

**Zeitschrift:** Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins  
**Herausgeber:** Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke  
**Band:** 56 (1965)  
**Heft:** 18

**Artikel:** Steruerbare Siliziumleistungsventile (Thyristoren) und deren Anwendung für die Steuerung von Gleichstromanlagen sowie von Asynchron- und Synchronmotoren  
**Autor:** Gerecke, E.  
**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-916400>

### **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:** 02.10.2025

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

dritten Kammer kann wahlweise in kaltem Lösungsmittel oder wässrig gereinigt werden. Ein rechts unten eingebauter Hochfrequenzgenerator versorgt über einen Umschalter jeweils eines der drei Becken.

5.22 Anlagen mit automatischem Teiletransport. Auch für das Reinigen in organischen Lösungsmitteln gibt es eine Menge automatischer Anlagen. Hier hat sich vor allem die beschriebene Karussellanordnung in geschlossener Bauweise bewährt. Es wird dabei fast immer nach dem in Fig. 9 skizzierten Verfahren gearbeitet. Nur wenn das Reinigungsgut zu umständlich gross ist, wie z. B. bei Teilen der Abmessungen von  $1200 \times 1000 \times 600$  mm, dann muss das Transportsystem einfacher gestaltet werden. Man leitet dann das heisse Trichloräthylen im Gegenstrom zur Warenbewegung durch den an den beiden gegenüberliegenden Seitenwänden mit einer Vielzahl von Plattenschwingern ausgerüsteten Reinigungsbehälter, und beim Herausheben spült man mit Destillat ab.

## 6. Reinigungsgut und Wirtschaftlichkeit

Die angedeuteten Beispiele zeigen bereits, dass jetzt nicht mehr, wie noch vor wenigen Jahren, ausschliesslich hochwertige Kleinteile mittels Ultraschall gereinigt werden. Ein Aufzählen der heute nach diesem Verfahren behandelten Gegenstände würde viel zu weit führen. Es sei deshalb nur folgendes kurz festgehalten: Man benützt die in den einmaligen Investitionskosten nicht billige Ultraschall-Reinigungsmethode hauptsächlich, um Personal einzusparen, das für Reinigungsaufgaben kaum noch zur Verfügung steht. Weiter-

hin wird heute nicht mehr bestritten, dass ultraschallgereinigte Teile sauberer sind. Man erhält also eine Qualitätssteigerung durch grössere Sauberkeit der Ware und kann damit die Ausschussquote bei der Fertigung herabsetzen.

Seitdem man durch das Einführen der Plattenschwinger grössere Reinigungsbehälter herstellen kann, ist man auch durch die Abmessungen der Teile nicht mehr so begrenzt. Man sollte sich deshalb in allen Fällen, in denen ein Reinigungsproblem vorliegt, überlegen, ob das Ultraschallreinigen angezeigt ist. Mit Hilfe der in Ziff. 4 erwähnten Voruntersuchungen kann man die Wirtschaftlichkeit dieses Reinigungsverfahrens recht gut vorher berechnen. Die Praxis zeigt, dass die Amortisationszeit auch aufwendiger Anlagen im allgemeinen ein halbes bis etwa 2 Jahre beträgt. Wenn also Ultraschall-Waschanlagen im Sinne der vorliegenden Ausführungen sorgfältig geplant und den speziellen Aufgaben zugeschnitten sind, dann steht das Ultraschallreinigen mit seiner bedeutenden Rationalisierung einen echten technischen Fortschritt dar.

## Literatur

- [1] H. J. Gollmick: Plattenschwinger zum Ultraschallreinigen. Galvanotechnik 54(1963)9, S. 511...516.
- [2] H. J. Gollmick: Ultraschallreinigen in der Galvanik. Galvanotechnik 55(1964)9, S. 545...548.

## Adresse des Autors:

Dr. Hans Joachim Gollmick, Physiker, Schoeller & Co., Elektrotechnische Fabrik, Mörfelder Landstrasse 115, D-6 Frankfurt/M. (Deutschland).

# Steuerbare Siliziumleistungsventile (Thyristoren) und deren Anwendung für die Steuerung von Gleichstromanlagen sowie von Asynchron- und Synchronmotoren

Vortrag, gehalten an der Diskussionsversammlung des SEV vom 28. April 1965 in Zürich,

von Ed. Gerecke, Zürich

621.314.632

## 1. Aufbau und Eigenschaften von Thyristoren

### 1.1 Aufbau

Der Thyristor (steuerbares Siliziumventil) arbeitet ähnlich wie ein Thyatron oder ein vermittelst Gittern steuerbarer Quecksilberdampfgleichrichter. Er besteht aus vier dotierten Siliziumschichten, nämlich nach Fig. 1 aus zwei stark positiv dotierten p-Zonen, einer stark negativ dotierten n-Zone und einer schwach negativ dotierten v-Schicht, an welcher während der Sperrzeit die positive oder negative Sperrspannung auf-

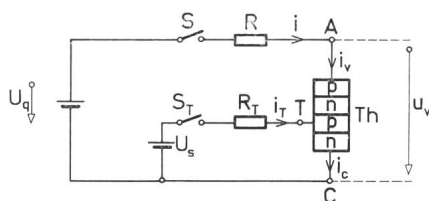


Fig. 1

### Prinzipschaltbild für die Untersuchung eines Thyristors

$U_q$  Spannungsquelle;  $Th$  Thyristor;  $A$  Anode;  $C$  Kathode;  $T$  Tor, Steuerelektrode, Gate;  $u_v$  Ventilspannung;  $i=i_v$  Ventilstrom;  $i_T$  Torstrom;  $R$  Lastwiderstand;  $S$  Schalter;  $U_s$  Steuerspannung;  $R_T$  Steuerwiderstand;  $S_T$  Steuerschalter;  $p$  positiver Leitfähigkeitstypus;  $n$  negativer Leitfähigkeitstypus

tritt. Gegenüber einer Diode weist der Thyristor eine zusätzliche Steuerelektrode  $T$  auf (Fig. 2), diese versieht die Funktion des «Gitters» beim Thyatron und wird oft auch als Tor (Gate, Gatter) bezeichnet. Der Thyristor besitzt nach Fig. 2

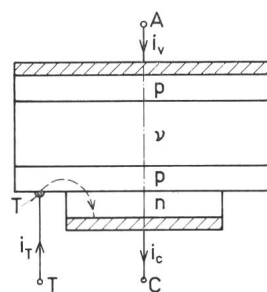


Fig. 2

### Aufbau eines Thyristors

$p$  stark positiv dotierte Schichten;  
 $n$  stark negativ dotierte Schicht;  
 $v$  schwach negativ dotierte Schicht;  
 $i_c$  Kathodenstrom;  $i_T$  Torstrom;  
 $J_1$  anodenseitige Junction;  $J_2$  mittlere Junction;  $J_3$  kathodenseitige Junction  
 Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

drei Sperrschichtflächen ( $J_1$ ,  $J_2$ ,  $J_3$ , Junctions), an welchen die Dotierung das Vorzeichen wechselt. Bei der Herstellung geht man z. B. von der v-Zone aus und erzeugt durch Diffusion oder Epitaxie die angrenzenden p-Schichten. Es ist dabei darauf zu achten, dass die Grenzschichten auch mikroskopisch

eben ausfallen, was durch den Legierungsprozess schwieriger zu erreichen ist. Massgebend für den Thyristor sind dessen «Geometrie», wie Dicke, Durchmesser und Berandung der einzelnen Schichten sowie der Grad ihrer Dotierung und insbesondere die Lebensdauer der Stromträger im Kristall. Die Steuerelektrode  $T$  ist nach Fig. 2 und 9 ausserhalb der Kathode  $C$  angeordnet, sie kann jedoch auch axial disponiert werden. Als graphisches Symbol für den Thyristor kann nach Fig. 3a das allgemeine Symbol für ein steuerbares Ventil oder das besondere Symbol Fig. 3b verwendet werden.

Fig. 4 zeigt Thyristoren verschiedener Hersteller. Neuerdings ist man auch zum sog. Presskontakt übergegangen, wie er für Säulen mit Selenzellen seit langem verwendet wird [25].

### 1.2 Ventilkennlinien

Die Kennlinie eines Thyristors besteht nach Fig. 5 aus vier verschiedenen Ästen I, II, III, IV. Der Ast II entspricht dem leitenden Zustand, wobei die Ventilspannung etwa  $1 \dots 1,5$  V bei Stromdichten bis einige hundert  $A/cm^2$  beträgt. Die Stromdichten im Sperrgebiet III liegen in der Grössenordnung von Milliampère bis Mikroampère pro  $cm^2$ , sie sind umso kleiner, je fehlerfreier der Kristall und je kleiner die Kriechströme längs der Oberfläche sind. Merkliche Kriechströme äussern sich durch eine Verschiebung der Sperrkennlinie von III abwärts. Bei der Durchbruchspannung  $U_b$  tritt bei guten Kristallen ein scharfer Knick in der Kennlinie zwischen III und IV auf, letztere verschiebt sich bei höheren Temperaturen zu höheren Spannungen.

Der Ast I entspricht dem positiven Sperrbereich, die Spannung der Anode  $A$  ist positiv gegenüber der Kathode  $C$ , der Anodenstrom ist jedoch sehr klein. Dabei ist der Torstrom gleich Null oder schwach negativ. Erreicht die Ventilspannung den «Zündwert  $U_z$ », so tritt der Umschlag vom sperrenden Ast I in den leitenden Ast II ein. Führt das Gitter einen schwach positiven Strom, z. B. 10 mA, so sinkt die Zündspannung  $u_z$  ab; bei genügend positivem Torstrom kann sie sogar auf wenige Volt absinken. Das Tor versieht daher im Sinne der Automatik die Funktion eines Stellgliedes.

Fig. 6 zeigt den Verlauf des elektrostatischen Potentials  $V(z)$  im Kristallinneren. Auf den beiden Seiten der Grenzschicht  $J_2$  bilden sich positive und negative Raumladungszonen  $\rho_+$  bzw.  $\rho_-$  aus, die zugehörige Feldstärke  $E$  hat bei einem abrupten Übergang einen dreieckförmigen Verlauf und die zugehörige Potentialkurve setzt sich aus Parabelbögen

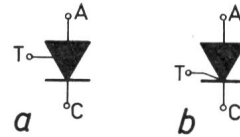


Fig. 3  
Graphische Symbole  
a) Symbol des steuerbaren Halbleiterventiles; b) in USA übliches Symbol  
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

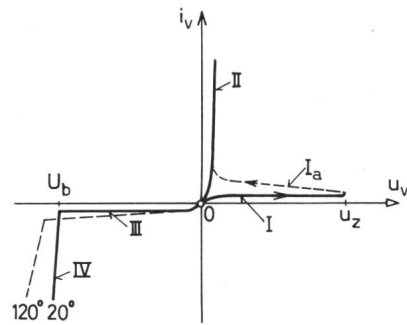


Fig. 5  
Kennlinien des Thyristors  
 $U_z$  Zündspannung;  
 $U_b$  Durchbruchspannung;  
I positiv sperrender Ast;  
 $I_a$  Kennlinie bei erfolgter Zündung; II Durchlassbereich; III Sperrbereich; IV Avalanche-Bereich bei  $20$  und  $120^\circ C$   
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

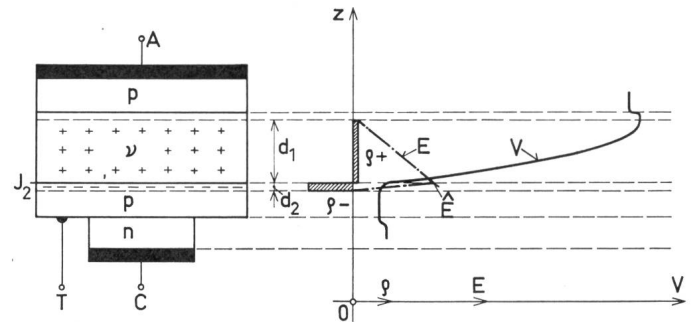


Fig. 6  
Elektrostatisches Potential bei positiv sperrendem Thyristor

$J_2$  mittlere Sperrschichtfläche;  $z$  Ordinatenachse;  $V$  elektrostatisches Potential;  $E$  elektrische Feldstärke;  $\bar{E}$  maximale elektrische Feldstärke;  $\rho$  elektrische Raumladung;  $\rho_+$  positive Raumladung in der  $v$ -Zone;  $\rho_-$  negative Raumladung in der  $p$ -Zone;  $d_1$  Dicke der positiven Raumladungsschicht;  $d_2$  Dicke der negativen Raumladungsschicht

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1 und 2

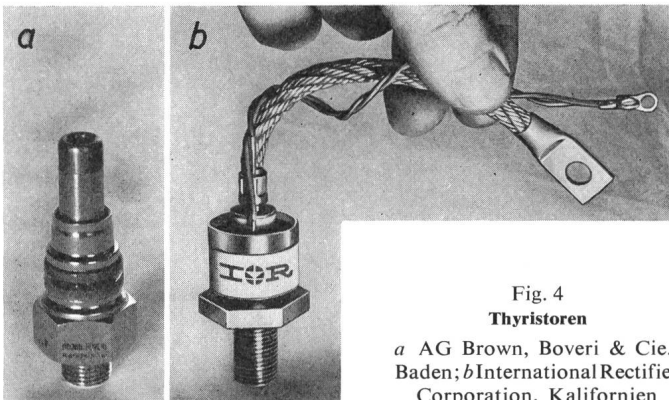


Fig. 4  
Thyristoren  
a) AG Brown, Boveri & Cie., Baden; b) International Rectifier Corporation, Kalifornien

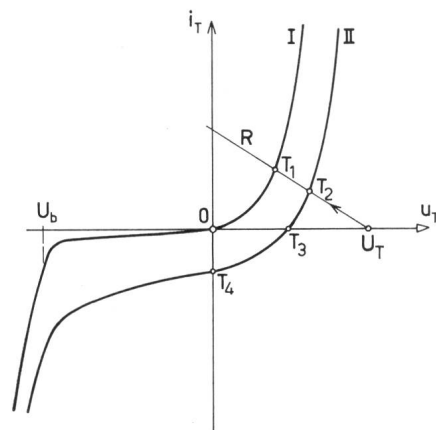


Fig. 8  
Torkreis-Kennlinie

$u_T$  Spannung Tor-Kathode  $u_{TC}$ ;  $i_T$  Torstrom;  $U_b$  Durchbruchspannung; I Kennlinie  $u_T - i_T$  ohne Ventilstrom; II Kennlinie  $u_T - i_T$  bei konstantem Ventilstrom  $i_v$ ;  $U_T$  Quellenspannung im Torkreis; R Widerstandsgerade im Torkreis;  $T_1$  Betriebspunkt bei  $i_v = 0$ ;  $T_2$  Betriebspunkt bei  $i_v > 0$ ;  $OT_3$  Tor-Kathodenspannung bei  $i_T = 0$ ;  $OT_4$  Torstrom bei  $u_{TC} = 0$

