchwegs sehr gute Eigenschaften; insbesondere Siliziumdioden haben praktisch ideale Kennlinien: verschwindenden Durchlasswiderstand, unendlich grossen Sperrwiderstand, sehr hohe zulässige Sperrspannungen und eine praktisch konstante Durchlaßspannung von 0,7...1 V. Für Gleichspannungen bis in die Gegend von 1000 V braucht es nur eine Diode pro Gleichrichterzweig. Für nicht zu kleine Spannungen kann demnach der Spannungsabfall an den Dioden vernachlässigt werden.

3. Mathematische Zusammenhänge

Grundlage der Berechnungen bildet der Grenzfall mit unendlich grossem Ladekondensator, idealen Dioden ($U_V = 0$), sinusförmiger Wechselspannung mit der Amplitude U_0, der Gegenspannung U, dem Vorwiderstand R, dem Belastungswiderstand R_L und dem Stromflusswinkel 2α. Für die Dimensionierung wesentlich ist die Berechnung des Gleichstrommittelwertes I und des Effektivwertes I_{eff}. Mit der Grundbeziehung für die Stromflussdauer

$$i = (U_0 \sin\varphi - U)/R$$

wird der Gleichstrommittelwert

$$I = \frac{2}{\pi R}(U_0 \sin\alpha - U \cdot \alpha) \tag{1}$$

Die Beziehung

$$U/U_0 = \cos\alpha \tag{2}$$

und die Gleichheit von Ladung und Entladung des Kondensators ergibt das Verhältnis von Vorwiderstand zu Lastwiderstand

$$R/R_L = IR/U = \frac{2}{\pi}(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha) \tag{3}$$

Die Differentiation von (1) nach U führt zum differentiellen Gleichstrom-Innenwiderstand R_d der Schaltung:

$$-\,\mathrm{d}I/\mathrm{d}U = 1/R_d = 2\alpha/\pi R$$

oder

$$R/R_d = 2\,\alpha/\pi \tag{4}$$

Entsprechend erhält man für den Strom-Effektivwert im Transformator

$$I_{eff}^2 = \frac{U^2}{\pi R^2}\left(\frac{\alpha}{\cos^2\alpha} - 3\,\mathrm{tg}\,\alpha + 2\alpha\right)$$

oder $$\frac{I_{eff}^2 R^2}{U^2} = \frac{1}{\pi}\,(\alpha\,\mathrm{tg}^2\alpha - 3\,[\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha])$$

Die Division dieser Gleichung mit dem Quadrat von (3) führt auf das Verhältnis von quadratischem zu linearem Strommittelwert I_{eff}/I

$$\frac{I_{eff}^2}{I^2} = \frac{\pi}{4}\,\frac{\alpha\,\mathrm{tg}^2\alpha - 3\,(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha)}{(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha)^2} \tag{5}$$

Aus der Gleichung (5) kann mit Hilfe von (2) eine Beziehung zwischen der Transformator-Eingangsscheinleistung S und der Gleichstromleistung P_G gefunden werden:

$$\frac{S^2}{P_G^2} = \frac{I_{eff}^2\,U_0^2/2}{I^2\,U^2} = \frac{\pi}{8}\,\frac{\alpha\,\mathrm{tg}^2\alpha - 3\,(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha)}{\cos^2\alpha\,(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha)^2} \tag{6}$$

Ebenso erhält man mit den Gl. (3), (5) und (6) die Kupferverlustleistung P_V des Transformators

$$\frac{P_V}{P_G} = \frac{I_{eff}^2\,R}{I^2\,R_L} = \frac{\alpha\,\mathrm{tg}^2\alpha - 3(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha)}{2(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha)} \tag{7}$$

$$\frac{P_V^2}{S^2} = \frac{2}{\pi}\cos^2\alpha\,[\alpha\,\mathrm{tg}^2\alpha - 3(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha)] \tag{8}$$

Diese Gleichung würde es schon erlauben, den maximal möglichen Stromflusswinkel eines Transformatortyps bei voller Belastung und mit (7) oder (6) dessen grösstmögliche Gleichstrombelastung P_G zu bestimmen, denn sowohl die maximale Kupferverlustleistung P_V eines Transformators, gegeben durch die maximal zulässige Erwärmung seiner Wicklungen bei Volllast, als auch dessen maximale Eingangsscheinleistung S sind bekannt. Es ist jedoch zweckmässig, aus der Gleichung (8) noch eine Beziehung abzuleiten, in der Transformatorkennwerte vorkommen, welche in der Transformatorberechnung üblicherweise benützt werden.

