

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 53 (1962)
Heft: 22

Artikel: Die Entwicklung auf dem Gebiete der Transistorumformer für Fluoreszenzlampen
Autor: Wilting, J.J.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-916990>

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: 17.02.2026

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

Die Entwicklung auf dem Gebiete der Transistorumformer für Fluoreszenzlampen

Von J. J. Wilting, Eindhoven

621.327.534.15 : 621.314.57 : 621.382.3.004

Durch die Entwicklung von Transistorumformern ist das Interesse am Einbau von Leuchtstofflampen in Fahrzeuge wieder erwacht, da Transistorumformer nicht die Nachteile der bisher bekannten rotierenden mechanischen Umformer aufweisen.

Es wird daher ein Transistorumformer behandelt, der bei hohem Wirkungsgrad (ca. 80 %) eine fast sinusförmige Ausgangsspannung mit einer Frequenz von 8000 Hz erzeugt. Bei dieser Sinusspannung sind die Transistoren für Spannungsspitzen der Speisespannung weitgehend unempfindlich. Weitere vorteilhafte Eigenschaften dieses Umformertyps sind die geringe Empfindlichkeit gegenüber Fertigungstoleranzen und eine lange Lebensdauer.

Par suite des perfectionnements apportés aux convertisseurs à transistors, le montage de lampes à fluorescence dans les véhicules offre un nouvel intérêt, car ces convertisseurs ne présentent pas les inconvénients des convertisseurs mécaniques rotatifs.

L'auteur décrit un convertisseur à transistors qui produit une tension quasi sinusoïdale à une fréquence de 8000 Hz, avec un rendement élevé de l'ordre de 80 %. A cette tension d'alimentation sinusoïdale, les transistors sont très peu sensibles aux pointes de tension. Ce type de convertisseur se distingue également par sa faible sensibilité aux tolérances de fabrication et par sa longue durée de vie.

1. Einleitung

Die Entwicklung von Gleichstrom-Wechselstrom-Umformern mit Transistoren hat neue Möglichkeiten für die Beleuchtung von Fahrzeugen eröffnet. Gerade diesen sog. Transistorumformern ist das stark gestiegene Interesse an der Fluoreszenzbeleuchtung für Fahrzeuge zuzuschreiben. In einem früheren Artikel [1]¹⁾ wurden die technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkte dieser Beleuchtungsart bei Verwendung von Transistorumformern bereits ausführlich behandelt. In diesem Aufsatz sei auf die technischen und theoretischen Eigenschaften von Transistorumformern eingegangen.

Viele Fabrikanten elektrotechnischer Artikel stellen jetzt Transistorumformer für die verschiedensten Zwecke her. Da gerade für die Beleuchtung ein hoher Wirkungsgrad, grosse Betriebssicherheit, geringes Gewicht, kleine Abmessungen und ein niedriger Herstellungspreis von ausschlaggebender Bedeutung sind, ist es vorteilhaft, ein besonders für diesen Zweck konstruiertes Modell zu verwenden.

Man wählt für einen entsprechenden Transistorumformer am besten eine hohe Schaltfrequenz, sowohl aus konstruktiven Überlegungen als auch wegen der grösseren Lichtausbeute [1], die damit bei Leuchtstofflampen erzielt werden kann. Im weiteren muss die vom Umformer gelieferte Spannung so hoch sein, dass auch bei stark schwankenden Betriebsbedingungen eine sichere Zündung der Lampen gewährleistet ist.

Bei Lampen mit warmen Elektroden ist es nicht einfach, auf der einen Seite zuverlässige Zündung bei der niedrigsten auftretenden Eingangsspannung und/oder bei niedrigen Umgebungstemperaturen zu erreichen, und auf der anderen Seite bei der höchsten auftretenden Eingangsspannung eine zu schnelle Zündung, die sog. Kaltzündung, welche die Lebensdauer der Lampe beeinträchtigt, zu verhüten. Wegen der negativen Widerstandscharakteristik der Gasentladungslampen [2] muss ein strombegrenzendes Element in Serie mit der Lampe liegen. Hiefür kommen wegen der hohen Verluste in Widerstandselementen nur Blindleistungselemente in Frage, so dass der Umformer mit einer Blindleistungskomponente belastet ist. Die zur Speisung dienende Gleichstromquelle kann diese selbstverständlich nicht auffangen, so dass der Umformer sie verarbeiten muss.

Auch werden durch Schaltvorgänge in den Netzen nicht selten Überspannungsspitzen erzeugt, gegen die die Transistoren in Umformerschaltung gesichert oder unempfindlich sein müssen.

Die Leistungstransistoren, die jetzt erhältlich und am besten verwendbar sind, gehören zu den mittelgrossen Typen, mit denen Umformer bis zu einer Leistung von etwa 50 W hergestellt werden können. Kleine Umformereinheiten besitzen nämlich folgende Vorteile:

1. Bei diesen Leistungen ist die Schaltgeschwindigkeit noch relativ hoch, wodurch die Anwendung höherer Schaltfrequenzen möglich ist. Dadurch kommt man zu kleineren Abmessungen der Umformer und relativ geringeren Herstellungspreisen [1]. Dabei lassen sich die vom Umformer hervorgerufenen Schall-schwingungen leichter unterdrücken, als dies bei niedrigeren Schaltfrequenzen der Fall ist. Auch die Lichtausbeute ist bei höheren Frequenzen grösser.

2. Kleinere Einheiten führen auf die Dauer zu einer rationelleren Massenproduktion der Einzelteile wie der Endprodukte, also zu niedrigeren Preisen und grösserer Zuverlässigkeit.

3. Die Betriebssicherheit einer Anlage ist bei der Anwendung von mehreren kleineren Einheiten grösser als bei einem zentralen Umformer, da bei einem Defekt nur eine Beleuchtungseinheit ausfällt.

Dessenungeachtet bieten mehrere kleine Einheiten auch eine Möglichkeit, durch Serien- und/oder Parallelschaltung und durch Synchronisation Zentralumformer zu bilden, um damit zu einfacheren Schaltungen zu kommen.

Die Entwicklung der Transistoren für mittlere Leistungen geht in Richtung höherer Schaltgeschwindigkeiten, so dass sich in naher Zukunft noch höhere Schaltfrequenzen erreichen lassen werden. Z. Z. liegt die Grenze bei etwa 8000...10000 Hz. Für die hier in Frage kommenden Anlagen sollten die Frequenzen um den Faktor 2 höher zu liegen kommen. Die Leistung pro Umformereinheit müsste dabei etwa 100 W betragen können.

2. Umformerschaltungen

Es liegt zunächst auf der Hand, einen Umformer nach dem Prinzip des Rechteckwellen-Generators zu entwerfen. Dabei ist der Grundgedanke die bestmögliche Ausnützung des Transistors, da er ja während der maximal möglichen Zeit — einer halben Periode — leitend ist und für den Energietransport sorgt.

Eine Rechteckspannung kann durch verschiedene Transistor-Schaltungen im Gegentakt erzeugt werden [1; 3; 4].

Weniger bekannt sind geeignete Belastungsschaltungen, die den Umformer mit einer Rechteckspannung optimal belasten. Durch physische Trägheit der Transistoren entstehen während der Umwandlung

¹⁾ Siehe Literaturverzeichnis am Schluss des Aufsatzes.

leicht hohe Verluste, die so grosse Momentanwerte erreichen können, dass der Transistor schnell zerstört wird. Beim Ausschalten des Transistors am Ende einer halben Periode muss also der Belastungsstrom wegen des infolge des Anhäufungseffekts nachfliessenden Kollektorstromes so niedrig wie möglich sein. Zu Beginn einer Halbperiode, wenn der Transistor leitend wird, gilt das gleiche, da die Einschaltträgheit den Strom nur allmählich ansteigen lässt.

Es sollen nun einige Schaltungen auf ihre Eignung für eine Umformer-Rechteckspannung untersucht werden. Bei den Berechnungen wird eine ideale Rechteckspannung von so hoher Frequenz vorausgesetzt, dass die TL-Lampe (Fluoreszenzlampe) angenähert durch einen linearen Widerstand ersetzt werden darf. Dabei wird angenommen, dass sich der Widerstandswert bei langsameren Stromschwankungen nur nach längerer Zeit ändert. Für langsame Änderungen gilt die bei Gasentladungen bekannte negative Widerstandskennlinie, so dass ein lineares, strombegrenzendes Element in Serie mit der TL-Lampe unentbehrlich ist. Weiter sei angenommen, dass die Rechteckspannung hoch genug ist, um die Forderung nach zuverlässiger Zündung der Lampe auch unter ungünstigen Bedingungen zu erfüllen.

