

# Thyristor-Handbuch

Der Thyristor als Bauelement  
der Leistungselektronik

Bearbeitet von  
Dr. Arnulf Hoffmann und Karl Stocker

3. unveränderte Auflage

## Mitarbeiter

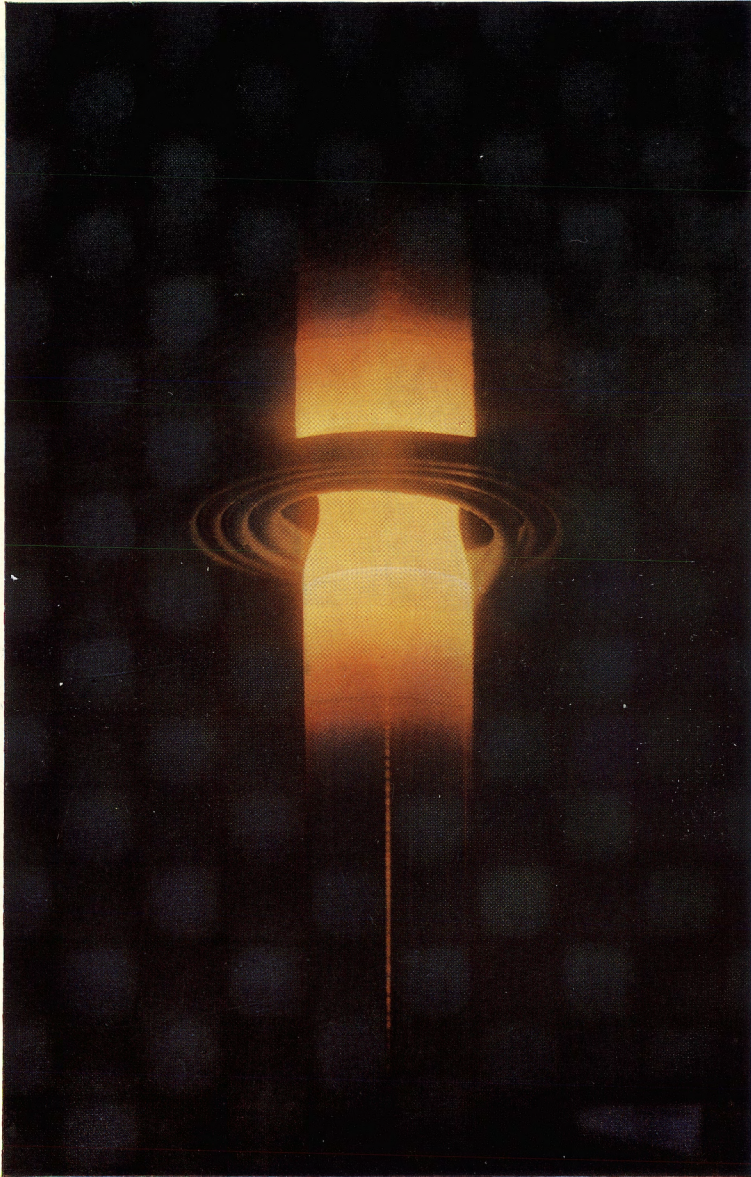
Götz von Bernuth (II. 1)  
Erich Eder (IV. 2)  
Wolfgang Frankenberg (III. 1)  
Dr. Paul Fries (III. 3)  
Dr. Arnulf Hoffmann (I, II. 2, II. 3.2, IV. 1.1)  
Dr. Henri Hoffmann (VI)  
Erich Kapfer (V)  
Erhard Lehmann (III. 4)  
Karl-Friedrich Leowald (III. 2)  
Hermann Löbell (II. 4)  
Heinz Martin (II. 1, III. 7.1 und 7.2)  
Wolfgang Meissen (IV. 3.1, IV. 5)  
Dr. Manfred Meyer (IV. 4)  
Dr. Gottfried Möltgen (IV)  
Willi Mosch (Einleitung, II. 3)  
Jürgen Rumberg (II. 5, III. 7.3 und 7.4)  
Karl Stocker (II. 6 und 7, III. 6)  
Gerd Thiele (II. 8, III. 5.1)  
Dr. Jürgen Weber (III. 2, III. 5, IV. 1.6)

Herausgeber und Verlag: Siemens Aktiengesellschaft, Berlin · Erlangen

© 1965 by Siemens-Schuckertwerke Aktiengesellschaft, Berlin · Erlangen

Alle Rechte, auch die des auszugsweisen Nachdrucks, der fotomechanischen Wiedergabe und der Übersetzung vorbehalten

Printed in Germany



Herstellen hochreiner und monokristalliner Siliziumstäbe  
im Zonenziehverfahren

Der Wunsch, das Handbuch in möglichst kurzer Zeit herauszubringen, erforderte eine größere Anzahl von Mitarbeitern. Daß hierbei jeweils die sachkundigen Spezialisten zu Worte kamen, macht einen Vorteil des Buches aus, aber andererseits waren dadurch Überschneidungen nicht ganz zu vermeiden. Trotz dieser Gegebenheiten haben wir uns bemüht, ein in sich geschlossenes Handbuch zu schaffen. Dabei waren gelegentlich Kompromisse und auch Zugeständnisse einzelner Mitarbeiter notwendig. Das Verständnis, mit dem die jeweiligen Bearbeiter auf unsere Vorschläge eingingen, sei daher besonders herausgestellt.

Allen Mitarbeitern gebührt Dank für die Mühe sowie für das Einhalten der recht knapp bemessenen Termine. Darüber hinaus haben sich noch weitere Kollegen an der kritischen Durchsicht der Manuskripte beteiligt und eine Reihe von Verbesserungsvorschlägen gemacht. Es sind dies die Herren Wolfgang Herde, Erich Kapfer, Werner Kasche, Manhard Keller, Günter Kliesch, Dieter Krockow, Fritz Pokorny, Joachim Posern, Alfons Raesfeld, Dr. Heinz Rieger, Günther Rube, Konrad Samberger, Walter Steinbauer, Willi Ulbrich und Rudolf Zabel, denen wir an dieser Stelle unseren Dank aussprechen wollen. Schließlich sei Herrn Kurt Wullschläger für die mühevollen redaktionellen Arbeit, die weit über die rein verlagstechnische Aufgabe hinausging, besonders gedankt.

Erlangen, im März 1965

### **Vorwort zur dritten Auflage**

Die beiden ersten Auflagen des Thyristor-Handbuches waren so kurzfristig vergriffen, daß wir auch die dritte Auflage noch im wesentlichen unverändert herausbringen konnten. Das Handbuch hat trotzdem noch nichts von seiner Aktualität verloren.

Die inzwischen neu hinzugekommenen Typen konnten daher im Kapitel V noch nicht berücksichtigt werden. In der Tabelle 36 (Seite 412) sind jedoch alle zur Zeit lieferbaren und in Entwicklung befindlichen Thyristoren mit entsprechenden Erläuterungen angegeben. Darüber hinaus sei auf die Siemens-Preislisten SR 20 und SR 21 für Thyristoren verwiesen.

Erlangen, im April 1968

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

# Inhalt

Einleitung .....	1
<b>I. Einführung in die Wirkungsweise des Thyristors</b>	
1. Die Schaltweise des steuerbaren Leistungsgleichrichters .....	5
2. Halbleiterwerkstoff Silizium .....	7
3. Die gleichrichtende Wirkung des pn-Übergangs .....	11
4. Der Transistor, ein steuerbares Halbleiterbauelement .....	14
5. Die Wirkungsweise des Thyristors .....	16
<b>II. Eigenschaften und Kennwerte der Thyristoren</b>	
1. Über den konstruktiven Aufbau des Thyristors .....	23
2. Übersicht über die Eigenschaften des Thyristors .....	28
3. Statische Kennlinien des Hauptkreises .....	31
3.1. Durchlaßkennlinie (31), 3.2. Sperr- und Blockierkennlinie (34), 3.3. Spannungsgrenzen und empfohlene Einsatzspannung (39)	
4. Eigenschaften des Steuerkreises .....	43
4.1. Durchlaß- und Sperrverhalten des Steuerkreises (43), 4.2. Steuer- möglichkeiten (43), 4.3. Zündwerte (46), 4.4. Strombelastbarkeit des Steuerkreises (48), 4.5. Mindestdauer des Zündimpulses (48), 4.6. Steuerstrom bei negativer Anoden-Kathoden-Spannung (49)	
5. Dynamische Eigenschaften des Thyristors .....	50
5.1. $du/dt$ -Verhalten (50), 5.2. Einschaltverhalten (53), 5.3. Aus- schaltverhalten (58)	
6. Thermische Eigenschaften des Thyristors .....	64
6.1. Temperaturgrenzen der Thyristoren (64), 6.2. Thermisches Ersatz- bild eines Thyristors (67), 6.3. Die Erwärmungsfunktion eines Thy- ristors (72), 6.4. Der transiente Wärmewiderstand für Konstantstrom (75), 6.5. Der transiente Wärmewiderstand für Impulsstrom (77)	
7. Strombelastbarkeit des Thyristors .....	81
7.1. Definition der Stromwerte (81), 7.2. Verluste im Thyristor (87), 7.3. Ermittlung der Strombelastbarkeit aus den Kennlinien (91), 7.4. Ermittlung der Strombelastbarkeit für beliebige Belastungsfälle (99)	
8. Prüfung der Funktionstüchtigkeit .....	118
8.1. Kontrolle mit dem Durchgangsprüfer (119), 8.2. Einfache Prüfung mit Gleichstrommeßkreisen (119), 8.3. Kennlinienmessungen mit dem Kathodenstrahl-Oszillographen (121), 8.4. Messen von Haltestrom, Spannungsteilheit und Freierdezeit (124)	

### III. Einsatz der Thyristoren in Anlagen und Geräten

1. Zünden der Thyristoren .....	129
1.1. Baugruppen (129), 1.2. Zeitliches Verschieben der Steuerimpulse (130), 1.3. Verschiedene Steuerimpulsformen und deren Anwendungsbereiche (132), 1.4. Synchronisation der Steuerimpulse und Winkelgenauigkeit (133), 1.5. Begrenzung der Aussteuerung bei Gleichrichter- und Wechselrichterbetrieb (135), 1.6. Gittersperre (136)	
2. Parallelschaltung .....	137
2.1. Statische Stromaufteilung (137), 2.2. Dynamische Stromaufteilung (141)	
3. Reihenschaltung .....	144
3.1. Statische Spannungsaufteilung in Sperr- und Blockierrichtung (144), 3.2. Dynamische Spannungsaufteilung in Blockierrichtung (144), 3.3. Dynamische Spannungsaufteilung in Sperrrichtung (145)	
4. Überstromschutz .....	148
4.1. Allgemeine Hinweise (148), 4.2. Typische Eigenschaften der Schutzeinrichtungen (149), 4.3. Anwendungsbeispiele (160)	
5. Überspannungsschutz .....	164
5.1. Überspannungen aus dem Trägerspeichereffekt (165), 5.2. Überspannungen durch Wanderwellen (182), 5.3. Unmittelbare Schaltüberspannungen (182), 5.4. Bemessungsvorschläge für die häufigsten Überspannungsfälle (186), 5.5. Eigenschaften der Schutzelemente (196)	
6. Kühlung der Thyristoren .....	199
6.1. Angepaßte Kühlkörper (199), 6.2. Typenreihe und mechanische Eigenschaften der Kühlkörper (203), 6.3. Kühleigenschaften bei Selbstbelüftung (204), 6.4. Kühleigenschaften bei Fremdbelüftung (206), 6.5. Auswahl geeigneter Lüfter (208), 6.6. Berechnung von selbstbelüfteten Kühlblechen (209)	
7. Montage, Wartung und Fehlerquellen bei Störungen .....	214
7.1. Montagehinweise (214), 7.2. Wartung (215), 7.3. Fehlerquellen bei Störungen (215), 7.4. Rückfragen bei Störungen (218)	

### IV. Anwendungsbeispiele

1. Netzgeführte Stromrichter .....	219
1.1. Gleich- und Wechselrichterbetrieb (220) 1.2. Einige weitere Stromrichterschaltungen (228), 1.3. Stromrichter für Umkehrbetrieb (232), 1.4. Netzbelastung durch Stromrichter (232), 1.5. Folgesteuerung zweier Stromrichter (235), 1.6. Halbgesteuerte Brückenschaltungen (236), 1.7. Gesichtspunkte für die Zusammenstellung größerer Stromrichter (238)	

2. Selbstgeführte Wechselrichter .....	243
2.1. Wirkungsweise des selbstgeführten Wechselrichters (243), 2.2. Kommutierungskondensator und Drosselspule (250), 2.3. Wechselrichter mit Drehstromausgang (252), 2.4. Taktgeber und Steuerung (252)	
3. Elektronische Gleichstromsteller .....	254
3.1. Die Wirkungsweise des Gleichstromstellers (254), 3.2. Anwendungsgebiete (258), 3.3. Taktgeber und Steuerung (259)	
4. Umrichter .....	260
4.1. Direkter Umrichter (260), 4.2. Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis (262)	
5. Wechselstrom- und Drehstromsteller .....	265

## V. Daten und Kennlinien

1. Typenreihen und Typenschlüssel .....	267
1.1. Typenreihen der Thyristoren (267), 1.2. Typenschlüssel für die Thyristoren (268), 1.3. Typenschlüssel für die Kühlkörper (268)	
2. Strombelastbarkeit der Thyristoren .....	269
3. Die Thyristoren BSt G 02 und BSt G 03 .....	271
4. Die Thyristoren BSt L 02 und BSt L 03 .....	305
5. Die Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03 .....	335

## VI. Stromrichterbausteine und Steuersätze

1. Stromrichterbausteine .....	379
1.1. Aufbau der Stromrichterbausteine (380), 1.2. Typenübersicht der Stromrichterbausteine (380), 1.3. Kombinationsmöglichkeiten (382), 1.4. Einbau (382)	
2. Steuersätze .....	385
2.1. Aufbau der Steuersätze (385), 2.2. Steuereinheiten (385), 2.3. Stromversorgungen der Steuereinheiten (387), 2.4. Impulsverstärker (387), 2.5. Stromversorgung für Impulsverstärker (390), 2.6. Zusammenfassen von Steuereinheiten zu Steuersätzen (390)	
3. Typenschlüssel für Bausteine und Einschübe .....	391
4. Zusammenstellung von Stromrichterschaltungen .....	392

## Anhang

Siliziumgleichrichterzellen .....	399
Siliziumtransistoren .....	408
Stromrichterschaltungen .....	410
Übersicht über das Thyristor-Programm .....	412
Nachwort .....	413
Schrifttum .....	415
Stichwortverzeichnis .....	417

# Kurzzeichen

Die Aufstellung enthält nur Kurzzeichen, die unmittelbar im Zusammenhang mit den Eigenschaften des Thyristors stehen. Die Definitionen sind in den einzelnen Kapiteln enthalten. Augenblickswerte werden durch kleine Buchstaben gekennzeichnet, Effektivwerte, Mittelwerte und Scheitelwerte durch große. Grenzwerte erhalten im Index ein M.

$i_B$	Blockierstrom, Augenblickswert (positiver Sperrstrom; $B \triangleq$ Blockierzustand)
$I_B$	Blockierstrom, Mittelwert
$I_{dM}$	Grenzgleichstrom einer Stromrichterschaltung ( $d \triangleq$ Gleichstrom, direct current)
$I_{dN}$	Nenngleichstrom einer Stromrichterschaltung
$i_F$	Durchlaßstrom, Augenblickswert ( $F \triangleq$ Durchlaßrichtung, Flußrichtung, forward direction)
$I_F$	Durchlaßstrom, Mittelwert
$I_{FM}$	Dauergrenzstrom eines Thyristors
$I_{FMeff}$	Effektivwert des Dauergrenzstroms
$I_{FSM}$	Grenzlaststoßstrom ( $S \triangleq$ Stoß, surge)
$I_{FSÜ}$	Überlaststoßstrom
$I_{GB}$	Nicht zündender Steuerstrom, untere Grenze des Zündbereichs ( $G \triangleq$ gate)
$i_{GF}$	Durchlaßstrom des Steuerkreises, Augenblickswert
$i_{GR}$	Sperrstrom des Steuerkreises, Augenblickswert
$I_{GFS}$	Spitzensteuerstrom
$I_{GT}$	Zündstrom ( $T \triangleq$ Triggern)
$I_{GTmin}$	Mindestzündstrom (obere Grenze des Zündbereichs)
$I_H$	Haltestrom ( $H \triangleq$ Halten, holding)
$i_R$	Sperrstrom, Augenblickswert (negativer Sperrstrom; $R \triangleq$ Rückwärtsrichtung, reverse direction)
$I_R$	Sperrstrom, Mittelwert
$I_{Rü}$	Rückstromspitze



$I_{\text{Typ}}$	Typenstrom
$P_A$	Ausschaltverlust ( $A \triangleq$ Ausschalten, turn off)
$P_B$	Blockierverlust
$P_E$	Einschaltverluste ( $E \triangleq$ Einschalten, turn on)
$P_F$	Durchlaßverlust
$P_G$	Steuerverlust
$P_R$	Sperrverlust
$P_V$	Gesamtverlust
$R_{\text{diff}}$	Differentieller Widerstand
$r$	Transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom
$R_{W\text{Ges}}$	Gesamtwärmewiderstand, statischer Wert ( $W \triangleq$ Wärmewiderstand, thermal resistance)
$R_{W_i}$	Innerer Wärmewiderstand, statischer Wert
$R_{W_K}$	Kühlkörper-Wärmewiderstand, statischer Wert
$R_{W\ddot{U}}$	Übergangs-Wärmewiderstand, statischer Wert
$t_d$	Einschaltverzugszeit (delay time)
$t_e$	Einschaltzeit (turn on time)
$t_f$	Freiwerdezeit (turn off time)
$t_{GT\text{min}}$	Mindestzündimpulsdauer (pulse width)
$t_r$	Durchschaltzeit (rise time)
$t_v$	Sperrverzögerungszeit (recovery time)
$U_{AK}$	Anoden-Kathoden-Spannung ( $A \triangleq$ Anode, $K \triangleq$ Kathode)
$U_B$	Spitzenblockierspannung
$U_{BT}$	Kippspannung
$U_{BT0}$	Nullkippspannung
$U_{di}$	Leerlauf-Gleichspannung einer Stromrichterschaltung
$u_F$	Durchlaßspannung, Augenblickswert
$U_{GB}$	Nicht zündende Steuerspannung (untere Grenze des Zündbereichs)
$u_{GF}$	Durchlaßspannung des Steuerkreises, Augenblickswert
$U_{GR}$	Sperrspannung des Steuerkreises
$U_{GT}$	Zündspannung

$U_{GTmin}$	Mindestzündspannung (obere Grenze des Zündbereichs)
$U_N$	Nennspannung
$U_R$	Spitzensperrspannung
$U_{RBr}$	Durchbruchspannung in Sperrichtung (Br $\triangleq$ breakdown)
$U_S$	Schleusenspannung
$U_{Spr}$	Sprungspannung
$U_0$	Scheitelwert einer Wechselfspannung (Amplitudenwert)
$\ddot{u}$	Überlappungswinkel
$V_L$	Luftmenge je Kühlkörper
$W_i$	Kühlluftgeschwindigkeit
$\frac{di_F}{dt}, \frac{di}{dt}$	Anstiegssteilheit des Durchlaßstroms
$\frac{di_G}{dt}$	Anstiegssteilheit des Steuerstroms
$\frac{du_B}{dt}, \frac{du}{dt}$	Anstiegssteilheit der Blockierspannung
$\int i^2 dt$	Grenzlastintegral
$\alpha$	Steuerwinkel
$\vartheta_T$	Tablettentemperatur (T $\triangleq$ Tablette, junction temperature)
$\vartheta_{TM}$	Tablettentemperatur, Maximalwert
$\vartheta_G$	Gehäusetemperatur (G $\triangleq$ Gehäuse, Case)
$\vartheta_{GM}$	Gehäusetemperatur, Maximalwert
$\vartheta_L$	Lagertemperatur (L $\triangleq$ Lagerung, storage)
$\vartheta_U$	Umgebungs- bzw. Zulufttemperatur (U $\triangleq$ Umgebung, ambient)
$\Delta r$	Wärmewiderstand, der die netzfrequente Schwankung der Tablettentemperatur charakterisiert
$\eta$	Wirkungsgrad
$\lambda$	Stromflußwinkel
$\rho$	Transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom

# Einleitung

In den vergangenen zehn Jahren sind Leistungsgleichrichter aus Silizium oder Germanium in zahlreichen Anlagen und Geräten erfolgreich eingesetzt worden. Aufgrund ihrer besonderen Vorzüge konnten sie in vielen Fällen die gebräuchlichen Selen- und Quecksilberdampfgleichrichter verdrängen, die Kontaktumformer dagegen völlig ablösen. In allen Anwendungen aber, wo es auf die „Steuerbarkeit“ ankam, waren die Quecksilberdampfgleichrichter bzw. Glühkathodengleichrichter bisher unentbehrlich. Die ernsthaften Bemühungen um ein entsprechendes Halbleiterbauelement führten mit der Entwicklung des Siliziumthyristors zum Erfolg [1, 16, 22].

Die Typenreihe der Siemens-Thyristoren besteht derzeit aus 6 Grundtypen: <sup>1)</sup>

Leistungthyristoren der Reihe 02		Schnelle Thyristoren der Reihe 03	
Typ	Typenstrom	Typ	Typenstrom
BSt G 02	42 A	BSt G 03	38 A
BSt L 02	120 A	BSt L 03	100 A
BSt N 02	200 A	BSt N 03	170 A

Die Leistungthyristoren der Baureihe 02 werden vorwiegend als steuerbare Gleichrichter verwendet. Sie sind für alle üblichen Schaltungen der Stromrichtertechnik geeignet. Je nach Schaltung und Typ ist eine Gleichstromabgabe bis etwa 30 kW je Thyristor möglich. Der Spannungsbereich läßt sich durch Reihenschaltung und der Strombereich durch Parallelschaltung mehrerer Thyristoren erweitern.

In der Steuerungs- und Regelungstechnik ersetzen Thyristoren in großem Umfang die bisher verwendeten Maschinenumformer und Transduktoren. Die Vorteile sind ein kleineres Bauvolumen, kleinere Zeitkonstanten und ein geringerer Leistungsaufwand für die Steuerkreise.

Leistungthyristoren werden beispielsweise für die Drehzahlregelung von Gleichstromantrieben, unter anderem für Werkzeug- und Papiermaschinen eingesetzt. In Walzwerken können sie für Hilfs- und Hauptantriebe — mit und ohne Energie-Richtungsumkehr — verwendet werden. Hier wird vorzugsweise die Drehstrom-Brücken-

<sup>1)</sup> Die Reihe wurde inzwischen erweitert, vergleiche hierzu das Vorwort zur 3. Auflage sowie die Tabelle 36 auf Seite 412.

schaltung gewählt [6]. Für die dabei auftretenden großen Stoßbelastungen und häufigen Lastwechsel sind Thyristoren mit Edelmetall-Druckkontakt besonders gut geeignet.

Eine weitere wichtige Anwendung finden Leistungsthyristoren auf Triebfahrzeugen zur direkten Speisung und Steuerung der Fahrmotoren [12]. Die kompakte Bauweise und der robuste Aufbau ermöglichen den Einsatz auch unter extremen Betriebsbedingungen. Der weite zulässige Betriebstemperaturbereich wird allen Forderungen gerecht. Besondere Aufheizzeiten sind nicht erforderlich. Störungen, die bei Verwendung von Quecksilberdampfstromrichtern unter Umständen auftreten können, wie Rückzündungen und Zündversager, werden bei richtiger Bemessung weitgehend vermieden.

Für die kontinuierliche Regelung einer Wechselspannung, zum Beispiel bei Lichtsteuergeräten, werden antiparallel geschaltete Leistungsthyristoren als Wechselstromsteller verwendet. Wird keine kontinuierliche Spannungsregelung, sondern nur Ein- und Ausschalten verlangt, so kann auch diese Aufgabe mit Hilfe von Thyristoren gelöst werden. Da der Thyristor als elektronischer Schalter verschleißfrei arbeitet, eignet er sich besonders für hohe Schaltfrequenzen. In diesem Zusammenhang hat sich der Begriff kontaktloses Wechselstromschütz eingeführt.

Die schnellen Typen der Baureihe 03 sind durch eine kurze Freierzeit gekennzeichnet und damit bevorzugt für Wechselrichter, Umrichter und Gleichstromsteller geeignet [2, 23]. Der Wirkungsgrad dieser Anlagen kann bei Verwendung von Thyristoren wesentlich verbessert werden.

Ganz allgemein übernimmt somit der Thyristor überall dort, wo eine geregelte Gleichspannung gefordert wird, die Aufgabe des Stellgliedes [18]. In Bild 2 sind die Anwendungsbereiche verschiedener gesteuerter und ungesteuerter Gleichrichterarten aufgeführt. Thyristorgeräte wurden bereits für eine Gleichstromabgabe von 1000 kW und mehr gebaut.

Neben der Entwicklung der Bauelemente wurde von Anfang an angestrebt, die Thyristoren mit zugehörigem Kühlkörper, Beschaltung, Zündimpulsübertrager und geeigneter Sicherung zu einem Baustein zusammenzufassen, der möglichst universell eingesetzt werden kann [7]. Dazu wurden Steuersätze, Verstärker, Regler und Stromversorgungen entwickelt, die in Einschüben kombinierbar untergebracht sind. Diese Systembauweise wird den vielfältigen Anforderungen der Stromrichtertechnik gerecht.