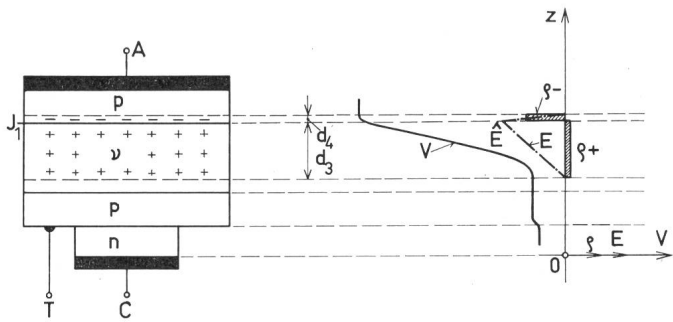


Fig. 7

**Elektrostatiches Potential bei negativ sperrendem Thyristor**

$J_1$  anodenseitige Sperrschichtfläche,  $d_3$  Dicke der positiven Raumladungsschicht;  $d_4$  Dicke der negativen Raumladungsschicht  
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 6

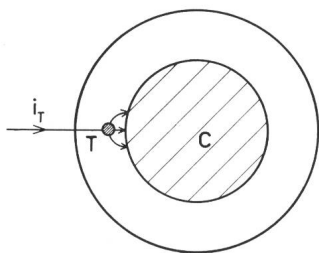


Fig. 9  
**Zündvorgang beim Thyristor**  
Bezeichnungen siehe Fig. 1

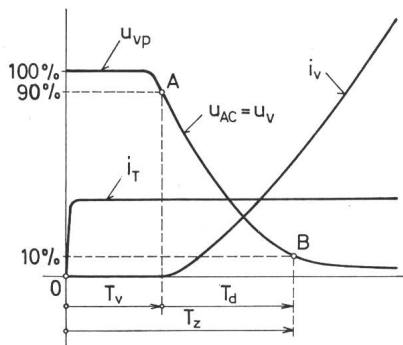


Fig. 10  
**Oszillogramm des Zündvorganges**  
 $u_{vp}$  positive Ventilspannung vor Einleitung der Zündung;  $u_v = u_{AC}$  dynamische Ventilspannung;  $i_v$  Ventilstrom;  $i_T$  Torstrom; A  $u_v = 0,90 u_{vp}$ ; B  $u_v = 0,10 u_{vp}$ ;  $T_v$  Verzögerungszeit;  $T_d$  Schaltzeit;  $T_z$  Zündzeit

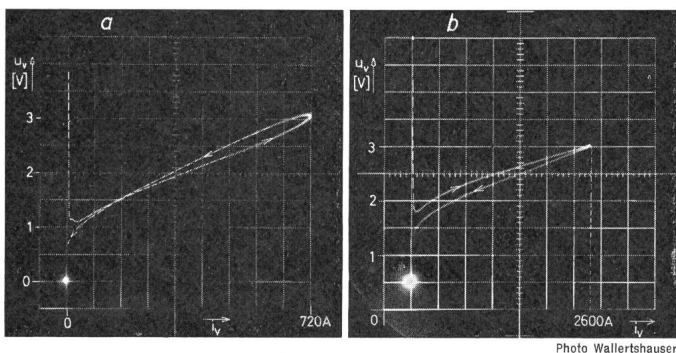


Fig. 11

**Dynamische Ventilspannungs-Kennlinie**

a Die Kennlinie liegt oberhalb 1,4 V beim abfallenden Strom über derjenigen beim ansteigenden Strom. Richtiges Verhalten  
b Die Kennlinie liegt beim ansteigenden Strom oberhalb derjenigen beim abfallenden Strom. Ungünstiges Verhalten  
 $u_v$  Ventilspannung;  $i_v$  Ventilstrom

In b muss die Voltskala um 0,5 V nach oben verschoben werden

zusammen. Die positive Sperrspannung sitzt also im wesentlichen an der schwach dotierten v-Schicht. Diese wird bei erfolgter Zündung von p- und n-Trägern überschwemmt, wodurch die Ventilspannung auf etwa 1...1,5 V abfällt, vorausgesetzt, dass die Lebensdauer der Träger und damit die Diffusionslänge genügend gross ist.

Fig. 7 zeigt die Verhältnisse bei hoher negativer Sperrspannung (Ast III von Fig. 5). Die grösste Feldstärke sitzt nun an der Grenzschichtfläche  $J_1$ . Das Potential  $V(z)$  ist jetzt vorwiegend negativ.

**1.3 Der Zündvorgang**

Die Kennlinie I von Fig. 8 des Tor-Kathodenkreises, welche den Torstrom  $i_T$  in Funktion der Spannung  $u_{TC}$  zwischen Tor und Kathode darstellt, verläuft bei fehlendem Anodenstrom  $i_v$  wie eine normale Diodenkennlinie, sie zeigt in der Gegend der negativen Durchbruchspannung von etwa (-8 V) stark negative Ströme. Schaltet man nun den Anodenstrom  $i_v$  ein, so verschiebt sich die Kennlinie nach II, die Steuerelektrode arbeitet nun wie eine «Sonde» im Plasma des Anodenstromes. Sie führt nun bei verschwindender Torspannung  $u_{TC} = 0$  oder bei negativer Torspannung einen nicht unbedeutlichen Strom, so dass es am zweckmässigsten ist, das Tor nach Eintritt des Anodenstromes abzuschalten.

Ist der Anodenstromkreis bereits nach Fig. 1 geschlossen und legt man nun plötzlich die Steuerelektrode an eine positive Spannung, so breiten sich nach Fig. 9 die Stromträger vom Tor T ausgehend in Richtung zur Kathode C aus. Die Spannung  $u_{AC}$  bleibt nach Fig. 10 während einer Zeit  $T_1$  zunächst konstant und fällt erst anschliessend ab, während der Anodenstrom  $i_v$  ansteigt. Die Zeiten  $T_v$  bzw.  $T_d$  liegen bei etwa 1...10  $\mu s$ . Um sie zu verkürzen, werden z. Z. viele Forschungsarbeiten durchgeführt.

Zum Stromverlauf  $i_v$  gehört nun eine «statische Spannung  $u_v$ » entsprechend der statischen Ventilkenlinie «Anode-Kathode». Während des Einschaltvorganges sind die Ventilverluste  $u_{AC}$  um

$$\int_0^{T_z} (u_{AC} - u_v) i_v dt$$

höher, was berücksichtigt werden muss, falls der Anodenstrom  $10^3...10^5$  mal pro Sekunde eingeschaltet wird.

Die Kennlinie Fig. 11a wurde an einem «guten» Thyristor aufgenommen, während im Falle von Fig. 11b die Ausbreitungsgeschwindigkeit beim Zünden zu klein ist. Sehr wichtig ist dabei die Stromanstiegsgeschwindigkeit  $a = di_v/dt$ . Erhöhte Verluste treten in extremer Weise in Erscheinung, wenn nach Fig. 12a ein geladener Kondensator (etwa in einer Radaranlage) durch Einschalten des Tores in Mikrosekunden über einen Thyristor entladen wird. Man könnte vermuten, dass nach erfolgter Zündung im Punkte Z (nach Fig. 12b) die Ventilspannung  $u_v$  den Kennlinien I<sub>a</sub> und II entlang verlaufen würde. Messungen haben jedoch ergeben, dass die dynamische Kennlinie der einer Parabel ähnlichen Kurve D entlang verläuft, wobei momentane Verlustleistungen bei z. B. 30 000 W = 300 V · 100 A auftreten können. Der Anodenstrom breitet sich dabei nicht genügend rasch seitlich aus, er konzentriert sich im Gegenteil auf einen engen Kanal von z. B. 0,3 mm Durchmesser, was örtlich zu einer enormen

Erwärmung, ja sogar Zerstörung des Kristalles führen kann. Die Stromanstiegsgeschwindigkeit

$$a = \frac{di_v}{dt}$$

darf daher nicht zu gross sein. Steigt die Spannung  $u_{AC}$  bei freiem Tor linear an, so beobachtet man nach Fig. 13, dass die Zündung zwischen Anode und Kathode bei umso tieferer Spannung erfolgt, je rascher die Spannung  $u_{AC}$  ansteigt, je grösser also

$$b = \frac{du_{AC}}{dt}$$

ist. Funkenstrecken in Luft zeigen das umgekehrte Verhalten. Ob es sich dabei um eine kapazitive Kopplung zwischen Anode und Tor handelt, ist noch nicht sichergestellt. Soll keine Fehlzündung eintreten, so darf  $b$  einen bestimmten Grenzwert, z. B. 200 V/ $\mu$ s, nicht überschreiten [5]<sup>1)</sup>.

#### 1.4 Löschen

Ähnlich wie beim Thyatron, kann der Anodenstrom beim Thyristor nicht durch eine negative Torspannung unterbrochen werden. Nur wenn als Folge des äusseren Schaltkreises der Anodenstrom «von selbst» durch Null geht, kann er gelöscht werden. Im Sekundärkreis des Transformators von Fig. 14 kann der Einsatz des Stromes  $i$  gegenüber der Quellenspannung  $u_q$  um einen zwischen 0 und 180° liegenden Wert des Zündwinkels  $\alpha$  (Fig. 15) willkürlich verzögert werden, der Löschwinkel  $\beta$  kann jedoch nicht durch ein negativ vorgespanntes Gitter des Thyristors beeinflusst werden. Die sich beim Löschen abspielenden Vorgänge sind in Fig. 16 vergrössert dargestellt. Der Ventilstrom  $i_v$  nimmt nach dem Nulldurchgang im Punkte A zunächst linear wachsende negative Werte an. Die Ventilspannung  $u_v$  nimmt dabei stetig ab, erreicht im Punkt B<sub>1</sub> den Wert Null und nimmt dann einen nahezu konstanten Wert  $u_{nv}$ , z. B. von (-8 V) an. Dieser entspricht der Durchbruchspannung der Sperrschicht J<sub>3</sub> in Fig. 8. Alsdann nimmt der Strom  $i_v$  weiterhin linear ab, bis

<sup>1)</sup> Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes

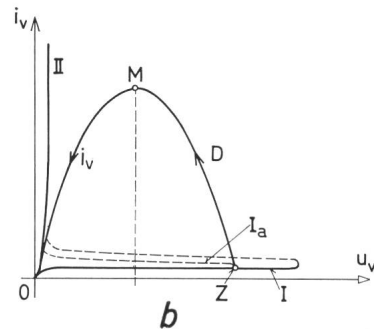
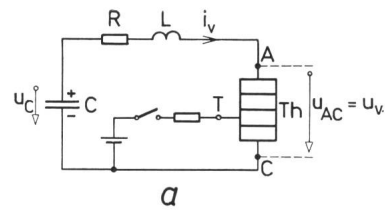


Fig. 12  
Entladung eines Kondensators über einen Thyristor

a Schaltplan. C geladener Kondensator;  $u_c$  Spannung des Kondensators; R, L sehr kleine Impedanz der Leiter;  $u_v = u_{AC}$  Ventilspannung. b Oszillogramme. I Ventilkenlinie bei  $i_T = 0$ ; I<sub>a</sub> dynamische Ventilkenlinie bei geringer Stromanstiegsgeschwindigkeit; D dynamische Ventilkenlinie bei rascher Kondensatorentladung II statische Ventilkenlinie; M Maximalwert des Ventilstromes. Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

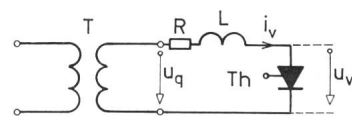


Fig. 14  
Einphasenschaltung mit Thyristor  
T Transformator; L Induktivität  
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

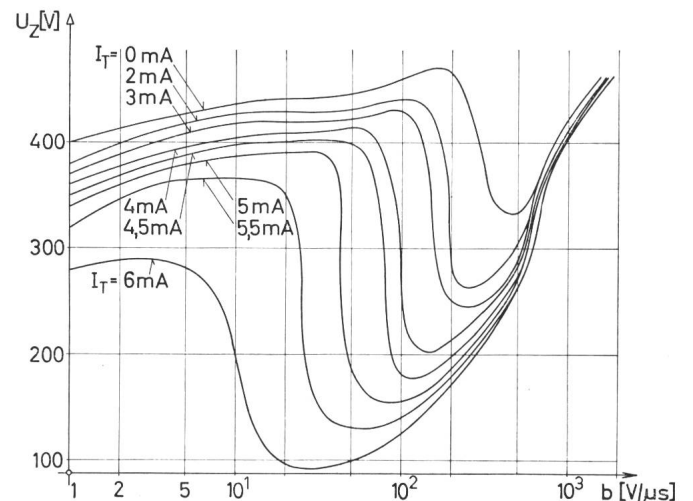


Fig. 13

Positive Durchschlagspannung  $u_z$  zwischen Anode und Kathode, wenn die Ventilspannung  $u_v$  linear mit der Zeit ansteigt [5]

Abszisse:  $b = du_v/dt$  = Anstiegsgeschwindigkeit der Ventilspannung  
Ordinate: Zündspannung  $u_z$ . Parameter: Torstrom  $i_T$  von 0...6 mA Gleichstrom. Thyristor C11G (GE)

Die Zündspannung fällt im Gebiet von rund 10<sup>8</sup> V/ $\mu$ s stark ab

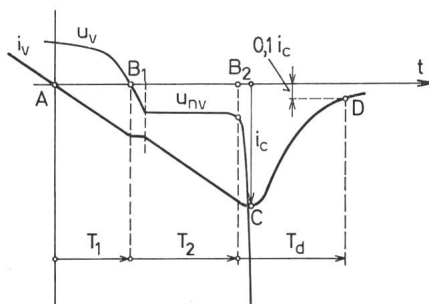


Fig. 16

#### Verlauf der Ventilspannung des Thyristors bei linearer Stromwendung

A Nulldurchgang des Stromes; B<sub>1</sub> Nulldurchgang der Ventilspannung; T<sub>1</sub> Stromwendezeit für das kathodenseitige Gebiet;  $u_{nv}$  negative Ventilspannung zwischen B<sub>1</sub> und B<sub>2</sub>; B<sub>2</sub> die Spannung an der kathodenseitigen Sperrschicht erreicht den Wert Null; C negativer Maximalwert  $i_c$  des Ventilstromes; T<sub>1</sub> + T<sub>2</sub> Stromwendezeit für das anodenseitige Gebiet; D  $i_v = 0,1 i_c$ ; T<sub>d</sub> Zerfallzeit, decaytime

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

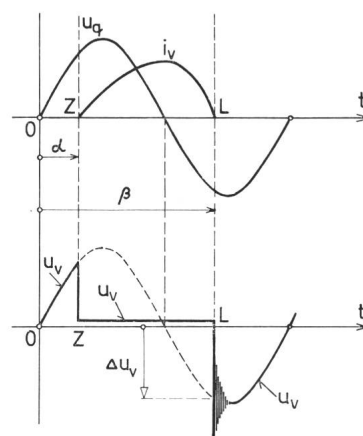


Fig. 15  
Oszillogramme zu Fig. 14

t Zeit;  $\alpha$  Zündwinkel;  $\beta$  Löschwinkel; Z Zündpunkt; L Löschpunkt;  $\Delta u_v$  Spannungssprung