Mit der Beziehung

$$\frac{P_V^2}{S^2} = \frac{P_V\,I_{eff}^2\,R}{I_{eff}^2\,U_0^2/2}$$

ergibt sich

$$\frac{P_V\,R}{U_0^2} = \frac{1}{\pi}\cos^2\alpha\,[\alpha\,\mathrm{tg}^2\alpha - 3(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha)]$$

Weiterhin ist $R = R_1 \cdot 4\,n^2$ und $U_0 = n \cdot U_1$, wenn U_1 die Amplitude der Windungsspannung bei einer bestimmten Sättigung des Magnetkerns und R_1 den Einheitswicklungswiderstand des Transformatortyps bedeuten. R_1 ist der Widerstand einer Wicklung, die aus nur einer Windung mit dem gleichen Kupferfüllfaktor besteht, wie ihn die tatsächlichen Wicklungen aufweisen. Dieser Wert wird oft mit A_R-Wert bezeichnet. n ist die Windungszahl sowohl der Primär- wie auch der Sekundärwicklung (Übersetzungsverhältnis 1:1). Damit erhält man schliesslich

$$P_V\,\frac{R_1}{U_1^2} = \frac{1}{4\pi}\cos^2\alpha\,[\alpha\,\mathrm{tg}^2\alpha - 3(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha)] \tag{9}$$

Mit dieser Beziehung ist es möglich, aus den Kennwerten P_V, R_1 und U_1 eines Transformators den maximal zulässigen Stromflusswinkel dieses Transformators bei Gleichrichterbelastung mit Ladekondensator zu bestimmen und mit der Beziehung (7) die maximal mögliche Gleichstromleistung. Einfacher ist es aber, zur Bestimmung der Gleichstromleistung Gleichung (9) durch (7) zu dividieren. Als Resultat ergibt sich

$$P_G\,\frac{R_1}{U_1^2} = \frac{1}{2\pi}\cos^2\alpha\,(\mathrm{tg}\,\alpha - \alpha) \tag{10}$$

Diese Beziehung erlaubt es, in Verbindung mit Gleichung (2) für jede beliebige Gleichstromlast, insbesondere zwischen Leerlauf und Vollast, den Spannungsabfall bei Belastung zu bestimmen.

4. Auswertung

Zur Ermittlung der Transformatorgrösse eines Gleichrichters bestimmter Leistung mit Ladekondensator dienen also zweckmässigerweise die Beziehungen (9) und (10). Von jedem Transformator sind die Windungsspannung U_1, der Einheitswiderstand R_1 (im warmen Zustand) und die durch die zulässige Erwärmung der Wicklungen bedingte maximale Kupferverlustleistung P_V bekannt. Daraus wird mit Hilfe von Gleichung (9) der grösstmögliche Stromflusswinkel bestimmt. Mit Gleichung (10) ergibt sich dann für diesen Stromflusswinkel die maximale Gleichstromleistung P_G, die mit diesem Transformator abgegeben werden kann. Die Gleichungen (9) und (10) sind in der Figur 4 in Kurvenform dargestellt. Zusätzlich ist in dieser Figur auch das Verhältnis von Effektivwert und Mittelwert des Stromes eingezeichnet. In der Tabelle I sind die mit den in Frage kommenden Typen der Normreihe nach DIN 41 300 [6] für eine magnetische Flussdichte von 1,2 T und 50 Hz erreichbaren Gleichstromleistungen zusammengestellt.

Die Beziehung (10) kann mit (2) auch in der Form

$$\frac{U}{U_0} = \mathrm{f}\left(P_G \frac{R_1}{U_1^2}\right)$$

dargestellt werden (Fig. 5). In dieser Darstellung sind auch die «spezifischen Gleichrichter-Typenleistungen» der einzelnen Transformator-Normtypen entsprechend Tabelle I eingezeichnet. Damit und mit Tabelle I kann für jeden Anwendungsfall die benötigte Transformatorgrösse, der Spannungsabfall bei Vollast und bei Teillast, die sekundäre Leerlaufspannung, die sekundäre Windungszahl und mit der verfügbaren Netzspannung das Übersetzungsverhältnis, d.h. das Windungszahlverhältnis, bestimmt werden.