2.1 TL-Lampe mit in Serie geschalteter Induktivität

Die Ersatzschaltung einer TL-Lampe mit in Serie geschalteter Induktivität besteht aus dem Widerstand R in Serie mit der Induktivität L , an die eine Rechteckspannung U mit der Periodendauer T angeschlossen wird.

Der Strom kann folgendermassen abgeleitet werden: Bei $0 \leq t \leq \frac{1}{2} T$ ist

$$i = \frac{U}{R} \left(1 - \frac{2 e^{\frac{RT}{2L}}}{1 + e^{\frac{RT}{2L}}} e^{-\frac{R}{L}t} \right) \quad (1)$$

Für die zweite Halbperiode gilt der gleiche Ausdruck, aber mit veränderten Vorzeichen (s. Fig. 1). Bei dieser Schaltung erreicht gerade während der Umwandlung der Spannung der Strom seinen Maximalwert. Die Ausschaltverluste betragen theoretisch etwa:

$$P_A = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} 2 V_b i_c dt$$

wenn V_b die Speisespannung an der Primärseite des Umformers und i_c der infolge des Anhäufungseffekts nachfliessende Kollektorstrom ist, der bei dieser Schaltung beträchtliche Werte annehmen kann. Der Wirkungsgrad ist daher auch nicht gross, und besonders

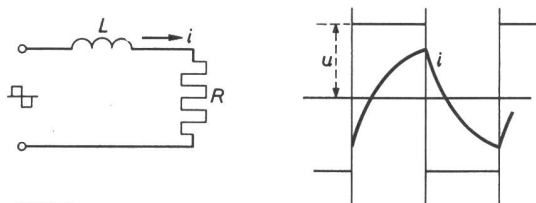


Fig. 1

Verlauf des Stromes bei induktiver Rechteckspannung
 L Strombegrenzungsinduktivität; i Belastungsstrom; R Ersatzwiderstand für eine TL-Lampe; u Scheitelwert der Rechteckspannung

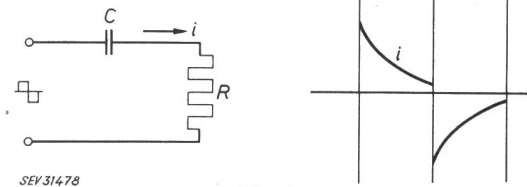


Fig. 2

Verlauf des Stromes bei kapazitiver Rechteckspannung
 C Strombegrenzungskondensator; R Ersatzwiderstand für eine TL-Lampe; i Belastungsstrom

bei Überspannungen der Speisespannung kann der Transistor leicht Schaden leiden.

2.2 TL-Lampe mit in Serie geschaltetem Kondensator

Wenn die Induktivität durch einen Kondensator ersetzt wird, so ist der Strom bei $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$,

$$i = \frac{U}{R} \left(\frac{2 e^{\frac{RT}{2RC}}}{1 + e^{\frac{RT}{2RC}}} \right) e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2)$$

Die andere Halbperiode zeigt das gleiche Bild, nur mit geänderten Vorzeichen (Fig. 2). In solchen Schaltungen ist der Strom in dem Moment gross, in welchem der Transistor leitend wird. Die Einschaltträgheit erzeugt dadurch einen grossen Spannungsabfall, welcher die Rechteckform stört und grosse Einschaltverluste verursacht. Die Umwandlung erfolgt bei sehr geringem Strom, so dass Ausschaltverluste praktisch nicht auftreten. Der hohe Anfangsstrom ist schon deshalb ein Nachteil, weil der Transistor dafür berechnet sein muss und dann nicht wirksam belastet wird.

2.3 Parallelschaltung des induktiven und des kapazitiven Zweiges

Die Parallelschaltung der beiden beschriebenen Belastungen ergibt unter der Voraussetzung, dass

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3)$$

für den Gesamtstrom:

$$i_{tot} = i_L + i_k = \frac{U}{R} \quad (4)$$

da ja in Gl. (3) vorausgesetzt wurde, dass:

$$\frac{R}{2L} = \frac{1}{2RC} = \alpha$$

Theoretisch ergibt sich dann eine rein ohmsche Gesamtbelastung. Das bedeutet in der Hauptsache eine besonders wirksame Transistorbelastung. Es sollen nun beide Zweige gleich belastet werden, da beide Lampen gleich viel Licht abgeben sollen.

Die Leistung im induktiven Zweig beträgt:

$$W_L = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u i_2 dt = \frac{U^2}{R} \left(1 - \frac{2}{\alpha T} \frac{e^{\alpha T} - 1}{e^{\alpha T} + 1} \right)$$

und im kapazitiven Zweig:

$$W_C = \frac{U^2}{R} \cdot \frac{2}{\alpha T} \frac{e^{\alpha T} - 1}{e^{\alpha T} + 1}$$

womit bewiesen ist, dass:

$$W_{tot} = W_L + W_C = \frac{U^2}{R}$$

Nun muss noch folgende Gleichung erfüllt werden:

$$W_L = W_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2}{R} = \frac{2 U^2}{\alpha T R} \cdot \frac{e^{\alpha T} - 1}{e^{\alpha T} + 1}$$

woraus sich ergibt, dass:

$$\frac{e^{\alpha T} - 1}{e^{\alpha T} + 1} = \frac{\alpha T}{4}$$

oder

$$\alpha T \approx 3,8 \quad (5)$$

Für einen gegebenen Wert von R liegen L und C bei gewählter Frequenz fest. Ein erster Nachteil dieser Schaltung liegt darin, dass wegen des festliegenden Wertes von U^2/R die Spannung U bereits gegeben ist; man benötigt aber im Hinblick auf die Zündspannung noch eine gewisse Freiheit. Es ergibt sich denn auch, dass beide Bedingungen zu stark voneinander abweichenden Spannungen für die verschiedenen TL-Lampen führen, wodurch die Schaltung in der Praxis bereits unbrauchbar wird.

Der zweite Nachteil ist, dass der kapazitive Zweig allein am Kollektor des Transistors zu hohen Spitzenströmen führt, wenn der induktive Zweig aus irgendeinem Grunde ausfällt. Der Scheitelwert des Stromes im kapazitiven Zweig beträgt nach Gl. (2):

$$\hat{i}_k = \frac{U}{R} \cdot \frac{2 e^{\alpha T}}{e^{\alpha T} + 1}$$

Dieser Wert ist, wenn man Gl. (5) berücksichtigt, beinahe 2mal so hoch wie bei normaler Belastung. Eine Unterbelastung von 50% wäre an sich wegen der längeren Lebensdauer der Transistoren zu empfehlen, obwohl man es in der Praxis im allgemeinen nicht als schädlich für die Lebensdauer betrachtet, wenn an Stelle von zwei Lampen nur eine brennt. Schliesslich sei noch erwähnt, dass auch diese Schaltung wegen den Kommutierverlusten keine Überspannungsspitzen verträgt.

2.4 Schaltung mit periodischer Belastung

Eine ideale Belastung ergibt offenbar eine Schaltung höherer Ordnung mit periodischem Charakter, die da-

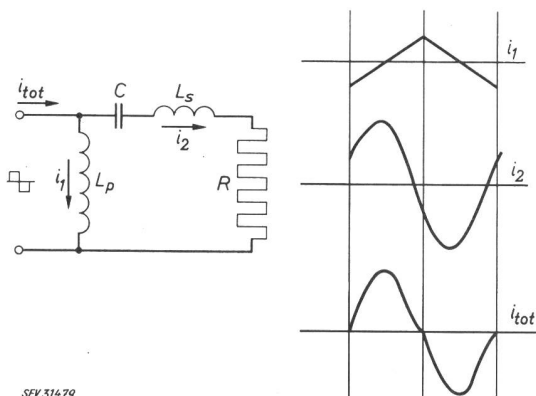


Fig. 3

Verlauf des Stromes bei der Belastung höherer Ordnung
 i_1 Strom durch den induktiven Zweig; i_2 Strom durch den Widerstandsweig; i_{tot} Gesamtstrom; R Ersatzwiderstand für eine TL-Lampe

für sorgt, dass der Strom während den Spannungssprüngen allmählich den Nullwert durchläuft. Es gibt dann keine Ein- und Ausschaltverluste, da die Umwandlung in dem Augenblick stattfindet, in dem der Strom gleich 0 ist. Als Beispiel diene die Schaltung in Fig. 3. Bei nicht brennender Lampe (= unterbrochener Widerstand) muss die Spannung hoch genug für die Zündung sein, während in brennendem Zustand die Leistung von R aufgenommen werden muss. Im folgenden sollen die Bedingungen hierfür festgelegt werden.