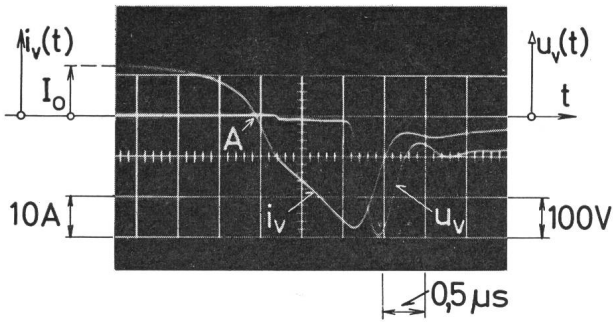


Fig. 17

**Stromwendung bei der Zwangskommulation nach Fig. 16**

$I_0 = 13$  A Ventilgleichstrom von der Zwangskommulation;  $i_c = 28$  A maximaler negativer Ventilstrom;  $\dot{u}_v = -290$  V negative Ventilspannungsspitze;  $T_1 = 0,25 \mu s$ ;  $T_2 = 0,9 \mu s$ ;  $T_1 + T_2 = 1,15 \mu s$ ;  $a = di/dt = 4,1 \cdot 10^7$  As<sup>-1</sup> Stromabfallgeschwindigkeit im Punkt A

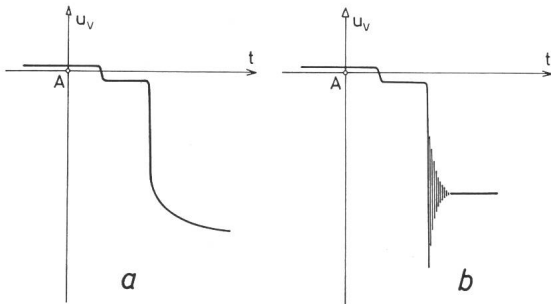


Fig. 18

**Idealisierte Ventilspannungskurven beim Übergang von positiven zu negativen Ventilströmen**

a aperiodisch gedämpft; b oszillatorischer Verlauf  
A Zeitpunkt  $i_v = 0$

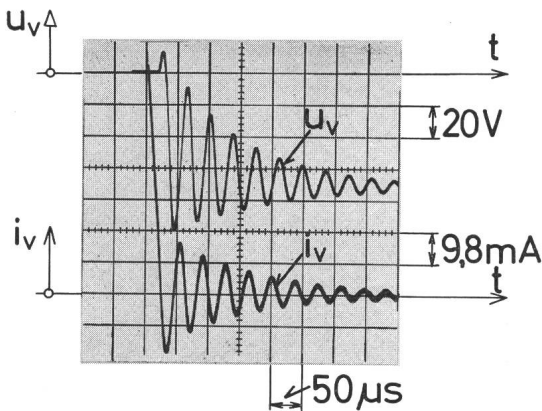


Fig. 19

**Oszillogramm des Ventilstromes  $i_v$  und der Ventilspannung  $u_v$  eines Thyristors nach Fig. 18 b [7]**

Die Ventilspannung  $u_v$  zeigt vor dem Negativwerden des Ventilstromes  $i_v$  einen kleinen Spannungsanstieg im Gebiete des Haltestromes  $U_{qeff} = 53,7$  V;  $L = 27,5$  mH;  $\alpha = 90^\circ$ ;  $i = 9,3$  Scheitelwert des Vorwärtstromes;  $a = 2,7 \cdot 10^8$  As<sup>-1</sup>  
Frequenz der Schwingung = 27,4 kHz

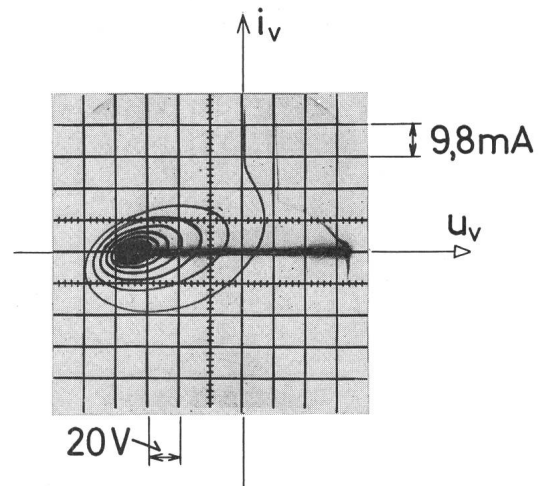


Fig. 20

**Dynamische Kennlinie des Vorganges gemäss Fig. 19 [7]**

die Spannung an der Junction  $J_1$  verschwindet (Punkt  $B_2$ ). Damit ist der grösste Teil der vom positiven Ventilstrom herührenden Stromträger durch Rekombination oder durch Abgabe an den äusseren Kreis verschwunden, während den Zeiten  $T_1$  und  $T_2$  hat sich der Thyristor wieder «erholt», weshalb  $T_1 + T_2$  als Erholzeit, recoverytime oder als Stromwendezeit bezeichnet wird. Während der anschliessenden Zerfallzeit  $T_d$  (decay-time) geht der Ventilstrom rasch auf sehr geringe Werte zurück, während die Ventilspannung auf die negative Sprungspannung  $\Delta u_v$  (Fig. 15) ansteigt. Je nach den Werten von  $R$  und  $L$  des Lastkreises und der Sperrkapazität  $C$  des Thyristors kann dieser Vorgang aperiodisch nach Fig. 18a oder mit den starken Überspannungsspitzen nach Fig. 18b erfolgen. In Fig. 17 ist der Verlauf von  $i_v$  und  $u_v$  sehr schön ersichtlich. Die Stromabfallgeschwindigkeit ist dabei enorm gross, nämlich  $a = 4,1 \cdot 10^7$  As<sup>-1</sup>. Während die negative Sprungspannung  $\Delta u_v = -80$  V beträgt, erreicht die negative Ventilspannung den Talwert  $u_v = -290$  V. Oszillogramm 19 zeigt die Trägerstauschwingung bei dem relativ kleinen Wert  $a = 2,7 \cdot 10^8$  As<sup>-1</sup>, Fig. 20 gibt die zugehörige dynamische Ventilkenlinie. Die Fig. 21a, b, c zeigen die Trägerstauschwingungen bei einer Diode. Im Gegensatz zum Thyristor werden hier während der Schwingung sowohl  $i_v$  wie  $u_v$  mehrere Male positiv. Bei der Serieschaltung von Thyristoren nach Fig. 22 stellt sich das Problem der gleichmässigen Verteilung der Sperrspannung auf die einzelnen Thyristoren, insbesondere unter den dynamischen Verhältnissen während der Zerfallsphase, was durch Beschaltung mit  $RC$ -Gliedern erreicht werden kann.

Die Stromwendezeit  $T_1 + T_2$  liegt bei etwa 1...20  $\mu s$ , sie nimmt mit steigender Temperatur zu. Zur Abklärung dieser Vorgänge haben mehrere europäische und amerikanische Firmen vieles beigetragen [14; 19; 35; 36; 37; 38; 39; 42; 43; 50].

### 1.5 Die natürliche Stromlöschung

Die vorhin besprochene «natürliche Stromlöschung» tritt nicht nur bei der Einphasenschaltung nach Fig. 14 auf, sondern bei allen gewöhnlichen Gleichrichterschaltungen, bei welchen die einzelnen Anodenströme sich zeitlich ablösen. Fig. 23 zeigt die normale Überlappung von zwei aufeinander folgenden Ventilströmen  $i_1$  und  $i_2$ . Nach der Wendezeit  $T_w$  hat der Thyristor 1 die volle Sperrfähigkeit wieder erreicht. Fig. 24 zeigt das Schema eines mittelst Thyristoren gesteuerten Stromrichters. Bei diesem tritt die «natürliche» Löschung der Ventilströme in den Punkten  $L_1, L_2, L_3$  von Fig. 25 auf. Dies trifft auch zu für netzgeführte Wechselrichter, bei welchen die Ventilspannung nach Fig. 26 vor dem Zünden des Ventilstromes stark positiv ist, während der Brenndauer  $T_b$  rund 1 V beträgt und nach der Zeit  $T_c$  bereits wieder positive Werte erreicht. Der Thyristor muss sich während  $T_c$  «voll entionisieren», also die volle Sperrfähigkeit für positive Sperrspannungen wieder erreicht haben.

### 1.6 Die künstliche Stromlöschung (Elektronenschalter)

Es gibt nun jedoch viele Schaltungen, bei welchen der Ventilstrom nicht «von selbst» durch Null geht. Als dann muss ein sog. Löschkondensator verwendet werden. Die Grundschaltung zeigt Fig. 27. Der Gleichstromverbraucher  $R-L$  wird von der Quelle  $U_q$  gespeist. Soll nun der Gleichstrom  $i$  unterbrochen werden, so werden hiezu zwei Thyristoren  $Th1$  bzw.  $Th2$  sowie ein Löschkondensator  $C$  vorgesehen, der auf irgend eine Weise positiv aufgeladen wird.  $Th1$  führt den Laststrom  $i = i_1$ . Wird nun plötzlich  $Th2$  gezündet, so entlädt sich der Kondensator  $C$  über den aus  $Th2$  und  $Th1$  gebildeten Kreis so lange, bis  $i_1 = 0$  wird. Dies dauert wegen der stets vorhandenen, wenn auch sehr kleinen Kreisinduktivität  $L$  nach Fig. 28 eine berechenbare Zeit  $T_1$ , an die sich die Stromwendezeit  $T_w$  anschliesst. Als dann sperrt  $Th1$  vollständig, und der Strom  $i$  fliesst nun über  $C$  und  $Th2$ . In dem so gebildeten  $RLC$ -Schwingkreis wird der Kondensator umgeladen und der Strom  $i$  würde eine gedämpfte Sinusschwingung durchführen:

$$i(t) = I_0 e^{-\sigma t} \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

wenn er nicht beim Nulldurchgang  $L_2$  durch  $Th2$  unterbrochen würde. Nach der Zeit  $T_w$  muss  $Th1$  wieder die volle Sperrfähigkeit gegenüber positiven Spannungen erreicht haben. Es sind nun verschiedene Schaltungen ausgedacht worden, um die im Kondensator  $C$  gespeicherte Energie bei periodischem Betrieb weiter zu verwerten (vgl. Fig. 45).

Fig. 29 zeigt nochmals das Oszillogramm der Ventilspannung  $u_v$ . Nach Erreichen des negativen Spitzenwertes  $\check{u}_v$

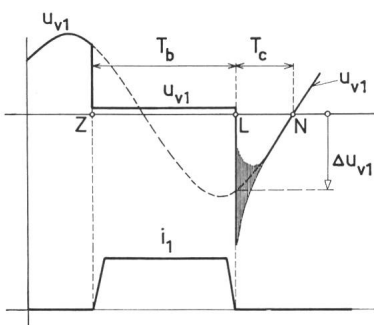


Fig. 26  
Stromwendeung  
bei netzgeführtem  
Wechselrichterbetrieb

$i_1$  Ventilstrom;  $u_{v1}$  zugehörige Ventilspannung; Z Zündzeitpunkt; L Löschpunkt; N Nulldurchgang der Ventilspannung;  $T_b$  Brenndauer;  $T_c$  Zeitdauer der negativen Ventilspannung

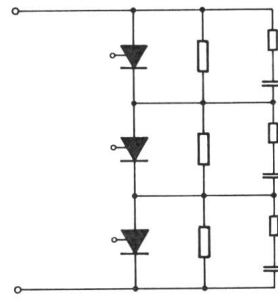


Fig. 22  
Serienschaltung von Thyristoren  
Drei in Serie geschaltete Thyristoren  
mit Ohmschen Spannungsteilern und  
RC-Gliedern

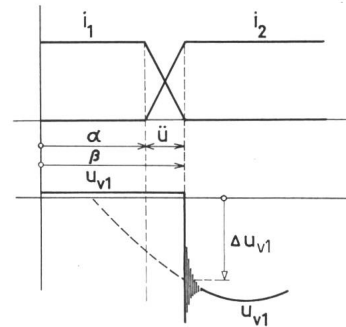


Fig. 23  
Stromwendeung  
bei Gleichrichterbetrieb  
 $i_1, i_2$  Ventilströme;  $\check{u}$  Überlappungswinkel;  $u_{v1}$  Ventilspannung des Ventiles 1;  $\Delta u_{v1}$  Ventilspannungssprung  
Weitere Bezeichnungen  
siehe Fig. 15

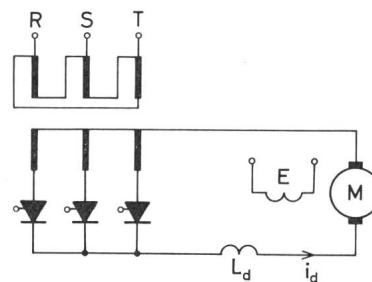


Fig. 24  
Steuerbarer  
Dreiphasenstromrichter  
R, S, T Drehstromnetz;  
 $L_d$  Glättungsrosselspule;  
M Kollektormotor; E Erregerwicklung;  $i_d$  Gleichstrom

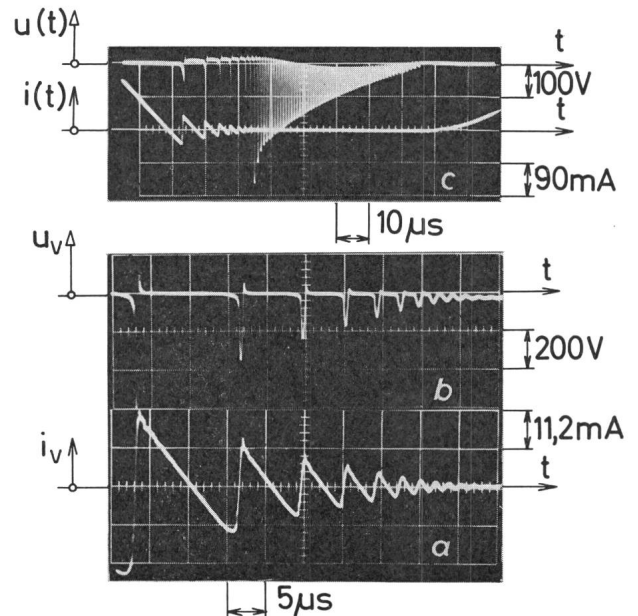


Fig. 21  
Trägerstau-Schwingung einer Diode bei linearer Stromwendeung  
a der Ventilstrom  $i_v$  wird mehrere Male negativ und wieder positiv  
b die Ventilspannung  $u_v$  zeigt sehr kurzzeitige negative Spitzen und wird anschliessend wieder positiv  
c wie Fig. 18, jedoch über eine längere Zeitdauer aufgenommen  
 $i_v$  Ventilstrom;  $u_v$  Ventilspannung

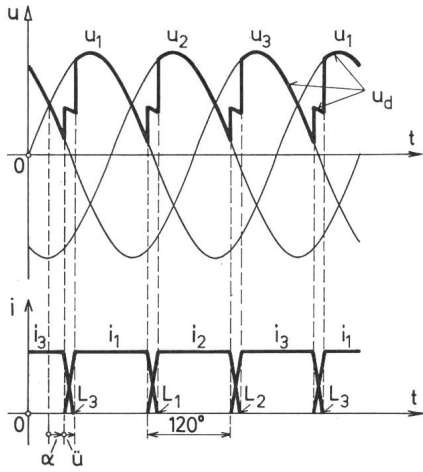


Fig. 25

Oszillogramme zu Fig. 24

$u_1, u_2, u_3$  sekundäre Phasenspannungen;  $u_d$  Gleichspannung;  $i_1, i_2, i_3$  Ventilströme;  $L_1, L_2, L_3$  Löszeitpunkte;  $\alpha$  Zündwinkel;  $\tilde{u}$  Überlapungswinkel;  $t$  Zeit