Einen Spezialfall stellt der Typ M 30 dar, welcher der kleinste für solche Zwecke verwendete Normtransformator sein dürfte. Wenn dieser Transformator mit seiner höchstzulässigen Kupferverlustleistung betrieben wird, so ist der Bereich seiner grösstmöglichen Leistungsabgabe im Gleichrichterbetrieb schon überschritten. Die grösste Leistungsabgabe erfolgt dort, wo die Kurve in Figur 5 den Punkt am weitesten rechts oder die spezifische Ausgangsleistungskurve $P_G R_1/U_1^2$ in Figur 4 ihr Maximum erreicht. Dies ist der Fall bei $\alpha = 67{,}5^0$. Es ist eine Ausgangsleistung P_G von 0,33 W erreichbar; der Spannungsabfall U/U_0 beträgt 0,38. Der physikalische Zusammenhang, der im Verlauf dieser Kurven zum Ausdruck kommt, entspricht der Leistungsanpassung ($R_i = R_a$) bei linearen Stromkreisen.

Grösstmöglicher Stromflusswinkel α und entsprechende Gleichstromleistung P_G der Transformatoren nach Normreihe DIN 41 300 — Tabelle I

Typ	R_1 Ω	U_1 V	P_V W	α^0	P_G W
M 30	$2{,}80 \cdot 10^{-5}$	0,018	0,4	67,5	0,33
M 42	2,12	0,060	1,7	51	3,8
M 55	1,83	0,121	2,8	41	12
M 65	1,56	0,185	4,0	36	22
M 74	1,35	0,260	5,3	32	37
M 85a	1,42	0,324	6,3	31	48
M 85b	1,65	0,449	6,6	28	61
M 102a	1,11	0,415	8,4	28	78
M 102b	1,30	0,612	9,6	25	110
EI 30	$6{,}16 \cdot 10^{-5}$	0,037	0,6	62,5	0,63
EI 38	4,23	0,061	1,0	52	2,0
EI 42	3,73	0,066	1,1	51	2,6
EI 48	3,11	0,087	1,5	47	4,4
EI 54	2,79	0,111	1,9	43	7,2
EI 60	2,48	0,139	2,3	39	9,8
EI 66a	2,24	0,168	2,8	37	14
EI 66b	2,68	0,253	3,2	33	19
EI 78	1,78	0,241	3,9	32	24
EI 84a	1,61	0,272	4,6	31	33
EI 84b	1,94	0,400	5,1	28	46
EI 96a	1,45	0,380	6,0	28	54
EI 96b	1,60	0,486	6,5	27	68
EI 96c	1,82	0,636	7,2	25	80
EI 120a	1,18	0,557	9,2	26	105
EI 120b	1,29	0,717	9,9	24	140
EI 120c	1,50	0,984	11,1	23	175