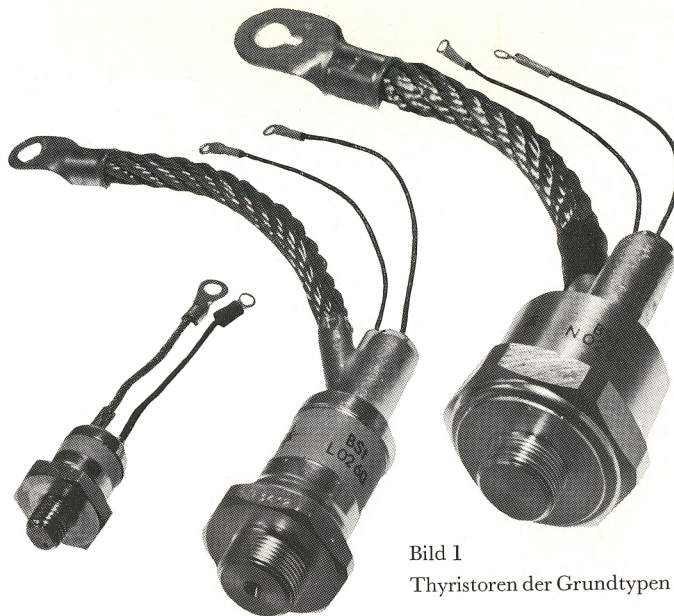


Bild 1  
Thyristoren der Grundtypen BST, L und N

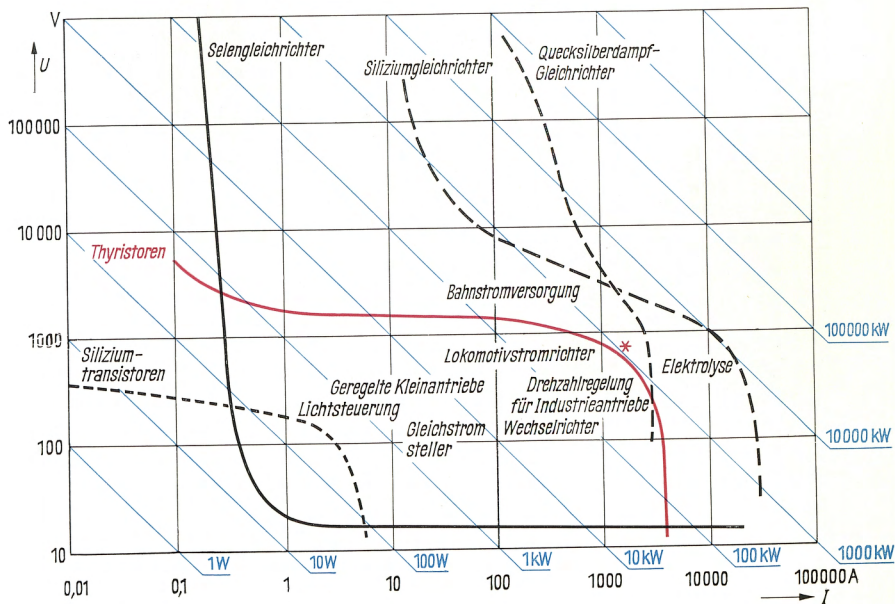


Bild 2  
Anwendungsbereiche ungesteuerter und gesteuerter Stromrichter  
\* Stand Februar 1965



Bild 3  
Thyristor BSt N und die dem Typ entsprechende Thyristortablette

# I. Einführung in die Wirkungsweise des Thyristors

## 1. Die Schaltweise des steuerbaren Leistungsgleichrichters

Die Steuerfähigkeit von Quecksilberdampfgleichrichtern bzw. Glühkathodengleichrichtern wird seit langem in der Starkstromtechnik ausgenutzt; die Funktionsweise dieser Bauelemente, die auch unter den Bezeichnungen „gasgefülltes Stromtor“ oder „Thyratron“ laufen, ist weitgehend bekannt. Sie sperren den Strom nicht nur in der negativen, sondern zunächst auch in der positiven Richtung der anliegenden Wechselspannung und müssen erst durch einen kurzen Spannungsimpuls auf die Steuerelektrode „gezündet“ werden, damit sie den Stromfluß freigeben. Einmal gezündet, bleiben solche Gleichrichter aber auch noch nach Abklingen des Zündimpulses stromdurchlässig, bis die zwischen Anode und Kathode anliegende Spannung durch Null geht und den Strom von außen her unterbricht. Die Phasenlage des Zündimpulses bestimmt die Länge der gleichgerichteten, positiven Stromkuppen. Durch zeitliches Verschieben des Zündimpulses läßt sich also der Mittelwert des „Gleichstroms“ steuern (Bild 4). Die Steuerfähigkeit eines solchen Bauelementes ist der Eigenart des Wechselstroms geradezu angepaßt, da die Stromquelle von sich aus den Nulldurchgang der Spannung und damit das „Löschen“ des Stroms erzwingt. Ein gasgefüllter Gleichrichter stellt daher unter anderem einen idealen Wechselstromschalter dar.

Die gleiche Schaltfunktion und Steuerfähigkeit hat aber auch der *Silizium*-Thyristor, der damit einen völlig äquivalenten, steuerbaren *Halbleiter*-Gleichrichter darstellt.

Bevor die Wirkungsweise des Thyristors näher beschrieben wird, sollen noch kurz einige häufig gebrauchte Begriffe der Halbleitertechnik erläutert bzw. in Erinnerung gebracht werden. Diese Begriffserklärungen können und sollen, schon wegen der hier gebotenen Kürze, kein Lehrbuch ersetzen. Der interessierte Leser sei daher auf die Fachliteratur verwiesen [3, 4, 25, 27]. Andere Leser wiederum sehen im Thyristor vielleicht ausschließlich ein elektrotechnisches Bauelement, von dem man nur — wie etwa von einem Transformator — die Anschlußklemmen und die technischen Daten zu kennen braucht. Für diese Leser wird die folgende Einführung schon viel zu weit gehen. Es muß allerdings betont werden, daß der Thyristor mit

seinen vielfältigen Eigenschaften nicht ganz einfach zu handhaben ist. Der Anwender und projektierende Ingenieur wird daher zweifellos eine größere Sicherheit gewinnen, wenn er sich auch mit der physikalischen Wirkungsweise des Thyristors ein wenig vertraut macht.

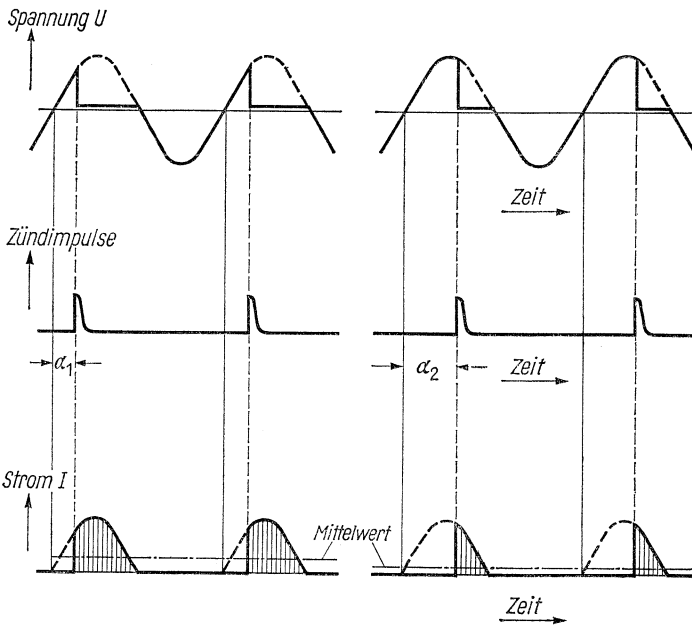
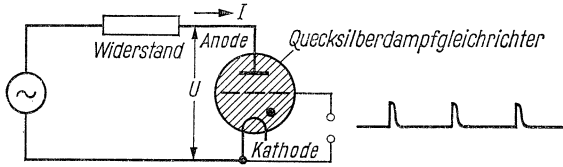


Bild 4

Spannung und Strom eines steuerbaren Quecksilberdampfgleichrichters. Die Stromstärke des „Gleichstroms“ wird durch die Phasenlage  $\alpha$  der Zündimpulse gesteuert



## 2. Halbleiterwerkstoff Silizium

### *Halbleiter*

liegen hinsichtlich ihrer elektrischen Leitfähigkeit zwischen den metallischen Leitern und den Isolatoren. Die Halbleiter unterscheiden sich aber nicht nur durch ihre

- a) um Größenordnungen geringere Leitfähigkeit von den Metallen. Wesentliche Unterscheidungsmerkmale des Halbleiters sind vielmehr noch
- b) die negativen *und* positiven Ladungsträger sowie
- c) die Möglichkeit, die Leitfähigkeit in weiten Grenzen gezielt einzustellen.

Während der elektrische Strom in Metallen, wie Kupfer und Silber, nur von den freien (negativ geladenen) Elektronen getragen wird, erfolgt der Stromtransport im Halbleiter nicht nur durch Elektronen, sondern auch durch positive Ladungsträger, die als „Defektelektronen“ oder „Löcher“ bezeichnet werden. Dieser Sachverhalt beruht auf der Kristallgitterstruktur.

### *Siliziumkristalle*

sind, wie alle Elemente der vierten Gruppe des Periodischen Systems, in Form des Diamantgitters (Kohlenstoff) aufgebaut. In diesem Gitter gehen die vier äußeren Valenzelektronen jedes einzelnen Atoms  *feste* Bindungen zu den vier Nachbaratomen ein (Tetraederstruktur). Ein idealer Kristall müßte demnach einem Isolator gleichkommen (was z. B. auch für den Diamanten gilt). Bei Raumtemperatur vermag jedoch die ständige Temperaturbewegung schon einige Elektronen aus der im Siliziumgitter nicht so festen Bindung herauszureißen, und diese freien Elektronen oder

### *Leitungselektronen*

tragen zur Leitfähigkeit bei. Daneben können sich aber auch die auf diese Weise geschaffenen Lücken in der Valenzbindung durch das Gitter bewegen. Wenn ein elektrisches Feld auf sie wirkt, kann die sich ergebende Ladungsverschiebung einfach so beschrieben werden, als ob sich positiv geladene Teilchen, die als

### *Löcher oder Defektelektronen*

bezeichnet werden, durch das Gitter bewegen. Die hier beschriebene „thermische Neuerzeugung“ von Elektronen-Loch-Paaren hat also eine

### *Eigenleitung*

des reinen Kristalls zur Folge. Im Laufe der Zeit treffen aber gelegentlich auch ein Leitungselektron und ein Loch (d. h. eine Lücke in der Valenzbindung) zusammen, und das freie Elektron wird eingefangen. Bei dieser sogenannten

### *Rekombination*

von Elektron und Loch gehen beide Teilchen als frei bewegliche Ladungsträger verloren. Das Gegeneinander von thermischer Neuerzeugung und Rekombinationsprozessen bestimmt die für die Eigenleitung maßgebende

### *Eigenleitungsdichte $n_i$*

Bei Raumtemperatur beträgt sie im Silizium  $2 \cdot 10^{10}$  Ladungsträger je  $\text{cm}^3$ , d. h., es stehen nur  $2 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$  freie Elektronen und  $2 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$  Defektelektronen für die elektrische Leitung des Stromes zur Verfügung (im Kupfer sind es vergleichsweise  $8 \cdot 10^{22} \text{ cm}^{-3}$ ). Mit steigender Temperatur wird die thermische Neuerzeugung naturgemäß stärker; die Eigenleitungsdichte  $n_i$  — und dementsprechend auch die Eigenleitfähigkeit — wächst nach einer exponentiellen Gesetzmäßigkeit mit der Temperatur an. Benutzt man anstelle der Leitfähigkeit deren reziproke Größe, den spezifischen Widerstand  $\rho$ , als Maß, so läßt sich die Temperaturabhängigkeit der Eigenleitung durch folgende Tabelle deutlich machen:

Temperatur	„Eigenleitendes“ Silizium	Kupfer
20 °C	300000 $\Omega \text{ cm}$	0,0000017 $\Omega \text{ cm}$
100 °C	4000 $\Omega \text{ cm}$	0,0000023 $\Omega \text{ cm}$
200 °C	100 $\Omega \text{ cm}$	0,0000030 $\Omega \text{ cm}$

Wie man sieht, kommt bei Raumtemperaturen reines Silizium fast einem Isolator gleich.

Im allgemeinen wird aber die Leitfähigkeit der praktisch vorkommenden Siliziumproben durch geringste, spurenmäßige Verunreinigungen mit Fremdatomen über die Eigenleitung hinaus erhöht. Man spricht dann im Gegensatz zur Eigenleitung von einer

### *Störstellenleitung*

weil die als

### *Störstellen*

ins Siliziumgitter eingebauten Fremdatome zusätzlich

bewegliche Ladungsträger abgeben. Dieser Sachverhalt führt insbesondere zu der schon erwähnten Möglichkeit, die elektrische Leitfähigkeit gezielt einzustellen. Durch Zusatz von gewissen Fremdatomen — man nennt das

#### *Dotieren*

des Halbleiters — kann die Leitfähigkeit in weiten Grenzen variiert werden. Elemente aus der fünften Spalte des Periodischen Systems, zum Beispiel Phosphor oder Antimon, wirken im Silizium (ebenso wie im Germanium) als Elektronenspender oder sogenannte

#### *Donatoren*

Jedes Donatoratom, das anstelle eines Siliziumatoms fest im Kristallgitter eingebaut ist, kann nämlich sein fünftes Valenzelektron leicht abspalten, d. h., es spendet ein (bewegliches) Leitungselektron, während der Donator selbst als (positiv) geladene, ortsfeste Störstelle zurückbleibt. Auf diese Weise wird die Neutralität, über größere Bezirke gemittelt, aufrechterhalten. Umgekehrt wirken Elemente aus der dritten Spalte des Periodischen Systems, wie etwa Bor, Aluminium oder Gallium, als sogenannte

#### *Akzeptoren*

Ihre (zur Zahl vier) fehlenden Valenzelektronen nehmen sie aus einer benachbarten Valenzbindung auf. Die je Akzeptor geschaffene Elektronenlücke bewegt sich dann als frei bewegliches Defektelektron durch das Gitter, während die Akzeptorstörstelle negativ geladen zurückbleibt.

Eine Dotierung mit Donatoren hebt allein die Konzentration  $n$  der freien Leitungselektronen; die Siliziumprobe wird also einseitig

#### *n-leitend*

Infolge des noch immer geltenden Gleichgewichts zwischen der thermischen Paarerzeugung und den Rekombinationsprozessen wird dabei gleichzeitig die Löcherkonzentration  $p$  zurückgedrängt. Es gilt stets die Beziehung  $n \cdot p = n_i^2$  (vgl. Bild 5). Eine Dotierung mit Akzeptoren andererseits erzeugt eine bevorzugte Löcherkonzentration  $p$  und macht die Probe

#### *p-leitend*

Durch Art und Höhe der Dotierung kann daher nicht nur der Leitfähigkeitscharakter (p- oder n-Leitung), sondern auch der Wert der Leitfähigkeit in weiten Grenzen variiert werden.

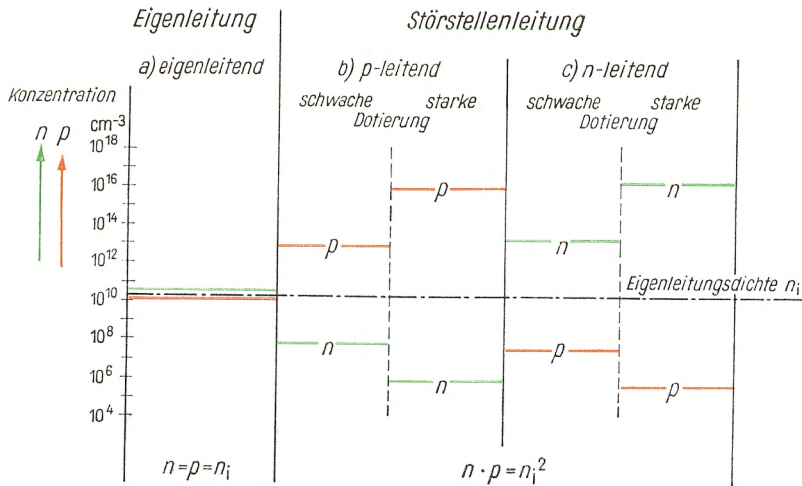


Bild 5

Ladungsträgerdichte im Silizium bei Raumtemperatur:  
 Extrem reiner Kristall (a), Dotierung mit Akzeptorstörstellen (b),  
 Dotierung mit Donatorstörstellen (c)

Die Methoden der Dotierung sind recht vielseitig und inzwischen sehr verfeinert worden. Im allgemeinen hat jeder Siliziumkristall vom Herstellungsprozeß her (Tiegelziehen, tiegelfreies Zonenziehen) eine

#### Grunddotierung

das heißt eine entsprechende Leitfähigkeit bzw. einen Widerstandswert (Ausgangsmaterial für Thyristoren, z. B.  $20 \Omega \text{ cm}$ , n-leitend). Mit Hilfe von Diffusions- oder Legierungsprozessen kann der Kristall darüber hinaus von außen her schichtweise umdotiert werden. In einem einzigen Kristall (etwa in einer flachen Siliziumtablette) läßt sich auf diese Weise eine Leitfähigkeitsschichtung erzeugen. Möglich ist unter anderem eine pn-, npn- oder auch eine pnpn-Schichtstruktur, wie sie für Dioden, Transistoren oder Thyristoren erforderlich ist.

### 3. Die gleichrichtende Wirkung des pn-Übergangs

In einem Kristall, der in der einen Hälfte mit Akzeptoren und in der anderen mit Donatoren dotiert ist, grenzt ein p-leitender Bereich unmittelbar an einen n-leitenden Bereich an. Man spricht hier von einem

#### pn-Übergang

Ein Kristall mit pn-Schichtstruktur hat gleichrichtende Wirkung, die anhand des Bildes 6 erklärt werden soll.

a) in Sperrichtung gepolt

b) in Durchlaßrichtung gepolt

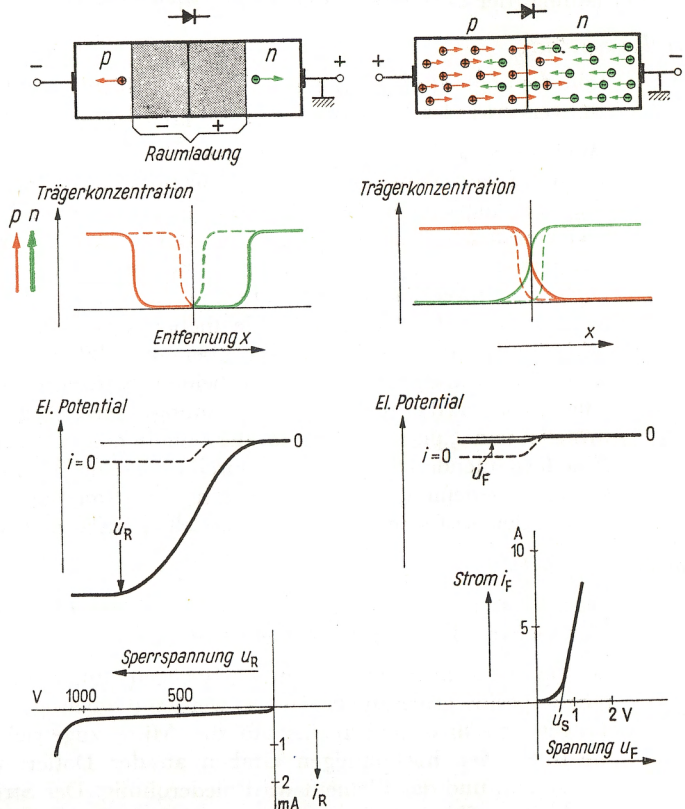


Bild 6

Gleichrichterwirkung eines pn-Übergangs:

Anliegende Spannung  $u_R$  kleiner als Null (Sperrfall a),

anliegende Spannung  $u_{AK}$  größer als Null (Durchlaßfall b).

Die gestrichelten Kurven gelten für den stromlosen Fall  $i = 0$

Wird durch Anlegen einer Spannung die p-leitende Seite (links) negativ gegen die n-Seite gepolt, so werden die positiven Defektelektronen zum Minuspol gezogen, die negativen Leitungselektronen zum Pluspol. Es entsteht in der Mitte eine breite Zone, die von Ladungsträgern verarmt und daher hochohmig wird. In dieser

#### *Verarmungsschicht*

befinden sich aber außerdem noch die ortsfesten, geladenen Störstellen (der Dotierung), so daß nach Zurückdrängen der beweglichen Ladungsträger links eine negative Raumladung (der Akzeptoren) und rechts eine positive Raumladung (der Donatoren) freigelegt worden ist. Über dieser

#### *Raumladungsschicht*

fällt die angelegte Spannung ab; der noch fließende Strom ist verschwindend klein, d. h., der pn-Übergang sperrt.

Auch im stromlosen Zustand (gestrichelte Kurven Bild 6) bleibt in der Mitte eine Trägerverarmung mit schmaler Raumladungsschicht bestehen. Die beweglichen Träger, Defektelektronen links bzw. Elektronen rechts, fallen nämlich an der Dotierungsgrenze (Grenzfläche) nicht *abrupt* von ihrer hohen Konzentration auf den sehr tiefen Wert jenseits der Grenze ab. Sie fließen vielmehr durch Diffusion in das Nachbargebiet über und bilden einen sanften Übergang zwischen den beiden Konzentrationsstufen. Daher die treffende Bezeichnung „pn-Übergang“ anstelle von „pn-junction“ in der englischen Literatur. Eine fortlaufende Diffusion wird durch die kleine Potentialschwelle gehemmt, welche die schmale Raumladungsschicht der ortsfesten, geladenen Störstellen aufbaut. Dieser

#### *Diffusionsspannung<sup>1)</sup>*

begegnet man praktisch als Schleusenspannung  $U_s$  in der Durchlaßkennlinie der pn-Diode wieder.

Polt man die angelegte Spannung dagegen um, d. h. die p-Seite positiv gegen die n-Seite, so werden die beweglichen Träger von links und rechts auf die Mitte zugetrieben. Sie füllen den hochohmigen Graben an der Dotierungsgrenze auf, und das Element wird niederohmig. Der Strom  $i_F$  dieser pn-Diode steigt steil an, nachdem die angelegte Spannung  $u_F$  die

<sup>1)</sup> Trotz dieser in der Mitte liegenden Diffusionsspannung ist die Spannung an den äußeren Klemmen der pn-Diode im stromlosen Zustand Null. Der Unterschied der Kontaktspannungen des p-leitenden einerseits und des n-leitenden Kristalls andererseits zu den metallischen Elektroden führt hier den Ausgleich herbei (Einzelheiten hierzu in [27]).

### *Schleusenspannung $U_s$*

(das ist die obenerwähnte „Diffusionsspannung“) überschritten hat. Bei Strombelastung strömen dabei die Defektelektronen weit in das n-Gebiet rechts und umgekehrt die Elektronen in das p-Gebiet links ein. Ihre Dichte nimmt dabei in dem Maße ab, wie sie durch Rekombinationsprozesse ausgelöscht werden. Ist die Dotierungskonzentration auf beiden Seiten gleich, so spricht man von einem

### *symmetrischen pn-Übergang*

In diesem Fall wird der Strom über die Grenze etwa zu gleichen Teilen von Elektronen und Defektelektronen getragen<sup>1)</sup>. Bei einem stark

### *unsymmetrischen pn-Übergang*

bei dem die Akzeptorenkonzentration auf der p-Seite die Donatorenkonzentration auf der n-Seite etwa um den Faktor 100 überwiegt, macht sich dieser Unterschied auch in den Stromanteilen durch die Grenzfläche bemerkbar. Es fließt dementsprechend auch nur ein Elektron auf näherungsweise 100 Defektelektronen über die Grenze. Dieser Sachverhalt ist für den sogenannten „Transistoreffekt“ von Bedeutung. Einen Sonderfall des pn-Gleichrichters stellt die Diode mit

### *psn-Schichtstruktur*

dar. Hier ist zwischen einer hochdotierten p-Zone auf der einen und einer hochdotierten n-Zone auf der anderen Seite eine hochohmige, schwachdotierte Mittelzone von etwa 100 bis 200  $\mu$  Breite eingebettet (s in psn bedeutet schwachdotiert, dabei ist es gleichgültig, ob schwach n- oder schwach p-dotiert). Die hochohmige Mittelzone ist notwendig, um hohe Spannungen sperren zu können. Gleichzeitig vermag die

### *psn-Diode*

aber auch hohe Ströme zu führen, weil die Mitte bei einer in Durchlaßrichtung gepolten Spannung von den beiden hochdotierten Randzonen her mit Ladungsträgern überschwemmt und somit niederohmig wird (vgl. auch Bild 9). Die psn-Diode ist daher der gegebene Leistungsgleichrichter mit hoher Sperrfähigkeit und gleichzeitig großer Strombelastbarkeit.

<sup>1)</sup> Von Feinheiten, die sich aus Unterschieden der Beweglichkeiten beider Trägersorten ergeben, wollen wir hier absehen.

## 4. Der Transistor, ein steuerbares Halbleiterbauelement

Mit einem dreischichtigen Aufbau — einer npn- oder pnp-Struktur — gewinnt man ein steuerbares Halbleiterbauelement, den sogenannten

### Transistor

Schichtfolge und Wirkungsweise des npn-Transistors sind im Bild 7 dargestellt [3, 24, 25, 27]. Der dreischichtige Aufbau entspricht zwei gegeneinandergeschalteten pn-Übergängen, von denen zunächst stets einer sperrt. Ist, wie in dem Bild, die Klemme C positiv gegen die Klemme E gepolt, so sperrt der rechte pn-Übergang (zwischen B und C). Bei gleich-

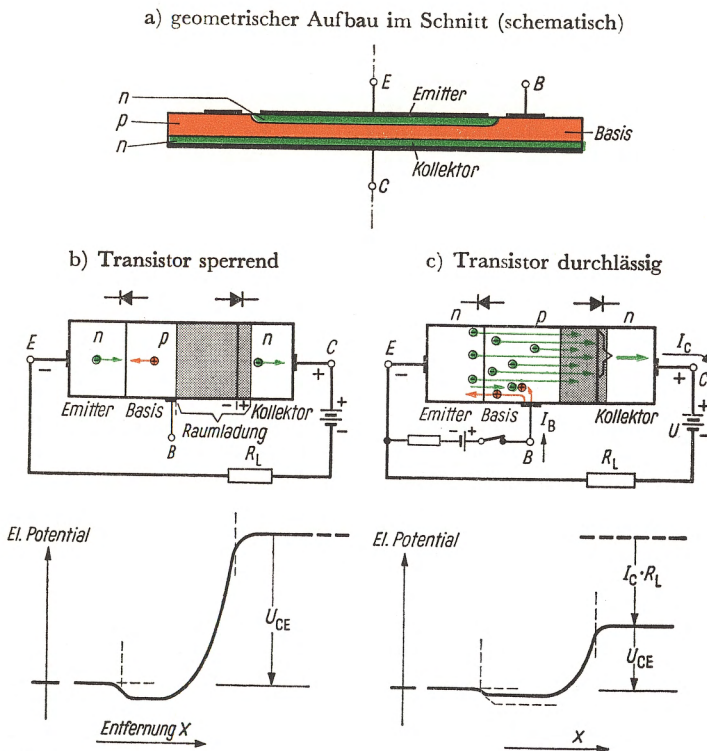


Bild 7

Aufbau und Wirkungsweise eines npn-Transistors:

Bei offener Basis,  $I_B = 0$ , sperrt der Transistor (b);

durch einen kleinen Steuerstrom  $I_B > 0$  wird der Transistor durchlässig (c).

Vergleiche hierzu das Kennlinienfeld Bild 8



bleibender Polung kann der Transistor jedoch auch stromdurchlässig gemacht werden. Dies geschieht durch einen kleinen, positiven Strom, der über die in der Mitte liegende

### *Basis*

eingespeist wird und der den (linken) pn-Übergang in Durchlaßrichtung durchfließt. Wesentlich ist nun, daß der pn-Übergang (B – E) unsymmetrisch ist, insbesondere daß die n-Zone hochdotiert gegenüber der schwächer dotierten p-leitenden Basis ist. Wegen der Unsymmetrie in der Dotierung besteht daher dieser Strom nur zu einem verschwindend kleinen Bruchteil aus Defektelektronen (d. h. den von der p-leitenden Basis kommenden Trägern), dagegen vorwiegend aus Elektronen der linken n-leitenden Zone — dem sogenannten

### *Emitter*

da seine Ladungsträger in die benachbarte Basis (mit entgegengesetztem Leitungstyp) emittiert werden. Die in die Basis emittierten oder

### *injizierten*

Elektronen fließen nun aber aufgrund der speziell gewählten Geometrie (vgl. Bild 7a) nur in verschwindendem Maße zur Klemme B ab. Die meisten von ihnen gelangen vielmehr in das elektrische Feld der Raumladungsschicht des rechten pn-Übergangs und werden abgesaugt, das heißt, sie werden von der rechten n-Zone, dem sogenannten

### *Kollektor*

gesammelt. Der Potentialwall des kollektorseitigen pn-Übergangs stellt nämlich, wie man dem Bild 7 entnehmen kann, nur eine Sperre für die positiven Defektelektronen der Basis dar, die diesen pn-Übergang von links nach rechts überqueren wollen, nicht dagegen für die von der Basisseite her angebotenen *Elektronen*, die vielmehr abgesaugt werden.

### *Der Transistoreffekt*

der hier vorliegenden npn-Struktur beruht also auf zwei Erscheinungen:

1. Mit Hilfe eines kleinen Steuerstroms  $I_B$  wird aus dem n-Emitter eine sehr viel stärkere Injektion von Elektronen in die p-Basis ausgelöst.
2. Die Elektronen gelangen, ohne vorher in der Basis zu rekombinieren, zum überwiegenden Teil in das Spannungsfeld des kollektorseitigen pn-Übergangs, werden gesammelt und fließen als Kollektorstrom  $I_C$  ab.

Bei richtiger Geometrie ist der Kollektorstrom  $I_C$  um ein Vielfaches stärker als der Basisstrom  $I_B$  (10- bis 100fach). Das Verhältnis  $I_C$  zu  $I_B$  wird als Stromverstärkung des Transistors bezeichnet (vgl. Bild 8).