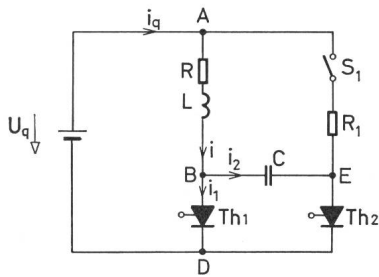


Fig. 27

Prinzipschaltbild zur erzwungenen Stromlöschung

$U_q$  Gleichspannungsquelle;  $i_q$  Quellenstrom;  $i$  Laststrom;  $i_1$  Strom durch den Hauptthyristor Th1;  $i_2$  Strom durch den Löschyristor Th2;  $R$  Lastwiderstand;  $L$  Lastinduktivität;  $C$  Löschkondensator;  $R_1$  Ladewiderstand;  $S_1$  Ladeschalter; Th1, Th2 Thyristoren

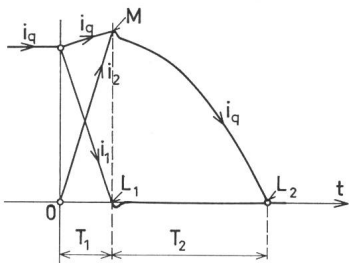


Fig. 28

Oszillogramme zu Fig. 27

$t$  Zeit; 0 Einleitung der Zwangslöschung;  $L_1$  Löszeitpunkt des Stromes  $i_1$ ;  $M$  Maximalwert des Quellenstromes;  $L_2$  Löszeitpunkt des Kondensatorstromes  $i_2$ ;  $T_1$  Abfallzeit von  $i_1$ ;  $T_2$  Abfallzeit von  $i_2 = i_q$

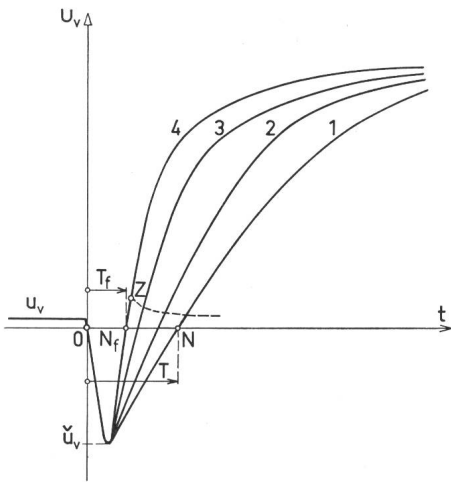


Fig. 29

Wiederkehrende Spannung beim Thyristor

$u_v$  Ventilspannung; 0 Abschalten des Ventilstromes bei künstlicher Stromwendung;  $\tilde{u}_v$  Talwert (negativer Scheitelwert) der Ventilspannung;  $N$  Nulldurchgang der Ventilspannung zur Zeit  $T$ ;  $Z$  Wiederzünden des Ventiles;  $t_f = ON_f$  Grenzwert der Freiwerzeit

steigt diese rasch zu hohen positiven Werten an, wobei die Kurven 1, 2, 3 zu verschiedenen Werten von  $U_q$  sowie von  $R, L, C$  gehören. Diese Werte müssen so dimensioniert werden, dass das positiv sperrende Ventil nicht innerhalb des Gehäuses überschlägt. Bei der Kurve 4 kommt, ähnlich wie bei einem Schalter, die wiederkehrende Spannung so rasch, dass im Punkte  $Z$  eine Wiederzündung eintritt, indem noch nicht genügend Träger rekombiniert sind. Falls die Kurve 4 in Fig. 29 gerade den Grenzfall darstellt, bei welchem keine Wiederzündung eintritt, so nennt man die dort eingetragene Zeit  $T_f$  die «Freiwerzeit». Sie hängt von dem gelöschten Strom, von der Temperatur des Thyristors und wesentlich von der Trägerlebensdauer ab. Es ist jedoch keine scharfe Grenze vorhanden, indem es Fälle gibt, wo das Wiederzünden unregelmäßig auftritt. Für praktische Zwecke muss man daher eine gewisse Sicherheit einkalkulieren. Die künstliche Löschung stellt hohe Anforderungen an die Thyristoren [26].

Die Einrichtung nach Fig. 27 wird auch als Elektronenschalter bezeichnet. Sie findet sehr viele Anwendungen bei Strömen bis zu Hunderten oder Tausenden von Ampère. Die obere Grenzfrequenz für den Elektronenschalter ist durch die Freiwerzeit  $T_f$  der Thyristoren bedingt und dürfte z. Z. bei 10...20...30 kHz liegen.

### 1.7 Wechselstrom-Thyristoren

Schaltet man nach Fig. 30 zwei Thyristoren antiparallel, so erhält man nach Fig. 31 eine symmetrische Kennlinie mit zwei Zündspitzen. Man kann damit die beiden Halbwellen eines Wechselstromes einzeln steuern. Die Entwicklungsarbeiten vom Battelle-Institut in Genf und von der General Electric Company in Schenectady/USA haben zur Vereinigung von zwei Thyristoren zu einem einzigen Bauelement nach Fig. 32 und 33 geführt. Hiefür hat die G. E. den Namen «Triac» vorgeschlagen (Tri = Triode, a. c. = alternating current). Als graphische Symbole seien Fig. 32b mit zwei Steuerelektroden und Fig. 33b mit einer Steuerelektrode vorgeschlagen [21; 23; 24].

Das Oszillogramm in Fig. 34a zeigt die Ströme für verschiedene Steuerwinkel  $\alpha$  und in Fig. 34b die zugehörige dynamische Kennlinie. Beim Löschen des Ventilstromes in den Zeitpunkten  $S$  von Fig. 35 können hochfrequente Trägerstauschwingungen auftreten, die zu den dynamischen Kennlinien von Fig. 37 führen.

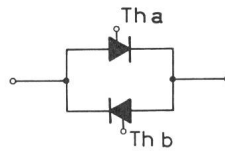


Fig. 30  
Gegenparallelschaltung von zwei Thyristoren Th a und Th b

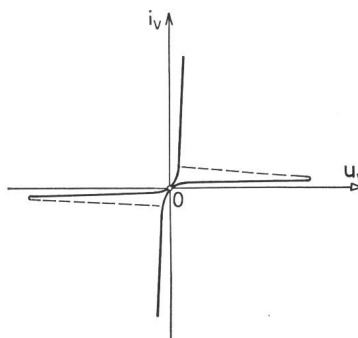


Fig. 31  
Kennlinien eines Triacs  
 $u_v$  Ventilspannung;  $i_v$  Ventilstrom



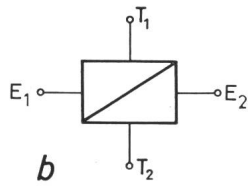
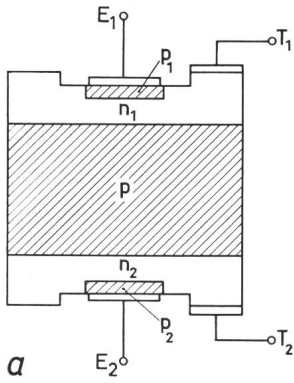


Fig. 32

**Thyristor für Wechselstrom [24]**

a schematischer Aufbau; b graphisches Symbol  
 $E_1, E_2$  Hauptelektroden;  $T_1, T_2$  Steuerelektroden;  $p, p_1, p_2$  positiv dotierte Schichten;  $n_1, n_2$  negativ dotierte Schichten

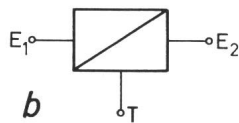
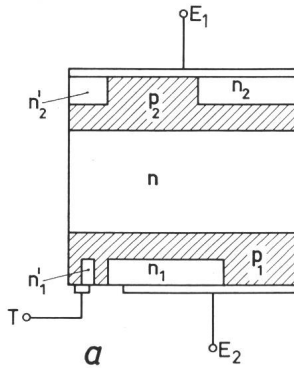


Fig. 33

**Aufbau eines Triacs der General Electric [23]**

a schematischer Aufbau; b graphisches Symbol  
 $E_1, E_2$  Elektroden;  $T$  Tor, Gate;  $p_1, p_2$  positiv dotierte Schichten;  $n, n_1, n_1', n_2, n_2'$  negativ dotierte Schichten

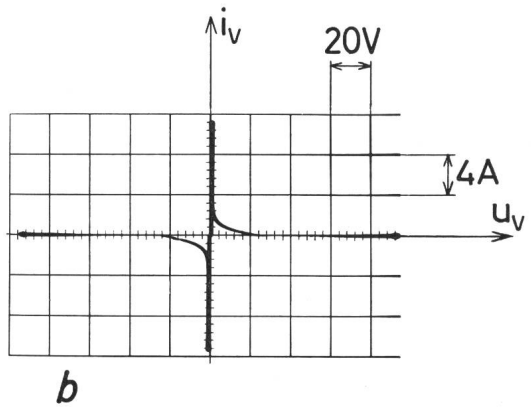
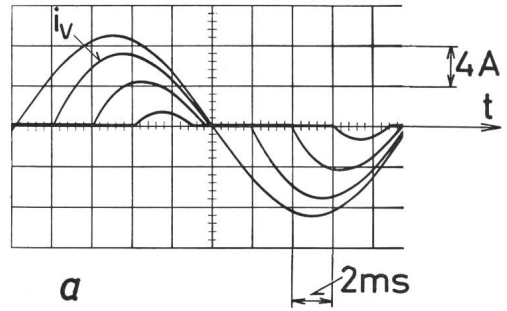


Fig. 34

Steuerung eines Wechselstromes  $i_v$  mittels einem Triac durch Variation des Steuerwinkels  $\alpha$  (a) und zugehörige dynamische Ventilkennlinie (b)  
 Ohmisch-induktive Last  
 $u_v$  Ventilspannung;  $i_v$  Ventilstrom

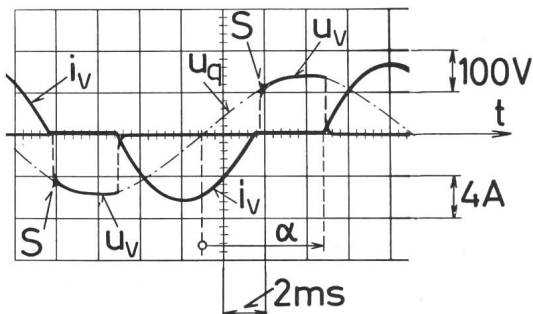


Fig. 35

**Trägerstau-Schwingungen an einem Triac**

Schwingungen im Punkt S

$u_q$  Quellenspannung, 100 V bei 50 Hz (Effektivwert);  $L = 30$  mH Kreisinduktivität;  $R = 9 \Omega$  Kreiswiderstand;  $\alpha = 100^\circ$  el. Zündwinkel;  $u_v$  Ventilspannung;  $i_v$  Ventilstrom; Eigenkapazität des Triac 760 pF; Vorwärtsstrom Scheitelwert 6 A

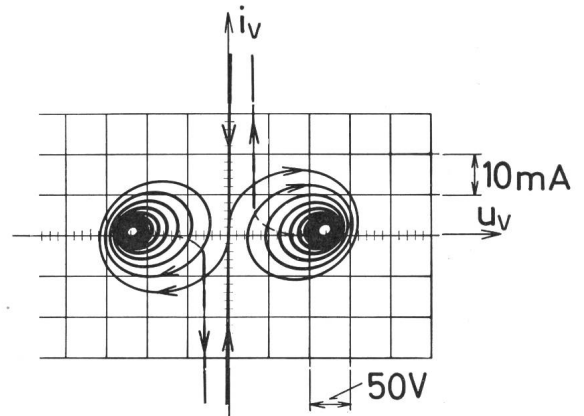


Fig. 37

**Dynamische Kennlinie des Triac nach Fig. 35 und 36**

Bezeichnungen siehe Fig. 35

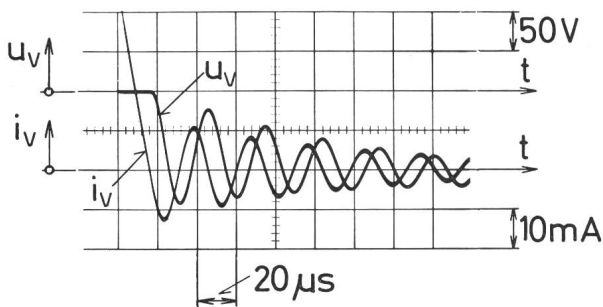


Fig. 36

**Hochfrequenzschwingungen der Ventilspannung  $u_v$  und des Ventilstromes  $i_v$  im Punkt S der Fig. 35**

$f = 33,3$  kHz; Schwingungsdauer  $T = 30 \mu s$

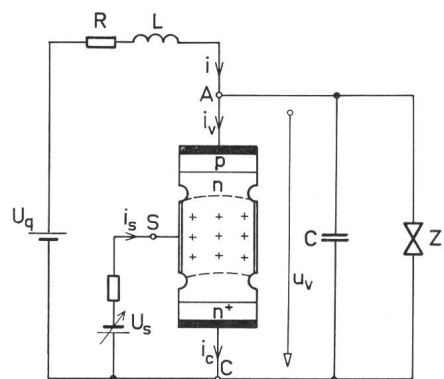


Fig. 38

**Schaltenschema eines Festkörperschalters [14]**

$U_q$  Gleichspannungsquelle;  $R$  Lastwiderstand;  $L$  Lastinduktivität;  $A$  Anode;  $C$  Kathode;  $S$  Steuerelektrode;  $U_s$  Steuerspannungsquelle;  $i_s$  Steuerstrom;  $C$  Kondensator;  $Z$  Zenerdiode

### 1.8 Festkörperschalter

Zur Zeit sind Entwicklungsarbeiten zum Bau eines Halbleitergerätes im Gange, welches das elektronische Unterbrechen eines Gleichstromes ermöglichen soll. Nach Fig. 38 besteht dieses aus einer Anode  $A$  mit anschliessenden p- und n-Schichten, einem länglichen, stabförmigen Mittelteil, einer stark dotierten  $n^+$ -Schicht samt Kathode  $C$  und einer längeren, rohrförmigen Steuerelektrode  $S$ . Statt rotationssymmetrisch kann die Anordnung auch planparallel sein. Einen ähnlichen Aufbau zeigen die Feldtransistoren, mit welchem man eine stetige Veränderung des Anodenstromes  $i_v$  dadurch erreichen will, dass man der Steuerelektrode ein mehr oder weniger tiefes negatives Potential  $u_{SC}$  gegenüber der Kathode erteilt. Im Gegensatz dazu steht die Absicht, den Anodenstrom plötzlich zu unterbrechen, indem man auf die Steuerelektrode während der Dauer von einer oder mehreren Mikrosekunden einen intensiven negativen Impuls gibt. Man kann dieses Gerät als Festkörperschalter bezeichnen, es gestattet, auf rein elektronischem Wege Gleichströme zu unterbrechen, was mit Thyristoren nicht möglich ist. Der negative Impuls auf die

Steuerelektrode bewirkt ein Absaugen der sich vor ihr befindenden Stromträger im Halbleiter, es bildet sich dann eine positive Raumladung, welche den Stromdurchgang zwischen Anode und Kathode unterbricht.