Für eine Halbperiode der Rechteckspannung von der Dauer T sind die Ströme (Fig. 3):

$$i_1 = \frac{U}{L_p} \left(t - \frac{T}{4} \right) \quad (6)$$

$$i_2 = \frac{2 U}{a \omega L_s} e^{-\alpha T} \sin(\omega t + \delta) \quad (7)$$

für

$$0 \leq t \leq \frac{T}{2}$$

worin

$$\alpha = \frac{R}{L_s}, \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{L_s C}} - \alpha^2$$

$$a = \text{mod.} \left[1 + e^{-\alpha \frac{T}{2} - j\omega \frac{T}{2}} \right]$$

$$\delta = \arg \bar{a}$$

Die Stromform geht aus Fig. 3 hervor.

Bei $t = 0$ setzt man $i_1 + i_2 = 0$, woraus folgt:

$$L_p = \frac{a \omega T L_s}{8 \sin \delta}$$

Die Parallelinduktivität erhält man durch einen Luftspalt im Umformertransformator. Für die weitere Berechnung der Schaltungselemente könnte man die Leistung in R , die bekannt ist, gleich setzen mit:

$$W_R = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u i_2 dt$$

Dies führt aber zu einer komplizierten, nicht gut lösbaren Gleichung. Da man schon wegen der Forderung nach einem guten Transistorwirkungsgrad nur schwächere höhere Harmonische des Stromes zulassen darf, kommt man einfacher zum Ziel, wenn man abschätzt, in welchem Umfange die erste Harmonische allein zu der in R entwickelten Leistung beiträgt.

Für die Rechteckspannung schreibt man:

$$U(t) = \frac{4 U}{\pi} \left(\sin q t + \frac{1}{3} \sin 3 q t + \frac{1}{5} \sin 5 q t + \dots \right)$$

worin $q = 2\pi/T$ die Schaltfrequenz ist.

Der Leistungsbeitrag in R der n -ten Harmonischen beträgt:

$$W_n = \frac{8 U^2 R}{\pi^2 n^2 Z_n^2} \quad (8)$$

wenn Z_n die in Serie geschaltete Impedanz von L_s , C und R bedeutet. Für die n -te Harmonische gilt dann:

$$n^2 Z_n^2 = n^2 R^2 + \left((n^2 q L_s - \frac{1}{qC})^2 \right)$$

Da der Winkel δ in Gl. (7) positiv ist (voreilender Strom) wird $1/qC > qL_s$ und $1/qC = mqL_s$. Damit wird:

$$n^2 Z_n^2 = n^2 R^2 + (n^2 - m^2) q^2 L_s^2$$

m muss mit Rücksicht auf die höheren Harmonischen, aber auch damit die Spannung am Kondensator nicht zu hoch wird, zwei Bedingungen genügen:

$$m \ll 9$$

und

$$m > 1$$

Als Beispiel sei $m = 2$. In der ersten Näherung ist dann

$$n^2 Z_n^2 \approx (n^2 - m^2) q^2 L_s^2$$

Die dritte Harmonische ist bereits 49mal schwächer als die erste. Für diesen Fall darf man daher annehmen, dass:

$$W_{tot} \approx W_1 = \frac{8 U^2 R}{\pi^2 (R^2 + q^2 L_s^2)} \quad (8a)$$

Hieraus sind alle Elemente zu berechnen. Die Spitzenspannung am Kondensator wird:

$$\hat{U}_C \approx \frac{m}{m-1} \cdot \frac{4}{\pi} U$$

An den Klemmen der Lampe muss doch mindestens mit einer maximalen Spannung von $U = 300$ V (bei einer 40-W-TL-Lampe) gerechnet werden. Bei $m = 2$ wird der Scheitelwert der Kondensatorspannung etwa 760 V betragen, so dass man in diesem Fall einen ziemlich teuren Kondensator braucht. Wegen der schnell zunehmenden dritten Harmonischen kann m jedoch nicht viel grösser gewählt werden.

Wichtig für eine solche Schaltung ist eine von der Betriebsspannung usw. unabhängige Schaltfrequenz, die man dadurch erreichen kann, dass man in die Rückkopplungskreise ein frequenzbestimmendes Element aufnimmt, dessen Eigenfrequenz durch geometrische Faktoren bestimmt ist.

Man kann auch durch Verwendung von Magnetkernen während der Nulldurchgänge des Stromes Spannungsimpulse erzeugen, die die Transistorkommutation einleiten. Durch eine günstige Stromform kann der Transistor wirksamer belastet werden, d. h. relativ mehr Leistung schalten.

Bei dieser Art Belastung ist der Umformer auch erheblich widerstandsfähiger gegen Spannungsspitzen. Aber auch in diesem Punkt lässt sich eine wesentliche Verbesserung erzielen, indem eine positive Basisspannung angelegt wird, ehe die Spannung über den Kollektor-Emitterdurchgang anwächst. Die Durchschlagsspannung wird hierdurch beträchtlich erhöht [5].

Es sei nun im folgenden eine Schaltung besprochen, bei der dies auf einfache Weise automatisch erreicht wird.

2.5 Generator mit unterbrochener Ansteuerung

In einem Generator, dessen Transistoren kürzer als eine halbe Periode angesteuert sind, erfolgt die Umwandlung nicht kontinuierlich. Sie wird jedesmal sozusagen angehalten oder unterbrochen. Eine solche Schaltung hat einen hohen Wirkungsgrad und ist

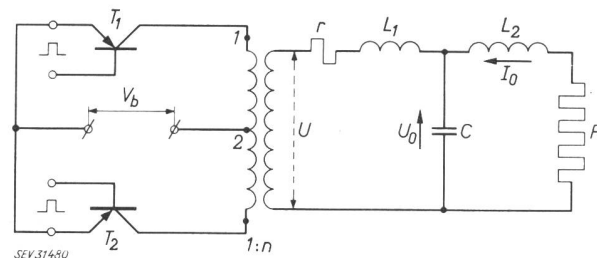


Fig. 4

Transistorumformer mit impulsförmiger Basissteuerung für unterbrochene Ansteuerung

T_1, T_2 in Gegentakt geschaltete Leistungstransistoren; V_b Speisespannung; U Sekundärspannung; U_0 Kondensator-Restspeispannung

ziemlich unempfindlich gegenüber hohen Spannungsimpulsen. Da sich mit ihr sinusförmige Ausgangsspannung erzeugen lässt, hat man grössere Freiheit in der Wahl des Belastungskreises. Diese Schaltung soll zunächst an Hand eines von aussen gesteuerten Generators besprochen werden.

In der Schaltung der Fig. 4 werden den Basen der Transistoren T_1 und T_2 Stromimpulse der Wiederholungsfrequenz ν und der Dauer τ ($\tau < 1/2 T$, siehe Fig. 5), zugeführt. Wie die Transistoren sich dann verhalten, wurde in [6] veröffentlicht. Dort wird als Anstiegszeit des Kollektorstromes angegeben:

$$t_r \approx \tau_c \ln \frac{\alpha' I_{b1}}{\alpha' I_{b1} - I_c} \quad (9)$$

als Ladezeit:

$$t_s \approx \tau_s \ln \frac{\alpha' I_{b1} + \alpha' I_{b2}}{I_c + \alpha' I_{b2}} \quad (10)$$

und als Abfallzeit:

$$t_f \approx \tau_c \ln \left(1 + \frac{I_c}{\alpha' I_{b2}} \right) \quad (11)$$

worin I_{b1} der Basisstrom in Durchlassrichtung, I_{b2} der Basisstrom in Sperrichtung, I_c der Kollektorstrom, α' der Stromverstärkungsfaktor, τ_c und τ_s Konstanten der verwendeten Transistoren bedeuten.

Für praktische Zwecke ist $\tau_s \approx \tau_c$, so dass sich ergibt:

$$t_s + t_f \approx \tau_c \ln \left(1 + \frac{I_{b1}}{I_{b2}} \right) \quad (12)$$

Dies ist gleich der Ausdruck für t_f , wenn $I_c = I_{cm} = \alpha' I_{b1}$ ist.