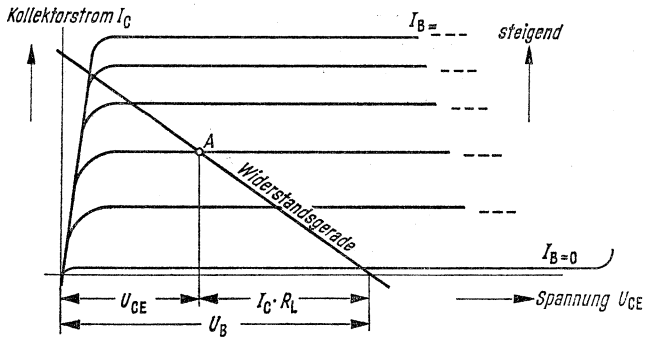


Bild 8

Kennlinienfeld eines npn-Transistors in Emitterschaltung;  
 Basisstrom  $I_B$  als Parameter.  
 Der Schnitt mit der Widerstandsgeraden des Lastkreises  
 bestimmt den Arbeitspunkt A bei gegebenem Basisstrom  $I_B$

## 5. Die Wirkungsweise des Thyristors

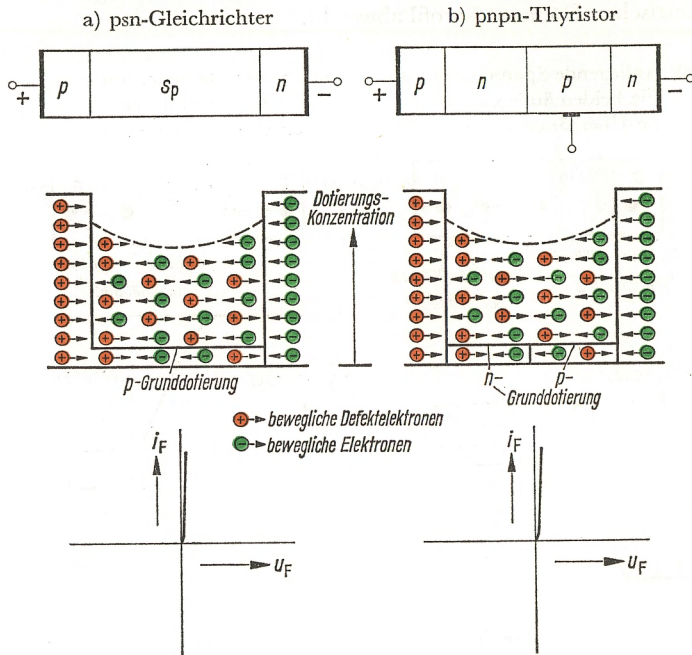
Die Arbeitsweise des Thyristors läßt sich am einfachsten aus dem Vergleich mit der psn-Leistungsdiode erklären [10, 14], da beide Elemente viele gemeinsame Züge besitzen. Andererseits unterscheiden sie sich in ihrem Schichtaufbau dadurch, daß die hochohmige Mittelzone des Thyristors unterteilt ist in zwei entgegengesetzt dotierte Bereiche, die zusammen mit den beiden äußeren, hochdotierten Randzonen eine pnpn-Struktur ergeben (vgl. die schematische Darstellung Bild 9). Von den drei möglichen Arbeitszuständen des Thyristors stimmen zwei mit denen des psn-Gleichrichters überein.

### *Strombelastung in Durchlaßrichtung*

Thyristor und psn-Gleichrichter arbeiten in diesem Zustand<sup>1)</sup> völlig gleich. Das schwach dotierte, hochohmige Mittelgebiet wird entsprechend der positiven Spannungsrichtung von den beiden stark dotierten Randzonen her mit Ladungsträgern beiderlei Vorzeichens überschwemmt; die Trägerdichte steigt dabei um einige Größenordnungen über die Konzentration der Grunddotierung (etwa  $10^{14}$

<sup>1)</sup> Wie dieser Zustand eingeleitet werden kann, wird bei Besprechung des Zündmechanismus noch erklärt.

Störstellen je  $\text{cm}^3$ ) an, so daß es in diesem Zustand unerheblich ist, ob die Mittelzone p- oder n-dotiert ist oder aus zwei getrennten, verschieden dotierten Bereichen besteht. Die stark mit Ladungsträgern angereicherte Mitte wird damit sehr niederohmig, und die zugehörige Durchlaßkennlinie steigt schon bei kleinen Spannungen steil an. Man erzielt eine Strom-Spannungslinie, die der des psn-Gleichrichters weitgehend gleicht (Bild 9).



Oben: Schichtfolge

Mitte: Überschwemmung der schwach dotierten Mittelzone mit beweglichen Ladungsträgern

Unten: Kennlinienzweig für Durchlaßbelastung

Bild 9

Vergleich von psn-Gleichrichter und Thyristor bei hoher Strombelastung in Durchlaßrichtung:

### *Gesperrter Zustand bei anliegender negativer Spannung*

Auch in diesem Fall besteht zwischen Gleichrichter und Thyristor kein grundsätzlicher Unterschied. Im Vierschichtelement stehen allerdings zwei pn-Übergänge zur Verfügung, um die Sperrspannung aufzunehmen (vgl. Bild 10a). Bei Sperrung in negativer Richtung

ist die Spannung so gepolt, daß sie an den beiden äußeren pn-Übergängen die beweglichen Ladungsträger abzieht und mit der Trägerverarmung hochohmige Zonen schafft. Zurück bleiben die geladenen, ortsfesten Störstellen, und diese bauen Raumladungsschichten auf, über denen die anliegende Spannung (gemäß der Poissonschen Beziehung [27]) abfällt. Der Potentialverlauf in Bild 10 berücksichtigt schon den tatsächlich vorliegenden, unsymmetrischen Schichtaufbau, der erheblich von dem in Bild 9 zunächst schematisch dargestellten, symmetrischen Dotierungsprofil abweicht.

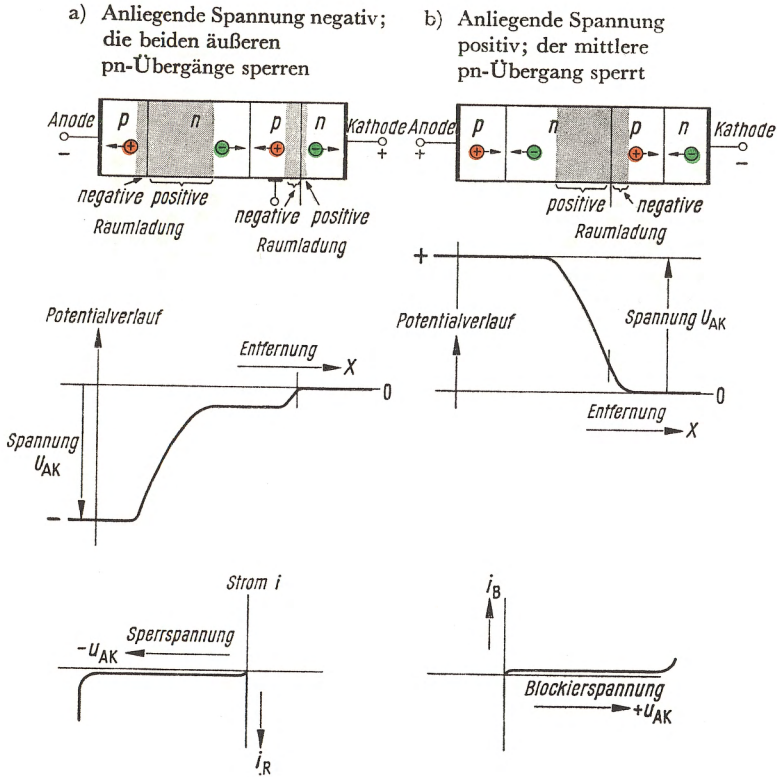


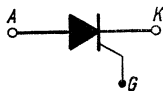
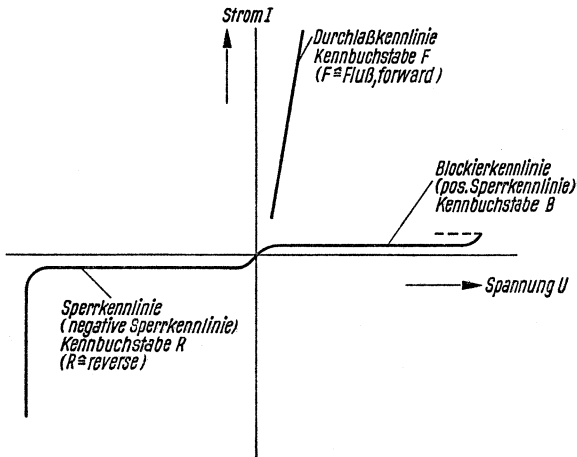
Bild 10

Die beiden sperrenden Zustände und Kennlinienzweige des Thyristors. An den sperrenden pn-Übergängen bauen sich Raumladungszonen auf (dunkel angelegte Bereiche), über denen die Spannung abfällt

### Sperrfähigkeit bei anliegender positiver Spannung

Dieser Arbeitszustand ist beim psn-Gleichrichter nicht möglich. Hier wird der mittlere pn-Übergang des Vierschichtelementes wirksam (Bild 10b). Eine anliegende positive Spannung zieht die beweglichen Ladungsträger von der pn-Grenze ab und erzeugt so wiederum eine hochohmige Sperrzone mit Raumladungsschicht. Das Bauelement kann daher auch in positiver Richtung größere Spannungen aufnehmen und den Stromfluß sperren („blockieren“!). Die beiden äußeren pn-Übergänge sind bei dieser Polung dagegen durchlässig.

Für den Thyristor gibt es demnach wahlweise drei verschiedene Zustandsbereiche, denen ganz entsprechend drei Kennlinienzweige zuzuordnen sind (Bild 11). Dabei liegen im ersten Quadranten des Strom-Spannungs-Diagramms zwei Kennlinienzweige. Es ergibt sich die Frage, welcher Zustand sich bei Anlegen einer positiven Spannung im Thyristor einstellen wird. Geht man vom unbelasteten Thyristor aus, so kann man zunächst nur die Blockierkennlinie durchlaufen. Der Übergang in den Zustand der Durchlässigkeit kann erst durch Anlegen des Zündimpulses eingeleitet werden.



- A Anode (Anschluß an p-Emitter)
- G Steuerelektrode (gate, Anschluß an der p-Basis, Steueranschluß)
- K Kathode (Anschluß an n-Emitter)

Bild 11

Strom-Spannungs-Charakteristik eines Thyristors  
(einschließlich Kennbuchstaben)

Zur Erklärung des Zündvorganges kann der Thyristor ersatzweise als eine Kombination von zwei Transistoren aufgefaßt werden, wie es in dem Bild 12 dargestellt ist [9, 22]. Bei Sperrung in positiver Richtung (Blockierkennlinie) liegt die ganze Spannung am mittleren pn-Übergang, d. h. im Ersatzbild der Transistoren hat der p-Kollektor 1 eine negative Vorspannung gegenüber seinem Emmitter 1 und der n-Kollektor 2 eine positive gegenüber dem n-Emitter 2.

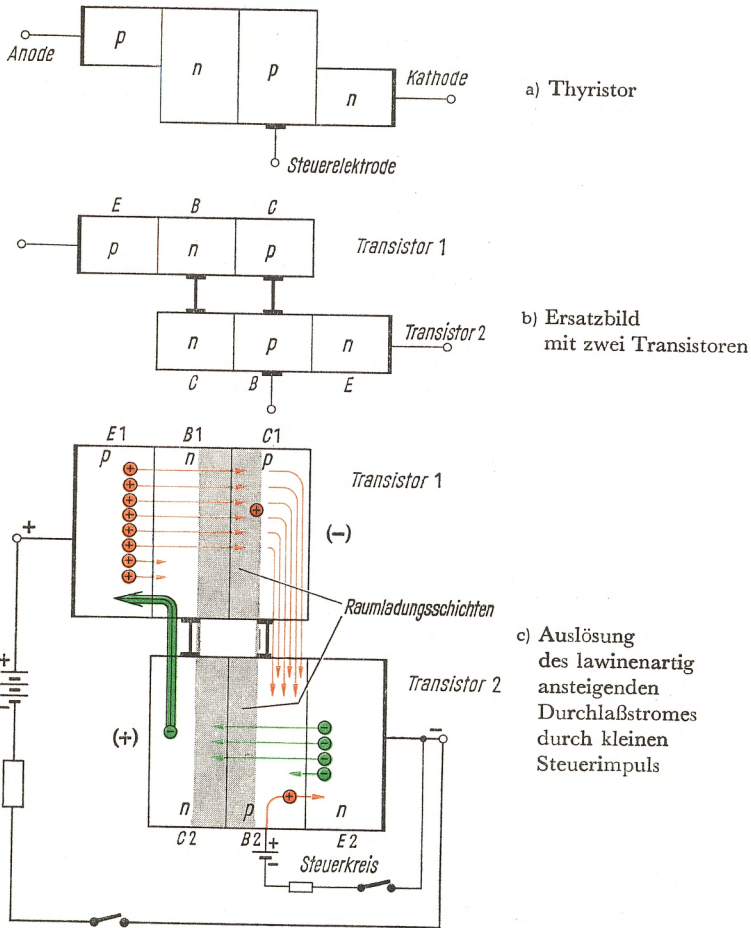


Bild 12

Der Zündvorgang des Thyristors (schematisch).

Das pn-pn-Element kann gedanklich durch zwei Transistoren ersetzt werden

Zum Zünden, also zum Auslösen des „Kippens“ in den durchlässigen Zustand, ist ein kurzer Stromimpuls erforderlich, der über die Steuer-  
elektrode, das ist die p-Basis 2, eingespeist wird. Die von der p-Basis  
in den n-Emitter 2 (Kathode) gelangenden Defektelektronen heben  
das Basispotential etwas an (wie bei einer pn-Diode in Durchlaß-  
richtung) und lösen eine wesentlich höhere Injektion von Elektronen  
aus, die beinahe unvermindert von dem positiven Kollektor 2 ein-  
gefangen werden [24, 25, 27]. Dieser Kollektorstrom steuert nun, gegen-  
über dem ursprünglichen Steuerstrom inzwischen verstärkt, über die  
n-Basis 1 den oberen Transistor und führt zu einer weiter verstärkten  
Injektion von Defektelektronen des p-Emitters 1 (Anode). Die in-  
jizierten, positiven Ladungsträger wiederum gelangen über den Kol-  
lektor 1 zur Basis 2, und das Spiel setzt sich mit steigender Wirkung  
fort. Während sich so der Strom lawinenartig aufschaukelt, werden  
die Raumladungszonen an den Kollektoren (mittlerer pn-Übergang)  
völlig mit Trägern zugeschwemmt; die Spannung muß dann zu-  
sammenbrechen, und die Mittelzone füllt sich weiter an, bis ein neuer  
Gleichgewichtszustand, d. h. ein Arbeitspunkt auf der Durchlaß-  
kennlinie erreicht ist.

Aus der Beschreibung der drei Zustandsbereiche und des dynami-  
schen Zündvorganges wird schon eine charakteristische Eigenschaft  
des Thyristors plausibel, nämlich auch nach Aufhören des Zünd-  
impulses im durchlässigen Zustand zu verharren. Dem entspricht  
andererseits die Unfähigkeit, vom durchlässigen Zustand in den  
sperrenden Zustand ohne äußere Einwirkung zurückzufallen. Erst  
wenn die überschwemmte Mittelzone (Bild 9b) von Trägern frei ist,  
kann der mittlere pn-Übergang Spannung aufnehmen. Hierzu muß  
man mit der Spannung nach Null gehen und warten, bis die  
überschüssigen Ladungsträger durch Rekombination — in einem  
Zeitraum von 10 bis  $10^2 \mu\text{s}$  — verschwunden sind. Durch eine  
negative Sperrspannung kann man darüber hinaus einen Teil der  
gespeicherten Ladungsträger absaugen und den Vorgang beschleu-  
nigen.

An dieser Stelle sollen noch kurz die *abweichenden Eigenschaften des Transistors* angedeutet werden. Beim Transistor wird der Strom (Kollektorstrom) im Unterschied zum Thyristor nur von einer Trägersorte getragen, da nur *ein* Emitter vorhanden ist. Aus diesem Grund braucht der Kollektorstrom einen ständigen, steuernden Basisstrom, um aufrechterhalten werden zu können. Dadurch wird der Transistor stetig regelbar, insbesondere kann er über den Basisstrom auch abgeschaltet werden (Bild 8). Er eignet sich daher besonders gut zum Regeln und Schalten von Gleichströmen. Vergleichen wir die Bilder 8 und 11, so wird klar, weshalb man beim Transistor von einem Gleichstromschalter, beim Thyristor dagegen von einem Wechselstromschalter sprechen kann. Durch zusätzliche Hilfsmittel kann

der Thyristor allerdings auch als Schalter in Gleichstromkreisen eingesetzt werden. Er ist letztlich ein steuerbares Ventil mit universeller Verwendbarkeit. Der Thyristor ist also ein Siliziumbauelement, das die Reihe der schon bekannten Bauteile — p-n-Gleichrichter und pnp-Transistoren — ergänzt. Neben einigen gemeinsamen Eigenschaften bestehen jedoch auch recht eindeutige Unterschiede, wie es die schematische Darstellung, Bild 13, erkennen läßt.

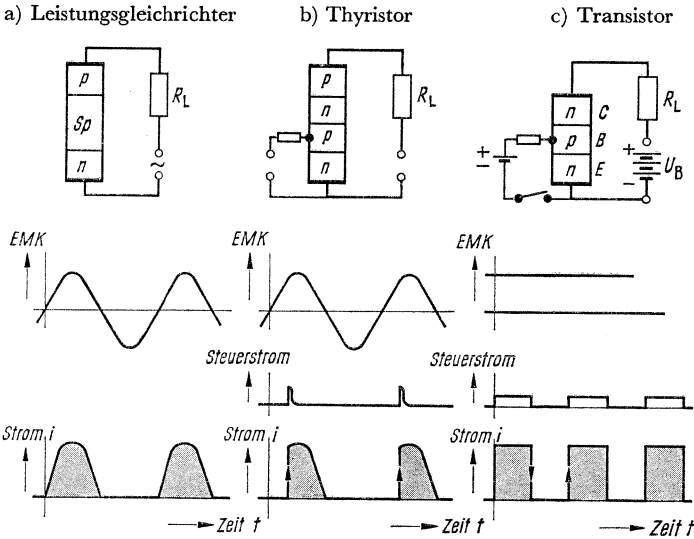


Bild 13

Vergleich von Halbleiterbauelementen verschiedener Schichtstruktur. Schematische Darstellung ihrer unterschiedlichen Schaltfunktionen



## II. Eigenschaften und Kennwerte der Thyristoren

### 1. Über den konstruktiven Aufbau des Thyristors

Der Siliziumthyristor hat in seinem Aufbau vieles mit dem p<sub>n</sub>-Gleichrichter gemeinsam. Beim p<sub>n</sub>-Gleichrichter ist eine schwach-dotierte und somit hochohmige Mittelzone zwischen je einer hoch-dotierten p- bzw. n-leitenden Schicht eingebettet. Dagegen besteht beim Thyristor das hochohmige Mittelgebiet aus zwei entgegengesetzt dotierten Bereichen, die zusammen mit den beiden äußeren, hochdotierten Randzonen eine pnpn-Struktur ergeben (Bild 9).

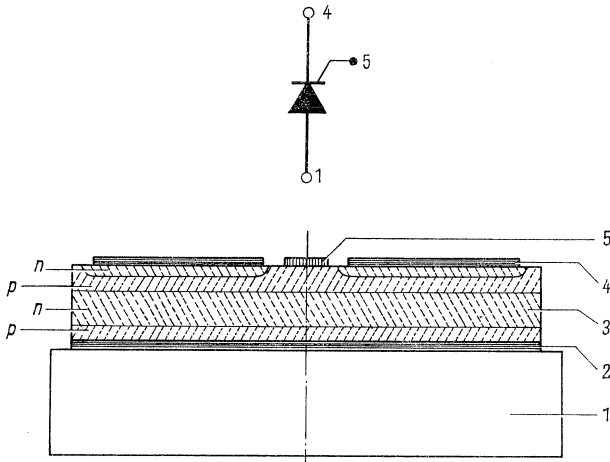
Das Halbleiterelement des Thyristors hat demnach vier aufeinanderfolgende Zonen mit wechselndem Leistungstyp (Vierschichtelement). Alle übrigen Materialien und Teile sind Hilfsmittel, die seine Funktion ermöglichen. Das sind vor allem die Stromzuführungen, eine gegen mechanische und atmosphärische Einflüsse schützende Kapsel sowie ein Kupferboden mit Kontaktfläche und Gewindezapfen zum Befestigen des Thyristors an einem Kühlkörper.

Die Schichtstruktur der Siliziumscheibe wird durch aufeinanderfolgende Diffusions- und Legierungsprozesse hergestellt. Mit dem letzten Legierungsvorgang gewinnt man gleichzeitig die Stromanschlüsse des Vierschichtelements. Oben befinden sich zwei Goldelektroden für Kathode und Steuerelektrode (Steueranschluß), und unten dient eine tragende Molybdänscheibe als Anodenanschluß (vgl. Bild 14).

Dieses im Prinzip schon arbeitsfähige Thyristorelement wird zu seinem Schutz in eine vakuumdichte Kapsel eingebaut, die im wesentlichen aus dem Kupferboden und dem Druckglas- bzw. Keramikgehäuse besteht.

Der Kupferboden, der gleichzeitig bei allen Thyristortypen der Anodenanschluß ist, hat einen massiven, feingängigen Gewindezapfen, der zusammen mit der ihn umschließenden ebenen Ringfläche etwa zu gleichen Teilen die Abführung der im Thyristor entstehenden Verlustwärme übernimmt.

Die verhältnismäßig starken Gewindezapfen gestatten ein Anziehen mit hohem Drehmoment. Dadurch wird ein großer spezifischer Anpreßdruck erreicht, der Übergangs-Wärmewiderstand kann klein gehalten und Festsitz gewährleistet werden.



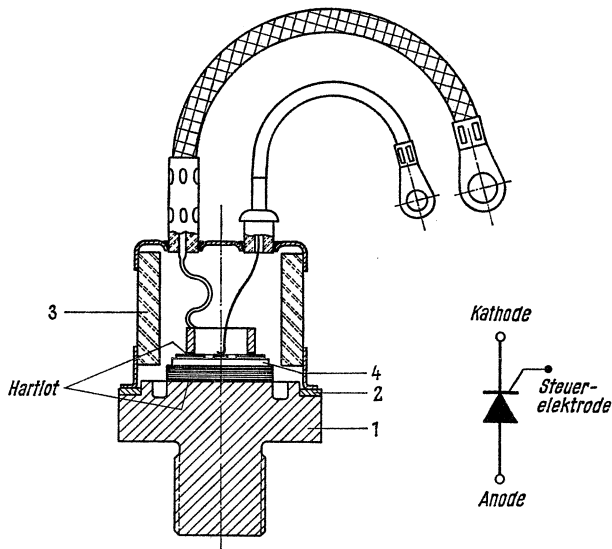
- 1 Siliziumträgerplatte (Molybdän)
- 2 Anodenkontakt (Al)
- 3 Siliziumscheibe (p-n-p-n-leitend)
- 4 Kathodenkontakt (Ring, Au Sb)
- 5 Steuerkontakt (Au B)

Bild 14

Aufbau der Thyristortablette (schematisch)

Die Kontaktierung der kleineren Thyristortypen unterscheidet sich grundsätzlich von der der größeren Bauformen. Bei den kleineren Typen wird noch die konventionelle Technik angewendet, nach der das Vierschichtelement mit seiner Trägerscheibe zwischen dem Kupferboden und den oberen Kontakten „hart“ eingelötet wird (Bild 15). Über dieser Anordnung wird die Keramik-Durchführung durch eine Ringbuckelschweißung vakuumdicht mit dem Boden verbunden.

Bei größeren Siliziumscheiben wirken sich jedoch die Nachteile eines gelöteten Flächenkontaktes stärker aus. Die feste Verbindung zweier Materialien mit unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten führt nämlich zwangsläufig mit wechselnder Temperatur zu Formänderungen im Material selbst und damit zu mechanischen Spannungen in den verbindenden Lötstellen. Der absolute Wert dieser Spannungen ist abhängig von der Höhe des Temperaturwechsels, dem Unterschied der Ausdehnungskoeffizienten und der Größe der verbundenen Fläche. Je ausgedehnter die Kontaktflächen sind, um so kritischer machen sich die thermischen Spannungen bemerkbar.



- |                       |   |
|-----------------------|---|
| 1 Kupferboden (Anode) | 3 Keramikgehäuse ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ )        |
| 2 Schweißring         | 4 Thyristortablette (nicht maßstäblich dargestellt) |

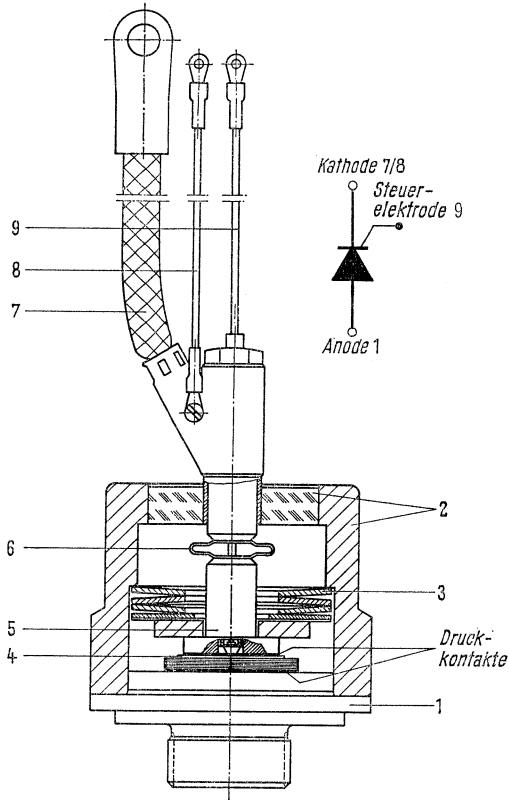
Bild 15

Schematischer Schnitt durch einen hartgelöteten Thyristor BS T G

Bei den größeren Thyristortypen wird daher der von Siemens entwickelten Druckkontakttechnik der Vorzug gegeben:

Das fest auf der Molybdänträgerplatte sitzende Vierschichtelement wird unter hohem Druck zwischen zwei Anschlußelektroden eingepreßt. Unten ruht die Molybdänplatte auf dem Kupferboden (Anodenanschluß), oben liegt die Goldelektrode unter dem Molybdänkopf des Kathodenstempels (Bild 16). Der notwendige Druck wird durch ein Federpaket von 3 bis 5 Stahlfedern ausgeübt, mit denen ein Wert von etwa  $50 \text{ kp/cm}^2$  eingestellt wird [5].

Die Molybdänplatte oben am Kupferstempel ist an der Kontaktseite silberplattiert. Durch den Federdruck wächst diese Silberschicht bei Betriebstemperatur mit der Goldelektrode allmählich nach Art einer Diffusionslötung zusammen. Man gewinnt damit einen gegen Temperaturwechsel stabilen Kontakt, da der Molybdänkopf dem Siliziumscheibchen im thermischen Ausdehnungskoeffizient weitgehend gleich ist.



- 1 Kupferboden (Anode)
- 2 Druckglasdurchführung
- 3 Druckfedern
- 4 Thyristortablette
- 5 Kathodenstempel (Molybdän mit Silberauflage)
- 6 Ausgleichsglied
- 7 Kathodenanschluß
- 8 Hilfskathodenanschluß
- 9 Steueranschluß

Bild 16

Schematischer Schnitt durch einen druckkontaktierten Thyristor BST N

Anders liegen die Verhältnisse beim unteren Druckflächenkontakt zwischen der Molybdänträgerplatte und dem Kupferboden. Hier kommt es wegen der unterschiedlichen Wärmeausdehnung auf gut gleitende Kontaktflächen an. Derartig hergestellte Druckkontakte werden erfahrungsgemäß während des Betriebes durch die zwangsläufige Bewegung der Flächen gegeneinander in ihrer Qualität noch

besser und sind praktisch temperaturwechselfest. Um den Widerstand an diesen Flächen möglichst klein zu halten, muß deren restliche Rauhtiefe hinreichend klein genug sein.