Es sind heute Festkörperschalter für 5...10 A und einige hundert Volt auf dem Markte erhältlich. Dem Abschalten grösserer Ströme stehen enorme technologische Schwierigkeiten entgegen. Ein besonders heikler Punkt ist die Frage, was mit der in der Kreisinduktivität  $L$  gespeicherten magnetischen Energie  $0,5 Li_v^2$  geschehen soll. Soll sie im Festkörperschalter oder in einem Kondensator gespeichert werden? Da Festkörperschalter eine sehr kleine Halbleitermasse besitzen, können sie nur wenig Energie speichern. Die in Ziff. 1.6 behandelte künstliche Löschung von Gleichstrom vermittels Thyristoren gestattet also z. Z. das Abschalten von viel höheren Strömen als Festkörperschalter. Fig. 39 und 40 zeigen die Oszillogramme des Anoden- und Steuerstromes sowie der Spannung  $u_v$  zwischen Anode und Kathode beim Abschalten von 3 bzw. 4 A Gleichstrom [6; 14].

### 1.9 Vergleich zwischen Thyristor und Thyatron

Entscheidend für die so rasch erfolgte Entwicklung der Thyristoren war ihr in der Gegend von 1...1,5 V liegender Spannungsabfall bei Nennstrom. Beim Thyatron liegt dieser Wert bei 10...15 V und beim steuerbaren Quecksilberdampfgleichrichter bei 20...25 V. Es ist damit eine Reduktion im Verhältnis 10 : 1 bis 20 : 1 ermöglicht worden. Dem steht jedoch die Tatsache gegenüber, dass die maximale Sperrspannung in etwa demselben Verhältnis zurückging. Bei Siliziumdioden erreicht man heute Durchbruchspannungen von 1000...2000...(5000) V, bei Thyristoren etwa 1500...10000 V [25]. Bei Quecksilberdampfgleichrichtern liegen diese Werte rund zehnmal höher, ja man hat sich früher um diese Spannung überhaupt nie gekümmert. Werden jedoch wie bei der Brückenschaltung oder bei höheren Gleichspannungen zwei oder mehrere Thyristoren in Serie geschaltet, so steigen die Verluste entsprechend. Besonders frappant sind die enorm kleinen Dimensionen beim Thyristor, so beträgt die Distanz Anode-Kathode etwa 100...300  $\mu\text{m}$ , was rund tausendmal weniger ist als beim Quecksilberventil. Das hängt letzten Endes zusammen mit dem grossen Unterschied der freien Weglänge bei einer Entladung in einem Festkörper und im Hochvakuum. Entsprechend sind daher auch die Stromdichten beim Thyristor rund hundertmal grösser, sie erreichen bei Nennstrom Werte von 2...4  $\text{Amm}^{-2}$ , also die gleichen Werte wie für Kupfer in elektrischen Apparaten. Damit wird die Verlustdichte im Thyristor ebenfalls sehr hoch, sie beträgt bei Nennstrom etwa 300...600  $\text{Wcm}^{-2}$ , an der Anode eines Quecksilberdampfventiles etwa 20  $\text{Wcm}^{-2}$ . Im Hg-Kathodenfleck ist sie jedoch viel höher. Man erkennt darin den Grund, warum die Konstrukteure von Siliziumdioden und Thyristoren so viel konstruktive Arbeit für den Entwurf der Kühler aufwenden mussten.

Die Zeiten zum Zünden einer Entladung sind bei Thyristoren und Quecksilberdampfventilen praktisch gleich und in der Grössenordnung von Mikrosekunden. Hingegen betragen die Entionisierungszeiten bei Hg-Ventilen je nach Druck 100...2000  $\mu\text{s}$ , die Stromwendezeiten bei Thyristoren jedoch nur rund 10  $\mu\text{s}$ . Das hat zur Folge, dass man Thyristoren für viel höhere Frequenzen verwenden kann. Deren Grenzfrequenzen liegen heute bei etwa 10...20...(30) kHz.

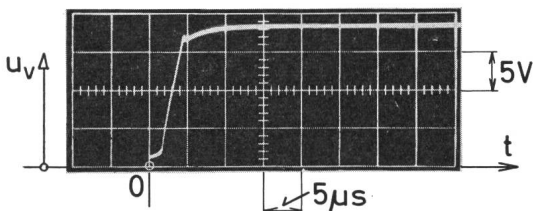


Fig. 39

Ventilspannung  $u_v$  am Festkörperschalter Typ TI-X 120A während dem Abschaltvorgang nach Fig. 38 [6]

$U_q = 20 \text{ V}$ ;  $i_v = 3 \text{ A}$  vor dem Abschalten; 0 Beginn des Abschaltens;  $R = 5,6 \Omega$ ;  $L = 0$ ;  $U_s = -8 \text{ V}$ ;  $i_s = -600 \text{ mA}$  (Scheitelwert)

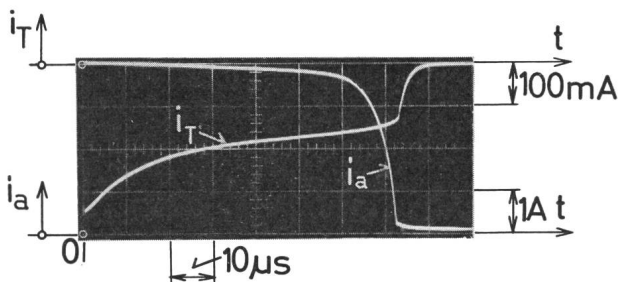


Fig. 40

Ventilstrom  $i_a$  und Torstrom  $i_T$  am Festkörperschalter Typ TI-X 120A während des Abschaltens [5]

$U_q = 38 \text{ V}$ ;  $R = 9,2 \Omega$ ;  $L = 0$ ;  $i_a = 4 \text{ A}$  vor dem Abschalten;  $U_s = -5 \text{ V}$ ;  $R_s = 10$ ;  $i_T = -350 \text{ mA}$ , negativer Scheitelwert



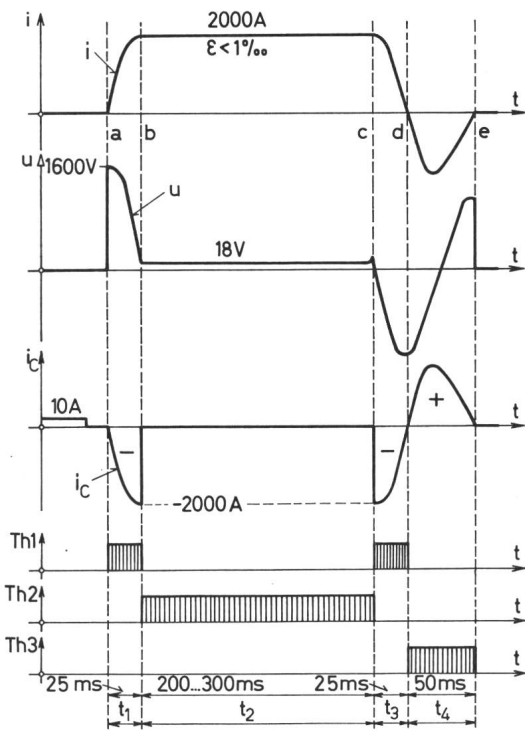


Fig. 44

Oszillogramme zur Schaltung in Fig. 43

$i$  Strom durch die Magnetwicklung;  $u$  Spannung an der Magnetwicklung;  $i_c$  Strom durch den Kondensator;  $t_1$  Erzeugung des Flusses  $\Phi$ ;  $t_2$  Arbeitsintervall  $i = \text{konstant}$ ;  $t_3$  Abbau des Flusses  $\Phi$ ;  $t_4$  Inversieren der Kondensatorspannung  $u_c$ ;  $\varepsilon$  Fehler von  $i$ ;  $Th1, Th2, Th3$  Leitintervalle der Thyristoren in Fig. 43

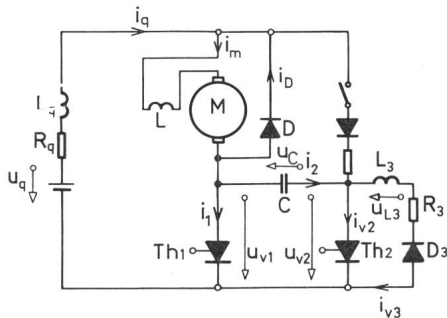


Fig. 45

Impuls-Motor-Steuerung [4]

$M$  Seriomotor mit Feld  $L$ ;  $i_m$  Motorstrom;  $D$  Antidiode mit Strom  $i_d$ ;  $U_q$  Gleichspannungsquelle;  $i_q$  gepulster Quellenstrom;  $R_q$  Quellenwiderstand;  $L_q$  Quelleninduktivität;  $Th1$  Lastthyristor mit Ventilspannung  $u_{v1}$  und Strom  $i_{v1} = i_1$ ;  $Th2$  Löschyristor mit Ventilspannung  $u_{v2}$ ;  $C$  Löschkondensator mit Strom  $i_2$  und Spannung  $u_c$ ;  $L_3, R_3, D_3, i_{v3}$  Umschaltkreis

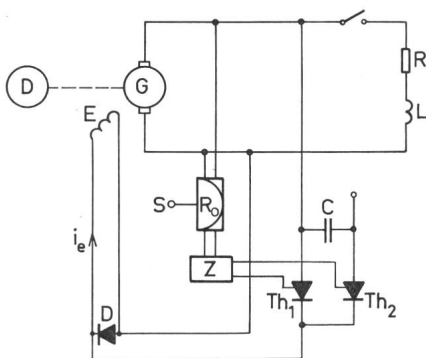


Fig. 47

Spannungsregelung eines Dieselgenerators

$D$  Dieselmotor;  $G$  Generator;  $R, L$  Lastkreis;  $R_0$  Regler;  $S$  Sollwert-eingabe;  $Z$  Zündgerät;  $Th1, Th2$  Thyristoren;  $C$  Löschkondensator;  $i_e$  Erregerstrom;  $E$  Erregerwicklung;  $D$  Freilaufdiode

ladekreis  $R_3 - L_3$  vorhanden, der die Umladung von  $C$  bewirkt [4].

An Hand der 8 Oszillogramme von Fig. 46 lässt sich die Wirkungsweise der einzelnen Schaltelemente klar erkennen. Die Quellenspannung  $u_q$  beträgt 120 V, die «Leitzeit» 4,9 ms, die Periodendauer 14,8 ms entsprechend 67,5 Hz. Der Motorstrom  $i_m$  sinkt dabei nicht auf Null ab, während der Quellenstrom  $i_q$  periodisch verschwindet. Je höher die Impulsfrequenz gewählt wird, umso kleiner fallen die Oberwellen des Motorstromes und die zum Löschen benötigten Bauelemente aus. Es sei noch bemerkt, dass im Moment des Zündens des Thyristors  $Th1$  die Diode  $D_4$  einen Rückstrom führt, der durch zusätzliche Schaltelemente behoben werden kann.

Der Elektronenschalter hat z. B. eine Anwendung für die stufenlose Drehzahlregelung von Elektromobilen und Grubenlokomotiven gefunden, wobei auch Rekuperation möglich ist. Eine weitere interessante Anwendung ergab sich bei Gleichstromgeneratoren, welche durch Dieselmotoren angetrieben werden, deren Drehzahl stark schwankt. Soll trotzdem eine konstante Klemmenspannung, die zudem unabhängig vom Laststrom sein soll, erreicht werden, so legt man die Feldwicklung nach Fig. 47 über einen Elektronenschalter an die zu regelnde Gleichspannung. Die Frequenz der Zündimpulse wird durch einen elektronischen Spannungsregler erzeugt.

### 3. Antiparallelschaltungen

#### 3.1 Wirkungsweise bei einem passiven Verbraucher

Zur Veränderung des Effektivwertes  $I_2$  des Laststromes eines Transformators kann man auf dessen Primärseite zwei Thyristoren in Antiparallelschaltung oder einen Triac vorsehen. Reduziert man dessen Steuerwinkel  $\alpha$  nach Fig. 48 stetig von  $180^\circ$  bis zum primären Phasenverschiebungswinkel  $\psi$ , so erreicht man damit eine stetige Erhöhung von  $I_2$  bis zum Nennwert. Diese Schaltung wird beispielsweise für elektronisch gesteuerte Punktschweiß-Anlagen verwendet. Fig. 48 zeigt die Eingangsspannung  $u_1$  und den Primärstrom  $i_1$  für verschiedene Zündwinkel  $\alpha$  und zugehörige Löschwinkel  $\beta$ . Für  $\alpha = \psi$  ist der Strom ungelückt [8].

Die Antiparallelschaltung von Thyristoren findet auch eine interessante Anwendung bei Stufenschaltern beim Übergang von einer Stufe zur nächsten, wo sie die Schalter oder Hüpfen ersetzen. Der Übergang kann dabei zudem stufenlos vollzogen werden.