Ein Basisimpuls verursacht einen bestimmten «Kollektordurchlass» (Fig. 6). Die Grenzlinien bezeichnen den maximalen Kollektorstrom, den der Transistor durchlässt. Der von der Belastung abhängige Kollektorstrom muss dann bis zu dem Augenblick, in dem der Transistor abschalten muss, im nicht schraffierten Bereich bleiben. Im Augenblick t_0 , in dem z. B. T_1 leitend wird, erhalten die Klemmen 1—2 in Fig. 4 die

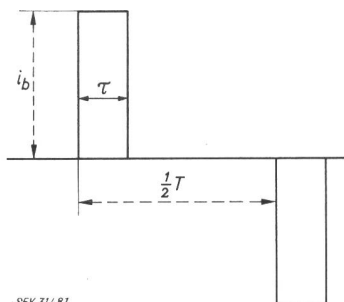


Fig. 5
Basissteuerimpuls von Fig. 4
 i_b Scheitelwert des Stromimpulses; τ Pulsdauer;
 $1/2 T$ Dauer einer Halbperiode

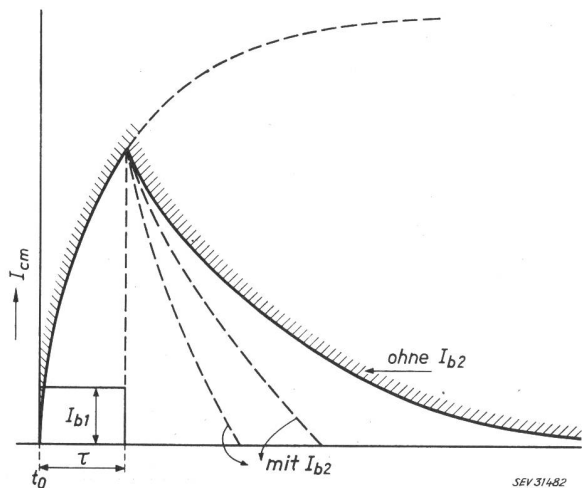


Fig. 6

Kollektordurchlass bei impulsförmiger Basissspannung
 I_{cm} maximal durchflussbarer Kollektorstrom; I_{b1} Basisstrom in Durchlassrichtung; I_{b2} Basisstrom in Sperrichtung; τ Dauer eines Basisstrompulses

Speisespannung V_b (wenn man den geringen Spannungsverlust über T_1 vernachlässigt), während dann an der Sekundärseite die Spannung $U = nV_b$ entsteht.

Nimmt man an, dass sich das System in einem quasi stationären Zustand befindet, dann ist in der Zeit $t = t_0$ am Kondensator C eine Restspannung U_0 vorhanden, und durch L_2 fließt ein Strom I_0 in der in Fig. 4 angegebenen Richtung. Für den Sekundärkreis erhält man mit Hilfe der Operatoren-Rechnung [7] im p-Bereich folgenden Ausdruck für den Gesamtstrom:

$$I_p = \frac{U \left(pL_2 + R + \frac{1}{pC} \right) - U_0 (pL_2 + R) - I_0 \frac{L_2}{C}}{p \left(p^2 L_1 L_2 + pL_1 R + pL_2 R + \frac{L_1 + L_2}{C} + \frac{R+r}{pC} + rR \right)} \quad (13)$$

Eine brauchbare allgemeine Lösung lässt sich für eine solche Gleichung dritten Grades nicht finden. Man muss sich deshalb mit einer angenäherten Lösung begnügen. Wenn $L_1 \ll L_2$ und $r \ll R$ ist, was bisher in der Praxis zu den besten Ergebnissen geführt hat, dann kann in erster Näherung L_1 im Verhältnis zu L_2 und r im Verhältnis zu R vernachlässigt werden. Gl. (13) kann nun so geändert werden, dass sich der Nenner in Faktoren auflösen lässt:

$$I_p \approx \frac{U \left(pL_2 + R + \frac{1}{pC} \right) - U_0 (pL_2 + R) - I_0 \frac{L_2}{C}}{p \left(pL_1 + r + \frac{1}{pC} \right) (pL_2 + R)}$$

Wenn man nun noch im ersten Glied des Zählers L_1 zu L_2 und r zu R addiert, so erhält man eine weitere Vereinfachung:

$$I_p \approx \frac{U - U_0}{L_1 \left(p^2 + p \frac{r}{L_1} + \frac{1}{L_1 C} \right)} + \frac{U}{L_2 p \left(p + \frac{R}{L_2} \right)} - \frac{I_0 \frac{1}{L_1 C}}{\left(p^2 + p \frac{r}{L_1} + \frac{1}{L_1 C} \right) \left(p + \frac{R}{L_2} \right)} \quad (14)$$

Nach dem t -Bereich aufgelöst:

$$I(t) = \frac{U - U_0}{\omega L_1} e^{-\alpha t} \sin \omega t + \frac{U}{R} (1 - e^{-\beta t}) - \frac{I_0 \frac{1}{L_1 C}}{\frac{R^2}{L_2^2} - \frac{Rr}{L_1 L_2} + \frac{1}{L_1 C}} e^{-\beta t} + \frac{I_0}{\sin \varphi} e^{-\alpha t} \sin (\omega t + \varphi) \quad (15)$$

worin

$$\alpha = \frac{r}{2L_1} \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C} - \alpha^2} \quad \beta = \frac{R}{L_2}$$

und

$$\sin \varphi = - \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{r}{L_1} - \frac{R}{L_2} \right)^2}}$$

Nun ist

$$\frac{1}{L_1 C} \gg \left(\frac{r}{L_1} \right)^2$$

weil r der Parasitärwiderstand des Stromkreises ist. R/L_2 muss klein genug sein, damit sich (wenn $L_1 \ll L_2$) ergibt:

$$\frac{1}{L_1 C} \gg \left(\frac{R}{L_2} \right)^2$$

In zweiter Näherung kann man dann schliesslich schreiben:

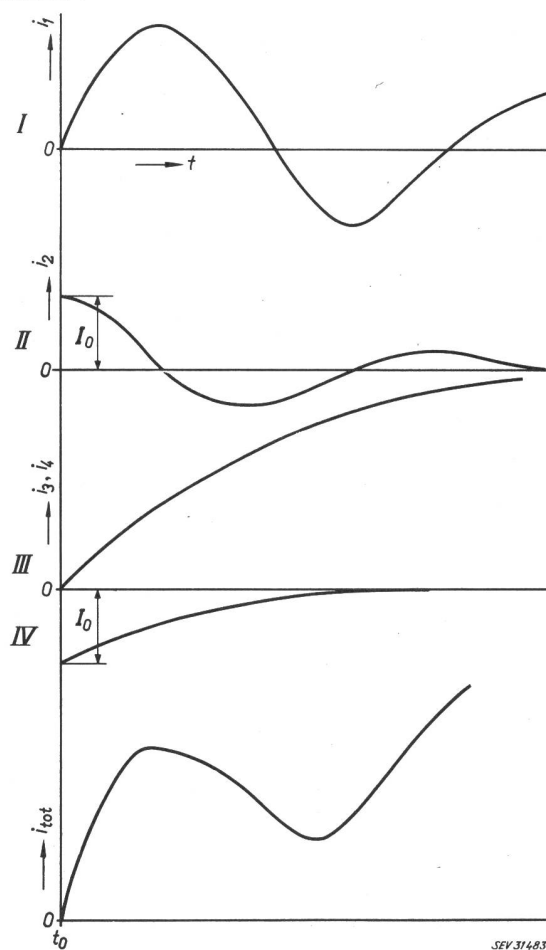


Fig. 7

Die verschiedenen Einzelströme der Formel (16),

$$I(t) = i_1 + i_2 + i_3 + i_4$$

I 1. Glied; II 2. Glied; III 3. Glied; IV 4. Glied

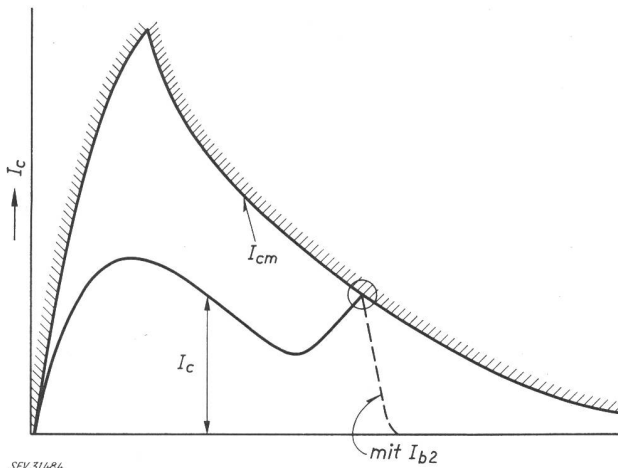


Fig. 8

Schnittpunkt der I_c -Kurve mit der I_{cm} -Kurve

Nach Überschreiten dieses Punktes muss der Kollektorstrom I_c abnehmen

$$I(t) \approx \frac{U - U_0}{\omega L_1} e^{-\alpha t} \sin \omega t + I_0 e^{-\alpha t} \cos \omega t + \frac{U}{R} (1 - e^{-\beta t}) - I_0 e^{-\beta t} \quad (16)$$

Die Stromform ist aus Fig. 7 ersichtlich.