Annahmen: Induktion 1,2 T; 50 Hz, Kupferfüllfaktor 0,5

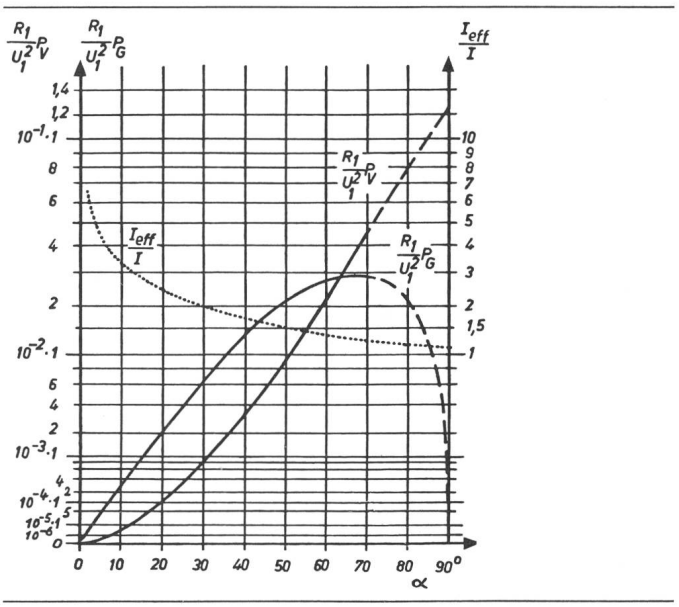

Fig. 4 Diagramm für die Transformatorberechnung

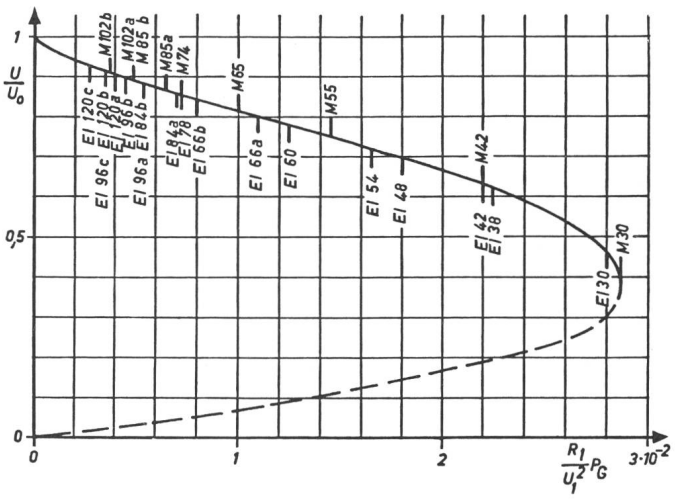

Fig. 5 Diagramm für die Berechnung des Spannungsabfalls

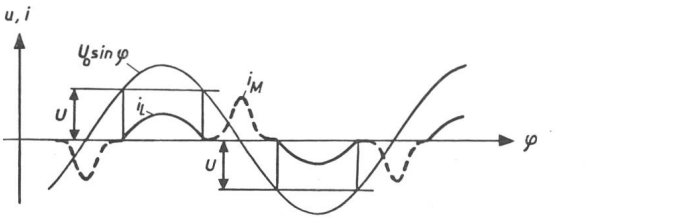

Fig. 6 Zeitlicher Verlauf des Primärstromes
i_L Laststrom
i_M Magnetisierungsstrom

5. Anwendungshinweise

Wie erwähnt, muss bei der Gegenspannung U auch der Spannungsabfall U_V an den Gleichrichterventilen berücksichtigt werden. Als fiktive, für die Berechnung zu verwendende Gleichstromleistung P_G muss die um den Ventilspannungsabfall vergrösserte wirkliche Ausgangsleistung $P_A = UI$ eingesetzt werden:

$$P_G = \frac{U + U_V}{U} P_A$$

Die Durchlaßspannung an den Ventilen ist praktisch konstant und kann bei Siliziumdioden zu 0,7...1 V pro Diode angenommen werden, also $U_V = 1{,}4...2$ V bei Brückenschaltung. Bei nicht zu kleinen Spannungen kann dieser Spannungsabfall oft vernachlässigt werden. Bei sehr kleinen Ausgangsspannungen ist die Gegentaktschaltung mit zwei Sekundärwicklungen günstiger: $U_V = 0{,}7...1$ V. Dabei muss für den Einheitswiderstand R_1 ein um den Faktor 1,46 vergrösserter Wert eingesetzt werden, weil die beiden Sekundärwicklungen abwechselnd während je einer Halbwelle Strom führen; der Wickelraum muss zwischen der Primär- und den beiden Sekundärwicklungen im Verhältnis $1 : \sqrt{2}$ aufgeteilt werden statt im Verhältnis 1:1 wie bei der Brückenschaltung. Die Maximalleistungen der Normtypen für Gleichrichterbetrieb verringern sich dementsprechend [7].

Bei diesen Berechnungen ist der Einfluss der Transformator-Streuinduktivität L_S nicht berücksichtigt worden. Massgebend für diesen Einfluss ist die Streuzeitkonstante, d.h. das Verhältnis von Streuinduktivität zu Wicklungswiderstand des Transformators. Dieses ist praktisch unabhängig von den Windungszahlen. Solange die Streuzeitkonstante klein bleibt gegen die Halbperiode der Netzfrequenz, ist der Einfluss gering. Zudem wird durch den Energiespeichereffekt von L_S bei gelücktem Betrieb, wie er bei diesen Gleichrichtern immer vorhanden ist, der Einfluss reduziert. Die Streuzeitkonstanten liegen im Bereich von 0,1 ms bei den kleinsten und 1...2 ms bei den grössten (M 102b, EI 120c) in Frage kommenden Typen, so dass der Einfluss der Streuung bei 50 und 60 Hz Netzfrequenz vernachlässigt werden kann.