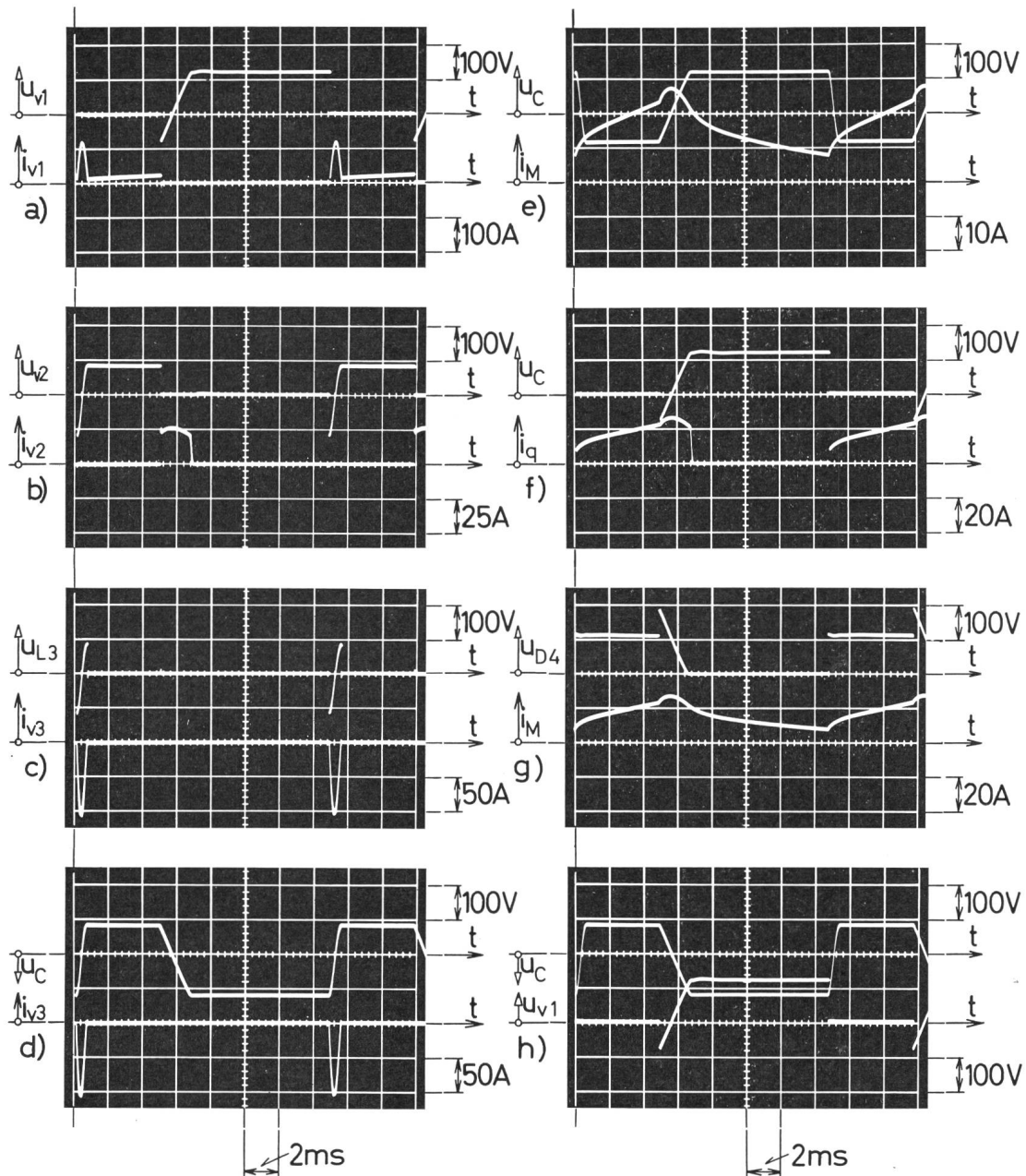


Fig. 46

Oszillogramme der Ströme und Spannungen nach Fig. 45 [4]

Die Kurven der Oszillogramme a...h zeigen paarweise je 2 Oszillogramme der Spannungen  $u_{v1}$ ,  $u_{v2}$ ,  $u_{D4}$ ,  $u_c$  sowie der Ströme  $i_{v1}$ ,  $i_{v2}$ ,  $i_{v3}$ ,  $i_q$ ,  $i_M$ . Leitzeit von  $Th1 = 4,9$  ms; Stromdauer von  $i_q = 6,7$  ms. Periodendauer = 14,8 ms. Der Motorstrom  $i_M$  ist ungelüftet

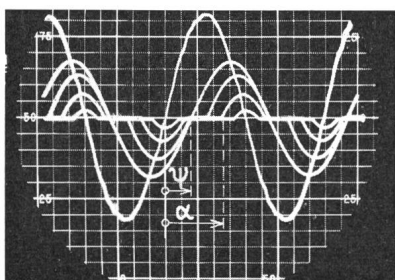


Fig. 48  
Oszillogramme eines elektronisch gesteuerten Wechselstromes [8]

grosse Sinuskurve: Phasenspannung; kleine volle Sinuskurve: ungesteuerter Phasenstrom mit der Phasenverschiebung  $\Psi$   
 $\alpha$  Zündwinkel für die gesteuerten Ströme

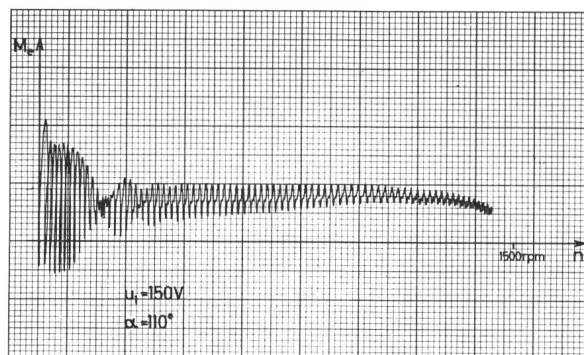


Fig. 51

Dynamische mechanische Kennlinie beim Hochfahren eines ventilgesteuerten Drehstrommotors nach Fig. 49 [9]

$M_e$  elektromagnetisches Drehmoment;  $n$  Drehzahl pro Minute;  $\alpha = 110^\circ$  konstanter Zündwinkel

### 3.2 Steuerung einer Drehstrom-Asynchronmaschine

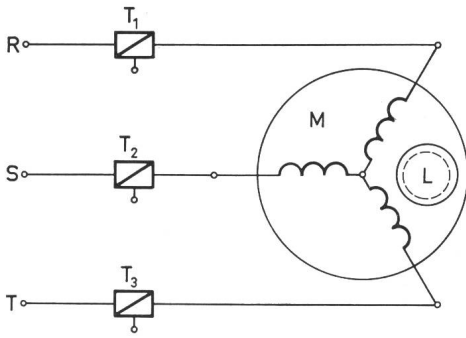


Fig. 49

#### Steuerung eines Asynchronmotors mit Stromtoren

*R, S, T* Drehstromnetz; *M* dreiphasige Statorwicklung; *L* Kurzschlussläufer; *T*<sub>1</sub>...*T*<sub>3</sub> Triac oder Thyristoren in Antiparallelschaltung

Baut man nach Fig. 49 in die drei Phasen eines Drehstrom-Kurzschlussläufer-Motors je zwei Thyristoren in Antiparallelschaltung oder je einen Triac ein, so kann man damit eine stetige Veränderung der Drehzahl innerhalb gewisser Grenzen erreichen. Da der Triac die Motorwicklung zeitweilig vom Netz abschaltet, kommt die Schaltung, grob gesprochen, auf eine Reduktion der Netzspannung heraus. Man reduziert sozusagen den Durchmesser des Oskanzirkels. Es ist mit dieser Schaltung möglich, den Motor ohne Stromstösse anzufahren und zu regeln, z. B. auf 1200 U./min bei 4 Polen. In Fig. 48 sind die Oszillogramme des Statorstromes wiedergegeben, während Fig. 50 die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien in Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  wiedergibt. Die Kurve *B* in Fig. 50 stellt das Drehmoment einer Pumpe oder eines Ventilators dar. Variiert man dabei den Zündwinkel  $\alpha$  von  $50^\circ$  bis zu  $120^\circ$ , so geht die Drehzahl auf  $\frac{2}{3}$  ihres Wertes zurück [1; 9; 41; 48].

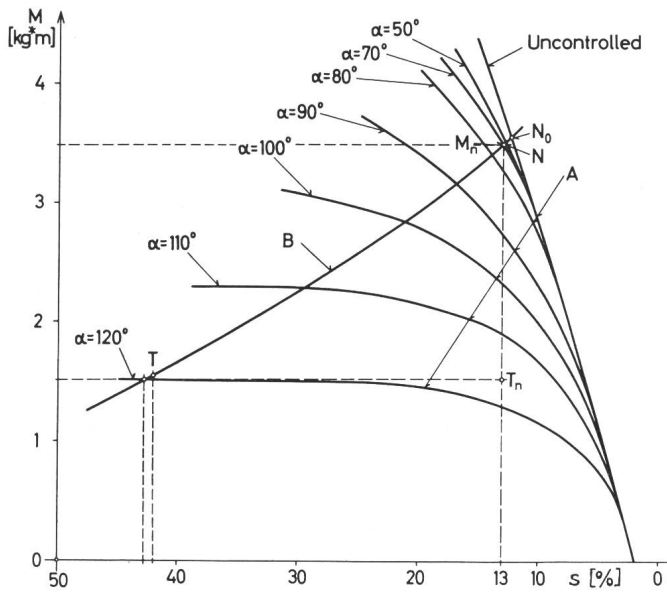


Fig. 50

#### Mechanische Kennlinien des gesteuerten Drehstromes gemäss Fig. 48 und 49 [9]

*s* Schlupf; *M* Drehmoment;  $\alpha$  Steuerwinkel; *A* Drehmomentenkennlinien für konstanten Steuerwinkel  $\alpha$ ; *B* Lastdrehmoment (Pumpe, Lüfter); *N* Nennbetriebspunkt; *M<sub>n</sub>* Nenndrehmoment; *T* unterer Betriebspunkt

Das geeignete Werkzeug zum genauen Studium aller Ströme stator- und rotorseitig, aller Spannungen sowie des elektromagnetischen Drehmomentes, ist der Analogrechner. Zur Programmierung muss man die Parkschen Gleichungen verwenden, womit das ruhende Dreiphasensystem in ein rotierendes Zweiachsensystem umgewandelt wird. Fig. 51 zeigt z. B. den Verlauf des elektromagnetischen Drehmomentes  $M_e$  beim Anlassen und Hochfahren bei konstantem Zündwinkel  $\alpha = 110^\circ$ . Fügt man zwei weitere Triac hinzu, so kann man rein elektronisch die Drehrichtung umkehren (Fig. 52) [9].

### 4. Steuerung von Synchronmaschinen

#### 4.1 Schema und Wirkungsweise

Bei einer Synchronmaschine dreht sich der Rotor synchron zum Drehfeld des Stators. Will man nun eine Drehzahlregelung erreichen, so muss man offenbar die Statorfrequenz verändern. Das führt zu der in Fig. 53a dargestellten Frequenzumformung. Der Gleichstromzwischenkreis ( $f = 0$ ) wird über einen steuerbaren Gleichrichter *GR* aus dem Landesnetz mit der Frequenz  $f_1$  gespeist. Mit einem Wechselrichter *WR* wird daraus die variable Frequenz  $f_2$  gewonnen. Es sind auch Schaltungen bekannt geworden, (Fig. 53b) um  $f_1$  direkt ohne Zwischenkreis in  $f_2$  umzuformen [18; 31].

Das gleichstromerregte Polrad induziert in den Statorphasen eine zur Drehzahl proportionale Spannung. Diese kann nun zur natürlichen Löschung der Ventilströme herangezogen werden, es handelt sich hier also um den netzgeführten Wechselrichter. Zweckmässig sollte die Gleichspannung im Zwischenkreis einigermaßen zur Drehzahl proportional verändert werden. Ein besonderes Problem ergibt sich daraus beim Anlassen [12].

Fig. 54 zeigt die dreiphasige Wechselrichter-Brückenschaltung mit 6 Thyristoren. Die weiteren 6, von *Petersen* 1933 angegebenen Dioden treten bei der Rückgewinnung von mechanischer und magnetischer Energie in Erscheinung.

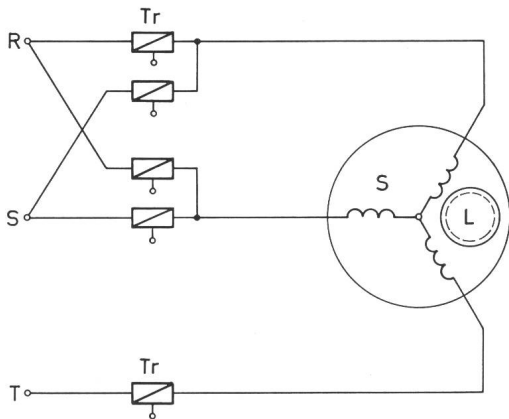


Fig. 52

#### Umkehrsteuerung eines Drehstrommotors mit Kurzschlussanker

*R, S, T* Drehstromnetz; *Tr* steuerbare Ventile in Antiparallelschaltung oder Triac; *S* Stator des Asynchronmotors; *L* Läufer

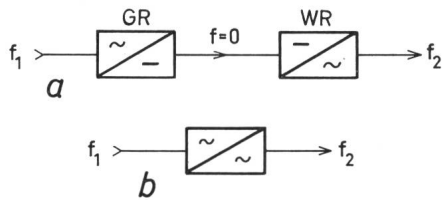


Fig. 53  
Frequenzwandlung

*a* mit Gleichstrom-Zwischenkreis; *b* ohne Gleichstrom-Zwischenkreis  
 $f_1$  Netzfrequenz;  $f = 0$  Gleichstromkreis;  $f_2$  variable Frequenz;  
GR Gleichrichter; WR Wechselrichter

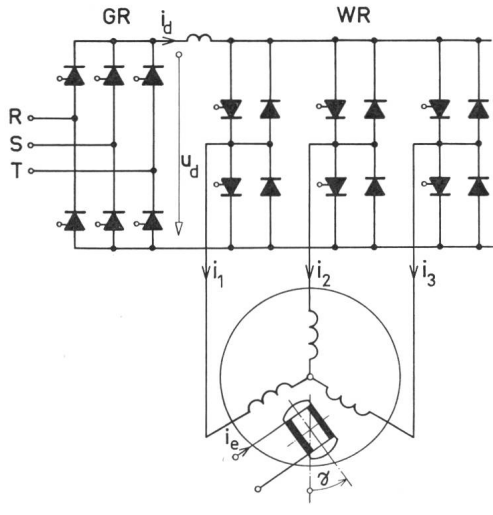


Fig. 54

**Kollektorloser Motor variabler Frequenz**

*R, S, T* Drehstromnetz, 50 Hz; GR Gleichrichter; WR Wechselrichter;  
 $u_a$  Gleichspannung;  $i_a$  Gleichstrom;  $i_1, i_2, i_3$  Phasenströme;  $i_e$  Erregerstrom;  $\gamma$  Lagewinkel des Polrades

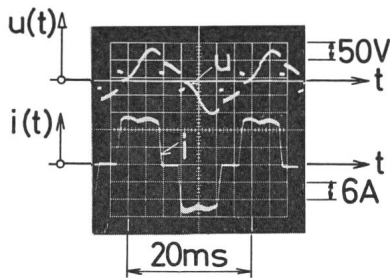


Fig. 55  
Oszillogramme des Stromes und der Spannung eines kollektorlosen Gleichstrommotors [11]  
oben: Phasenspannung  $u(t)$   
unten: Phasenstrom  $i(t)$

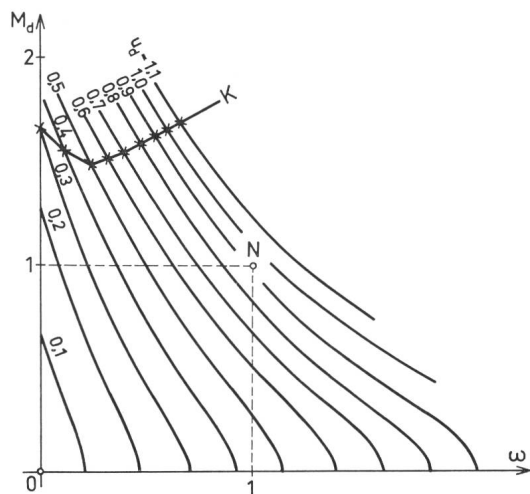


Fig. 56

**Mechanische Kennlinien eines kollektorlosen Gleichstromes [12]**

$\omega$  mechanische Drehfrequenz;  $M_d$  Drehmoment;  $N_0$  Nennbetriebspunkt;  $K$  Kippgrenze;  $u_a$  Gleichspannung als Parameter