Der Zeitpunkt t_1 , in dem der Transistor jeweils abschaltet, hängt nun von dem Moment ab, in dem der Kollektorstrom den Sättigungswert erreicht. Der Kollektorstrom verläuft ebenfalls nach Fig. 7, wenn der Transformator eine sehr hohe Reaktanz hat, so dass der Leerlaufstrom des Transformators vernachlässigt werden kann. Der Augenblick, in dem die Stromkurve die Grenzlinie des Kollektordurchlasses schneidet, muss der Kollektorstrom mindestens entsprechend dieser Grenzlinie abnehmen (Fig. 8).

Wenn man im Augenblick t_1 eine positive Basisspannung anlegt und dadurch einen kurz anhaltenden Basisstrom I_{b2} in Sperrichtung erzeugt [siehe Gl. (10) und (11)], kann man den Kollektorstrom wesentlich schneller zum Abklingen bringen. Der Spannungsverlauf am Transformator ist in Fig. 9 skizziert. Während der Zeitspanne $t_0 - t_1$ entspricht die Spannung an den

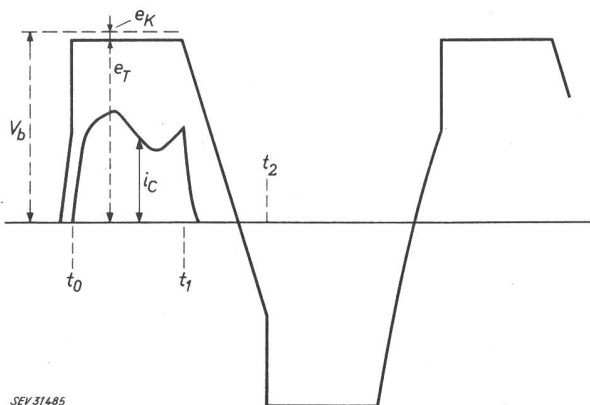


Fig. 9

Verlauf der Transformatorspannung und des daraus folgenden Kollektorstromes

V_b Speisespannung; e_T Transformatorspannung; e_K Spannungsabfall am Transistor; i_c Kollektorstrom; t_0 Einschaltmoment des Transistors T_1 ; t_1 Ausschaltmoment des Transistors T_1 ; t_2 Einschaltmoment des Transistors T_2

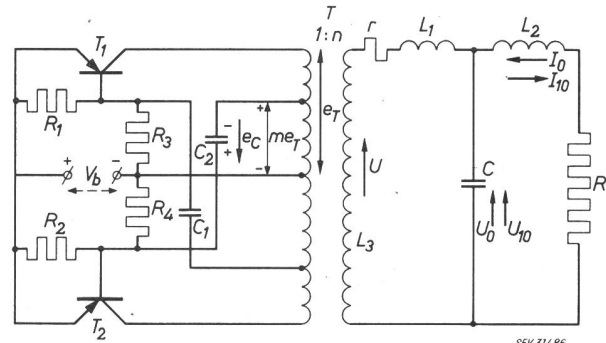


Fig. 10

Prinzipschaltbild eines selbstschwingenden Transistorumformers mit unterbrochener Ansteuerung

T_1, T_2 in Gegentakt geschaltete Transistoren; e_T primärseitige Spannung des Transformators T ; $R_1, \dots, R_4, C_1, C_2$ Rückkopplungselemente; e_0 Ladespannung des Rückkopplungskondensators; me_T primärseitige Teilspannung des Transformators; U Sekundärspannung; I_0, U_0, I_{10}, U_{10} Strom- und Spannungswerte, bezogen auf t_0 und t_1

Klemmen 1—2 (s. Fig. 4) ungefähr der Speisespannung V_b : nach dem Zeitpunkt t_1 wird der Sekundärkreis durch Abschaltung von T_1 von der Spannungsquelle getrennt. Der Transformator erhält dann Spannung vom Kondensator, der sich mit einer Eigenfrequenz von

$$\sqrt{\frac{1}{L_2 C} - \frac{R^2}{4 L_2^2}}$$

entlädt. Im Zeitpunkt t_2 wird aber Transistor T_2 leitend und die Spannung steigt mit entgegengesetzten Vorzeichen wieder auf etwa V_b an. Durch den gleitenden Spannungsverlauf während des Abschaltens sind die Verluste gering.

2.6 Selbstschwingende Schaltung

Durch Einschaltung einer Rückkopplung nach Fig. 10 kann das System auf einfache Weise selbstschwingend gemacht werden. Die Widerstände R_3 und R_4 dienen als Startwiderstände; sie sorgen dafür, dass genug negative Basisspannung vorhanden ist und beide Transistoren gerade eben Strom durchlassen. Durch stets vorhandene Unterschiede zwischen den beiden Stromkreishälften entsteht eine Initialspannung am Transformator, wodurch einer der Transistoren, z. B. T_1 , ziemlich plötzlich über die Rückkopplung weiter angesteuert wird. Der andere Transistor, T_2 , dagegen erhält über den Rückkopplungskondensator C_2 eine Spannung entgegengesetzter Polarität und wird dadurch gesperrt. Der Basisstrom des auszusteuernden Transistors verläuft impulsförmig; er steigt anfänglich steil an, wird aber durch einen gewissen Widerstand und die Streuungs-Selbstinduktivität im Basiskreis begrenzt und fällt dann nach einer exponentialen Linie ab. Die Impulsdauer wählt man in der Größenordnung von 20 μs . Nachher ist z. B. der Kondensator C_1 aufgeladen. Sinkt nun im Zeitpunkt t_1 die Transformatorspannung (siehe auch Fig. 9), weil der Sättigungsstrom des Kollektors erreicht ist, dann entsteht plötzlich in der Basis von T_1 durch die Ladung von C_1 eine positive Spannung. Diese verursacht dann die schnelle Abschaltung.

Allmählich wird dann C_1 über R_1 usw. entladen. Um den Zeitpunkt zu bestimmen, in dem T_2 leitend wird, muss man vom quasi-stationären Zustand aus-

gehen. Der Kondensator C_2 entlädt sich und die Basis-
spannung von T_2 (Fig. 10)

$$m e_t + e_C$$

geht infolge Abnahme und Umkehrung von e_t und in-
folge Abnahme von e_C ziemlich schnell von positiv
nach negativ über. An dem in Fig. 11 angegebenen
Schnittpunkt wird daher T_2 leitend und erreicht durch
die kumulative Wechselwirkung von Basisstrom und
Transformatorspannung schnell den ausgesteuerten Zu-
stand. Den Zeitpunkt t_2 kann man mit Hilfe der
Schwingzeit und der Dämpfung des Sekundärkreises
und durch die Zeitkonstanten $R_1 C_1$ und $R_2 C_2$
ändern.

Bei zu stark gedämpftem Ausschlag kann es vor-
kommen, dass für eine gegebene RC -Zeit kein Schnittpunkt
vorhanden ist; der Generator schwingt dann
zwar jedesmal ein, nicht aber durch. Damit die Lei-
stungsaufnahme in den Widerständen R_1 , R_2 , R_3 und
 R_4 nicht zu gross wird, müssen diese gross gewählt
werden und die Dämpfung des Sekundärkreises
gering sein. Eine gute Vorstellung über die Grössen-
ordnung der Elektrodenspannungen erhält man auf
einfache Weise, wenn man Diagramme der Spannungen
in übertriebener Darstellung zeichnet. Fig. 12 zeigt
ein solches Diagramm mit den verschiedenen Spannungen
des Umformers der Fig. 10. Zu bemerken ist,
dass fast unmittelbar nach dem Beginn des Abschalt-
vorganges eine positive Basisspannung vorhanden ist.
Hiedurch nimmt die Abschaltgeschwindigkeit stark zu,
da ein kurzzeitiger Strom I_{b2} in Sperrichtung [siehe
auch Gl. (13)] wieder sperrt. Der Anfangswert der
positiven Basisspannung hängt wegen der Entladung
von C_1 bzw. C_2 von R_1 bzw. R_2 ab. Durch das Vor-
handensein einer positiven Basisspannung beim An-
wachsen der Kollektorspannung ist dieser Umformer
weniger empfindlich gegen Überspannungen als die
vorher beschriebenen Ausführungen.