Aus fertigungstechnischen Gründen wird auch die Zuführung an die zentral gelegene Steuerelektrode mit Federdruck angepreßt.

Die Kapsel selbst ist mit einem inerten Gas gefüllt und vakuumdicht geschlossen. Das inerte Gas erhöht die Haltbarkeit und die Zuverlässigkeit des Druckkontaktes. Die vakuumdicht geschlossene Kapsel gewährleistet daneben auch die Stabilität der elektrischen Werte. Die pn-Übergänge, die am seitlichen Rand des Siliziumscheibchens an die Oberfläche treten, sind für Sperrspannungen von 1000 V und mehr ausgelegt. Die kritischen Oberflächenbereiche sind zwar sorgfältig behandelt, u. a. durch einen bestimmten Lack geschützt, hohe Spannungen können sie aber auf die Dauer nur sperren, wenn auch ihre unmittelbare Umgebung unter stets gleicher Atmosphäre steht. Daher ist es auch verständlich, daß ein z. B. durch harten Schlag beschädigter oder gebrochener Thyristor nicht mehr voll einsatzfähig bzw. nur bedingt verlässlich ist. Bei unverletzter Kapsel ist der Thyristor andererseits auch unter schärfsten klimatischen Bedingungen einsatzfähig.

Der gesamte konstruktive Aufbau ist den VDE-Isolationsvorschriften entsprechend ausgeführt und ist außerdem robust genug, um auch starken Beschleunigungen widerstehen zu können.

Die äußeren flexiblen Anschlußleitungen der Kathode, getrennt für den Hauptstrom und den Steuerstrom, sind mit Hilfe eines Anschlußstückes an die Kapsel des Thyristors angeschraubt. Die Kathodenzuführung ist etwas schräg aus dem Anschlußstück herausgeführt. Das Anschlußstück kann unabhängig vom Festsitz der Zelle um 360° gedreht werden, dadurch kann die Leitung jede gewünschte vorbestimmte Richtung einnehmen, da ein Federpaket im Innern des Anschlußstückes den für den Stromübergang erforderlichen Kontaktdruck aufrechterhält.

## 2. Übersicht über die Eigenschaften des Thyristors

Die für den Einsatz wesentlichen Eigenschaften eines Thyristors werden in Form von Kennwerten und Diagrammen dargestellt. Um diese Darstellungen „lesen“ zu können, sollen daher zunächst die in Betracht kommenden Begriffe erklärt werden. Dabei soll auch angedeutet werden, unter welchen äußeren Bedingungen die einzelnen Größen gemessen worden sind und welche wechselseitigen Beziehungen zwischen diesen Kenngrößen und den äußeren Parametern (wie Temperatur, Schaltkreiselemente u. a.) bestehen. Die Funktionsweise des Thyristors ist ja nicht durch seine Eigenschaften allein bestimmt, sie resultiert vielmehr aus dem Zusammen- bzw. Wechselspiel zwischen dem Schaltelement selbst und dem äußeren Stromkreis mit seinen Bauelementen.

Die Fülle der darzustellenden Eigenschaften bzw. Kennwerte läßt sich leichter übersehen, wenn man sie nach gewissen Gesichtspunkten ordnet und unterteilt:

### *Der Thyristor als Schalter im Stromkreis*

Als Schalter im Stromkreis muß der Thyristor einen Strom führen (Schalter geschlossen) oder auch Spannungen in beiden Richtungen bis zu einer gewissen Höhe sperren können (Schalter offen). Die hierfür wesentlichen statischen Eigenschaften werden durch die (dreiteiligen) Kennlinien repräsentiert.

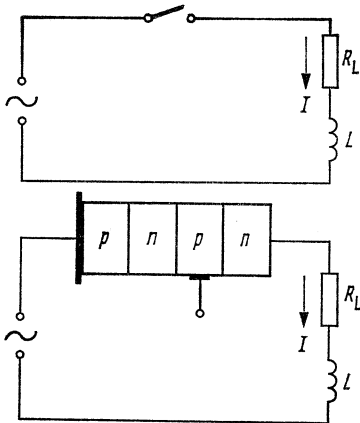


Bild 17  
Der Thyristor als Schalter

### *Der Steuerkreis des Thyristors*

Die Schaltfunktion wird eingeleitet durch einen kurzen Stromimpuls, der über den Steueranschluß gegeben wird. Im Steuerkreis liegt nur ein einzelner pn-Übergang des Vierschichtelementes.

Es kommt hier zunächst einmal auf die Strom-Spannungs-Kennlinie dieser „pn-Diode“ an, also auf deren Durchlaß- und Sperreigenschaften. Ferner muß der Mindeststrom, der zum Zünden des Thyristors ausreicht, der sogenannte statische Zündstrom  $I_{GT}$ , näher erklärt werden.

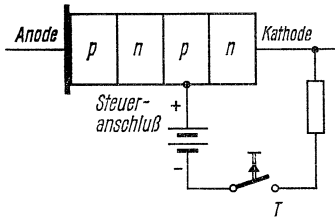


Bild 18  
Der Steuerkreis des Thyristors

### *Der Thyristor als dynamisches Schaltelement*

Aus den bisher erwähnten Kennlinienzweigen des Hauptkreises und des Steuerkreises lassen sich nur die für die einzelnen Arbeitszustände wesentlichen statischen Eigenschaften ablesen. Das Schalten selbst erfolgt aber dynamisch, und daher muß zur Beschreibung der eigentlichen Schaltfunktion auch eine Reihe von dynamischen Kennwerten erklärt werden. Wie schnell schaltet der Thyristor, welches ist die Mindestdauer des Zündimpulses? Welche Erhol- bzw. Freiwerdezeiten werden benötigt, damit der Thyristor nach dem jeweiligen Übergang in einen neuen Arbeitszustand wieder belastbar ist, und welche Strom- und Spannungsteilheiten sind zulässig?

### *Das thermische Verhalten des Thyristors*

Schließlich müssen auch die entstehenden Verluste und das damit zusammenhängende Wärmeproblem beachtet werden. Der Thyristor entspricht in seinem Verhalten nicht ganz dem eines idealen Schalters. In Durchlaßrichtung bleibt ein kleiner Spannungsabfall  $U_F$  bestehen, und in Sperrichtung fließt noch ein endlicher Sperrstrom; beide bringen Verluste mit sich: Der Thyristor erwärmt sich. Es muß daher ein ausreichender Abfluß der Wärme sichergestellt sein. Hier gehen die den Wärmefluß hemmenden „Wärmewiderstände“ ein.

Verlustleistung und Wärmewiderstände schließlich bestimmen die Tablettentemperatur  $\vartheta_T$  des Siliziums (häufig auch als junction-Temperatur  $\vartheta_j$  bezeichnet), die schon deshalb Bedeutung gewinnt, weil sie rückwirkend einige der Kennwerte erheblich beeinflusst.

Wesentlich ist außerdem die Kenntnis der oberen Temperaturgrenze, die nicht überschritten werden darf. Beim Thyristor wird diese Grenze

nicht durch Einsetzen irreversibler Zerstörungsvorgänge bestimmt, sondern weit darunter liegend existiert eine kritische Temperatur, bei der das Schaltelement seine Funktionsfähigkeit (insbesondere die „Blockierfähigkeit“) zu verlieren beginnt.

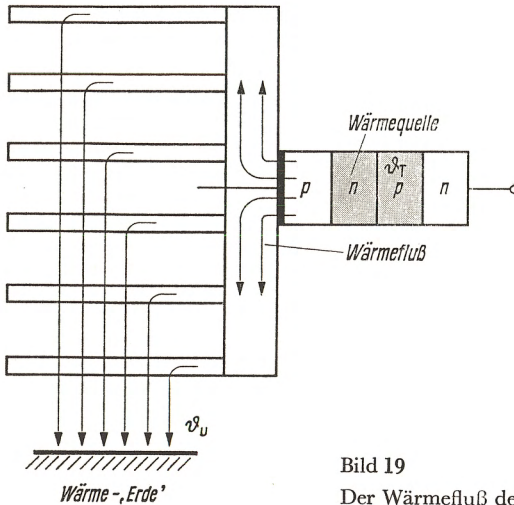


Bild 19  
Der Wärmefluß des Thyristors

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß sich die Kennwerte des Thyristors etwa nach folgenden Gesichtspunkten ordnen lassen:

- Statische Kennlinien des Hauptkreises
- Eigenschaften des Steuerkreises
- Dynamische Eigenschaften
- Thermische Eigenschaften

Diese grob schematische Einteilung zur ersten Orientierung reicht aber nicht völlig aus. Die Bestimmung der Grenzwerte (insbesondere Dauergrenzstrom und Stoßstromspitze) macht es darüber hinaus notwendig, eine Beziehung zwischen Strombelastung und Tabletten-temperatur herzustellen (Wärmebilanz), wobei auch der Fall des Kurzzeit- sowie des Aussetzbetriebes berücksichtigt werden muß. Die verschiedenen Belastungsfälle werden in dem ausführlichen Abschnitt über die Strombelastung behandelt mit dem Ziel, jeweils die noch zulässige Maximalbelastung anzugeben, bei der die obere Temperaturgrenze gerade erreicht wird; ein Überschreiten derselben sollte mit Sicherheit vermieden werden.



### 3. Statische Kennlinien des Hauptkreises

Der charakteristische Verlauf der Strom-Spannungs-Kennlinie eines Thyristors ist in Bild 20 dargestellt.

Im ersten Quadranten befinden sich die Durchlaß- und die Blockierkennlinie. Die *Durchlaßkennlinie* gibt das Verhalten des Thyristors im leitenden Zustand, die *Blockierkennlinie* das Verhalten im nicht-leitenden Zustand an. Die *Sperrkennlinie* im dritten Quadranten kennzeichnet das Verhalten in Sperrichtung<sup>1)</sup>.

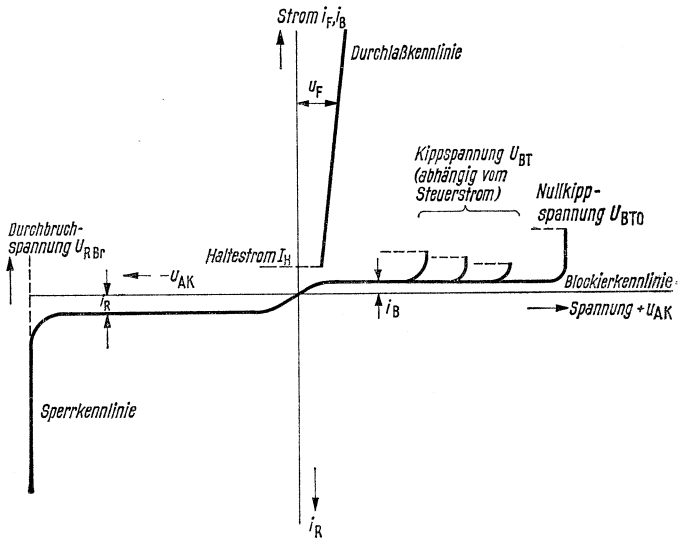


Bild 20

Charakteristischer Verlauf der Strom-Spannungs-Kennlinien eines Thyristors. Wegen der besseren Anschaulichkeit wurden sowohl die Strom- als auch die Spannungsgrößen nicht maßstabsgetreu eingetragen

#### 3.1. Durchlaßkennlinie

Die Durchlaßkennlinie gibt die Zuordnung der Augenblickswerte von Durchlaßstrom und Durchlaßspannung wieder.

Die *Durchlaßspannung*  $u_F$  ergibt sich aus der Durchlaßkennlinie. Sie wird für einen bestimmten Gleichstrom und eine genau festgelegte Tablettentemperatur angegeben.

<sup>1)</sup> Häufig werden auch die Ausdrücke „Schaltrichtung“ oder „Vorwärtsrichtung“ für die positive Richtung (1. Quadrant) und „Sperrichtung“ oder „Rückwärtsrichtung“ für die negative Richtung (3. Quadrant) verwendet.

Da die Durchlaßkennlinie in dem betriebsmäßig beanspruchten Bereich einen annähernd geradlinigen Verlauf aufweist, kann sie durch eine *Ersatzgerade* dargestellt werden. Die Ersatzgerade kann der Berechnung des Durchlaßverlustes zugrunde gelegt werden. Erst bei Strömen, die den zehnfachen bis zwanzigfachen Typenstrom übersteigen, wird die Rechnung mit der Ersatzgeraden ungenau. In diesem Bereich macht sich eine starke Erhöhung der Durchlaßspannung bemerkbar.

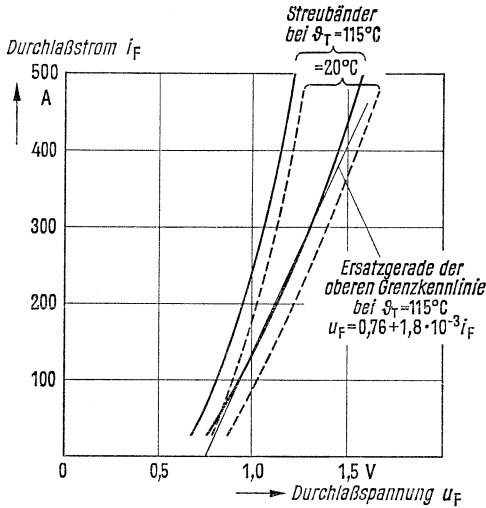


Bild 21

Statische Durchlaßkennlinien einschließlich der Streubereiche für die Thyristoren BSt L 0260 bei verschiedenen Tabletttemperaturen

Der obere Grenzwert der Durchlaßspannung beträgt beispielsweise bei den Leistungsthyristoren BSt L 02 (Bild 21) bei einem Durchlaßstrom von 300 A im betriebswarmen Zustand ( $\vartheta_T = 115^\circ\text{C}$ ) weniger als 1,4 V. Bei den „schnellen Thyristoren“ BSt L 03 kann die Durchlaßspannung bei gleichen Meßbedingungen bis zu 1,9 V betragen. Bei der in Bild 22 dargestellten typischen Häufigkeitsverteilung der Durchlaßspannung für Leistungsthyristoren wurde die Ordinate der Gaußschen Fehlerwahrscheinlichkeit entsprechend geteilt.

Die Ersatzgerade erhält man hinreichend genau, indem auf der oberen Grenzdurchlaßkennlinie für die höchste dauernd zulässige Tabletttemperatur die Punkte für den Typenstrom und für das

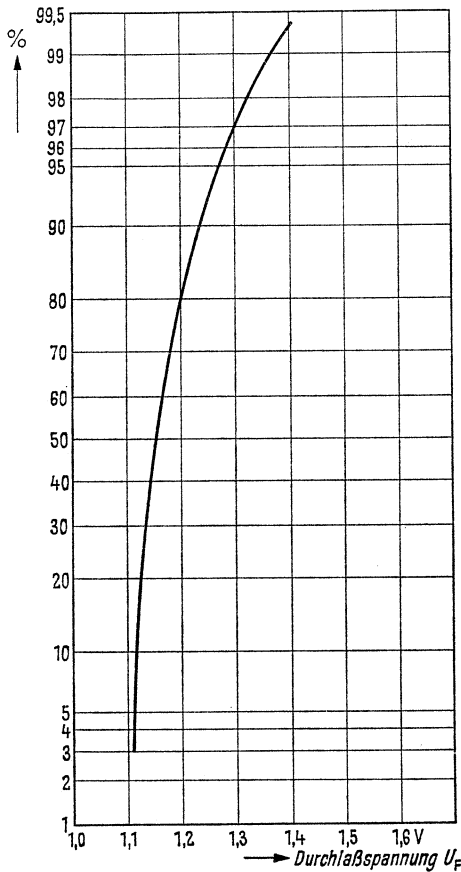


Bild 22  
Typische Häufigkeitsverteilung  
der Durchlaßspannung  
von Leistungsthyristoren BSt L.02  
bei 300 A und 20 °C

Dreifache des Typenstromes miteinander verbunden werden, wobei diese Sekante nach unten zu verlängern ist, bis sie die Spannungsachse schneidet. Die Konstruktion der Ersatzgeraden ist in Bild 23 erläutert.

Die in den Datenblättern angegebenen Ersatzgeraden gelten für die oberen Grenzkennlinien bei der höchsten zulässigen Tablettentemperatur  $\vartheta_{TM}$ . Der Spannungswert, bei dem die Ersatzgerade die Spannungsachse schneidet, wird *Schleusenspannung*  $U_S$  genannt. Die Steigung der Ersatzgeraden ist das Maß für den *differentiellen Widerstand*  $R_{diff}$ . Die Durchlaßspannung ist dann

$$u_F = U_S + R_{diff} \cdot i_F \quad (1)$$

Schleusenspannung und differentieller Widerstand sind temperaturabhängig. Die Schleusenspannung nimmt mit steigender Temperatur

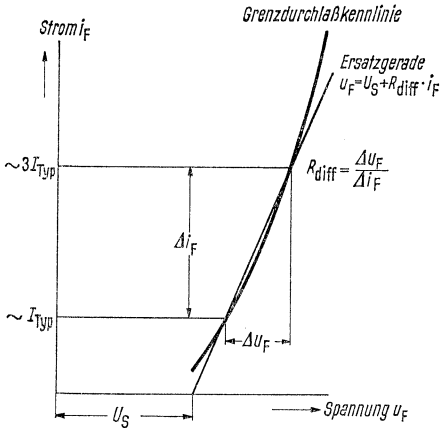


Bild 23

Konstruktion der Ersatzgeraden für die Durchlaßkennlinie

ab, der differentielle Widerstand zu. Da im Dauerbetriebsbereich die Abnahme der Schleusenspannung überwiegt, werden die Durchlaßspannungswerte bei steigender Temperatur kleiner. Der *Temperaturkoeffizient* der Durchlaßspannung beträgt bei den Thyristoren BSt L 02 etwa  $-0,5$  bis  $-2,5$  mV/°C bei 300 A. Das ergibt eine mittlere, temperaturbedingte Abnahme der Durchlaßspannung von etwa 100 mV für den Betriebstemperaturbereich.

Die Ersatzgerade liegt allen Berechnungen zur Bestimmung der Durchlaßverluste und damit der *Belastbarkeit und Kühlung* zugrunde. Für die Ermittlung des *Wirkungsgrades* rechnet man zweckmäßig mit einem mittleren Wert der Durchlaßspannung.

Die statische Stromaufteilung bei Parallelschaltung kann anhand der Streubereiche ermittelt werden, jedoch ist für den praktischen Einsatz diese Angabe allein nicht ausreichend.

### 3.2. Sperr- und Blockierkennlinie

Ein Thyristor sperrt zunächst in beiden Richtungen. Selbst bei hohen anliegenden Spannungen fließen nur verschwindend kleine Ströme über die Hauptanschlüsse Anode und Kathode. Die in der Starkstromtechnik eingesetzten Thyristoren sind im allgemeinen so bemessen, daß die zulässigen Sperr- und Blockierspannungen etwa gleiche Werte haben.

Die *Sperrkennlinie* weist zwei Abschnitte auf. Im mittleren Spannungsbereich erhöht sich der Sperrstrom praktisch kaum bei einer Er-

höhung der Spannung, er hat vielmehr Sättigungscharakter, so daß man von einem Sperrstromniveau sprechen kann. Bei Erreichen der Durchbruchspannung  $U_{RBf}$  steigt der Sperrstrom  $i_R$  infolge lawenartiger Trägervermehrung steil an. Der Lawinendurchbruch begrenzt die Sperrfähigkeit des Thyristors. Eine merklich höhere Spannung kann der Thyristor nicht mehr aufnehmen. Der steil ansteigende Sperrstrom hat eine sehr große Erhöhung der Sperrverluste zur Folge, so daß eine Zerstörung des Thyristors zu befürchten ist. Das Kurzzeit-Energieschluckvermögen in Sperrichtung ist begrenzt und sollte deshalb im praktischen Betrieb nicht ausgenutzt werden.

Die Sperrkennlinie ist stark temperaturabhängig, wie die Parameterdarstellung in Bild 24 erkennen läßt. Insbesondere im mittleren Spannungsbereich steigt das Sperrstromniveau stark (exponentiell) mit der Temperatur an. Die *Durchbruchspannung* hat dagegen einen, wenn auch kleinen positiven Temperaturkoeffizienten, das heißt, die Sperrfähigkeit wächst zunächst mit steigender Temperatur.

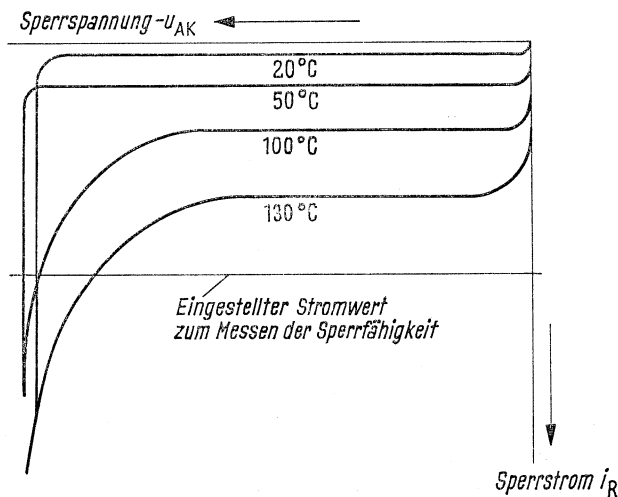


Bild 24

Temperaturabhängigkeit der Sperrkennlinie (schematisch)

Die Durchbruchspannung  $U_{RBf}$  wird in der Praxis häufig durch eine Spannungsmessung bei einem fest eingestellten Stromwert bestimmt. Diese Messung führt dann bei höheren Temperaturen zu einer Umkehr des Temperaturkoeffizienten, das heißt scheinbar auch zu einer

Abnahme der Durchbruchspannung. Dieser Effekt wird aber nur durch die mit höherer Temperatur wachsende Abrundung der Kennlinie vorgetäuscht.

Auch ein zur Kathode fließender, positiver Steuerstrom beeinflusst die Sperrkennlinie stark, er hebt vor allem das Sperrstromniveau beträchtlich an (Bild 25).

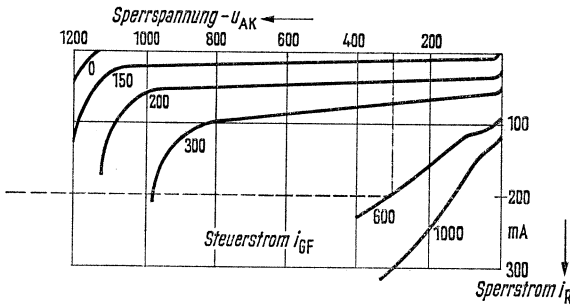


Bild 25

Typischer Verlauf der Sperrkennlinie in Abhängigkeit vom Steuerstrom  $i_{GF}$  (gemessen bei Raumtemperatur)

Um einen Überblick über die Sperreigenschaften eines ganzen Kollektivs zu bekommen, mißt man zweckmäßig den Sperrstrom  $i_R$  bei einer fest eingestellten „Prüfspannung“, die nur weit genug unterhalb der Durchbruchspannung liegen muß. Das Ergebnis einer solchen Messung ist als Häufigkeitsverteilung in Bild 26 dargestellt.

Solange man im Bereich der mittleren, flach laufenden Sperrkennlinie mißt, geht die Höhe der Prüfspannung nur wenig ein. Eine höhere Prüfspannung (zum Beispiel 900 V) wird häufig bevorzugt, weil bei allen Thyristoren, deren Sperrstrom unter dem Grenzwert (zum Beispiel 10 mA bei dem Typ BSt L 02) bleibt, die Sicherheit gegeben ist, daß die Durchbruchspannung bzw. Sperrfähigkeit oberhalb der Prüfspannung liegt.

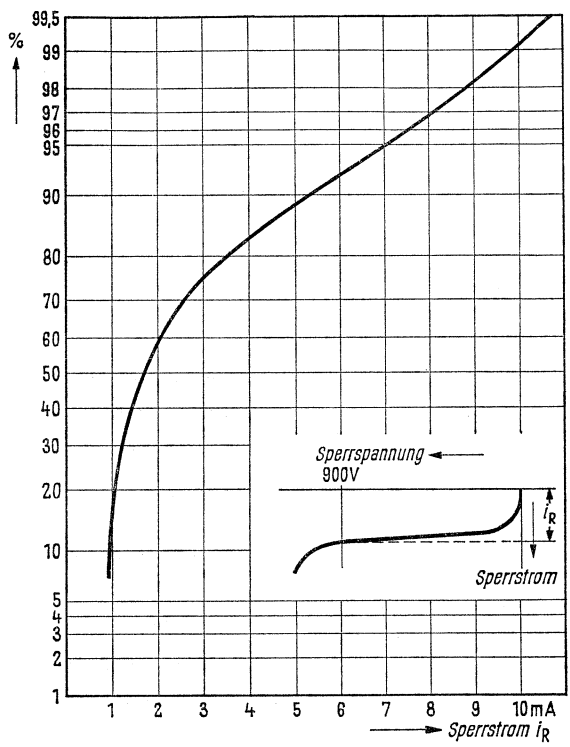


Bild 26

Typische Verteilungskurve des Sperrstroms für Thyristoren BSt L 02 (Prüfspannung 900 V, Tablettentemperatur 115 °C)

Die *Blockierkennlinie*, die den Zusammenhang zwischen Strom und Spannung für den in positiver Richtung gesperrten Thyristor wiedergibt, unterscheidet sich zunächst nur wenig von der Sperrkennlinie. Auch hier steigt der Strom im mittleren Spannungsbereich praktisch kaum an (Niveau), und geht dann mit einsetzendem „Lawinstrom“ in einen steil ansteigenden Ast über. Bei Erreichen einer gewissen Stromhöhe  $i_B$  kippt der Thyristor dann allerdings in den durchlässigen Zustand (vgl. Bild 27). Der sich einstellende Durchlaßstrom  $i_F$  richtet sich nach der Höhe des begrenzenden Widerstandes. Die hierdurch festgelegte Spannungsgrenze, die sogenannte Nullkippspannung  $U_{BT0}$  entspricht der Durchbruchspannung auf der negativen Seite.

Die Blockierkennlinie wird ähnlich wie die Sperrkennlinie durch den Steuerstrom beeinflusst. Mit steigendem Steuerstrom nimmt die Kippspannung ab. Die Nullkippspannung  $U_{BTO}$  bezeichnet den Spannungswert beim Steuerstrom Null (offener Steueranschluß).

Darüber hinaus hat, wie noch gezeigt wird, die Anstiegssteilheit der Blockierspannung einen starken Einfluß auf die Kippspannung.

Für die Temperaturabhängigkeit der Blockierkennlinie gilt zunächst dieselbe Gesetzmäßigkeit wie für die Sperrkennlinie, das heißt, das Stromniveau steigt in gleicher Weise stark (exponentiell) mit der Temperatur an. Daneben gewinnen aber die Bedingungen für das Durchzünden bei höheren Temperaturen immer mehr an Einfluß. Zusammen mit dem steigenden Stromniveau führt das zu einer Abnahme der Kippspannung mit der Temperatur im oberen Temperaturbereich. Das typische Verhalten ist in Bild 28 dargestellt.