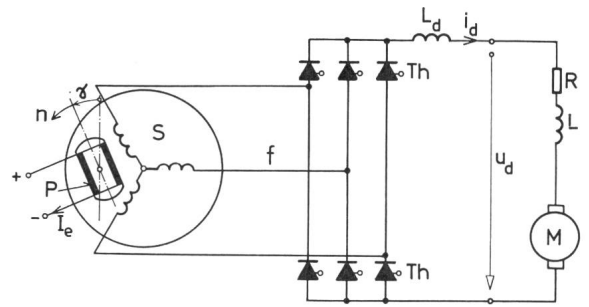


Fig. 57

**Synchronmaschine mit Stromrichterbelastung**

*S* dreiphasiger Stator; *P* Polrad;  $i_e$  Erregerstrom;  $\gamma$  momentaner Lagewinkel;  $n$  Drehzahl;  $f$  Frequenz; *Th* Thyristoren;  $u_d$  Gleichspannung;  $i_d$  Gleichstrom;  $L_d$  Glättungsinduktivität; *M* Kollektormaschine; *R* lastseitiger Widerstand; *L* lastseitige Induktivität

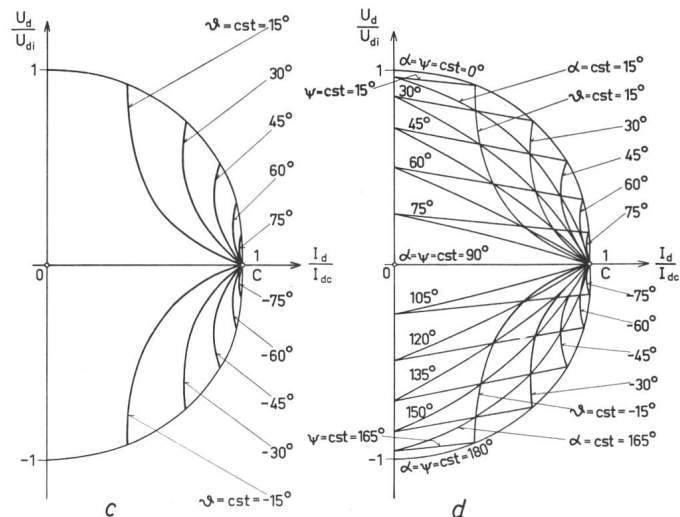
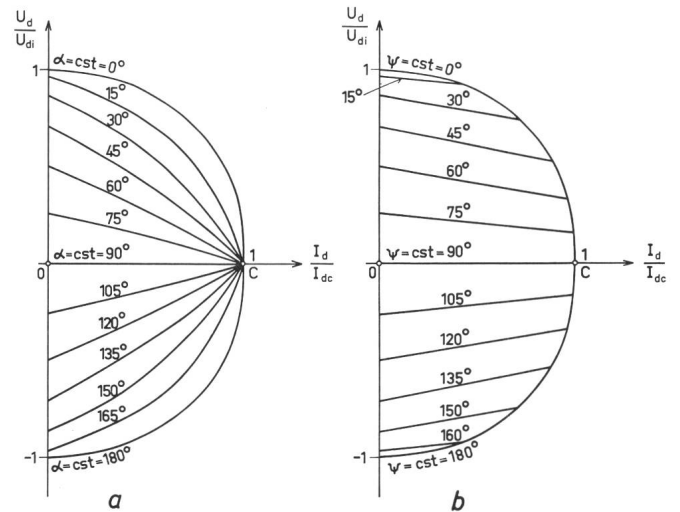


Fig. 58

**Aussere Kennlinien des kollektorlosen Gleichstrommotors [13]**

*a* Kennlinien für konstanten Zündwinkel  $\alpha$ . Sie verlaufen ähnlich wie Ellipsen; *b* innerer Zündwinkel  $\Psi$  als Parameter. Diese Kennlinien sind Gerade. *c* Lastwinkel  $\vartheta$  als Parameter; *d* kombinierte Kennlinien. Beispiel:  $\alpha = 30^\circ$ ,  $\Psi = 45^\circ$ ,  $\vartheta = 15^\circ$ ,  $\alpha + \vartheta = \Psi$ ;  $I_d$  Gleichstrom;  $I_{dc}$  Gleichstrom im Kurzschluss;  $U_a$  Gleichspannung;  $U_{di}$  ideale Gleichspannung;  $U_a > 0$  Generator;  $U_a < 0$  Motor;  $\alpha$  Zündwinkel;  $\Psi$  innerer Zündwinkel;  $\vartheta$  Lastwinkel;  $v$  Verhältnis des magnetischen Widerstandes in der Querrichtung zur Längsrichtung

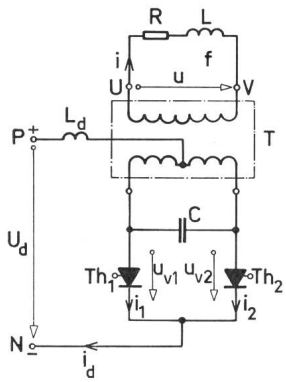


Fig. 59  
**Selbstgeführter Einphasen-Wechselrichter [15]**  
*P, N* Klemmen des Gleichstromnetzes; *T* Transformator; *U, V* Klemmen des Wechselstromnetzes; *R, L* induktive Last; *u* Wechselspannung; *i* Wechselstrom; *f* Frequenz des Wechselstromes; *U<sub>a</sub>* Gleichspannung; *i<sub>a</sub>* Gleichstrom; *L<sub>d</sub>* Glättungsinduktivität; *Th1, Th2* Thyristoren; *i<sub>1, i2</sub>* Ventilströme; *u<sub>v1, u<sub>v2</sub></sub>* Ventilspannungen; *C* Löschkondensator

Eine Untersuchung auf dem Analogrechner [11] ist für eine Schenkelpolmaschine mit 2 Dämpferwicklungen inklusive dem Wechselrichter durchgeführt worden, was einen beträchtlichen Aufwand, insbesondere auch an Multiplikatoren, erfordert. Die Statorphasen werden hierzu durch eine Koordinatendrehung in ein rotierendes Zweiachsensystem überführt, auf welches nun die Parkschen Gleichungen angewandt werden. Dann erfolgt die Rücktransformation zu den ruhenden Statorphasen. Die mathematische Formulierung erfolgt am besten in Matrizenform. Das Problem ist in mehrfacher Hinsicht nichtlinear, einmal wegen der Koordinatendrehungen, dann wegen dem verschiedenen magnetischen Widerstand in Längs- und Querrichtung, dann wegen der Produktbildung von Flüßsen und Strömen für das elektromagnetische Drehmoment und ferner zufolge der Thyristoren. Die Koppelpläne finden sich in [11], ebenso die Oszillogramme der Statorströme und Spannungen, der Erreger- und der Dämpferströme, die Ventilspannungen der Thyristoren sowie des elektromagnetischen Drehmomentes, das eine kleine dritte Harmonische aufweist. Die Phasenströme zeigen nach Fig. 55 den typischen klassischen Verlauf. Mit dem Analogrechner wurden ferner die transienten Vorgänge bei Drehmoment- oder Drehzahländerungen untersucht.

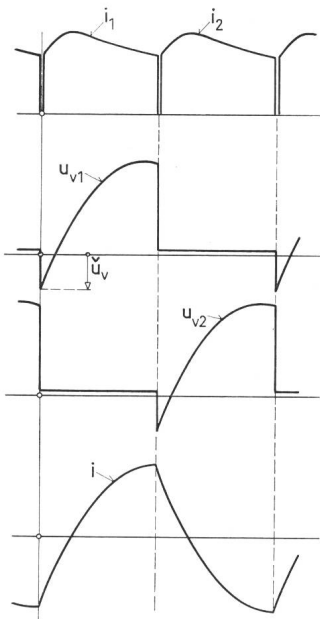


Fig. 60  
**Oszillogramme zur Schaltung gemäss Fig. 59 [15]**  
 $\bar{u}_v$  Talwert der Ventilspannung  
 Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 59

4.3 Anlassen und Kippgrenze

In [12] ist gezeigt, wie der Motor aus dem Stillstand durch zweckmässige Steuerung der Gleichrichterthyristoren angelesen und hochgefahren werden kann. Hierzu ist eine auf der Motorwelle angebrachte Lochscheibe nötig, vermittels welcher auf optischem oder magnetischem Wege die momentane Lage der Welle erfasst wird. Die berechneten und an einer 5-kW-Maschine gemessenen Drehmomenten-Drehzahlkennlinien zeigt Fig. 56 für verschiedene Gleichspannungen  $u_a$  sowie die Kippgrenze *K*. Auch diese Untersuchungen wurden auf dem Analogrechner durchgeführt.

4.4 Elektrische Kennlinien

Arbeitet ein Synchrongenerator über 6 Thyristoren auf einen Gleichstromverbraucher (Fig. 57), so kann in diesem Fall die klassische Stromrichtertheorie nicht angewandt werden, da die Maschine ja nicht «starr» ist. Durch die Ankerückwirkung nimmt mit zunehmender Belastung die induzierte Phasenspannung ab. Die äusseren Kennlinien sind daher für konstanten Steuerwinkel  $\alpha$  keine Geraden, wie in Fig. 42, sondern Ellipsen [15]. In [13] wurden die äusseren Kennlinien für die Vollpol- und Schenkelpolmaschine sowie eine Reihe zugehöriger Ortskurven untersucht. Die Fig. 58 zeigt daraus eine Auswahl. Wie in der klassischen Stromrichtertheorie kommt man für über 90° hinausgehende Steuerwinkel zum Wechselrichter und damit zum Schema von Fig. 54. Für diese Anordnung ist auch die Bezeichnung «kollektorloser Gleichstrommotor» üblich, der Kollektor wurde durch Thyristoren ersetzt. Solche Motoren bedürfen keiner Wartung des Kollektors, ihr spezifisches Gewicht ist bedeutend kleiner als bei Gleichstrommotoren. Falls die Statorfrequenz genau konstant gehalten wird, was elektronisch leicht erreichbar ist, kann man damit auch die Drehzahl sehr genau konstant halten. Es lassen sich damit spezielle Anwendungsgebiete finden, für die sich diese Motoren besonders eignen.

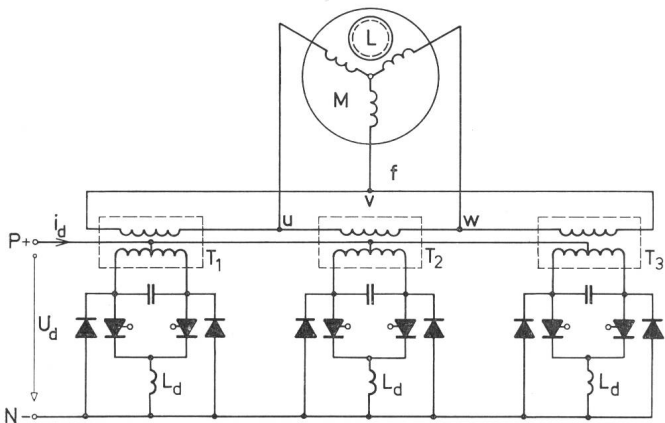


Fig. 61  
**Dreiphasiger selbstgeführter Wechselrichter für Drehstrommotorspeisung**  
*P, N* Gleichspannungsnetz; *T<sub>1, T2, T3</sub>* Transformatoren; *M* Statorwicklung des Asynchronmotors; *L* Läufer; *f* Statorfrequenz; *U<sub>a</sub>* Gleichspannung; *i<sub>a</sub>* Gleichstrom; *L<sub>d</sub>* Glättungsinduktivität



## 5. Steuerung von Drehstrom-Asynchron-Maschinen

### 5.1 Steuerung vermittelt Wechselrichtern variabler Frequenz

Da bei der Asynchronmaschine der Erregerstrom nach Fig. 54 fehlt, ist die künstliche Löschung der Ströme durch die Thyristoren nötig. Das einfachste Schema eines einphasigen Wechselrichter zeigt Fig. 59. Die beiden Thyristoren werden abwechslungsweise periodisch gezündet ([15; 20]. Das Schema für die Löschung der Ströme vermittelt dem Kondensator  $C$  entspricht genau der Fig. 27. Der Dreiphasenbetrieb benötigt nach Fig. 61 drei Löschkondensatoren. Der in [10] untersuchte in der Drehzahl regelbare Asynchronmotor arbeitet nach Fig. 61. Der grosse Vorteil dieser Schaltung besteht darin, dass der somit besonders einfache und robuste Käfigläufer verwendet werden kann. Auch dieser Fall wurde auf dem Analogrechner nachgebildet. Die Ventilströme und Ventilspannungen zeigen nach Fig. 62 die vom selbstgeführten Wechselrichter her (Fig. 60) gewohnten Oszillogramme. Fig. 62 zeigt ferner den Verlauf des Stromes  $i_{D1}$  durch die Gegendiode, dann die Phasenspannung  $u_1$  sowie die Spannung  $u_L$  der Glättungsdrosselspule [2; 22; 31...34; 44...49].

Die Frequenz  $f_2$  der Statorströme kann elektronisch beliebig gewählt werden. Hält man  $f_2$  konstant, dann sinkt die Drehzahl mit zunehmendem Drehmoment entsprechend dem Schlupf ab. Will man sie jedoch konstant halten, so muss man eine Tachometerdynamo und einen Regelkreis verwenden, der mit wachsender Last die Statorfrequenz erhöht. Ein solcher Regler wurde in [10] untersucht. Nach diesem Prinzip wurde ferner ein hochtouriger Käfigläufermotor für variable, zwischen 3000 und 11000 U./min liegende Drehzahlen gebaut [3].

### 5.2 Sinussteuerung für die Phasenströme mit variabler Frequenz und beliebiger Amplitude

Man kann nun einen Schritt weiter gehen und die Regelungstechnik in einem viel fortgeschritteneren Grade heranziehen, indem man die Frequenz, die Amplitude und eine sinusförmige Kurvenform für die Motorphasenströme vorschreibt. Das Schaltbild in Fig. 63 zeigt, wie rechts an den Wechselrichter ein für alle Thyristoren gemeinsamer Löschkreis, bestehend aus den Induktivitäten  $L_2, L_3$ , den Kondensatoren  $C_1, C_2$ , den Dioden  $D_7, D_8$  und dem Thyristor  $Th_7$  angebaut ist. Die Phasenströme  $i_1, i_2, i_3$  werden über Stromwandler dem Steuergerät  $St$  zugeführt, das seinerseits auf die 7 Thyristoren  $Th_1...Th_7$  einwirkt. Ist der Momentanwert eines Phasenstromes, verglichen mit dem Sollwert, zu klein, so werden die entsprechenden Thyristoren vermittelt  $Th_7$  zugeschaltet und im gegenteiligen Fall abgeschaltet. Die Schaltfrequenz von  $Th_7$  ist ein Vielfaches der Statorfrequenz  $f_2$ , sie liegt z. B. bei 500...1000 Hz. Fig. 64 zeigt, wie sich die Statorströme an die Sinusform anschmiegen. Wünscht man nun die Drehzahl zu verändern, z. B. an Hand eines Potentiometers oder durch von aussen eintreffende Signale, so muss man im Steuergerät  $St$  die Sollwertfrequenz entsprechend ändern (Fig. 65). Für die nächste Zeit ist die Entwicklung von ähnlichen Schaltungen für Asynchronmotoren bis 200 kW geplant. Dabei spielt der Preis der Elektronik nur eine untergeordnete Rolle [34; 49].