2.6.1 Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad des Umformers nimmt um so
mehr zu, je grösser die Widerstände $R_1 \dots R_4$ gewählt

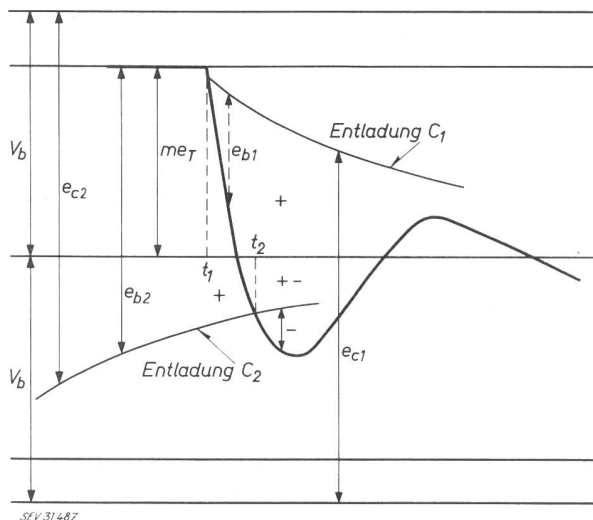


Fig. 11

Verlauf der Spannungen an den Transistorelektroden und den
Schaltelementen während der Durchlass- und Sperrzeit
des Transistors T_1

V_b Speisespannung; e_{c2} Spannung am Rückkopplungskondensator
 C_2 ; e_{b1} positive Basisspannung an T_1 ; e_{b2} positive Basisspannung
an T_2 ; $m e_T$ Teilspannung am Transformator; t_1 Ausschaltmoment
des Transistors T_1 ; t_2 Einschaltmoment des Transistors T_2

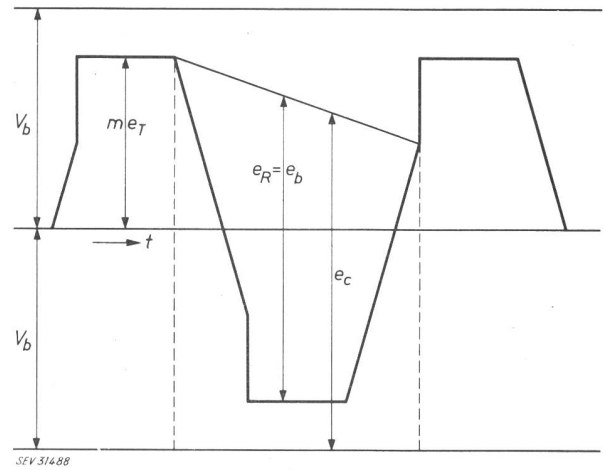


Fig. 12

Die verschiedenen Spannungen in übertriebener Darstellung
(«Karikatur-Diagramm»)
Bezeichnungen siehe Fig. 11

werden, soweit dadurch die Leistungsaufnahme in den
Widerständen noch nennenswert vermindert und die
Abschaltgeschwindigkeit der Transistoren erhöht wird.
Demnach muss der gesamte Belastungskreis zur Schaf-
fung dieser Voraussetzungen eine geringe Dämpfung
besitzen. Grundsätzlich muss die Transformatorspan-
nung stark schwanken. Die folgende Berechnung soll
zeigen, welchen Einfluss der Dämpfungskoeffizient auf
diese Schwankungen hat.

Im Zeitpunkt t_1 schwingt der Sekundärkreis frei
aus, und die Kondensatorspannung (= Transformator-
spannung, falls dessen Selbstinduktion relativ hoch ist)
wird in der Laplace-Transformation:

$$U_c(p) = \frac{U_{10}}{p} - i_c \frac{1}{pC} = \frac{U_{10}}{p} - \frac{U_{10} + pL_2 I_{10}}{p \cdot pC(pL_2 + R + \frac{1}{pC})}$$

U_{10} ist die Spannung am Kondensator im Zeitpunkt
 $t = t_1$, I_{10} ist der Strom von L_2 in diesem Zeitpunkt.
Zurücktransformiert in den t -Bereich ergibt dies:

$$U_c(t) = 2 \operatorname{Re} \left[\frac{U_{10} + \left(-\frac{\beta}{2} - j q\right) L_2 I_{10}}{\left(-\frac{\beta}{2} - j q\right) (-2 j q) L_2 C} e^{-\frac{\beta}{2} t - j q t} \right]$$

Woraus schliesslich folgt:

$$U_c(t) = \frac{U_{10}}{\sin \varphi} e^{-\frac{\beta}{2} t} \sin(q t + \varphi) \quad (17)$$

Darin ist, wenn φ im zweiten Quadrant liegt:

$$\sin \varphi = \frac{q}{\sqrt{\left(\frac{\beta^2}{4} + q^2\right) \left[\left(1 - \frac{R}{2} \cdot \frac{I_{10}}{U_{10}}\right)^2 + q^2 L_2^2 \left(\frac{I_{10}}{U_{10}}\right)^2\right]}} \quad (18)$$

$$\frac{\beta}{2} = \frac{R}{2 L_2} \quad q = \sqrt{\frac{1}{L_2 C} - \frac{\beta^2}{4}}$$

Zur Illustration diene Fig. 13. Der Winkel φ liegt
im zweiten Quadrant, so dass $\sin \varphi$ mit zunehmendem
 φ abnimmt und umgekehrt. Bei abnehmendem Wert
von $\sin \varphi$ wird die Schwingungsamplitude durch Zu-

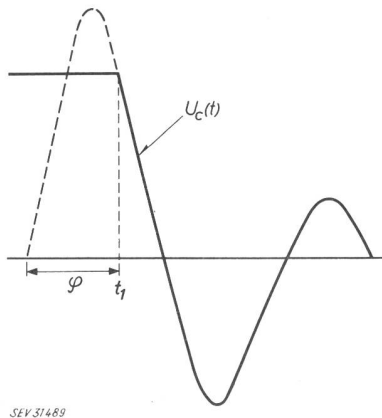


Fig. 13

Phasenwinkel φ der Gl. (17)

$U_c(t)$ Spannung am Transformator oder Kondensator C aus Fig. 10;
 t_1 Ausschaltmoment des Transistors T_1

nahme des Koeffizienten in Gl. (17) grösser. Ausserdem wird, wie Fig. 13 zeigt, die Zeit $t_2 - t_1$ kürzer, und dadurch die Dämpfung kleiner, wenn φ zunimmt. Aus Gl. (16) ist ersichtlich, dass I_{10} abnimmt, wenn R bei nicht zu kleinem β grösser wird; U_{10} dagegen hängt wenig oder gar nicht von R ab. Im Prinzip dürfte dann $\sin \varphi$ mit zunehmendem β wachsen, besonders in einem bestimmten Bereich des Verhältnisses q/β . Im Extremfall wird bei sehr langer Zeit $t_1 - t_0$, $I_{10} \approx U_{10}/R$.

Die Spannung $U_c(t)$ kann auch auf andere Weise ausgedrückt werden:

$$U_c(t) = \frac{U_{10}}{\sin \delta} e^{-\frac{\beta}{2}t} \sin(qt + \delta) - \frac{I_{10}}{qC} e^{-\frac{\beta}{2}t} \sin qt$$

worin

$$\delta = \frac{q}{\sqrt{q^2 + \frac{1}{4}\beta^2}}$$

Hieraus ist deutlich zu ersehen, dass der Nulldurchgang von $U_c(t)$ auf einen späteren Zeitpunkt fällt, d.h. wenn I_{10} kleiner wird. Das bedeutet eine Verkleinerung von φ in Gl. (17).

Das Anwachsen der Dämpfungszeitkonstanten wirkt sich besonders stark auf nicht allzu grosses q/β aus. Bei dem Verhältnis $q/\beta \geq 10$ ist der Einfluss von Schwankungen in R aber schon ziemlich gering. Weil Speisespannungsschwankungen bei TL-Lampen starke Schwankungen des Äquivalentwiderstandes hervorrufen, muss man dieses Verhältnis gross genug wählen, um Schwierigkeiten zu vermeiden. Weil man durch die Zündspannung gebunden ist, kann man das Verhältnis

$$\frac{q}{\beta} = \frac{qL}{2R} = 2Q$$

Kreisgüte genannt, der Schaltung nicht genug vergrössern. Da die Kreisgüte im allgemeinen aber

$$Q = \frac{\text{Blindleistung}}{\text{aufgenommene Leistung}}$$

ist, kann man auch andere Wege gehen. Versieht man den Transformator mit einem Luftspalt, so erhält man eine parallel zum Sekundärkreis wirkende Selbstinduktivität. Hiedurch kann die Blindleistung des gesamten Belastungskreises erheblich gesteigert werden.

2.6.2 Basissteuerimpuls

Für das Anwachsen des Kollektorstromes I_c gilt folgende Beziehung:

$$I_c = I_{cm} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}}) \quad (19)$$

worin τ_c in [6] definiert ist und τ_c eine physikalische Zeitkonstante bedeutet. Der gesamte Belastungsstrom I muss offenbar stets kleiner sein als I_c/n (n Übersetzungsverhältnis) bis zu dem Augenblick, in dem der Transistor abschaltet.