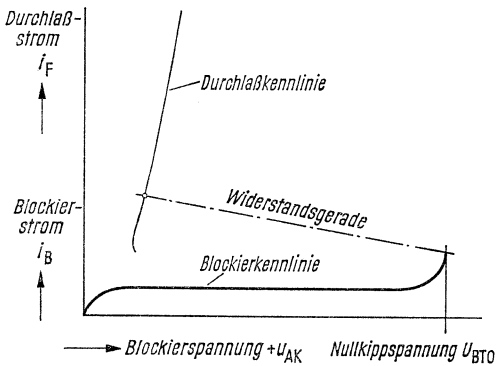


Bild 27  
Blockierkennlinie eines Thyristors, gekennzeichnet durch das Stromniveau im mittleren Spannungsbereich und die Nullkippspannung (schematisch)

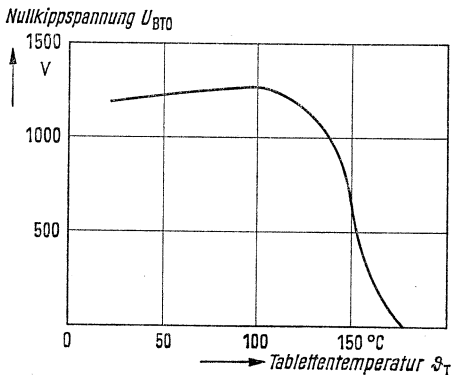


Bild 28  
Typische Abhängigkeit der Nullkippspannung von der Tablettemperatur



Diese starke Abnahme der Blockierfähigkeit hat zur Folge, daß der Thyristor bei Überschreiten der zulässigen Temperaturgrenze seine Funktionsfähigkeit verliert. Damit wird auch verständlich, warum man in allen Anwendungsfällen auf das Einhalten einer oberen Temperaturgrenze bedacht sein muß.

### 3.3. Spannungsgrenzen und empfohlene Einsatzspannung

Bei der Auswahl der Thyristoren müssen die nachstehenden Spannungswerte beachtet werden.

#### $U_R$ *Spitzensperrspannung*

Dies ist der dauernd zulässige höchste Augenblickswert von periodisch und nichtperiodisch wiederkehrenden Spannungen in Sperrrichtung. Die Spitzensperrspannung liegt unterhalb der Durchbruchspannung. Damit ist sichergestellt, daß bei Einhaltung dieses Wertes die Thyristoren nicht im Steilanstieg betrieben werden (Gefahr der thermischen Instabilität).

Der angegebene Wert ist im gesamten Betriebstemperaturbereich zulässig und darf aus Gründen der Betriebssicherheit auch nicht kurzfristig überschritten werden.

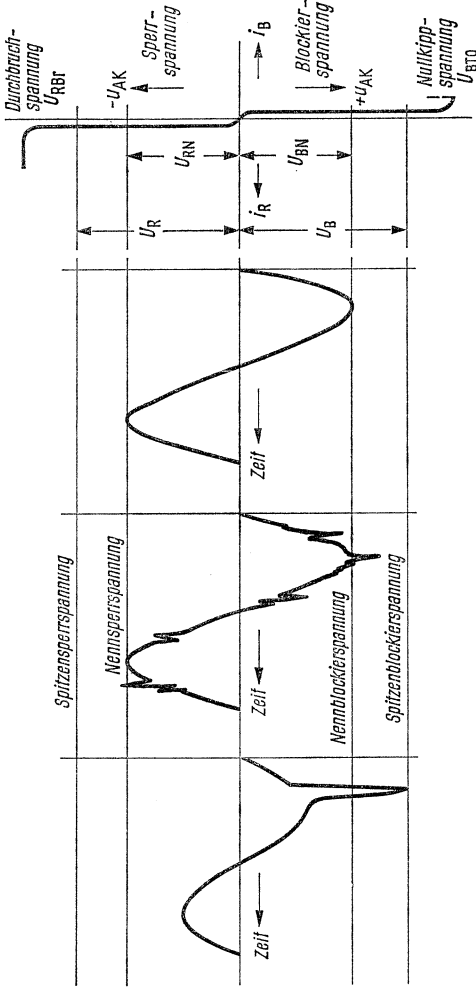
#### $U_B$ *Spitzenblockierspannung*

Dies ist der dauernd zulässige höchste Augenblickswert von periodisch und nichtperiodisch wiederkehrenden Spannungen in Blockierrichtung. Ein Nichtbeachten dieses Wertes kann zu unerwünschtem Zünden durch Überschreitung der Nullkippspannung führen, wobei nachfolgend der Thyristor durch eine zu große Stromanstiegsgeschwindigkeit gefährdet wird.

Der angegebene Wert ist im gesamten Betriebstemperaturbereich zulässig und darf aus Gründen der Betriebssicherheit auch nicht kurzfristig überschritten werden.

#### $U_N$ *Nennspannung, empfohlener Scheitelwert der Einsatzspannung*

Die Nennspannung enthält gegenüber der Spitzensperrspannung bzw. der Spitzenblockierspannung einen Sicherheitsfaktor von 1,5. Ist im Betrieb mit Überspannungen zu rechnen, welche die empfohlene Nennspannung um mehr als 50% überschreiten, so ist die Einsatzspannung so weit herabzusetzen, daß die Spitzensperrspannungswerte nicht überschritten werden, oder es ist ein geeigneter Überspannungsschutz vorzusehen. Bild 29 veranschaulicht die verschiedenen Spannungswerte.



Bei hohen Spannungsspitzen ist die Anschlußspannung so weit herabzusetzen, daß die zulässige Spitzenspannung nicht überschritten wird

Periodisch und nicht-periodisch wiederkehrende Spannungsspitzen dürfen die Spitzenspannung nicht überschreiten

Der Scheitelwert der Anschlußspannung soll die Nennspannung nicht überschreiten

Bild 29

Erläuterung zu den Spannungsgrenzwerten

Besonders in der Anlagentechnik wird es häufig nicht ausreichen, mit dem Spannungssicherheitsfaktor 1,5 zu arbeiten. Mit Rücksicht auf auftretende Schaltüberspannungen, deren Höhe bei der Projektierung womöglich nicht genau bekannt ist, empfiehlt es sich, einen höheren Spannungssicherheitsfaktor zu wählen. In der Praxis wird häufig ein Sicherheitsfaktor von 2,5 eingesetzt.

Aus Gründen der Betriebszuverlässigkeit empfiehlt es sich in jedem Fall, die zulässige Spitzensperrspannung nicht ständig auszunutzen. Neben den Spannungswerten müssen auch die Temperaturgrenzen unbedingt eingehalten werden.

*Tabelle 1* Zulässige und empfohlene Spannungswerte

Thyristortyp	Zulässige Spitzenspannung $U_R$ bzw. $U_B$	Scheitelwert der Einsatzspannung bei einem Spannungssicherheitsfaktor		Gleichspannung
		1,5	2,5	
BSt ...20	300 V	200 V	120 V	200 V
BSt ...40	600 V	400 V	240 V	400 V
BSt ...60	900 V	600 V	360 V	600 V

$U_{RB}$  *Durchbruchspannung in Sperrichtung*

Bei Überschreiten dieses Spannungswertes erfolgt ein starkes Ansteigen des Sperrstroms. Beanspruchung im Bereich der Durchbruchspannung kann zu einer dauernden Schädigung des Thyristors führen.

$U_{BTO}$  *Nullkippspannung*

Wert der Blockierspannung, bei der der Thyristor bei offenem Steuerkreis in den leitenden Zustand kippt.

$U_{Rd}, U_{Bd}$  *Gleichsperrspannung*

Höchste zulässige Gleichspannung, die an einem Thyristor dauernd anliegen darf.

$i_B, i_R$  *Blockierstrom bzw. Sperrstrom*

Spitzenwert des Sperrstromes der Anoden-Kathoden-Strecke bei maximaler Tablettentemperatur. Der in den Datenblättern angegebene Wert  $\leq 10$  mA gilt bei einer Gleichsperrspannung in der Höhe der Nennspannung  $U_N$  bei der maximal zulässigen Tablettentemperatur für Dauerbetrieb.

Tabelle 2 Einflußgrößen auf das Sperrverhalten

Einflußgrößen	Wirkung bei Betrieb in	
	Sperrichtung	Blockierrichtung
Spannungsspitzen	Bei Überschreiten der Durchbruchspannung wird Lawinendurchbruch ausgelöst (Zerstörungsgefahr bei energiereichen Stößen).	Überschreiten der Nullkippspannung führt zum Kippen, wobei durch nachfolgenden steilen Stromanstieg Zerstörung auftreten kann.
Spannungsanstieg $du/dt$	—	Überschreiten des zulässigen $du/dt$ -Wertes führt zum Kippen auch bei Spannungen $< U_{BTO}$ mit möglicher nachfolgender Zerstörung.
Temperatur	Sperrstromerhöhung hat Steigen des Sperrverlustes zur Folge. Gefahr der thermischen Instabilität.	Blockierstromerhöhung und unerwünschtes Kippen (Zerstörungsgefahr).
Steuerstrom	Starkes Ansteigen des Sperrstroms und der Sperrverluste.	Bei Steuerstrom unterhalb des statischen Zündstroms Rückgang der Blockierspannung auf unbestimmte Werte.

## 4. Eigenschaften des Steuerkreises

### 4.1. Durchlaß- und Sperrverhalten des Steuerkreises

Der im Steuerkreis liegende pn-Übergang besteht aus relativ hoch dotierten und damit niederohmigen Siliziumschichten. Aus diesem Grund ist seine Sperrfähigkeit sehr gering. Für die Steuerfunktion kommt es aber auf andere Eigenschaften an, nämlich auf eine gute Querleitfähigkeit und eine günstige Stromverstärkung (vgl. Bild 12), so daß das schlechte Sperrverhalten dieses pn-Übergangs bewußt in Kauf genommen wird.

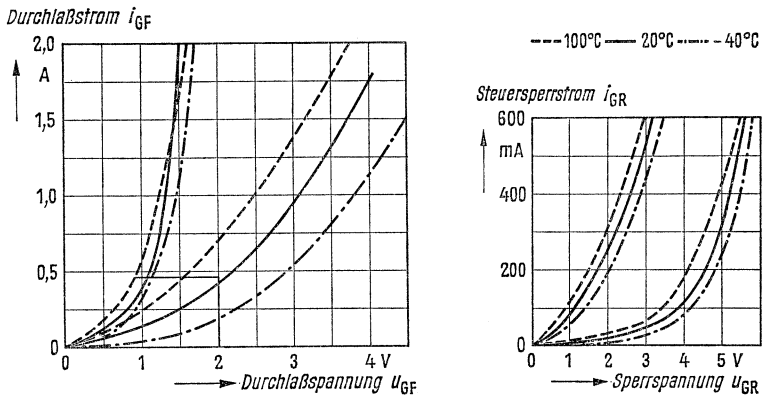


Bild 30

Durchlaßkennlinien und Sperrkennlinien des Steuerkreises (Thyristor BSt L 02)

Die Durchlaßkennlinien haben einen großen Streubereich. Die Sperrkennlinien unterscheiden sich nur wenig von den Durchlaßkennlinien. Bereits bei sehr kleinen Spannungen steigt der Sperrstrom ( $i_{GR}$ ) stark an. Um größere Verluste zu vermeiden, soll die im Datenblatt angegebene höchstzulässige Steuerspannung nicht überschritten werden.

Ein Sperrstrom im Steuerkreis wirkt sich günstig auf das  $du/dt$ -Verhalten aus, das heißt, mit steigendem negativem Steuerstrom wird das  $du/dt$ -Verhalten besser. Unter Einhaltung der im Datenblatt genannten Sperrspannung des Steuerkreises kann dieser Effekt bereits in genügendem Maße ausgenutzt werden.

### 4.2. Steuermöglichkeiten

Man unterscheidet bei Thyristoren zwei Möglichkeiten der Steuerung: Vertikalsteuerung und Horizontalsteuerung.

## Vertikalsteuerung

Bei der Vertikalsteuerung geht man von der Abhängigkeit der Kippspannung vom Steuerstrom aus (Bild 31). Fließt kein Steuerstrom, dann erfolgt Zündung nur durch Überschreiten der Nullkippspannung  $U_{BT0}$ . Mit steigendem Steuerstrom erfolgt Zündung bei kleinerer Spannung. Durch Variation der Höhe des Steuerstroms können somit Zündwinkel zwischen 0 und  $90^\circ$  eingestellt werden (Bild 32a). Eine Aussteuerung im Bereich  $\alpha > 90^\circ$  ist nicht möglich.

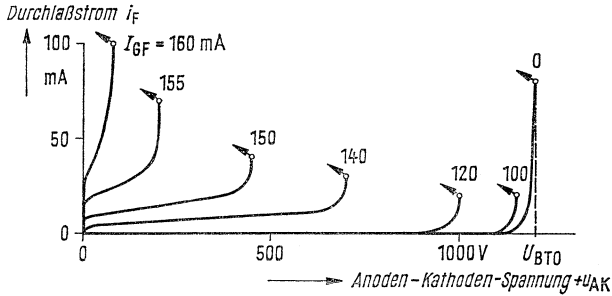


Bild 31

Typische Abhängigkeit der Kippspannung  $U_{BT}$  vom Steuerstrom  $i_{GF}$  bei einem Thyristor BSt L bei  $20^\circ\text{C}$

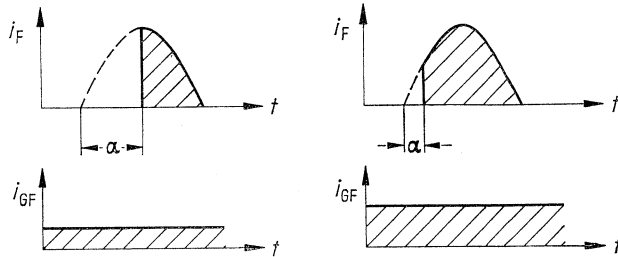
In unmittelbarer Nähe der  $90^\circ$ -Aussteuerungsgrenze erfolgt Übergang in einen instabilen Zustand. Schon durch kleine Änderungen der Spannung, des Steuerstroms oder der Temperatur kann sich der Zündpunkt so ändern, daß der Zündwinkel von  $90$  auf  $180^\circ$  springt und umgekehrt.

Die Zündkennlinie (Bild 33) verläuft sehr steil, das heißt, mit einer sehr kleinen Änderung des Steuerstroms  $\Delta i_{GF}$  kann fast der gesamte Zündbereich durchfahren werden. Außerdem streuen die Zündkennlinien außerordentlich stark von Exemplar zu Exemplar und sind sehr temperaturabhängig. Aus diesen Gründen kommt für den praktischen Gebrauch die Vertikalsteuerung nicht zur Anwendung.

## Horizontalsteuerung

Hier erfolgt eine definierte Zündung durch einen Zündimpuls, der in der Phase verschoben wird (Bild 32b) und so groß ist, daß er auch bei kleiner Anoden-Kathoden-Spannung (zum Beispiel 1,5 V) mit Sicherheit den Thyristor zündet. Es können sämtliche Zündwinkel zwischen 0 und  $180^\circ$  eingestellt werden.

- a) *Vertikalsteuerung*: Verschieben des Zündwinkels durch Variation der Höhe des Zündimpulses



- b) *Horizontalsteuerung*: Verschieben des Zündwinkels durch zeitliche Verschiebung des Zündimpulses

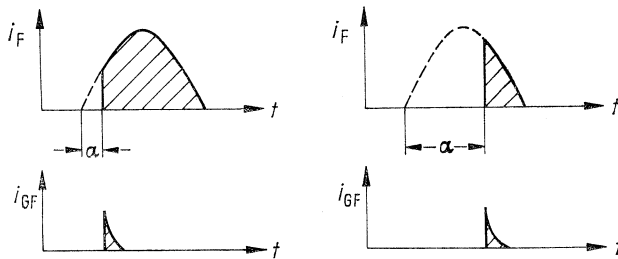
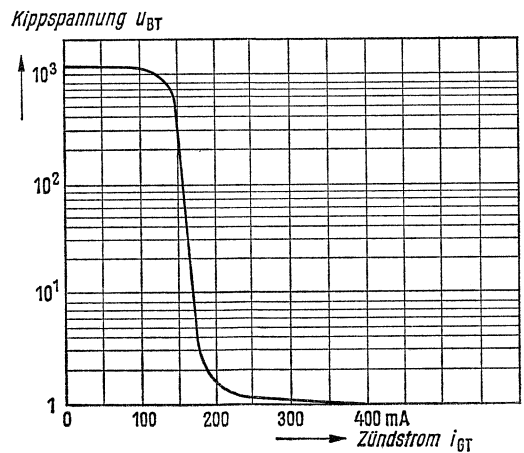


Bild 32

Vergleich der beiden Steuerungsmöglichkeiten

Bild 33

Typische Zündkennlinie eines Thyristors BSt L bei 20 °C



### 4.3. Zündwerte

Unter den statischen Zündwerten versteht man denjenigen Steuerstrom bzw. diejenige Steuerspannung, bei der der Thyristor gerade zündet. Man unterscheidet einen Bereich möglicher Zündung und einen Bereich sicherer Zündung. Bild 34 zeigt im Streubereich der Durchlaßkennlinien des Steuerkreises die möglichen Zündbereiche bei verschiedenen Temperaturen. Die untere Zündgrenze ist durch die „nicht zündende Steuerspannung“ von 0,2 V gegeben. Unterhalb dieser Steuerspannung ist auch unter extremen Bedingungen (maximale Tablettentemperatur  $\vartheta_{TM}$  und Spitzenblockierspannung  $U_B$ ) keine Zündung möglich.

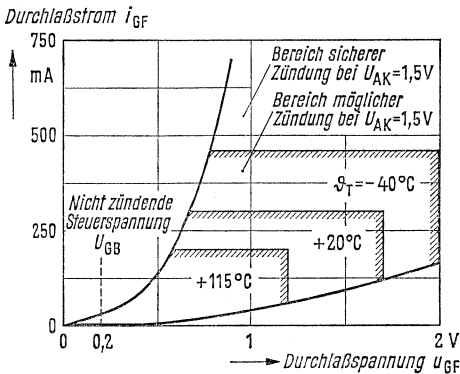


Bild 34  
Durchlaßkennlinien  
des Steuerkreises  
mit Zündbereichen  
beim Typ BSt L 02

Die statischen Zündwerte sind außer von der Temperatur auch stark von der anliegenden Anoden-Kathoden-Spannung  $U_{AK}$  abhängig. Diese Abhängigkeit macht sich nur bei kleinen Anoden-Kathoden-Spannungen ( $U_{AK} < 5$  V) bemerkbar.

Bild 35 zeigt die Abhängigkeit des statischen Zündstroms von der Temperatur und von der Anoden-Kathoden-Spannung. Der Einfluß der Anoden-Kathoden-Spannung ist besonders bei Parallelbetrieb zu beachten, da hierbei der zuerst zündende Thyristor seine Durchlaßspannung  $u_F$  den übrigen parallelgeschalteten Thyristoren als  $U_{AK}$  aufdrückt und deren statischer Zündstrom dann so hoch werden kann, daß sie nicht mehr zünden.

Wird der statische Zündstrom nicht ganz erreicht, dann wird die Einschaltbedingung nicht erfüllt. Der Thyristor schaltet nicht durch. Liegt der Maximalwert des Zündimpulses nur ganz wenig über dem statischen Wert, zum Beispiel 5%, so läuft der Einschaltvorgang entsprechend langsam ab, und es können sich Einschaltverzögerungen bis zu mehreren hundert Mikrosekunden ergeben.



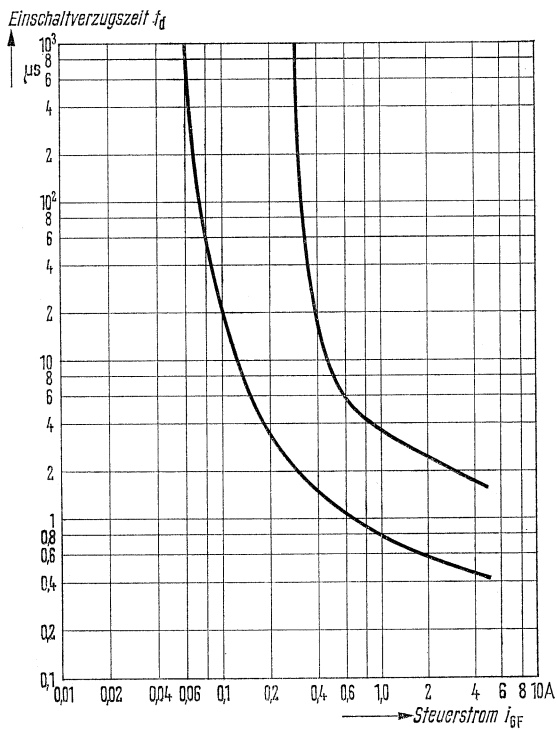
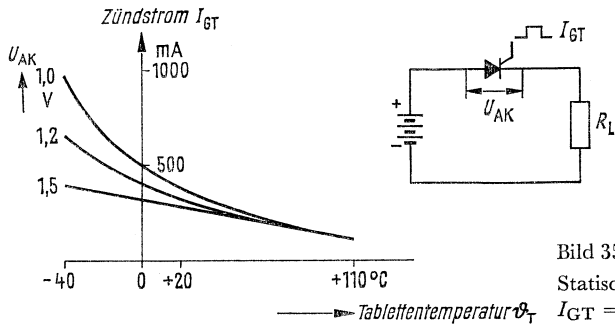


Bild 36  
 Streubereich der Einschaltverzugszeit  $t_d$  in Abhängigkeit von der Höhe des Steuerstromes  $i_{GF}$ . Das Diagramm gilt für alle Thyristortypen bei 20 °C und einem mit 3 A/ $\mu$ s ansteigenden Steuerimpuls. Im Zeitbereich  $< 10 \mu$ s ist die Einschaltverzugszeit praktisch temperaturunabhängig.

Um eine sichere Zündung zu erreichen, muß deshalb der Thyristor mit einem merklich über den statischen Wert hinausgehenden Steuerstrom gezündet werden. Bild 36 zeigt die typische Abhängigkeit der Einschaltverzugszeit vom Verhältnis des Steuerstroms zum statischen Zündstrom. Wie daraus ersichtlich, können durch hohen Steuerstrom die Einschaltzeiten erheblich reduziert werden. Dies ist bei Parallel- und Reihenschaltung von Thyristoren unerlässlich. Um kurze Einschaltzeiten zu erreichen, muß der Zündstrom nicht nur entsprechend hoch sein, sondern auch steil ansteigen.

#### 4.4. Strombelastbarkeit des Steuerkreises

Der Spitzensteuerstrom  $I_{GFS}$  ist im wesentlichen durch die Kontaktierung des Steuerkreises gegeben. Der in den Datenblättern angegebene Wert von 10 A kann periodisch in Anspruch genommen werden, soll aber mit Rücksicht auf die Steuerverluste nur kurzzeitig, zum Beispiel für 100  $\mu$ s, ausgenutzt werden. Der Spitzensteuerstrom ist vor allem als Grenzstrom für die erforderliche hohe Zündimpulsspitze bei Parallel- und Reihenschaltung gedacht.

#### 4.5. Mindestdauer des Zündimpulses

Der Zündimpuls muß mindestens so lange anstehen, bis der Thyristor mit Sicherheit eingeschaltet ist. Das ist der Fall, wenn der kleinste Wert des Durchlaßstroms, bei dem der Thyristor noch im leitenden Zustand bleibt (Haltestrom), überschritten wird. Die Mindestdauer des Zündimpulses  $t_{GTmin}$  ist daher wesentlich vom Verhältnis des Steuerstroms zum statischen Zündstrom  $i_{GF}/I_{GT}$  abhängig. Eine weitere Abhängigkeit ergibt sich durch den Laststromanstieg.

Bei rein ohmscher Last, das heißt bei steil ansteigendem Laststrom, genügt es, wenn die Dauer des Zündimpulses wenig größer als die Einschaltzeit ist. Bei induktiver Belastung dagegen muß die Zündimpulsdauer erheblich größer als die Einschaltzeit sein, da hierbei der Laststromanstieg entsprechend verzögert werden kann (Bild 37).

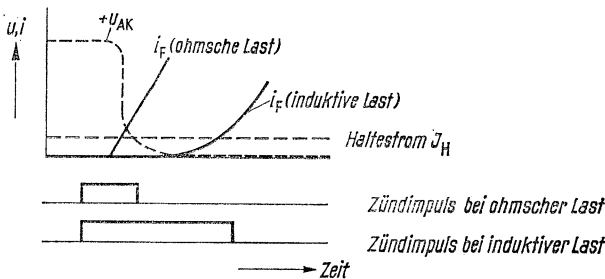


Bild 37

Erforderliche Zündimpulsdauer bei verschiedenen Laststromanstiegen

#### 4.6. Steuerstrom bei negativer Anoden-Kathoden-Spannung

Fließt während der negativen Sperrbeanspruchung des Thyristors ein positiver Steuerstrom, dann hat dieser durch eine gewisse Ladungsträgerinjektion in die benachbarte n-leitende Zone eine starke Erhöhung des negativen Sperrstroms und damit der Sperrverluste zur Folge (vgl. Bild 38). Der vorliegende Sachverhalt kann auch einfach dadurch beschrieben werden, daß ein Teil des positiven Steuerstroms abzweigt, über den mittleren, durchlässigen pn-Übergang zur negativen Anode abfließt und den Sperrstrom entsprechend erhöht.

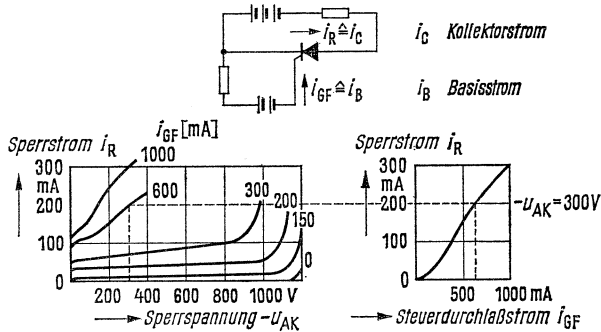


Bild 38

Sperrkennlinien der Anoden-Kathoden-Strecke bei positivem Steuerstrom

Diese Sperrverluste können sich auf wenige Stellen der Tablette konzentrieren und den Thyristor durch örtliche Überwärmung zerstören<sup>1)</sup>. Die Gefährdung der Thyristoren kann somit nicht etwa dadurch vermieden werden, daß man diese zusätzlichen Sperrverluste in der Gesamtverlustbilanz berücksichtigt. Am sichersten ist es, diese Betriebsart ganz zu vermeiden. Ist dies nicht möglich, so müssen die im Datenblatt genannten Werte unbedingt eingehalten werden. Bei Nennspannung und maximaler Tablettentemperatur kann während einer Impulsdauer von 50  $\mu s$  bei 50 Hz ein positiver Steuerstrom von 2 A noch zugelassen werden. Die dabei auftretenden mittleren Sperrverluste sind vernachlässigbar. Bei noch höheren und insbesondere breiteren Steuerstromimpulsen sind die Thyristoren in hohem Maße gefährdet. Langzeitzündimpulse dürfen somit keinesfalls in die negative Sperrphase der Anoden-Kathoden-Strecke geschoben werden.

<sup>1)</sup> Die Temperaturabhängigkeit macht unter ungünstigen Bedingungen ein thermisch instabiles Verhalten möglich.

## 5. Dynamische Eigenschaften des Thyristors

### 5.1. $du/dt$ -Verhalten

Werden Siliziumthyristoren mit einer in Blockierichtung steil ansteigenden Spannung beansprucht, so können sie schon vor Erreichen der statischen Kippspannung durchzünden. Dies läßt sich wie folgt erklären:

Jeder pn-Übergang stellt eine spannungsabhängige Kapazität dar, die mit steigender Sperrspannung kleiner wird.

Legt man nun positive Sperrspannung an einen Thyristor, so wird diese von dem mittleren pn-Übergang aufgenommen. Während des Spannungsanstiegs fließt außer dem statischen Sperrstrom noch ein kapazitiver Strom, der physikalisch durch den Aufbau der Raumladungszone am *mittleren* pn-Übergang verursacht wird und gemäß der Beziehung

$$i_c = C \cdot \frac{du}{dt} \quad (2)$$

der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit proportional ist. Durch diesen kapazitiven Stromimpuls kann dann eine Aufsteuerung des Thyristors schon bei einer Spannung erfolgen, die kleiner als die statische Kippspannung ist.