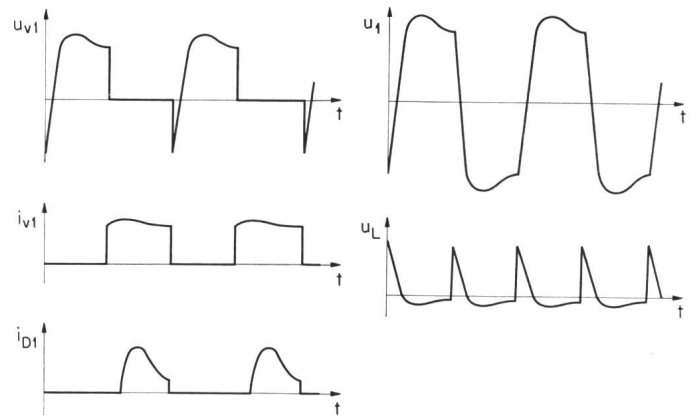


Fig. 62

Oszillogramme zu Schaltung in Fig. 61 [10]

$u_1$  Phasenspannung des Drehstrommotors;  $u_L$  Spannung an der Glättungsdrosselspule;  $u_{v1}$  Ventilspannung;  $i_{v1}$  Ventilstrom;  $i_{D1}$  Strom in der Gegendiode

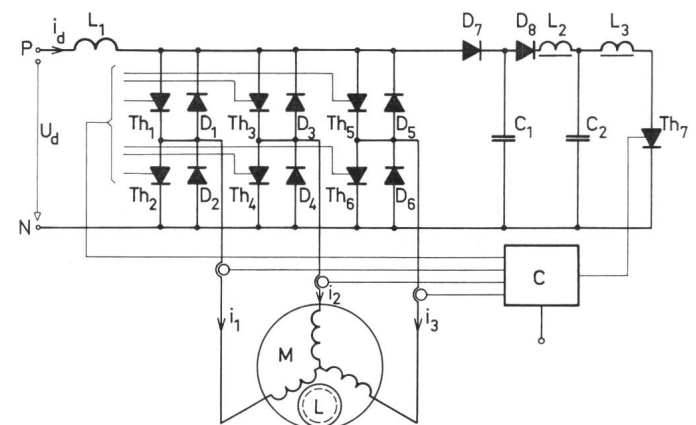


Fig. 63

Wechselrichterschaltung nach Etter-Sécheron für regelbaren Drehstrommotor mit Kurzschlussläufer

$P, N$  Gleichstromnetz;  $U_d$  Gleichspannung;  $i_d$  Gleichstrom;  $L_1$  Glättungsinduktivität;  $M$  dreiphasige Statorwicklung;  $L$  Käfigläufer;  $Th_1...Th_6$  Thyristoren;  $D_1...D_6$  Gegendiode;  $i_1, i_2, i_3$  Phasenströme mit Stromwandlern;  $C$  Kommandogerät;  $D_7, D_8, L_2, L_3, C_1, C_2, Th_7$  Löschkreis

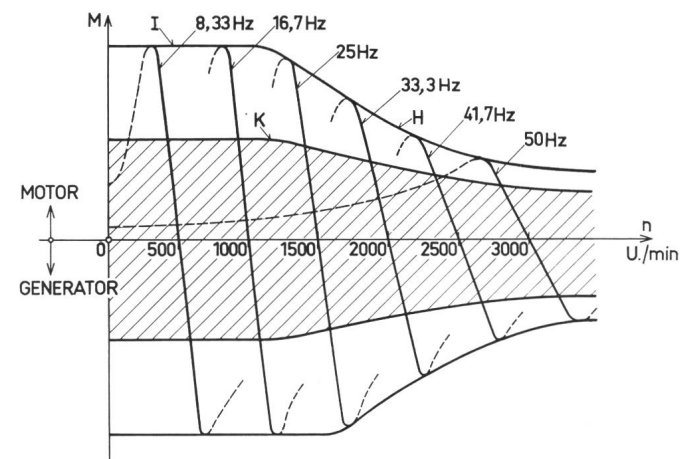


Fig. 65

Mechanische Kennlinien des Drehstrommotors gemäss Fig. 63

$n$  Drehzahl pro Minute;  $M$  Drehmoment;  $H$  Hüllkurve;  $I$  Begrenzungskurve;  $K$  Betriebsgebiet

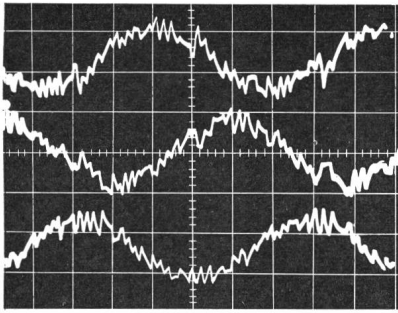


Fig. 64  
Phasenströme des Motors  
gemäss Fig. 63  
Nennscheinleistung =  
10 kVA

## 6. Schlussfolgerungen und Ausblick

Je mehr die Thyristoren für grössere Leistungen gebaut werden können, umso mehr werden sie Eingang finden für geregelte Gleichstromversorgungsanlagen, für motorische Antriebe mit Gleichstrommotoren, z. B. für Walzwerke und Lokomotiven und für viele weitere Anwendungen. Sie eignen sich auch für Frequenzumformung und damit zur Speisung von regelbaren Synchron- und Asynchronmotoren. Solche Anlagen bauen sich aus dem eigentlichen Starkstromteil, den Thyristoren, den Zündgeräten und einem elektronischen Kommandogerät auf. Die Kosten für die elektronischen Teile fallen heute noch stark ins Gewicht, es ist denkbar, dass sie durch Miniaturisierung und dgl. gesenkt werden können. Starkstromseitig können unerwünschte Oberwellen auftreten, deren Reduktion ebenfalls kostspielig ist.

Als nach 1930 der steuerbare Quecksilberdampfgleichrichter realisiert wurde, tauchten eine grosse Anzahl von Stromrichterschaltungen für alle möglichen Zwecke auf. Davon fanden nur die wenigsten Eingang in die Technik. Das lag zum Teil an den hohen Kosten der Quecksilberdampfventile, andererseits an der noch nicht entwickelten Elektronik. Mit dem Aufkommen der Thyristoren hat sich die Sachlage nun wesentlich verbessert. Viele der damaligen Vorschläge können realisiert werden. Das ganze Anwendungsgebiet ist jetzt wieder stark in Fluss gekommen. Es kann jedoch nicht genug betont werden, dass sich nur diejenigen Lösungen durchsetzen können, die ökonomisch tragbar und möglichst einfach und damit auch genügend betriebssicher sind.

## Literatur

- [1] D. Lips und H. Weidmann: Thyristorsteuerung für Asynchronmaschine. Studienarbeit aus dem Institut für Automatik und industrielle Elektronik ETH Zürich 1956.
- [2] Y. Alleman und J. Langhard: Eigengeführter Wechselrichter für Drehstrommotor. Diplomarbeit aus dem Institut für Automatik und industrielle Elektronik ETH Zürich 1961.
- [3] B. Eller: Messungen an einem hochtourigen Asynchronmotor. Diplomarbeit aus dem Institut für Automatik und industrielle Elektronik ETH Zürich 1964.
- [4] U. Terjung: Impulsgesteuerter Gleichstrom-Seriemotor. Diplomarbeit aus dem Institut für Automatik und industrielle Elektronik ETH Zürich 1963.
- [5] J. Gfeller und H. P. Fankhauser: Zündspannung bei Halbleitern. Diplomarbeit aus dem Institut für Automatik und industrielle Elektronik ETH Zürich 1962.
- [6] J. Quednau: Abschaltbare Thyristoren. Diplomarbeit aus dem Institut für Automatik und industrielle Elektronik ETH Zürich 1964.
- [7] P. Lips: Lineare Stromanwendung bei Thyristoren. Diplomarbeit aus dem Institut für Automatik und industrielle Elektronik ETH Zürich 1965.
- [8] J. Barbey: Vierpole mit Stromtoren. Dissertation ETH Zürich 1961.
- [9] H. Badr: Primary-Side Thyristor Controlled Three-Phase Induction Machine. Dissertation ETH Nr. 3060 Zürich 1960.
- [10] A. F. Kheireldin: Constant Speed Induction Motor Supplied from a Three-Phase Silicon Controlled Valve Power Inverter. Dissertation ETH Nr. 3345 Zürich 1963.

- [11] M. Bayoumi: Investigation of a Thyristor Controlled Synchronous Motor by Simulation on an Analog Computer. Dissertation ETH 3442 Zürich 1965.
- [12] R. Doser: Anlassen und Betrieb eines kollektorlosen Gleichstrommotors. Dissertation ETH Zürich 1965.
- [13] M. Mansour: Theory of the Collectorless Direct Current Motor. Dissertation ETH Zürich 1965.
- [14] Ed. Gerecke: Dynamisches Verhalten von Halbleitern. Neue Technik 3(1961)11, S. 719...741.
- [15] Ed. Gerecke und U. Meier: Fremdgesteuerter Einphasen- und Mehrphasenwechselrichter. Neue Technik 3(1961)11, S. 741...757.
- [16] Ed. Gerecke: Synchronmaschine mit Stromrichterbelastung. Neue Technik 3(1961)11, S. 758...766.
- [17] Ed. Gerecke und H. Badr: Asynchronmaschine mit primärseitig eingebauten steuerbaren Ventilen. Neue Technik 4(1962)3, S. 125...134.
- [18] H. Müller: Unmittelbarer Umrichter mit Halbleiterventilen. Neue Technik 4(1962)3, S. 135...140.
- [19] Ed. Gerecke und H. R. Wallertshäuser: Experimentelle Untersuchungen der Trägheiterscheinungen bei Silizium-Leistungs-Dioden. Neue Technik 5(1963)8, S. 415...428.
- [20] B. D. Bedford and R. G. Hoft: Principles of Inverter Circuits. Wiley New York 1964.
- [21] F. E. Gentry, R. I. Scape and J. K. Flowers: Bidirectional Triode P-N-P-N Switches. Proc. IEEE 53(1965)4, S. 355...369.
- [22] K. G. King: Variable Frequency Thyristor Invertors for Induction Motor Speed Control. Direct Current 10(1965)1, S. 26...35.
- [23] H. F. Storm and D. L. Watrons: Silicon Gate Controlled AC Switch and Applications. International Nonlinear Magnetics, Intermag Conference, Washington April 1964.
- [24] J. Luscher, H. C. Voorrips and B. Zega: Silicon Rectifier Controls Power in Either Direction. Electronics 36(1963)51, S. 63...65.
- [25] SCR Breakthrough by Siemens. Internat. Electronics 9(1965)4, S. 24.
- [26] M. Meyer: Beanspruchung von Thyristoren in selbstgeführten Wechselrichtern. Siemens Z. 39(1965)5, S. 495...501.
- [27] Power Supply with Silicon Thyristors for Beam Transport Magnets 115 V, 500 A  $\pm$  0.1 %. Report TS54, Geneva, CERN, Engineering Division, 1963.
- [28] Power Supply  $2 \times 450$  A  $\pm$  0.1 % 360 V with Silicon Thyristors. Report TS60, Geneva, CERN, Engineering Division, 1963.
- [29] Mobile Power Supply for Bubble Chamber Magnets 600 V, 5000  $\pm$  1 % equipped with Silicon Thyristors and Diodes. Report TS72, Geneva, CERN Engineering Division, 1964.
- [30] Circuits de puissance d'une alimentation de Lentille Quadrupolaire. Rapport TS74, Genève, CERN 1964.
- [31] W. Faust: Statische Frequenzumformer zur Versorgung von 16 $\frac{2}{3}$ -Hz-Bahnen. Brown Boveri Mitt. 51(1964)8/9, S. 519...525.
- [32] H. Gathmann: Selbstgeführter Umrichter in der Anwendung für drehzahlverstellbare Mehrmotorenantriebe. Brown Boveri Mitt. 51(1964)8/9, S. 531...539.
- [33] A. Schöning: Möglichkeiten zur Regelung von Drehstrommotoren mit Stromrichtern. Brown Boveri Mitt. 51(1964)8/9, S. 540...554.
- [34] A. Schöning und H. Stemmler: Geregelter Drehstrom-Umkehr-Antrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren. Brown Boveri Mitt. 51(1964)8/9, S. 555...576.
- [35] H. Carl und H.-L. Rath: Beitrag zum Problem der Grenzdaten von Halbleiterelementen. ETZ-A 80(1959)15, S. 502...506.
- [36] A. C. Stumpe: Kennlinien der steuerbaren Siliziumzelle. ETZ-A 83(1962)4, S. 81...87.
- [37] W. Gerlach und F. Seid: Wirkungsweise der steuerbaren Siliziumzelle. ETZ-A 83(1962)8, S. 270...277.
- [38] A. C. Stumpe: Das Schaltverhalten der steuerbaren Siliziumzellen. ETZ-A 83(1962)9, S. 291...298.
- [39] J. Rumberg: Über die dynamischen Eigenschaften von Thyristoren. ETZ-A 86(1965)8, S. 226...230.
- [40] L. Abraham, K. Heumann und F. Koppelman: Zwangskommutierte Wechselrichter veränderlicher Frequenz und Spannung. ETZ-A 86(1965)8, S. 268...274.
- [41] F. Korb: Einstellung der Drehzahl von Induktionsmotoren durch antiparallele Ventile auf der Netzseite. ETZ-A 86(1965)8, S. 275...279.
- [42] W. Gerlach: Steuerbare Siliziumzellen. AEG-Mitt. 51(1961)11/12, S. 348...353.
- [43] W. Böstlerling und M. Fröhlich: Die dynamischen Eigenschaften von Thyristoren. AEG-Mitt. 54(1964)5/6, S. 459...463.
- [44] K. Steimel: Käfigläufermotoren und Thyristoren. 75 Jahre Käfigläufermotoren. Berlin, AEG 1964, S. 87...88.
- [45] L. Abraham, K. Heumann und F. Koppelman: Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung von Käfigläufermotoren. 75 Jahre Käfigläufermotoren. Berlin AEG 1964, S. 89...106.
- [46] K. Heumann und K.-G. Jordan: Einfluss von Spannungs- und Stromüberschwingungen auf den Betrieb von Asynchronmaschinen. 75 Jahre Käfigläufermotoren. Berlin, AEG 1964, S. 117...122.
- [47] B. Anniés: Steuerumrichter für Käfigläufermotoren. 75 Jahre Käfigläufermotoren. Berlin, AEG 1964, S. 123...125.
- [48] F. Koppelman und M. Michel: Kontaktlose Steuerung der Drehzahl von Asynchronmotoren mit Hilfe antiparalleler Thyristoren. 75 Jahre Käfigläufermotoren. Berlin, AEG 1964, S. 126...132.
- [49] L. Abraham und U. Patzschke: Pulstechnik für die Drehzahlsteuerung von Asynchronmotoren. 75 Jahre Käfigläufermotoren. Berlin, AEG 1964, S. 133...140.
- [50] G. Köhl: Schaltverhalten und Spannungsfestigkeit von Thyristoren. Scientia electr. 11(1965)1, S. 22...32.

## Adresse des Autors:

Prof. Ed. Gerecke, Vorstand des Institutes für Automatik und industrielle Elektronik der ETH, Freiestrasse 212, 8032 Zürich.