Das anfängliche Anwachsen des Stromes I folgt aus Gl. (16):

$$\left(\frac{dI}{dt}\right)_{t=0} = \frac{U - U_0}{L_1} - \frac{r I_0}{2 L_1} + \frac{U}{L_2} + \frac{I_0 R}{L_2}$$

Da $L_2 \gg L_1$, genügt:

$$\left(\frac{dI}{dt}\right)_{t=0} \approx \frac{U - U_0}{L_1} \quad (20)$$

Die Ströme in den Gl. (16) und (19) verlaufen anfangs beide grundsätzlich exponentiell, so dass es ausreicht, wenn man als Bedingung setzt:

$$\frac{I_{CM}}{n\tau_c} > \frac{U - U_0}{L_1} \quad (21)$$

weil $I_{CM} = \alpha' I_b$:

$$\frac{\alpha'}{\tau_c} > \frac{n(U - U_0)}{L_1 I_b} \quad (21a)$$

Das Verhältnis α'/τ_c ist offenbar eine wichtige Grösse. Die Bedingung in Gl. (21) kann durch geschickte Wahl von I_b für jeden Wert von α'/τ_c noch erfüllt werden; man muss allerdings berücksichtigen, dass α'/τ_c im Dauerbetrieb sinkt, während der Scheitelwert des Basisstromes unterhalb des zulässigen Wertes bleiben muss. Andererseits folgt aus dem Vorstehenden, dass es sinnlos ist, I_b bedeutend grösser werden zu lassen, als für die Stromzunahme notwendig ist.

Durch die Schaltung der Rückkopplung nach Fig. 10 entsteht ein Basisimpuls, dessen Grösse anfänglich schnell ansteigt, um dann exponentiell abzunehmen. Die Grösse der Ladung, die der Basisimpuls darstellt, muss bei kurzen und starken Basisimpulsen grösser sein als bei längeren und schwächeren. Hieraus folgt, dass man gerne die Ladung des Rückkopplungskondensators erhöhen würde, um die Leistung des Umformers zu vergrössern. Nimmt man nun an, dass der Kollektorstrom z. B. in $10 \mu s$ auf 4 A steigen muss, dann wird nach Gl. (21):

$$\frac{\alpha' I_b}{\tau_c} > 4 \cdot 10^5$$

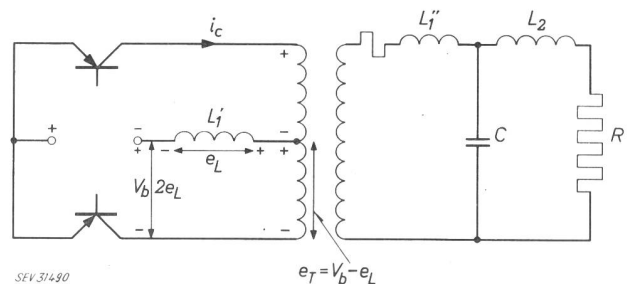


Fig. 14

Schaltung mit geteilter Selbstinduktivität L_1
 L_1' Teil im Primärkreis; L_1'' Teil im Sekundärkreis

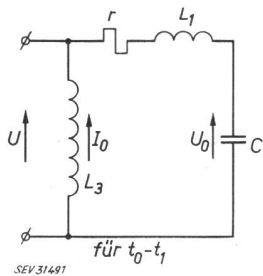


Fig. 15
Anfangsbedingungen in unbelastetem Zustand in der Zeit $t_0 - t_1$, in der einer der Transistoren leitend ist
 U Transformatorspannung;
 U_0 Kondensatorspannung im Moment t_0 ; I_0 Strom im Moment t_0

Setzt man $\tau_c \approx 40 \mu s$ und $\alpha' \approx 40$ in die Gl. (21) ein, dann wird

$$I_b > 0,4 \text{ A}$$

Wenn man einen entsprechenden Teil von L_1 an die Primärseite des Transformators in die gemeinsame Minusleitung nach Fig. 14 schaltet, so hat man ein einfaches Mittel, um den Basissteuerimpuls einigermaßen zu steuern. Offensichtlich wird jetzt die Rückkopplungsspannung um etwa 2mal die an L_1' liegende Spannung vermindert, während kurz darauf der Basisstromimpuls verstärkt wird. Beim Abschalten entsteht jedoch eine der Abschaltung entgegenwirkende EMK in L_1' , so dass die Grösse dieser Selbstinduktivität in Grenzen bleiben muss.

2.6.3 Nullastströme

Den Zustand im Leerlauf erhält man, wenn man den Zweig L_2 und R in Fig. 4 weglässt. Die Parallelselbstinduktivität des Transformators ist nun nicht mehr bedeutungslos und kann auch nicht vernachlässigt werden. Der Belastungskreis hat dann die in Fig. 15 wiedergegebene Form. Für das Zeitintervall $t_0 - t_1$ gelten die Anfangsbedingungen nach Fig. 15, für das Zeitintervall $t_1 - t_2$ jene nach Fig. 16. Von $t_0 - t_1$ wird der Strom unter Vernachlässigung des Transformatorwiderstandes:

$$i_{p \text{ tot}} = \frac{U + pL_1 I_0 - U_0}{p(pL_1 + r + \frac{1}{pC})} + \frac{U}{p^2 L_3} - \frac{I_0}{p}$$

In den t -Bereich umgesetzt ergibt das:

$$i_{tot} = \text{Re} \left[\frac{U - \alpha L_1 I_0 - j\omega L_1 I_0 - U_0}{L_1 (-j\omega)} e^{-\alpha t - j\omega t} \right] + \frac{Ut}{L_3} - I_0$$

Unter Vernachlässigung des Ausdruckes mit dem Koeffizienten $r/2 I_0$ kommt man zu:

$$i_{tot} \approx \frac{U - U_0}{\omega L_1} e^{-\alpha t} \sin \omega t + I_0 e^{-\alpha t} \cos \omega t + \frac{Ut}{L_3} - I_0 \quad (22)$$

Für die Spannung am Transformator (die ungefähr gleich der Kondensatorspannung ist) findet man, wenn $\alpha \ll \omega$ entsprechend:

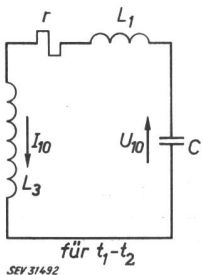


Fig. 16
Anfangsbedingungen in unbelastetem Zustand in der Zeit $t_1 - t_2$, in der beide Transistoren sperren
 I_{10} Strom im Moment t_1 ; U_{10} Spannung im Moment t_1

$$U_c(t) \approx U(1 - e^{-\alpha t} \cos \omega t) + U_0 e^{-\alpha t} \cos \omega t \quad (23)$$

Der Kreisstrom während der Zeitspanne $t_1 - t_2$ wird dann entsprechend:

$$i \approx \frac{U_{10}}{qL_3} e^{-\gamma t} \sin q t + I_{10} e^{-\gamma t} \cos q t \quad (24)$$

und die Transformatorspannung:

$$U_c(T) \approx U_{10} e^{-\gamma t} \cos q t - \frac{I_{10}}{qC} e^{-\gamma t} \sin q t \quad (25)$$

Die numerische Berechnung für einige Fälle, z. B. mit einer geschätzten Zeit von $t_0 - t_1$ ist zwar sehr instruktiv, würde aber zu weit führen. Man muss sich hier auf die Charakterisierung der Transistorströme beschränken.

Angenommen, dass die Leerlaufverluste sehr gering sind, dann wird wegen

$$\int_{t_0}^{t_1} U i_{tot} dt \approx 0$$

der Mittelwert I_d des Kollektorstromes während der Zeit $t_0 - t_1$ ungefähr 0 sein. Offensichtlich fliesst dann Strom sowohl in normaler als in entgegengesetzter Richtung durch die Transistoren. Wenn man sich den Abschaltmechanismus ansieht, dann ist unschwer zu erkennen, dass die Abschaltung erst am Anfang der zweiten Periode der oszillierenden Komponente von Gl. (22) stattfinden kann. Dies ist anders im belasteten Zustand, in dem $I_d \gg 0$ und die Abschaltung in der zweiten Hälfte der ersten Periode des Kollektorstromes stattfindet.

Nach der Abschaltung findet man im freien Schwingkreis bei Nullast immer eine grössere Selbstinduktivität bei der oben beschriebenen Schaltung, wodurch auch die Ausschwingfrequenz niedriger zu liegen kommt. Damit ergibt sich also eine geringere Schaltfrequenz bei Nullast als bei Belastung.