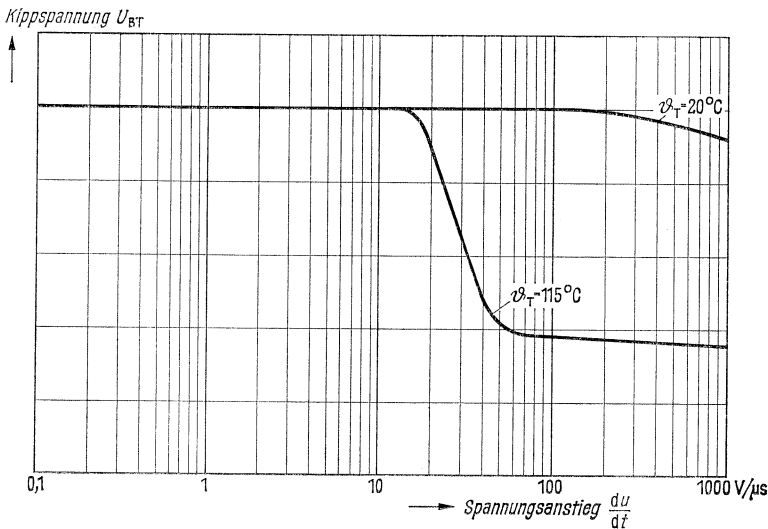


Bild 39

Kippspannung  $U_{BT}$  als Funktion der Anstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$

Da Kapazitäten flächenproportional sind, besteht unter sonst gleichen Bedingungen bei großflächigen Thyristoren eine wesentlich größere  $du/dt$ -Abhängigkeit als bei kleinen Thyristoren.

Der Strom, der zur Aufsteuerung führt, nimmt mit steigender Temperatur ab, und daher wird die Empfindlichkeit gegen steile positive Spannungsanstiege mit zunehmender Temperatur größer. Das typische Verhalten ist in Bild 39 dargestellt.

In vielen Anwendungsfällen steigt die Spannung nicht von Null aus an, sondern von positiver oder negativer Anoden-Kathoden-Vorspannung. In beiden Fällen ergibt sich ein wesentlich günstigeres  $du/dt$ -Verhalten als beim Spannungsanstieg von Null aus. Dieser Sachverhalt ist in Bild 40 dargestellt.

Steigt zum Beispiel die positive Sperrspannung von einer Vorspannung von  $-200\text{ V}$  mit  $20\text{ V}/\mu\text{s}$  an, so zündet der Thyristor nach vorstehendem Diagramm erst bei  $870\text{ V}$  durch, gegenüber  $640\text{ V}$  bei Anstieg der Spannung von Null aus.

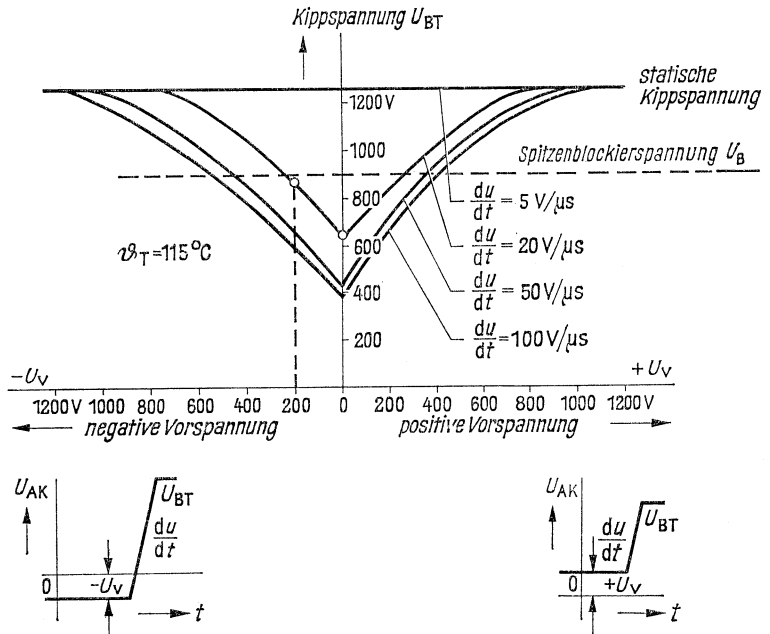


Bild 40

Typische Abhängigkeit der Kippspannung  $U_{BT}$  von der Anoden-Kathoden-Vorspannung  $U_V$  und von der Anstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$

Das  $du/dt$ -Verhalten kann durch negativen Steuerstrom wesentlich verbessert werden (Bild 41). Dies ist einleuchtend, da hierdurch der insgesamt zur Aufsteuerung notwendige positive Sperrstrom (statischer und dynamischer Anteil) erhöht wird, was in diesem Fall einer Verbesserung des  $du/dt$ -Verhaltens gleichkommt. Es ist hierbei darauf zu achten, daß der maximal zulässige Steuerkreissperrstrom nicht überschritten wird (vgl. Seite 43).

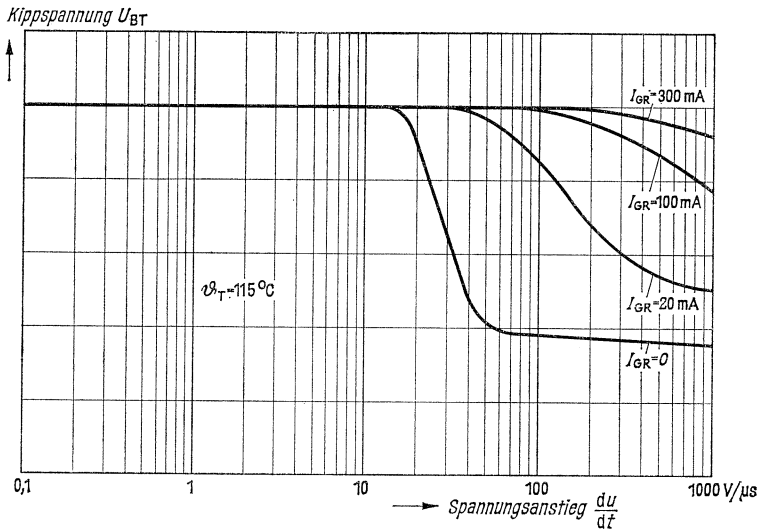


Bild 41

Einfluß des Steuerkreissperrstroms  $I_{GR}$  auf das  $du/dt$ -Verhalten (typisches Verhalten)

Die Parallelschaltung von Widerständen oder Kondensatoren zum Steuerkreis führt nur bei kleinflächigen Thyristoren zu einer nennenswerten Verbesserung des  $du/dt$ -Verhaltens, da wegen des kleinen Umfangs der Steueranschluß-Kontaktierung und des relativ hochohmigen Siliziums der Einfluß dieser Elemente nur auf eine begrenzte Fläche in der direkten Umgebung der Steuerelektrode beschränkt ist.

Die serienmäßige Prüfung des  $du/dt$ -Verhaltens der Thyristoren wird unter folgenden, nach den bisherigen Erläuterungen ungünstigen Bedingungen durchgeführt:

1. Spannungsanstieg linear von *Null aus* auf Nennspannung mit anschließend 1,5 ms lang anstehender Nennspannung (Rampenfunktion).
2. Steuerkreis offen.
3. Maximal zulässige Einsatztemperatur.

Eine Begrenzung des  $du/dt$ -Wertes und der Scheitelspannung auf die zulässigen Werte ist nicht nur zur Vermeidung von Störungen durch zeitweiliges Durchzünden der Thyristoren notwendig, sondern auch deswegen, weil ein Durchzünden durch steile Spannungsanstiege oder Überspannungen, verbunden mit nachfolgender großer Stromanstiegsgeschwindigkeit, zur Zerstörung der Thyristoren führen kann.

Steile Spannungsanstiege in (negativer) Sperrichtung werden von Thyristoren im allgemeinen ohne Störungen aufgenommen, wenn die erreichten Spannungsscheitelwerte die zulässigen statischen Sperrwerte nicht überschreiten.

## 5.2. Einschaltverhalten

### *Einschaltzeiten*

Legt man an einen blockierenden Thyristor einen Steuerimpuls, so beginnt der Spannungszusammenbruch am Thyristor erst nach einer von der Blockierspannung und dem Steuerimpuls abhängigen Einschaltverzugszeit  $t_d$  (etwa 1,5 bis 300  $\mu\text{s}$ ). Der eigentliche Durchschaltvorgang läuft in der Durchschaltzeit  $t_r$  ab (etwa 0,2 bis 5  $\mu\text{s}$ ) und ist im wesentlichen abhängig von der Größe und der Anstiegsgeschwindigkeit des Laststroms sowie von der Höhe des Steuerstroms. Die gesamte Einschaltzeit ist also

$$t_e = t_d + t_r \quad (3)$$

wobei diese Zeiten, wie in Bild 42 dargestellt, definiert sind.

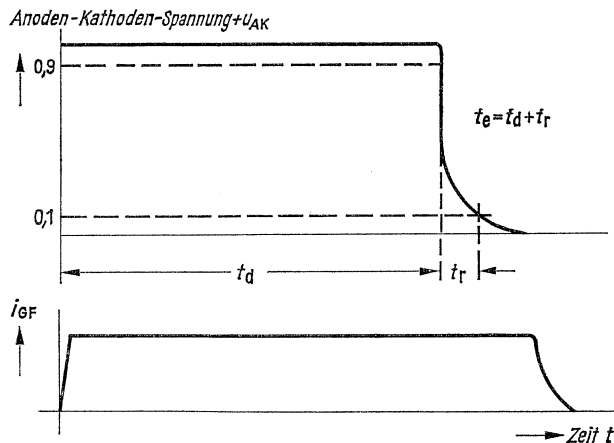


Bild 42  
Definition der Einschaltzeit

Die Einschaltverzugszeit  $t_d$  nimmt mit der Höhe und der Anstiegssteilheit des Steuerstroms sowie mit steigender Blockierspannung und Temperatur ab. Die Durchschaltzeit  $t_r$  wird mit zunehmender Höhe und Steilheit des Laststroms größer und mit wachsendem Steuerstrom kleiner. Die Größe der Blockierspannung und die Steilheit des Steuerstroms haben nur einen geringen Einfluß auf die Durchschaltzeit. In Bild 43 ist das Einschaltverhalten bei flach (a) und steil (b) ansteigenden Steuerimpulsen dargestellt.

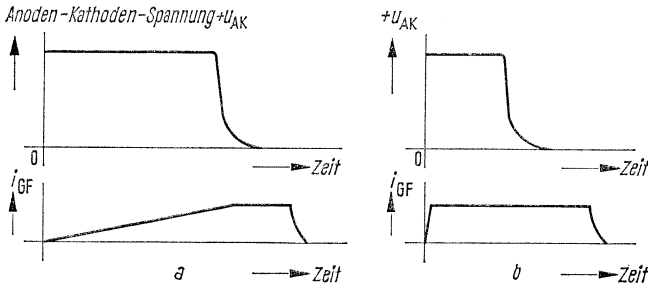


Bild 43

Einschaltverhalten bei flach (a) und steil (b) ansteigenden Steuerimpulsen

### *di/dt-Verhalten*

Legt man an den Steuerkreis eines Thyristors einen Impuls, so vergehen wegen der endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit des Zündvorgangs mehrere  $\mu\text{s}$ , bis die ganze Tablettenfläche leitend geworden ist.

Wenn die Anstiegsgeschwindigkeit des Laststroms groß ist (größer als  $20 \text{ A}/\mu\text{s}$ ), dann können sich in dem anfänglich kleinen leitenden Teil der Thyristortablette in der direkten Umgebung der Steuerelektrode auch bei niedrigen, unterhalb der zulässigen Grenzen liegenden Stromscheitelwerten Strom- bzw. Energiedichten ergeben, welche die zulässigen Werte übersteigen und zu Zerstörungen führen. In Bild 44 ist dieser Effekt im Prinzip dargestellt.

Großflächige Thyristoren sind wegen der höheren zulässigen Stromscheitelwerte wesentlich stärker durch den  $di/dt$ -Effekt gefährdet als kleinflächige Elemente, da die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Zündvorgangs gleich ist.

In Bild 45 sind Einschaltvorgänge bei kleiner und großer Laststromsteilheit dargestellt. Bei kleiner Stromsteilheit bricht die Spannung am Thyristor in sehr kurzer Zeit ( $t_r \leq 1 \mu\text{s}$ ) praktisch auf die statische Durchlaßspannung zusammen, ehe der Strom zu fließen beginnt.



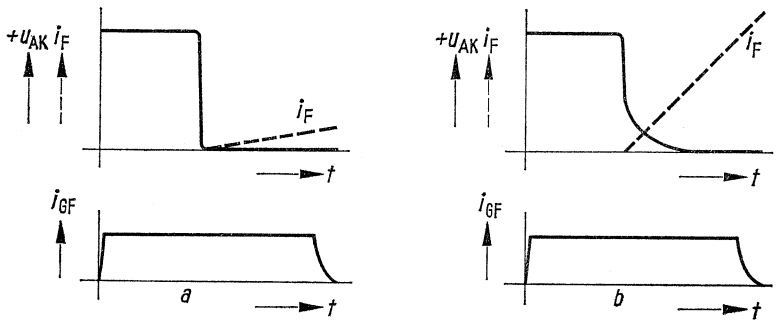
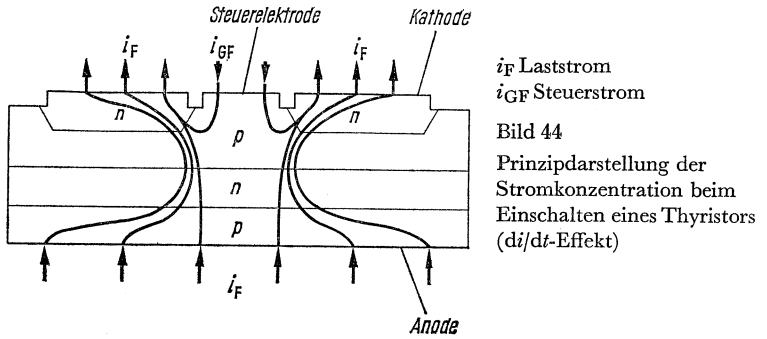


Bild 45  
 Einschaltvorgänge bei kleiner (a) und großer (b) Laststromsteilheit

Bei großer Steilheit des Laststroms fällt die Spannung zunächst auch sehr steil ab, klingt dann aber vom Beginn des Stromflusses an wesentlich langsamer auf die statische Durchlaßspannung ab. Je größer die Stromsteilheit, desto höher ist die Spannung, bei der der Laststrom zu fließen beginnt. Damit ergeben sich Einschaltverluste, die mit zunehmender Stromanstiegsgeschwindigkeit sehr stark anwachsen und im Extremfall zu einer Zerstörung der Thyristoren führen können. Das ist vor allem deshalb so, weil diese Verluste, wie vorher beschrieben wurde, bevorzugt in der unmittelbaren Umgebung der Steuerelektrode entstehen.

Es ist einleuchtend, daß die zulässigen  $di/dt$ - und Stromscheitelwerte einer erheblichen Exemplarstreuung unterliegen, weil die von der Kurzzeitüberlastung beim Einschalten betroffenen Bereiche der Thyristortablette von Element zu Element unterschiedlich sind und die

Zerstörungen (thermische Durchschläge) allein durch die spezifischen Verluste bestimmt werden. Die in den Datenblättern angegebenen Werte stellen *untere* garantierte Werte dar, die bei der Anlagenprojektierung auf keinen Fall überschritten werden sollten, auch wenn in Versuchsschaltungen einzelne Exemplare wesentlich höhere  $di/dt$ - und Stromscheitelwerte ausgehalten haben.

Aus Bild 45 geht hervor, daß die Einschaltverluste nicht nur vom  $di/dt$ -Verhalten, sondern in starkem Maße auch von dem Endwert des Stromes – und bei sehr kurzen Belastungen auch von dessen Dauer – abhängen. Die vor der Aufsteuerung anliegende Blockierspannung  $+ U_{AK}$  hat nur einen geringen Einfluß auf die Einschaltverluste, da während des steilen Spannungszusammenbruchs erst ein kleiner Strom fließt und daher nur wenig Schaltleistung entsteht. Das langsame Abklingen der Spannung (vgl. Bild 45 b), das bei steilem Stromanstieg zu großen Verlusten führt, beginnt bei einem bestimmten, charakteristischen  $di/dt$ -Wert und ist weitgehend unabhängig von der vorher anliegenden Spannung  $+ U_{AK}$ . Bei kleinen Spannungen begrenzt der Thyristor die Stromsteilheit von sich aus, weil in diesem Fall ein wesentlicher Teil der treibenden Spannung zunächst am Thyristor abfällt. Dieser Effekt wirkt sich jedoch bei einem Großteil der Thyristoren nicht hinreichend aus, so daß durch entsprechende Maßnahmen in der Schaltung für eine Begrenzung auf den zulässigen Wert gesorgt werden muß.

Treten nur kleine Stromscheitelwerte auf (etwa 30 bis 40 A), so können größere Stromsteilheiten zugelassen werden als bei Anstieg auf hohe Ströme, da der anfänglich leitende Teil der Thyristortablette kleine Ströme ohne Zerstörung führen kann. Dies wird bei der Dimensionierung von Kondensatorbeschaltungen (TSE-Beschaltung, Überspannungsbeschaltung) ausgenutzt. Hier treten in der Praxis Stromsteilheiten von 50 bis 70 A/ $\mu$ s auf, die nur dann nicht zu Zerstörungen führen, wenn die Stromscheitelwerte durch Dämpfungswiderstände auf Werte unter etwa 40 A begrenzt werden. Außerdem ist die in den Kondensatoren gespeicherte Energie und damit die Stromflußdauer begrenzt. Die *ungedämpfte* Entladung von Kondensatoren über Thyristoren ist grundsätzlich zu vermeiden.

Die zulässige Stromanstiegsgeschwindigkeit ist nicht nur von den Parametern des Lastkreises, sondern auch von der Tablettentemperatur und der Steilheit und Höhe des Steuerimpulses abhängig. Mit zunehmender Tablettentemperatur nimmt die zulässige Stromanstiegsgeschwindigkeit ab.

Steile Steuerimpulse, die aber nur auf den statischen Zündstrom ansteigen, oder, was in der Wirkung das gleiche ist, langsam ansteigende Steuerimpulse, führen bis zum Beginn des Spannungszusammenbruchs am Thyristor nur zu einer geringen Überschwemmung der

Tablette mit Ladungsträgern. Hierdurch ist die Gefahr einer Zerstörung des Thyristors durch nachfolgenden steilen Laststromanstieg besonders groß.

Irrig ist die zunächst naheliegende Annahme, daß durch extrem hohe und steile Steuerimpulse die zulässigen  $di/dt$ -Werte beliebig gesteigert werden können. Experimentell hat sich ein Steuerstrom von 3 bis 5 A Scheitelwert als optimal erwiesen, wobei eine Steilheit des Steuerstroms von 3 bis 5 A/ $\mu$ s ausreicht. Eine weitere Erhöhung der Steilheit bringt keine Verbesserung des zulässigen  $di/dt$ -Wertes mehr.

Ein Zünden der Thyristoren durch Überschreiten der Nullkippspannung oder durch zu hohe  $du/dt$ -Werte sollte grundsätzlich vermieden werden, weil hierbei die Gefährdung durch das  $di/dt$ -Verhalten wesentlich größer ist, als bei der normalen Zündung durch einen Steuerimpuls. Hier können ungleichmäßige Sperrstromdichten (statisch und dynamisch) leicht zu örtlichen Überhitzungen und Zerstörungen führen. Die zulässigen  $di/dt$ -Werte bei diesen Aufsteuerungsarten sind etwa nur ein Zehntel so groß wie bei normaler Zündung.

### Einschaltverluste

Aus Einschaltvorgängen, wie sie in Bild 45 dargestellt sind, lassen sich die Einschaltverluste berechnen. Bild 46 zeigt die Einschaltverluste als Funktion der Zeit für verschiedene Laststromsteilheiten.

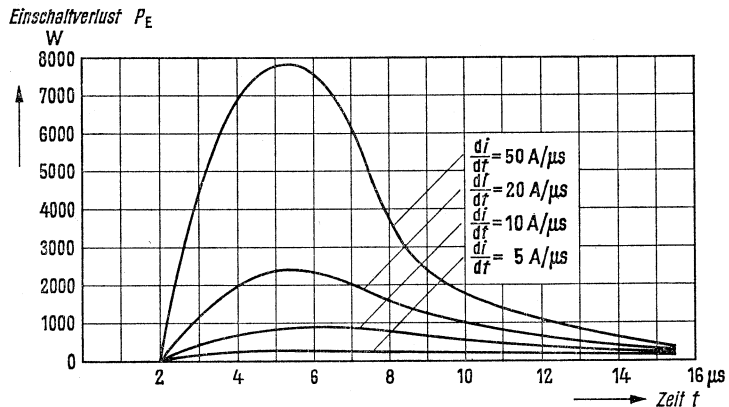


Bild 46

Einschaltverluste bei verschiedenen Laststromsteilheiten

Durch Integration dieser Kurven läßt sich der mittlere Einschaltverlust bestimmen. Für die hauptsächlich verwendeten Frequenzen 50 Hz und 400 Hz ergeben sich dabei folgende Maximalwerte:

Frequenz	5 A/ $\mu$ s	10 A/ $\mu$ s	20 A/ $\mu$ s	50 A/ $\mu$ s
50 Hz	$\approx 0,1$ W	0,2 W	0,75 W	2,5 W
400 Hz	$\approx 0,8$ W	1,6 W	6,0 W	20,0 W

Aus dieser Tabelle ergibt sich, daß bei kleinen Stromsteilheiten und niedrigen Frequenzen der mittlere Einschaltverlust vernachlässigbar ist. Wird die maximal zulässige Stromanstiegsgeschwindigkeit von 20 A/ $\mu$ s überschritten, so werden dadurch die Thyristoren stark gefährdet, und der Strom muß außerdem wegen des stark ansteigenden mittleren Einschaltverlustes reduziert werden.

### 5.3. Ausschaltverhalten

Beim Ausschalten von Thyristoren in Kommutierungskreisen werden zwei Vorgänge unterschieden, nämlich die Wiedererlangung der (negativen) Sperrfähigkeit nach der Sperrverzögerungszeit  $t_v$  und die Wiederherstellung der Blockierfähigkeit nach der wesentlich größeren Freiwerdezeit  $t_f$ .

#### Sperrverzögerung

Bei steiler Stromabnahme, wie sie bei Kommutierungsvorgängen auftritt, sind im Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs noch Ladungsträger in der Tablette gespeichert. Damit hört der Strom nicht bei Null auf zu fließen, sondern steigt für sehr kurze Zeit (einige  $\mu$ s) in negativer Richtung wieder an. Erst wenn die Ladungsträger weitgehend aus dem Bereich des entsprechenden pn-Übergangs abgesaugt sind, übernimmt das Element Sperrspannung, während der Rückstrom zunächst sehr steil und dann langsamer auf den statischen Sperrstrom abklingt. Der Vorgang wird als Träger-Speicher-Effekt (TSE) bezeichnet. Die Zeit zwischen Stromnulldurchgang und Sperrspannungsübernahme ist als Sperrverzögerungszeit definiert (Bild 47).

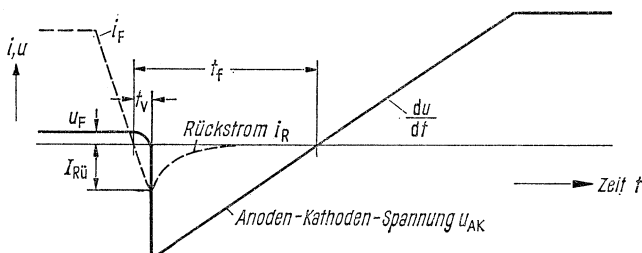


Bild 47

Definition der Sperrverzögerungszeit  $t_v$  und der Freiwerdezeit  $t_f$

Die große Änderungsgeschwindigkeit des Rückstroms im Zeitpunkt der Sperrspannungsübernahme durch das Element ergibt im Zusammenwirken mit den Induktivitäten des Kommutierungskreises Überspannungen am Halbleiterbauelement, die zu dessen Zerstörung führen können. Zur Begrenzung dieser Überspannungen werden  $RC$ -Beschaltungen verwendet.

Die bisher beschriebenen Vorgänge laufen im Prinzip bei Dioden und Thyristoren gleich ab. Die Übernahme der Sperrspannung erfolgt bei Dioden durch den einzig vorhandenen pn-Übergang, wogegen bei Thyristoren der anodenseitige pn-Übergang praktisch die gesamte Sperrspannung übernimmt. Der kathodenseitige pn-Übergang (Steuerkreis) ist so dotiert, daß er nur etwa 5 V Sperrspannung aufnehmen kann.

Die Rückstromspitze  $I_{Rü}$  steigt im wesentlichen mit Zunahme der abkommutierenden Stromsteilheit (Bild 48), aber auch steigender Durchlaßstrom  $i_F$  und wachsende Temperatur führen zu einer mehr oder weniger ausgeprägten Vergrößerung der Rückstromspitze, die bei genügend großer Steilheit sogar größer sein kann als der Durchlaßstrom.

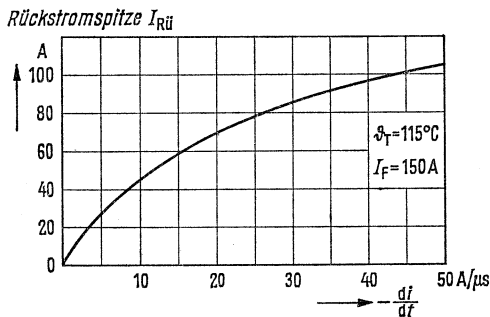


Bild 48

Typische Abhängigkeit der Rückstromspitze  $I_{Rü}$  von der Steilheit des abkommutierenden Laststroms

Die Sperrverzögerungszeit nimmt mit zunehmender Steilheit des abkommutierenden Stroms ab, wie aus Bild 49 zu entnehmen ist.

Der statische Sperrstrom stellt sich erst nach 20 bis 50  $\mu$ s ein, was bei der Reihenschaltung von Thyristoren beachtet werden muß.

### Freiwerdezeit

Nach Ablauf der Sperrverzögerungszeit  $t_v$  nehmen die anoden- und kathodenseitigen pn-Übergänge Sperrspannung auf, während der mittlere pn-Übergang des Thyristors noch von Ladungsträgern überschwemmt ist. Erst wenn diese freien Ladungsträger weitgehend abgebaut sind, kann der Thyristor eine wieder ansteigende *positive*

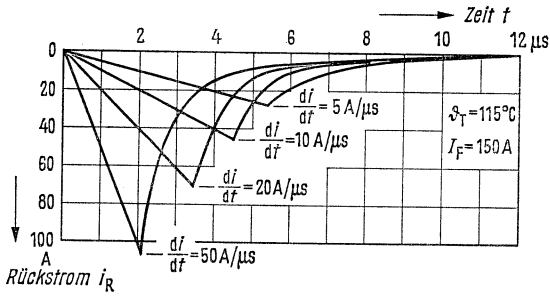


Bild 49

Rückstromverlauf für verschiedene Stromsteilheiten

Spannung sperren. Die Zeit zwischen Stromnulldurchgang beim Abkommutieren und der Wiedererlangung der Blockierfähigkeit ist als Freiwerdezeit definiert (vgl. Bild 47). Für die Anwendung bedeutet das eine Mindestwartzeit nach dem Stromnulldurchgang bis zur Wiederkehr einer Blockierspannung, die auch im ungünstigsten Betriebsfall nicht unterschritten werden darf, da hierdurch nicht nur eine Störung in der Anlage eintritt, sondern unter Umständen Thyristoren zerstört werden können.