Ebenfalls nicht berücksichtigt wurde der Einfluss des Magnetisierungsstroms und der Eisenverluste. Bei den heute verwendeten Kernblechen sind die Eisenverluste so klein, dass sie die Resultate kaum verändern. Der Magnetisierungsstrom ist bei einer Sättigung von 1,2 T klein gegen den Vollaststrom und zudem 90° phasenverschoben, so dass sein Einfluss unbedeutend ist. Anders ist es bei höheren Kernsättigungen. Dann wird der Magnetisierungsstrom rasch grösser, und seine Kurvenform ist stark verzerrt (Fig. 6). Die Laststrom- und die Magnetisierungsstromimpulse sind aber auch praktisch 90° phasenverschoben und überlappen sich kaum. Für die Berechnung des Stromflusswinkels und des Spannungsabfalles ändert sich deshalb nichts, da der Magnetisierungsstromimpuls erst nach dem Ladestromimpuls erscheint. Hingegen muss der Magnetisierungsstrom bei den Kupferverlusten berücksichtigt werden. Die Summe der Quadrate der Effektivwerte von Ladestrom und Magnetisierungsstrom sind für die Erwärmung der Wicklungen massgebend. Dabei muss berücksichtigt werden, dass der Magnetisierungsstrom nur durch die Primärwicklung fliesst.

Bei kleinen Transformatoren führt der Spannungsabfall an der Primärwicklung zu einer Verminderung der Eisensättigung. In diesem Ausmass darf die Windungsspannung erhöht werden, ohne dass bei Vollast die Kupferverluste des Magnetisierungsstroms wegen grösser werden. Bei Leerlauf wird indessen ein höherer Magnetisierungsstrom fliessen. Näheres darüber sowie über die Berechnung bei mehreren Sekundärkreisen, L-Filtereingang usw. ist im umfassenden Büchlein von *J. Köchle* [7] zu finden.

Die Typenleistungen von Tabelle I und Fig. 5 sind für volle Erwärmung der Wicklungen berechnet. Bei Teillast kann die geringere Wicklungserwärmung für die Berechnung der spezifischen Gleichrichterleistung $P_G R_1 / U_1^2$ berücksichtigt werden. Der Einheitswiderstand R_1 und damit der Spannungsabfall ist dann etwas kleiner, als wenn für R_1 der Wert für maximale Übertemperatur der Wicklungen eingesetzt wird.

Zum Schluss soll noch ein Beispiel durchgerechnet werden. Gewünscht sei eine Ausgangsspannung von 24 V und ein Strom von 1 A. Gegeben sind: Netzspannung 220 V, Kernsättigung 1,2 T, Brückenschaltung mit Ventilspannungsabfall $U_V = 2$ V. Somit wird $U + U_V = 26$ V, $P_G = 26$ W. Aus Tabelle I folgt die Transformatorgrösse, z.B. DIN M 74. $R_1 = 1{,}35 \cdot 10^{-5}\ \Omega$ (warm), $U_1 = 0{,}26$ V. Damit wird der Rechnungswert $P_G R_1 / U_1^2 = 5{,}2 \cdot 10^{-3}$. Aus Figur 4 entnimmt man den Stromflusswinkel $2\alpha = 56°$. Die Vollastspannung ist $U + U_V = 0{,}88\ U_0$ (Fig. 5). Der Spannungsabfall bei Vollast beträgt demnach 12 %. Wenn die Abweichung der Spannung vom Nennwert bei Leerlauf und Vollast gleich gross sein soll, so wird $U_0 = 0{,}94\ (U + U_V)/0{,}88 = 27{,}8$ V. Daraus erhält man eine Sekundärwindungszahl von 107 Windungen und eine Primärwindungszahl von 1200 Windungen.

Literatur

[1] *J. Kammerloher:* Hochfrequenztechnik, 3 Bände. Leipzig, Winter, 1941/43.
[2] *K. R. Sturley:* Radio receiver design. Part 1: Radio frequency amplification and detection. London, Chapman and Hall, 1945. Part 2: Audio frequency amplifiers, television and frequency modulated receiver design. New York, Wiley, 1948.
[3] *C. Rint* u.a.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechnik. Band 3. 12. Auflage. München, Pflaum-Verlag/Heidelberg, Hüthig-Verlag, 1979.
[4] *H. Meinke* und *F. W. Gundlach:* Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. 3. Auflage. Berlin/Heidelberg/New York, Springer-Verlag, 1968.
[5] *U. Tietze* und *C. Schenk:* Halbleiter-Schaltungstechnik. 4. Auflage. Berlin/Heidelberg/New York, Springer-Verlag, 1978.
[6] Kleintransformatoren. Kennzeichnende Daten. DIN 41300, Teil 1...5, 1973/1979.
[7] *J. Köchle:* Die Berechnung von Gleichrichtertransformatoren. Zürich, ohne Verlagsangabe, 1978.

Adresse des Autors

Eduard Schüepp, dipl. Ing. ETH, Frohburgstrasse 85, 8006 Zürich.