Da die RC-Zeit des Rückkopplungskreises konstant geblieben ist, resultiert, durch die nun stärkere Entladung von C , im Einschaltmoment t_2 (siehe Fig. 11) eine niedrigere Spannung U_0 . Der Beitrag des ersten Ausdruckes von Gl. (22) wird dadurch also grösser. An Hand der Gl. (25) kann man den Zeitpunkt t_2 schätzen; bei niedrigem $U_c(t)$ liegt dieser Zeitpunkt in der Nähe des Momentes, in dem der erste Ausdruck von Gl. (25) Null durchläuft. Die Grössenordnung von I_0 geht aus Gl. (24) hervor:

$$I_0 \geq \frac{U_{10}}{qL_3} \approx \frac{U}{\sqrt{\frac{L_3}{C}}}$$

Je später der Zeitpunkt t_2 liegt, um so mehr nimmt I_0 ab. Der Beitrag des zweiten Ausdruckes von Gl. (22) zum Spitzenstrom ist also ebenfalls abhängig von der RC-Zeit des Rückkopplungskreises. Weiter ist I_{10} , der Strom im Augenblick t_1 der Abschaltung, unter Belastung höher als bei Nullast, während U_{10} bei Belastung ein wenig niedriger wird. Nach Gl. (24) ist I_0 bei Nullast dann sicher höher als bei Belastung. Das Gesamtbild zeigt deshalb bei Nullast grössere Spitzenströme in beiden Richtungen des Transistors als bei Belastung. Eine Verbesserung erzielt man durch Verkleinerung der Parallelselbstinduktivität L_3 , wenn dadurch auf der anderen Seite I_0 auch wieder zunimmt,

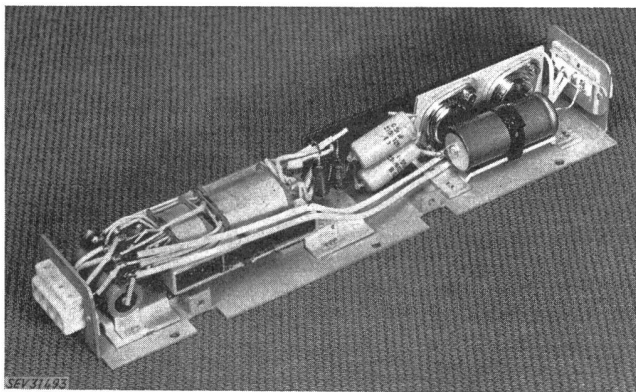


Fig. 17
Transistorumformer für 26 V
für eine TL-40-W-Lampe

oder durch einen kapazitiven Belastungsweig, durch den die Frequenzverschiebung umgekehrt wird. Je länger man ferner die RC -Zeit machen kann, desto niedriger sind die Spitzenströme.

2.6.4 Belastungskreise

Mit einer Parallelselbstinduktivität kann man dem gesamten Belastungskreis eine hohe Kreisgüte erteilen. Mit ziemlich kurzen Stossimpulsen erhält man dann über den Parallelkondensator eine ungefähr sinusförmige Spannung, an die dann weiter die Belastung (Widerstandsweig) angeschlossen wird. Eine sinusförmige Spannung hat den Vorteil, dass bekannte Schaltungen mit Varianten verwendet werden können, wie z. B. die Schaltung für Serienspeisung der Lampen [8].

Die Parallelselbstinduktivität vermindert den Einfluss der Belastung auf die Frequenz, was das Ab- und Anschalten getrennter Belastungseinheiten möglich macht, z. B. 6 Lampen von 6 W usw. an einem Umformer, getrennt ab- und zuschaltbar.

Die Selbstinduktion in Serie mit der Lampe kann manchmal mit Vorteil durch einen Kondensator ersetzt werden, falls die gesamte Kreisgüte erhalten bleibt (Verkleinerung der Parallelselbstinduktivität). Dies getsattet eine Verbilligung der Schaltung und bringt noch einige weitere Vorteile mit sich, wie geringe Spitzenströme im Leerlauf und kleinere Gleichrichter-effekte an der TL-Lampe.

Schliesslich ist es möglich, den Schwingkreis einseitig mit Hilfe eines einzelnen Transistors zu erregen. Dadurch lassen sich auch die im Gegentakt arbeitenden Transistoren sehr gut auswechseln, die Umformer fallen in der Herstellung gleichmässiger aus, was wiederum eine günstigere Lebensdauer bedingt.

2.6.5 Praktische Anwendung

Zurzeit befinden sich Einheiten von etwa 50 W und kleiner mit Schaltfrequenzen von 8...10 kHz und einem Wirkungsgrad von rund 80% in Fabrikation.

Fig. 17 zeigt einen 26-V-Umformer einer TL-40-W-Lampe, der bereits für Grossserie konstruiert wurde.

Literatur

- [1] Hehenkamp, Th. und J. J. Wilting: Transistorumformer zur Speisung von Leuchtstofflampen. Philips techn. Rdsch. 20(1958/59)11, S. 352...356.
- [2] Elenbaas, W.: Fluorescent Lamps and Lighting. Eindhoven: Philips 1959. S. 75.
- [3] Pye, T. R.: High-Power Transistor D. C. Converters. Electronic & Radio Engr. 36(1959)3, S. 96...105.
- [4] Nowicki, J. R.: D. C. Inverter for Fluorescent Lamps. Mullard techn. Commun. 5(1961)47, S. 276...285.
- [5] Somlyódy, A.: Transistor Bias Method Raises Breakdown Point. Electronics 33(1960)2, S. 48...49.
- [6] Le Can, K. Hart und C. de Ruyter: Semiconductors, b. Large Signal Behaviour of Transistors. Eindhoven: Centrex 1962.
- [7] Jaeger, J. C.: An Introduction to the Laplace Transformation. London: Methuen 1949.
- [8] Elenbaas, W. und Th. Hehenkamp: Eine neue, ohne Starter betriebene Leuchtstofflampe. Philips techn. Rdsch. 17(1956)8, S. 260...265.

Adresse des Autors:

Dipl.-Ing. J. J. Wilting, Abt. Licht, N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven (Niederlande).

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

Kurznachrichten über die Atomenergie

621.039.4

Zwecks Gründung eines mittelöstlichen regionalen Radioisotopeninstituts für die arabischen Länder soll ein Abkommen zwischen der Vereinigten Arabischen Republik als Gastland, anderen arabischen Staaten und der IAEA abgeschlossen werden. Das Abkommen tritt in Kraft, sobald es von mindestens vier arabischen Staaten, einschliesslich des Gastlandes, unterzeichnet worden ist. Auf Grund des Abkommens wird die Vereinigte Arabische Republik ihr staatliches Radioisotopeninstitut in Dokki, Kairo, in ein regionales Institut umwandeln; gewisse Einrichtungen und Geräte wird sie kostenlos zur Verfügung stellen und ausserdem zur Finanzierung des Institutes beitragen.

Bisher haben der Irak, Kuwait, der Libanon, Libyen und Tunesien Beiträge versprochen. Auch die IAEA ist dabei, zusätzliche Mittel aus der Zuteilung bereitzustellen, die sie aus dem erweiterten technischen Hilfeleistungsprogramm der Vereinten Nationen erhalten soll.

Das Institut soll vor allem dazu dienen, Fachleute in der Anwendung von Radioisotopen in Medizin und Landwirtschaft sowie in der Forschung mittels von Radioisotopen auf verschiedenen Wissensgebieten, wie der Hydrologie, dem Studium tropischer und subtropischer Krankheiten, der Düngemittelforschung und der Entomologie auszubilden.

Nach der Meinung des Generaldirektors der Internationalen Atomenergie-Organisation ist die Festkörperphysik ein Gebiet,

auf dem in den letzten Jahren ein sehr rascher Fortschritt zu verzeichnen war. Dies ist ein Zweig der Wissenschaft, der für die Entwicklung von Brennelementen für Kernreaktoren wichtig ist und auch für die Ausarbeitung neuer Methoden zur direkten Umwandlung von Wärme in Elektrizität Aussichten bietet; nicht zu reden von seiner Bedeutung für die aussergewöhnliche neue Lichtquelle, die als optische «Maser» (microwave amplification by stimulated emission of radiation) bezeichnet wird.

Im Jahre 1962 standen in der Bundesrepublik Deutschland, Frankreich, Grossbritannien, Kanada, der Sowjetunion und den Vereinigten Staaten 19 Reaktoren, von 5 verschiedenen Typen, mit einer totalen Leistung von 1600 MW in Betrieb. Bis Ende 1963 wird die Zahl voraussichtlich auf 55 Reaktoren mit einer Gesamtleistung von 4500 MW steigen, welche sich in 10 Ländern befinden werden.

An der Generalkonferenz der IAEA wurde Saudi-Arabien als 78. Mitglied in die Organisation aufgenommen.

«Entreprise», der Atomflugzeugträger der USA, der in der zweiten Hälfte des Jahres 1961 seine Probefahrten begann, wurde nun der Flotte im Westatlantik zugeteilt und damit endgültig in Dienst gestellt.