Die Freiwerdezeit ist in den meisten netzgeführten Stromrichterschaltungen ohne Bedeutung, da dort die Zeit, in der (negative) Sperrspannung an den Thyristoren liegt, groß ist gegenüber der größten Freiwerdezeit  $t_f$ . Dies ist also das Anwendungsgebiet der „langsamen“ Thyristoren der Reihe 02, die eine Freiwerdezeit von etwa 100 bis 300  $\mu\text{s}$  haben.

Von grundlegender Bedeutung ist die Freiwerdezeit dagegen bei selbstgeführten Wechselrichtern und Gleichstromstellern, da hier zum Löschen der Thyristoren besondere Kommutierungskreise vorgesehen werden müssen, deren Dimensionierung wesentlich von der Freiwerdezeit bestimmt wird. Dadurch ist die Freiwerdezeit auch ein Maß für die höchste mögliche Betriebsfrequenz und den Steuerbereich von Gleichstromstellern. Wechselrichter und Gleichstromsteller sind demnach also das typische Anwendungsgebiet der „schnellen“ Thyristoren der Reihe 03, die eine Freiwerdezeit  $t_f \leq 50 \mu\text{s}$  haben.

Die Freiwerdezeit ist in erster Linie vom Aufbau der Thyristortablette abhängig, daneben wird sie aber auch stark von den Daten der Schaltung bzw. der Prüfanordnung beeinflusst. Zu einer echten Nenngröße wird die Freiwerdezeit daher erst dann, wenn die äußeren Nebenbedingungen angegeben werden.

Folgende Parameter haben einen mehr oder weniger großen Einfluß auf die Freierdezeit:

1. Temperatur der Thyristortablette.
2. Höhe der nach der Sperrverzögerung anliegenden negativen Sperrspannung.
3. Steilheit der wiederkehrenden Blockierspannung.
4. Höhe der wiederkehrenden Blockierspannung.
5. Größe des Durchlaßstroms vor der Abkommutierung, insbesondere bei kleinen Stromwerten.
6. Steilheit des abkommutierenden Stromes.

Die stärkste Abhängigkeit zeigt die Freierdezeit von der Temperatur und von der negativen Sperrspannung nach der Kommutierung. Mit zunehmender Temperatur steigt die Freierdezeit wegen der größer werdenden Trägerlebensdauer an (Bild 50).

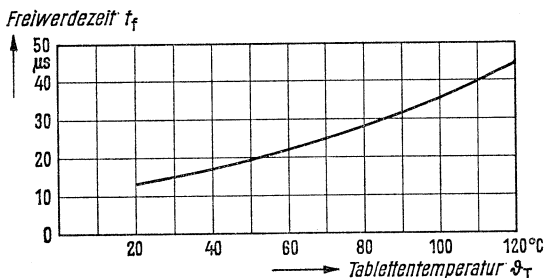


Bild 50

Typische Temperaturabhängigkeit der Freierdezeit bei Thyristoren der Reihe 03

Mit steigender negativer Sperrspannung nimmt die Freierdezeit ab, wobei der Einfluß im Bereich von 0 bis etwa  $-50$  V am größten ist (Bild 51). Dies ist einleuchtend, denn durch die negative Spannung werden die Ladungsträger in der Nähe der äußeren pn-Übergänge und aus den angrenzenden Raumladungszonen abgesaugt (vgl. Bild 10). Je mehr Ladungsträger das sind, desto weniger brauchen durch die wesentlich langsamer verlaufende Rekombination abgebaut zu werden, um so kürzer wird damit die Freierdezeit.

In allen Schaltungen, in denen es auf kurze Freierdezeiten ankommt, ist also dafür zu sorgen, daß eine hinreichend große negative Spannung zum Ausräumen zur Verfügung steht. Ein Abblocken der negativen Spannung — zum Beispiel durch antiparallel zum Thyristor liegende Dioden — kann zu einer Vergrößerung der Freierdezeit um den Faktor 2 führen, wie aus Bild 51 hervorgeht.

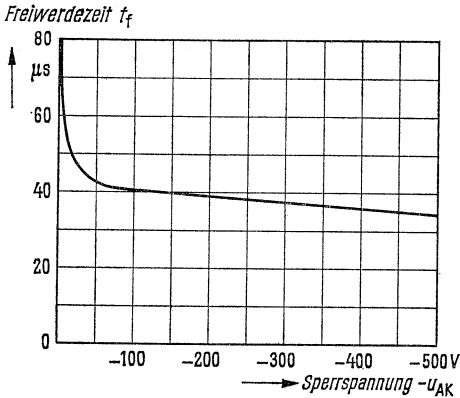


Bild 51  
 Typische Abhängigkeit der  
 Freiwerdzeit von der  
 negativen Sperrspannung  
 bei Thyristoren der  
 Reihe 03 ( $\vartheta_T \approx 100 \text{ }^\circ\text{C}$ )

Wie bereits erwähnt wurde, wird durch negative und positive Vorspannung im Anoden-Kathoden-Kreis das  $du/dt$ -Verhalten von Thyristoren verbessert. Auch aus diesem Grund ist also nach der Kommutierung eine negative Spannung am Thyristor anzustreben.

Solange die Anstiegsgeschwindigkeit der wiederkehrenden Spannung klein ist gegenüber dem Wert, der ohne unmittelbar vorhergehende Strombelastung zum Durchzünden des Thyristors führt, haben die  $du/dt$ -Werte nur einen kleinen Einfluß auf die Freiwerdzeit. Je mehr sich die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit diesem kritischen Wert nähert, desto größer wird die Freiwerdzeit. Wird der kritische  $du/dt$ -Wert überschritten, so zündet der Thyristor immer durch. Dies wird aber natürlich nur durch das  $du/dt$ -Verhalten verursacht und hat mit dem Ausschaltverhalten und der Freiwerdzeit nichts zu tun.

Die Höhe der wiederkehrenden Blockierspannung beeinflusst die Freiwerdzeit nur im Zusammenhang mit großem  $du/dt$ . Bei kleinem  $du/dt$  ist die Freiwerdzeit im Bereich von etwa 100 V bis zum Nennwert praktisch unabhängig von der Spannung.

Steigender Durchlaßstrom hat bei kleinen Stromwerten wegen der damit verbundenen größeren Injektion eine Vergrößerung der Freiwerdzeit zur Folge. Bei großen Stromwerten ist die Freiwerdzeit dagegen praktisch unabhängig vom Durchlaßstrom.

Eine Zunahme der Stromsteilheit beim Abkommutieren bewirkt, wie beschrieben, eine Verkleinerung der Sperrverzögerungszeit, bleibt aber bei der Freiwerdzeit ohne bedeutenden Einfluß.

Nach den bisherigen Erläuterungen ist es klar, daß die Angabe von Freiwerdzeiten nur in Verbindung mit den Einsatz- bzw. Meßbedingungen sinnvoll ist.



Die Freiwerdezeit wird in einer Schaltung gemessen, die die Beanspruchung in einem Wechselrichter weitgehend nachbildet. Dabei werden folgende Werte eingestellt:

- |  |  |
|--|--|
| 1. Durchlaßstrom   | $I_F = 100 \text{ A}$                                      |
| 2. Steilheit des abkommutierenden Stroms                                       | $di/dt = 10 \text{ A}/\mu\text{s}$                         |
| 3. Negative Löschespannung   | $-U_{AK} = 60 \text{ bis } 100 \text{ V}$                  |
| 4. $du/dt$ -Wert der wiederkehrenden Spannung (abhängig von der Freiwerdezeit) | $du/dt = 2 \text{ bis } 5 \text{ V}/\mu\text{s}$           |
| 5. Höhe der wiederkehrenden Blockierspannung                                   | Nennspannung $U_N$   |
| 6. Temperatur  | Höchstzulässige<br>Tablettentemperatur<br>$\vartheta_{TM}$ |

Bei jedem Ausschaltvorgang treten Verluste auf, die abhängig sind vom Durchlaßstrom, der Steilheit des abkommutierenden Stromes und der Höhe der negativen Sperrspannung. Bei 50 Hz ist der mittlere Ausschaltverlust gegenüber dem Durchlaßverlust vernachlässigbar, wogegen sie bei höheren Frequenzen in der Gesamtverlustbilanz berücksichtigt werden müssen. Eine genaue Grenze läßt sich wegen der vielfältigen Abhängigkeiten nicht angeben.

## 6. Thermische Eigenschaften des Thyristors

### 6.1. Temperaturgrenzen der Thyristoren

Grundvoraussetzung für einen sicheren Betrieb aller Halbleiterbauelemente ist die Einhaltung der Temperaturgrenzen unter allen Betriebsbedingungen. Dies gilt ganz besonders für die Thyristoren, da wesentliche Eigenschaften dieses Bauelements (Nullkippspannung,  $du/dt$ -Wert, Freiwerdezeit usw.) eine ausgeprägte Temperaturabhängigkeit aufweisen und nur für die jeweils angegebene Tabletten-temperatur garantiert werden. Bei der Projektierung ist deshalb besonderes Augenmerk auf die Strombelastung und Kühlung zu legen.

Die in den Datenblättern angegebenen Grenztemperaturen für den Dauerbetrieb wurden deshalb bewußt so gewählt, daß die Thyristoren dabei nicht bis an die äußerste Grenze ihrer Leistungsfähigkeit ausgenutzt werden. Dadurch kann selbst bei dauernder Ausnutzung der angegebenen Temperaturen eine hohe Betriebszuverlässigkeit und Lebensdauer erwartet werden.

#### *Untere Temperaturgrenze*

Die untere Temperaturgrenze ist im wesentlichen gegeben durch das Verhalten des Materials des Thyristorgehäuses, der Kontaktierung und des Oberflächenschutzes der Tablette bei tiefen Temperaturen. Die untere Grenztemperatur beträgt für alle Thyristortypen  $-40\text{ °C}$ . Der Wert entspricht praktisch der niedrigsten zulässigen Umgebungstemperatur. Er ist so festgelegt, daß dabei mit Sicherheit noch keine Alterserscheinungen auftreten.

#### *Obere Temperaturgrenze*

Die obere Temperaturgrenze ist gegeben

durch die Temperaturabhängigkeit der Nullkippspannung (Zünden durch Überschreiten der Nullkippspannung, zum Beispiel infolge von Übererwärmung, kann die Thyristoren in hohem Maße gefährden),

durch die Forderung nach hoher Sperrstabilität und Lebensdauer.

Außerdem wird sowohl der  $du/dt$ -Grenzwert als auch die Freiwerdezeit nur für die zulässige Maximaltemperatur im Dauerbetrieb garantiert. Je nachdem, ob der Thyristor als Gleichrichter oder als Wechselrichter bzw. Gleichstromsteller eingesetzt wird, ergeben sich sehr unterschiedliche Gesichtspunkte für die Festlegung der oberen Grenztemperatur. Die beiden folgenden Diagramme sollen dies veranschaulichen.

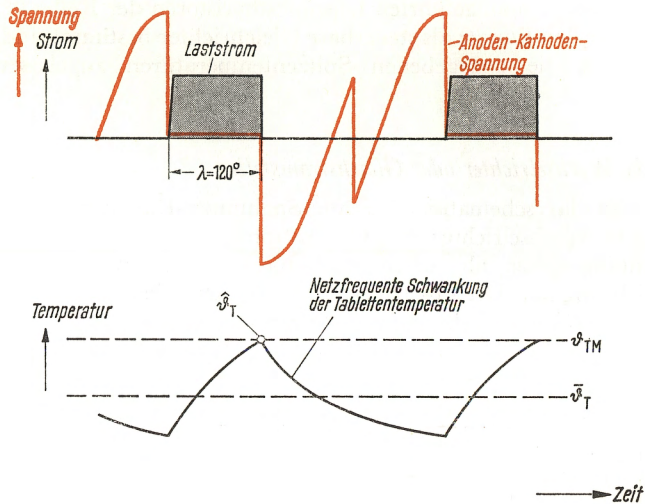


Bild 52

Strom-Spannungs-Verlauf und Temperaturverlauf an der Thyristortablette beim Betrieb als steuerbarer Gleichrichter

### Betrieb als steuerbarer Gleichrichter

Bild 52 zeigt das idealisierte Strom-Spannungs-Diagramm eines Thyristors in Sternschaltung bzw. Drehstrom-Brückenschaltung bei  $90^\circ$  el Aussteuerung und induktiver Last. Wie noch gezeigt wird, überlagert sich bei Betrieb mit Impulsstrom der mittleren Tablettentemperatur  $\bar{\vartheta}_T$  eine dem Strom folgende Temperaturschwankung, die je nach Stromhöhe und Frequenz beachtliche Werte annehmen kann.

Nach der Darstellung des Bildes 52 springt die Sperrspannung periodisch im Punkte höchster Tablettentemperatur auf ihren Spitzenwert an. Das Kriterium für die Festlegung der oberen Grenztemperatur  $\vartheta_{TM}$  ist deshalb bei dieser Betriebsart in erster Linie die Sperrstabilität. Bei nur selten auftretenden Überlastungen kann jedoch für kurze Zeiten bis zu maximal 5 min auch eine höhere Temperatur zugelassen werden, ohne daß dadurch die Betriebssicherheit gefährdet wird. Dabei hält der Thyristor noch mit Sicherheit die volle Sperrspannung  $U_B$  bzw.  $U_R$  in beiden Richtungen. Diese „Überlastreserve“ ist ausschließlich für die Schutzbemessung gedacht und darf keinesfalls im Dauerbetrieb ausgenutzt werden (vgl. hierzu die Überlast-Kennlinien, Seite 96).

Für die in Tabelle 3 aufgeführten Leistungsthyristoren der Reihe 02, die speziell für den Einsatz als steuerbare Gleichrichter bestimmt sind, können damit die angegebenen Spitzentemperaturen zugelassen werden.

### Betrieb als Wechselrichter oder Gleichstromsteller

Bild 53 zeigt das schematisierte Strom-Spannungs-Diagramm eines Thyristors im Wechselrichter bzw. Gleichstromsteller. Von der kurzen Löschspannungsspitze abgesehen, tritt hierbei nur Spannung in Blockierrichtung auf. Der Löschvorgang spielt sich, wie aus dem Bild ersichtlich, im Punkte höchster Tablettentemperatur ab.

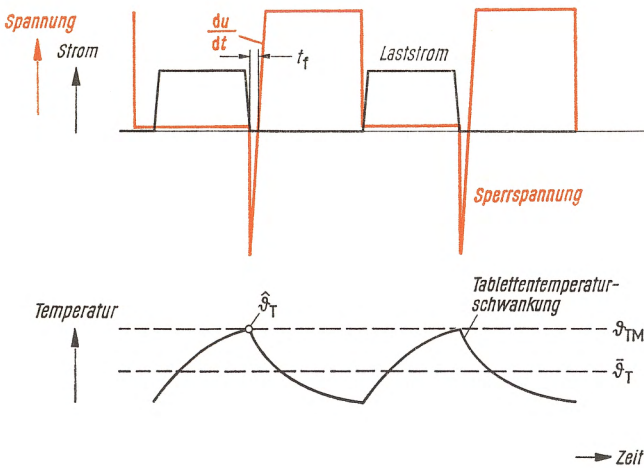


Bild 53

Strom-Spannungs-Verlauf und Temperaturverlauf an der Thyristortablette beim Betrieb als Wechselrichter bzw. Gleichstromsteller

Die Spannung am Thyristor steigt dabei, ausgehend von der negativen Löschspitze, mit einem bestimmten  $du/dt$ -Wert auf den Maximalwert der Blockierspannung an. Die Kriterien zur Festlegung der oberen Grenztemperatur  $v_{TM}$  sind hier somit außer der Sperrstabilität in beiden Richtungen noch der  $du/dt$ -Grenzwert und die Freiwerdzeit  $t_f$ . Letztere werden nur für die in Tabelle 3 angegebene Dauerbetriebstemperatur garantiert. Eine kurzzeitige Überschreitung dieser Temperaturgrenze wie beim Betrieb als steuerbarer Gleichrichter ist

nicht zulässig, da der zulässige  $du/dt$ -Wert mit wachsender Temperatur stark abnimmt. Außerdem steigt die Freiwerdezeit mit zunehmender Temperatur zwar nicht stark, aber immerhin merklich an. Beide Effekte können dazu führen, daß die Thyristoren nicht mehr löschen. Die Folge ist ein Kommutierungskurzschluß, bei dem die Thyristoren sowohl durch die hohen Stromanstiegsteilheiten  $di/dt$  als auch durch das Zünden infolge zu hoher Spannungsteilheit  $du/dt$  gefährdet werden können. Die präzise Einhaltung der höchstzulässigen Tabletten-temperatur  $\vartheta_{TM}$  ist deshalb bei Wechselrichtern und Gleichstromstellern von ganz besonderer Bedeutung. Für die Thyristoren der Reihe 03 (Tabelle 3), die speziell für die Verwendung in Wechselrichtern und Gleichstromstellern bestimmt sind, wird deshalb nur *eine* obere Temperaturgrenze angegeben, die auch nicht kurzzeitig überschritten werden darf.

Tabelle 3 Höchstzulässige Tabletten-temperaturen

Typ	BSt			BSt		
	G 02	L 02	N 02	G 03	L 03	N 03
dauernd zulässige Spitztemperatur $\vartheta_{TM}$	105 °C	115 °C	115 °C	105 °C	115 °C	115 °C
kurzzeitig zulässige Spitztemperatur $\vartheta_{TU}$	110 °C	125 °C	125 °C	—	—	—

## 6.2. Thermisches Ersatzbild eines Thyristors

Bild 54 zeigt den schematischen Innenaufbau eines ungekapselten Thyristors.

Die bei Strombelastung entstehende Verlustwärme setzt sich zusammen aus den Verlusten der Si-Tablette und den ohmschen Verlusten der übrigen stromführenden Pfade des Thyristors. Letztere können jedoch in der Regel gegenüber den Tablettenverlusten vernachlässigt werden, ohne einen wesentlichen Fehler zu verursachen. Beim Thyristor wird die Wärme zentral in der Tablette erzeugt und über Materialien verschiedener Dicke und Leitfähigkeit sowohl nach unten über Gehäuse und Kühlkörper als auch nach oben über den Kontaktstempel abgeleitet.

Im stationären Erwärmungszustand erfolgt dabei die Aufteilung des Wärmeflusses entsprechend den statischen Wärmewiderständen. Im

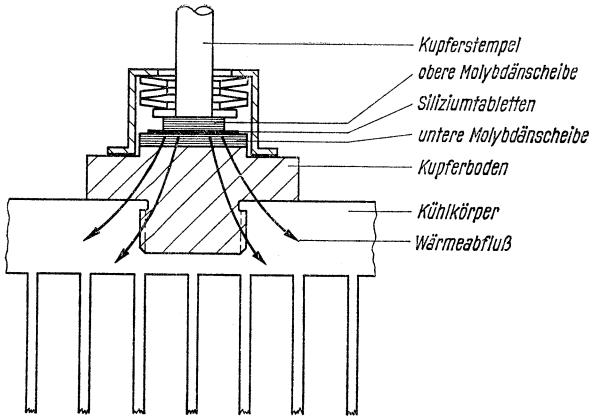


Bild 54  
Schematischer Innenaufbau eines Thyristors BSt L

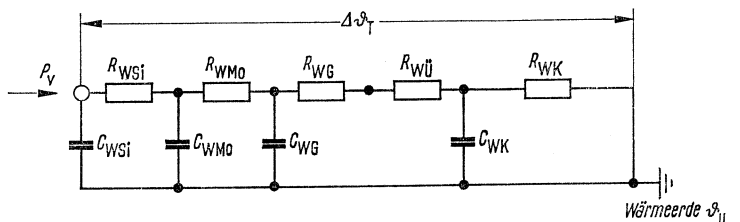
Normalfall, das heißt bei Verwendung eines der Thyristorgröße angepaßten Kühlkörpers, ist der statische Widerstand der oberen Stromzuführung mehr als das Zwanzigfache größer als der untere. Das bedeutet, daß man in der Praxis mit hinreichender Genauigkeit annehmen kann, daß im Dauerbetrieb die Gesamtverluste über den Kühlkörper abgeführt werden.

Bei Kurzzeitbelastungen bis etwa 100 ms ist hingegen die obere Kontaktierung der Tablette von wesentlichem Einfluß auf das Überlastverhalten, da beispielsweise durch die obere Molybdänscheibe die Wärmekapazität und damit das Wärmespeichervermögen in diesem Zeitbereich wesentlich erhöht wird.

Wie bekannt, lassen sich Wärmekreise rechnerisch in gleicher Weise behandeln wie elektrische, aus Widerständen und Kondensatoren aufgebaute Stromkreise. Jedes Stück Material hat eine ganz bestimmte Wärmekapazität  $C_W$  und setzt dem Wärmefluß einen bestimmten Wärmewiderstand  $R_W$  entgegen. Die hauptsächlichsten Wärmewiderstände und Wärmekapazitäten im Wärmekreis eines Thyristors (Bild 54) sind gegeben durch

- die Siliziumtablette,
- die Molybdänscheibe,
- den Gehäuseboden,
- die Grenzschicht zwischen Gehäuse und Kühlkörper,
- den Kühlkörper.

Wenn man nun in grober Annäherung jedes dieser Teile durch nur ein  $RC$ -Glied darstellt, so erhält man für den Thyristor mit Kühlkörper das in Bild 55 gezeigte vereinfachte thermische Ersatzbild, das in gleicher Weise auch für alle ähnlich aufgebauten Si-Dioden gilt.



Tablette	Mo- scheibe	Gehäu- seboden	Übergang Gehäuse → Kühl- körper	Kühlkörper $\tau_K \approx 15$ min (selbstbelüftet) $\tau_K \approx 4$ min (fremdbelüftet)
$\tau_{Si} \approx$ 2 ms	$\tau_{Mo} \approx$ 70 ms	$\tau_G \approx 2$ s		

Bild 55

Vereinfachtes thermisches Ersatzbild eines Thyristors. Die Zeitkonstanten gelten für den Typ BSt L 02 mit Alu-Kühlkörper LK 08

Ist der Thyristor nicht belastet ( $P_V = 0$ ), so nehmen Bauelement und Kühlkörper eine Temperatur an, die gleich der Kühlmitteltemperatur  $\vartheta_U$  ist, das heißt bei Selbstbelüftung die Umgebungstemperatur, bei Fremdbelüftung die Zulufttemperatur und bei Wasserkühlung die Kühlwassertemperatur.

Der Wert  $\vartheta_U$  ist somit für den Erwärmungsvorgang der Nullpunkt und wird deshalb im Ersatzbild als „Wärmeerde“ bezeichnet.

Wird der Thyristor nun belastet, so entstehen in der Tablette die Verluste  $P_V$  und erwärmen diese gegenüber der Kühlmitteltemperatur um den Wert  $\Delta\vartheta_T$  (Tablettenübertemperatur). Aufgrund dieses Temperaturgefälles fließt die Verlustwärme  $P_V$  zur Wärmeerde hin ab. Dieses Abfließen erfolgt jedoch nicht sofort, sondern geht mit einer gewissen Verzögerung vor sich, die durch die Zeitkonstanten der einzelnen Materialien bedingt ist. Das bedeutet bei den um Größenordnungen verschiedenen Zeitkonstanten nichts anderes, als daß die jeweils vorhergehende Wärmekapazität praktisch „vollgelaufen“ ist, bevor die nachfolgende merklich zu wirken beginnt.

Der stationäre Erwärmungszustand (Dauerbetrieb) ist erst erreicht, wenn der Strom über eine Zeit von mindestens  $5 \tau_K$  ( $\tau_K$  Kühlkörper-Zeitkonstante) geflossen ist. In diesem Falle sind alle Kapazitäten aufgeladen und entfallen damit im Ersatzbild. Wärmestrom und Temperaturgefälle werden nunmehr durch die Wärmewiderstände

bestimmt, und es stellt sich ein Gleichgewichtszustand zwischen erzeugter und abgeführter Verlustwärme ein. Faßt man nun die Teilwiderstände  $R_{W_{Si}}$ ,  $R_{W_{M_0}}$  und  $R_{W_G}$  zum resultierenden Innenwiderstand  $R_{W_i}$  zusammen, so erhält man das bekannte, in Bild 56 dargestellte Ersatzschema für den stationären Erwärmungszustand.

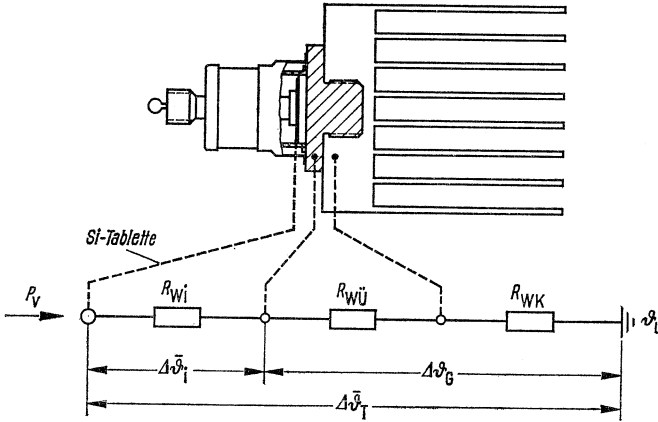


Bild 56  
Thermisches Ersatzbild für den stationären Erwärmungszustand

- $\Delta\bar{\vartheta}_T$  Mittlere Übertemperatur der Siliziumtablette  
(Temperaturdifferenz zwischen Tablette und Wärmeerde  $\vartheta_U$ )
- $\Delta\vartheta_G$  Übertemperatur des Gehäuses
- $\Delta\bar{\vartheta}_i$  Mittlerer Temperaturabfall zwischen Tablette und Gehäuseboden
- $\vartheta_U$  Umgebungs- bzw. Kühlmitteltemperatur
- $P_V$  Gesamtverluste
- $R_{W_i}$  Statischer innerer Wärmewiderstand
- $R_{WÜ}$  Übergangswiderstand zwischen Gehäuseboden und Kühlkörperauflagefläche
- $R_{W_K}$  Statischer Wärmewiderstand des Kühlkörper
- $R_{W_{Ges}}$  Statischer Gesamtwärmewiderstand

Aus dem Ersatzbild leiten sich somit folgende wichtigen Beziehungen für den Dauerbetrieb ab:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\bar{\vartheta}_T &= \Delta\bar{\vartheta}_i + \Delta\vartheta_G & \Delta\bar{\vartheta}_i &= P_V \cdot R_{W_i} \\ \bar{\vartheta}_T &= \Delta\bar{\vartheta}_T + \vartheta_U & \Delta\vartheta_G &= P_V \cdot (R_{WÜ} + R_{W_K}) \\ R_{W_{Ges}} &= R_{W_i} + R_{WÜ} + R_{W_K} & \Delta\bar{\vartheta}_T &= P_V \cdot R_{W_{Ges}} \end{aligned} \right\} (4)$$



### *Diskussion des thermischen Ersatzbildes*

Um eine Vorstellung von der Größe der Zeitkonstanten  $\tau = R_W \cdot C_W$  der einzelnen Teile zu geben, sind diese beispielsweise für den Thyristor BSt L 02 mit Alu-Kühlkörper LK 08 in Bild 55 eingetragen. Sie wurden aus den Abmessungen und Materialkonstanten der einzelnen Teile errechnet und gelten mit geringfügigen Abweichungen auch für die Thyristoren BSt G und BSt N.

Damit bekommt man bereits eine recht instruktive Aussage über das zu erwartende Temperaturverhalten bei Belastung:

(1) Die Verlustwärme von Kurzzeitimpulsen mit einer Zeitdauer bis etwa 10 ms muß zum größten Teil von der Si-Tablette aufgenommen werden, da die Wärme während dieser kurzen Zeitspanne in die Molybdänscheibe, bedingt durch deren sehr viel größere Zeitkonstante von 70 ms, nur wenig (etwa 0,5 mm tief) eindringen kann. Das bedeutet, daß die Belastbarkeit im Kurzschlußfall (Grenzlastintegral und Stoßstrom) bei Netzfrequenzen größer als 50 Hz in erster Linie durch die Größe der Si-Tablette bestimmt wird.

Die kleine Zeitkonstante der Si-Tablette hat außerdem zur Folge, daß sich bei einem mit Netzfrequenz pulsierendem Strom an der Tablette eine dem Strom folgende Temperaturschwankung einstellt, deren Höhe allein abhängig ist von Form, Dauer und Amplitude des Stromimpulses. Da die Spitzentemperatur am Ende eines Stromimpulses die höchstzulässige Tablettentemperatur nicht überschreiten darf, bestimmt die Höhe der Temperaturschwankung ganz wesentlich die Grenzbelastbarkeit im Kurzzeit- und Dauerbetrieb. In Bild 57 ist für einen fremdbelüfteten Thyristor der Tablettentemperaturverlauf im Dauerbetrieb für verschiedene Frequenzen dargestellt. Wie man sieht, wird die Temperaturschwankung um so geringer, je mehr sich die Impulsdauer der Tablettenkonstante annähert.

(2) Der Gehäuseboden ist erst nach einer Zeit von etwa  $5 \tau_G = 10$  s voll aufgewärmt. Das bedeutet, daß sich Strombelastungsspiele erst dann vollkommen in einer entsprechenden Gehäusetemperaturschwankung abbilden, wenn die Einschaltdauer mindestens 10 s und die Spieldauer mindestens 20 s beträgt. Bei kürzeren Belastungsspielen ist die Schwankung der Gehäusetemperatur somit kein Maßstab für die Schwankung der mittleren Tablettentemperatur.

(3) Der Kühlkörper fängt erst an merkliche Wärme zu übernehmen, wenn das Gehäuse schon weitgehend aufgewärmt ist, das heißt ab etwa  $1 \tau_G = 2$  s. Voll wirksam wird er erst im Minutenbereich. Der Kühlkörper hat somit bis zu Zeiten von etwa 2 s praktisch keinen Einfluß auf die Kurzzeitbelastbarkeit. Die dabei auftretende Verlustwärme muß zwar nach Abklingen des Lastimpulses über den Kühlkörper abgeleitet werden, sie ist jedoch im Verhältnis zur Wärme-

kapazität des Kühlkörpers so gering, daß sich dabei am Kühlkörper keine merkliche Übertemperatur einstellt. Bei periodischer Kurzzeitbelastung (Aussetzbetrieb) hingegen bestimmt der Kühlkörper ganz wesentlich die Strombelastbarkeit. Ist die Einschaltdauer dabei kleiner als etwa 2 s, so integriert der Kühlkörper ganz einfach die Verluste und nimmt eine konstante durch Widerstand und Verluste bestimmte Übertemperatur an, die den nutzbaren Temperaturhub für den Aussetzbetrieb dann entsprechend begrenzt. Wird die Belastungsdauer hingegen größer als 2 s, so beginnt die Kühlkörpertemperatur ebenfalls dem Belastungsspiel zu folgen.

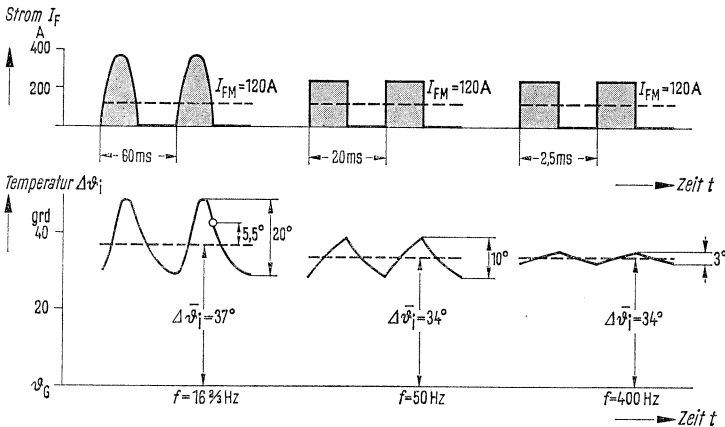


Bild 57

Temperaturschwankung der Si-Tablette im Dauerbetrieb bei einem fremdbelüfteten Thyristor BSt L 02 und verschiedenen Netzfrequenzen

### 6.3. Die Erwärmungsfunktion eines Thyristors

Bei einem homogenen Körper, der in allen Teilen gleichmäßig erwärmt wird, steigt die Temperatur exakt nach einer e-Funktion auf den durch Wärmewiderstand  $R_W$  und Wärmemenge  $P_V$  gegebenen Endwert an. Der Verlauf der Erwärmungskurve (Bild 58) wird durch nur eine Zeitkonstante beschrieben.

Ein derartiger Körper wäre beispielsweise ein stromdurchflussener Kupferleiter, der durch die umgebende Luft gekühlt wird. Ein Halbleiterbauelement ist hingegen, wie gezeigt, ein aus verschiedenen Materialien aufgebauter Körper, dessen thermisches Ersatzbild durch ein Netzwerk von  $RC$ -Gliedern mit recht unterschiedlichen Zeitkonstanten repräsentiert wird und dessen Erwärmung außerdem

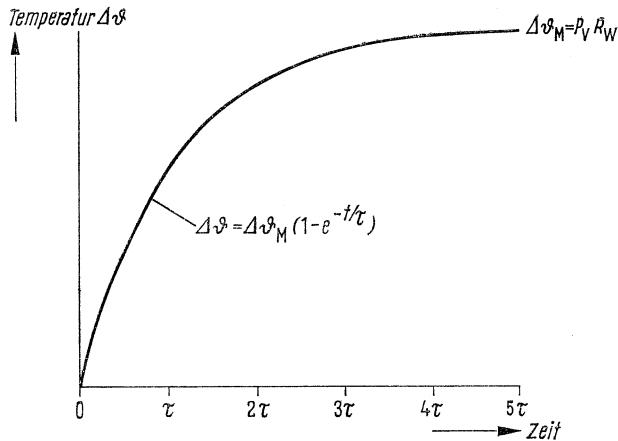


Bild 58  
Erwärmungskurve eines homogenen, gleichmäßig erwärmten Körpers

nicht homogen in allen Teilen, sondern von einer am Rande angeordneten Wärmequelle her erfolgt.

Die Erwärmungsfunktion dieses  $RC$ -Netzwerks ließe sich nun zum Beispiel mit Hilfe der Heavisideformel ohne übermäßigen Aufwand errechnen. Das Ergebnis wäre jedoch recht unzuverlässig, einfach deswegen, weil einmal das  $RC$ -Netzwerk in Bild 55 zu sehr vergrößert ist und zum anderen sich die Kapazitäts- und Widerstandswerte nicht exakt vorausberechnen lassen.

Insbesondere lassen sich die Wärmewiderstände der Kontakt- bzw. Lotstellen nicht erfassen. Die Berechnung des vereinfachten  $RC$ -Netzwerks nach dieser Methode bringt aber folgende interessante Erkenntnis:

(1) Die Erwärmungskurve kann durch eine Summe von  $e$ -Funktionen beschrieben werden, deren Zahl sich allerdings *nicht* mit der Anzahl der Wärmekapazitäten des zugrundegelegten Ersatzbildes decken muß.

$$\Delta\vartheta_T = P_V \sum_{x=1}^n R_x \left(1 - e^{-t/\tau_x}\right) \quad (5)$$

(2) Sowohl die Zeitkonstanten  $\tau_x$  als auch die Wärmewiderstände  $R_x$  dieser  $e$ -Funktionen entsprechen nicht den „physikalischen“ Zeitkonstanten des Ersatzbildes. Letztere liefern somit nur eine übersichtliche Aussage über das thermische Verhalten des Bauelementes. Die Werte  $\tau_x$  und  $R_x$  hängen nämlich nicht nur von den Kapazitäten

und Widerständen der Einzelteile ab, sondern auch von deren Lage im Bezug auf den Erwärmungspunkt.

Das thermische Ersatzbild (Bild 55) läßt sich somit in das gleichwertige Ersatzschema Bild 59 transformieren.

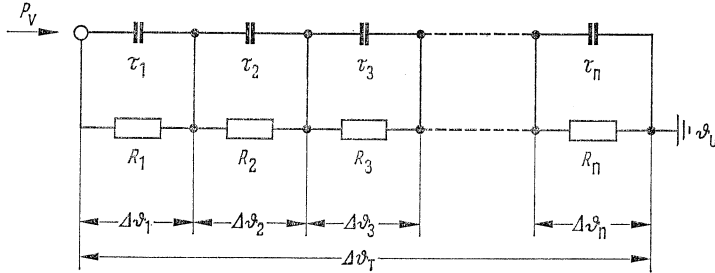


Bild 59

Transformiertes thermisches Ersatzschema

Die Tablettenübertemperatur  $\Delta\vartheta_T$  ergibt sich nach diesem Ersatzschema als die Summe der Teilterperaturen  $\Delta\vartheta_x$  im jeweiligen Zeitpunkt. Die Summe der Teilwiderstände  $R_x$  muß gleich dem statischen Gesamtwärmeleiterwiderstand  $R_{WGes}$  sein:

$$\Delta\vartheta_T = \sum_{x=1}^n \Delta\vartheta_x \quad R_{WGes} = \sum_{x=1}^n R_x \quad (6)$$

Wie ermittelt man nun die Werte  $\tau_x$  und  $R_x$ , die den tatsächlichen Erwärmungsverlauf eines Thyristors bzw. einer Diode beschreiben? Eine Berechnung führt aus den vorerwähnten Gründen zu keinem brauchbaren Ergebnis. Es bleibt somit nur die Möglichkeit, die Werte direkt aus dem gemessenen Erwärmungsverlauf zu rekonstruieren. Bild 60 zeigt eine solche sich über sechs Zeitdekaden erstreckende Erwärmungskurve.

Aus dieser Kurve können durch graphische Analyse die Teilwiderstände  $R_x$  und die Zeitkonstanten  $\tau_x$  der Erwärmungsfunktion gewonnen werden. Für die Erwärmungskurve in Bild 60 erhält man dann beispielsweise folgenden, über den Zeitbereich von 10 ms bis gegen unendlich gültigen Ausdruck (Zeitkonstanten in Sekunden eingetragen):

$$\begin{aligned} \Delta\vartheta_T = P_V \left[ 0,0062 \left( 1 - e^{-t/240} \right) + 0,08 \left( 1 - e^{-t/60} \right) + \right. \\ + 0,075 \left( 1 - e^{-t/11} \right) + 0,095 \left( 1 - e^{-t/1,77} \right) + \\ + 0,065 \left( 1 - e^{-t/0,2} \right) + 0,045 \left( 1 - e^{-t/0,033} \right) + \\ \left. + 0,028 \left( 1 - e^{-t/0,0037} \right) \right] \end{aligned}$$

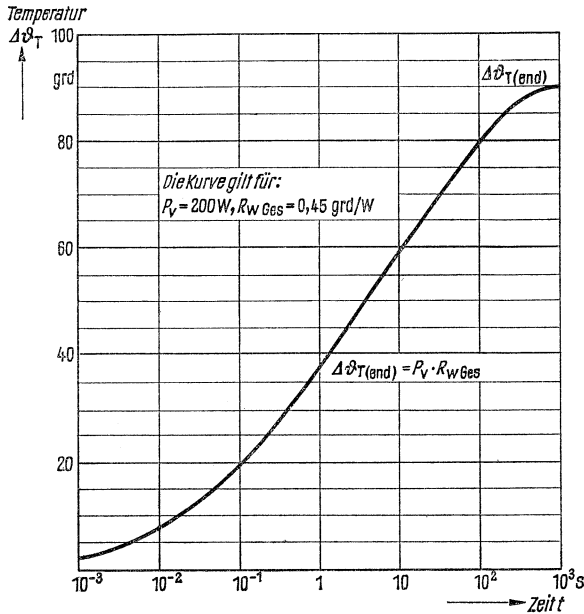


Bild 60

Zeitabhängige Erwärmungskurve eines fremdbelüfteten Thyristors BSt L 02 mit Kühlkörper LK 09 ( $V = 35 \text{ l/s}$ )

Die errechneten „physikalischen“ Zeitkonstanten des vereinfachten Ersatzschaltbildes betragen vergleichsweise: 240 s, 2 s, 70 ms, 2 ms.

Die analytische Erwärmungsfunktion wurde in diesem Zusammenhang erläutert, weil sie einmal einen guten Einblick in das thermische Verhalten der Thyristoren bietet, zum anderen aber eine zuverlässige Methode zur Berechnung der Belastbarkeit im Aussetzbetrieb liefert (vgl. Seite 108). Einfache Erwärmungsrechnungen hingegen werden viel schneller und eleganter mit Hilfe des transienten Wärmewiderstandes durchgeführt.

#### 6.4. Der transiente Wärmewiderstand für Konstantstrom

Die Erwärmungsfunktion eines Halbleiterbauelements wird allein durch die Größe und Anzahl thermischer Zeitkonstanten und Wärmewiderstände beschrieben. Schaltet man nun einen konstanten Strom auf das Bauelement, so stellt sich in jedem Zeitpunkt eine Tablettenübertemperatur  $\Delta\vartheta_T$  ein, die der Höhe der dabei auftretenden Verluste proportional ist. Es läßt sich somit für jeden Zeitpunkt der in Bild 60 aufgetragenen Erwärmungskurve ein Proportionalitätsfaktor  $r$  definieren, der die Einheit  $\text{grad/W}$  hat und als transienter Wärmewiderstand bezeichnet wird (Bild 61).

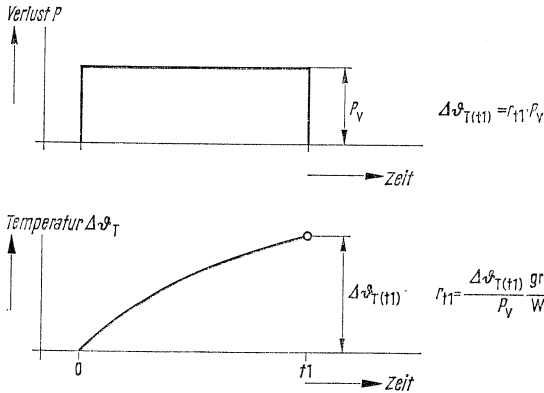


Bild 61

Definition des transienten Wärmewiderstands für Konstantstrom

Der transiente Wärmewiderstand ist also nichts anderes als ein Maß für das Wärmeableitvermögen des Halbleiterbauelements bei Kurzzeitbelastung. Er wird als transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom bezeichnet, weil nach Voraussetzung die Verluste während der Überlastungszeit  $t_1$  konstant sein müssen.

In Bild 62 ist eine typische transiente Wärmewiderstandskurve für verschiedene Kühlungsverhältnisse dargestellt. Die Kurve für  $V = 35 \text{ l/s}$  entspricht dabei der Erwärmungskurve in Bild 60. Wie man sieht, bestätigt die Kurve die aus dem Ersatzbild abgeleitete Aussage über das thermische Verhalten der Thyristoren. Bis zu Belastungszeiten von etwa 2 s ist nur der Thyristor allein maßgebend. Das Thyristorgehäuse ist nach 10 s voll aufgewärmt. Von etwa 2 s ab macht sich das Wärmespeichervermögen des Kühlkörpers langsam bemerkbar. Die Intensität der Kühlung (Eigenkonvektion oder Fremdbelüftung) geht erst bei etwa 50 s merklich ein. Der stationäre Erwärmungszustand wird dabei um so früher erreicht, je intensiver die Kühlung ist.

Gleichzeitig wird mit zunehmender Intensität der Kühlung der Unterschied im transienten Wärmewiderstand zwischen den Werten  $t = 10 \text{ s}$  und  $t \rightarrow \infty$  immer geringer. Das bedeutet, daß bei Übergang von Selbstbelüftung zur Fremdbelüftung zwar die Dauerbelastbarkeit größer wird, die (relative) Überlastbarkeit aber abnimmt.

Der Endwert des transienten Wärmewiderstandes für Zeiten  $t \rightarrow \infty$  wird mit  $r_\infty$  bezeichnet und ist gleich dem statischen Gesamtwärmewiderstand

$$r_\infty = R_{W\text{Ges}} = R_{Wi} + R_{WÜ} + R_{WK} \quad (7)$$

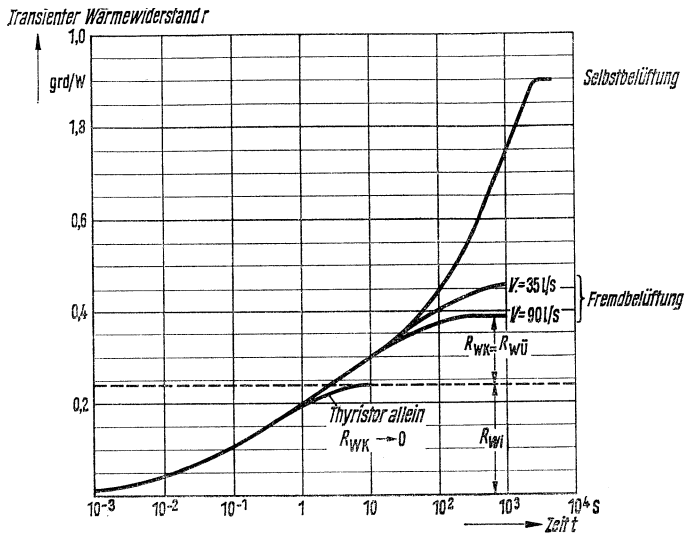


Bild 62

Transiente Wärmewiderstandskurven eines Thyristors BSt L 02 mit Kühlkörper LK 09

### 6.5. Der transiente Wärmewiderstand für Impulsstrom

Wie erläutert, bezieht sich der transiente Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r$  stets auf einen Verlustblock konstanter Höhe. In der Praxis ist jedoch fast immer ein mit bestimmter Netz- oder Taktfrequenz pulsierender Strom und damit eine mit gleicher Frequenz pulsierende Verlustleistung gegeben. Im gleichen Rhythmus pulsiert auch die Tablettentemperatur, bedingt durch die kleine Wärmezeitkonstante der Siliziumtablette. Die Höhe der Temperaturschwankung ist dabei, wie in Bild 57 zum Ausdruck kommt, weitgehend durch Frequenz, Stromform und Stromstärke bestimmt. Sie kann hohe Werte annehmen und muß damit insbesondere bei der Berechnung der Strombelastbarkeit von Thyristoren, bei denen es auf präzise Einhaltung der zulässigen Spitzentemperatur ankommt, in Rechnung gesetzt werden. Eine einfache Rechenhilfe bildet dabei der transiente Wärmewiderstand für Impulsstrom, der im Unterschied zu dem für Konstantstrom im folgenden mit  $\varrho$  bezeichnet wird.

Gegeben sei ein mit 50 Hz pulsierender Rechteckstrom. Für den jeweiligen Stromblock ergeben sich die Durchlaßverluste  $\hat{P}_F$ , die zu einem mittleren Verlust  $P_F$  führen. Der daraus resultierende Temperaturverlauf an der Tablette läßt sich beispielsweise mit Hilfe des Superpositionsverfahrens (vgl. Seite 102) in einfacher Weise ermitteln.

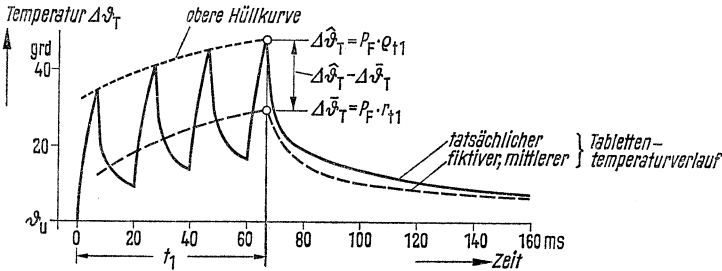
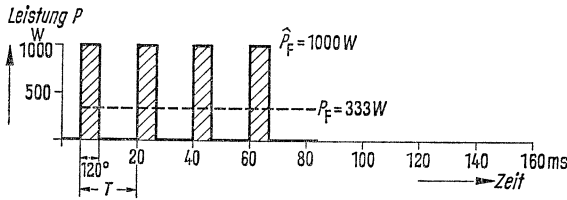


Bild 63

Verlauf der Tablettenübertemperatur bei einem Thyristor BSt L mit netzfrequenter Impulsbelastung

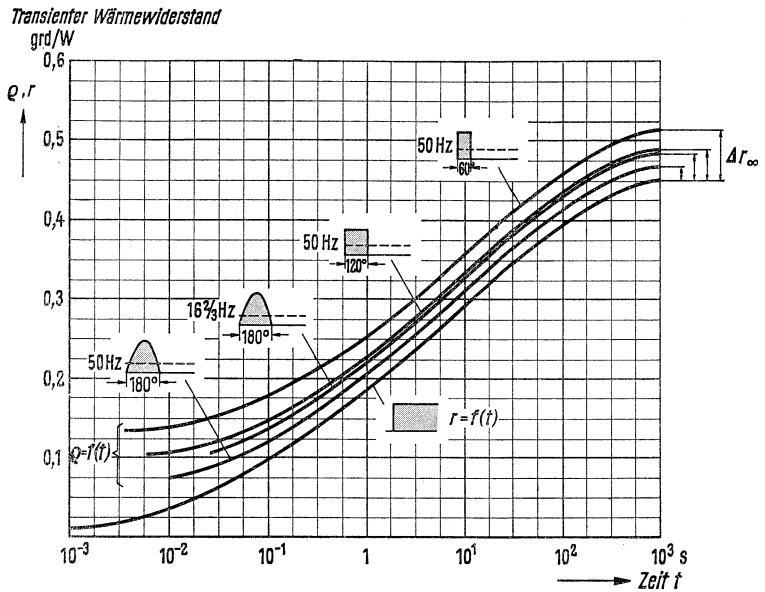
Gleichzeitig kann man aus den mittleren Verlusten  $P_F$  und dem transienten Wärmewiderstand  $r = f(t)$  am Ende eines jeden Stromblocks eine fiktive mittlere Übertemperatur  $\Delta\hat{\vartheta}_T$  errechnen. In der Praxis interessiert jedoch in erster Linie die Spitzenübertemperatur  $\Delta\hat{\vartheta}_T$ , deren zeitliches Anwachsen durch die obere Hüllkurve der Temperaturschwankung beschrieben wird. Diese Hüllkurve stellt somit die wirkliche Erwärmungskurve bei Impulslast dar. Ausgehend von dieser Hüllkurve läßt sich damit in analoger Weise wie für Konstantstrom ein transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom definieren:

$$\varrho_{t1} = \frac{\Delta\hat{\vartheta}_{T(t1)}}{P_F}$$

Dabei bezeichnet  $\Delta\hat{\vartheta}_T$  die Temperaturdifferenz zwischen der oberen Hüllkurve und der Wärmeerde  $\vartheta_U$ . Zu beachten ist, daß dieser Wert stets auf den mittleren Durchlaßverlust  $P_F$  bezogen ist. Dadurch werden alle Rechnungen wesentlich vereinfacht, weil der dem Verlust  $P_F$  entsprechende Gleichstrommittelwert  $I_F$  direkt dem Verlustdiagramm  $I_F = f(P_F, \lambda)$  entnommen werden kann.

Für jede Stromform und Frequenz läßt sich nun bei definierten und gleichbleibenden Kühlungsbedingungen eine transiente Wärmewiderstandskurve  $\varrho = f(t)$  berechnen. In Bild 64 sind für den Thyristor BSt L einige solcher Kurven für die in der Praxis interessierenden Stromformen und Frequenzen aufgetragen.





$r$  transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom  
 $q$  transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom

Bild 64

Transienter Wärmewiderstand  $q = f(t)$  für Impulsstrom gültig für Thyristor BSt L mit fremdbelüftetem Kühlkörper LK 09 ( $V = 35$  l/s)

Wie aus dem Diagramm zu erkennen ist, nimmt die Differenz  $\Delta r$  zwischen den Kurven für Impulsstrom und Konstantstrom schon nach wenigen Perioden einen praktisch konstanten Endwert an, der im folgenden als  $\Delta r_{\infty}$  bezeichnet wird. Das bedeutet, daß die Temperaturschwankung der Tablette ihren stationären Zustand in bezug auf die mittlere Temperatur erreicht hat. Für den Zeitbereich größer als 1 s wird deshalb in den Kennlinienblättern nur der transiente Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r = f(t)$  bei verschiedenen Kühlungsverhältnissen angegeben. Der jeweilige Wert  $\Delta r_{\infty}$ , der unabhängig von Kühlkörper und Kühlungsart ist, kann einem getrennten Diagramm in Abhängigkeit von Stromflußwinkel, Stromform und Frequenz entnommen werden.

Ein derartiges Diagramm zeigt Bild 65, aus dem sich unmittelbar ablesen läßt, daß die Temperaturschwankung um so größer und damit die zulässige Strombelastbarkeit um so geringer wird, je kleiner der Stromflußwinkel und je niedriger die Frequenz wird. Ersteres hängt mit der Zunahme des Effektivstroms, letzteres mit dem Anwachsen der Impulsbreite zusammen.

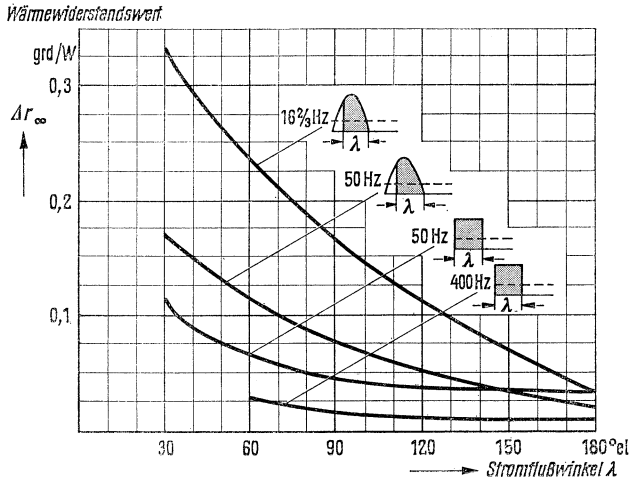


Bild 65

Wärmewiderstandswert  $\Delta r_{\infty}$  in Abhängigkeit von Stromflußwinkel  $\lambda$  und Frequenz  $f$  beim Thyristor BSt L

Im Zeitbereich größer als 1 s erhält man somit den Wert  $\varrho$ , indem man zum transienten Wärmewiderstand  $r$  für Konstantstrom noch den Wert  $\Delta r_{\infty}$  addiert. Die Spitzenübergtemperatur  $\Delta \hat{\vartheta}_T$  am Ende einer Folge von Verlustblöcken mit dem Mittelwert  $P_F$  und der Dauer  $t_1$  errechnet sich damit zu

$$\left. \begin{aligned} \Delta \hat{\vartheta}_T &= P_F \cdot \varrho_{t1} & (t_1 < 1s) \\ \Delta \hat{\vartheta}_T &= P_F (r_{t1} + \Delta r_{\infty}) & (t_1 > 1s) \end{aligned} \right\} (8)$$

Vielfach interessiert auch der Verlauf der Abkühlkurve nach vorhergegangener Impulslast, beispielsweise dann, wenn es darum geht festzustellen, in welchem Rhythmus Überlastungen wiederholt werden können. In Bild 63 ist daher zum Vergleich auch die exakte, nach dem Superpositionsverfahren errechnete Abkühlkurve eingetragen sowie eine mittlere Abkühlkurve, die man erhält, wenn man nur mit einem konstanten mittleren Verlustblock  $P_F$  der Dauer  $t_1$  rechnet. Wie man sieht, läuft die tatsächliche Abkühlkurve schon nach wenigen Perioden in die fiktive mittlere ein. Man kann deshalb die Abkühlkurve für Zeiten größer als  $5 T$  ( $T$  Periodendauer) genügend genau mit den mittleren Verlusten und dem transienten Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r = f(t)$  rechnen. Auch für kleinere Abkühlzeiten ist der Fehler nicht groß.

## 7. Strombelastbarkeit des Thyristors

Voraussetzung für eine sichere und gleichzeitig wirtschaftliche Planung von Halbleiter-Stromrichtergeräten ist die zuverlässige Vorausberechnung der Strombelastbarkeit. Hierfür sollen dem projektierenden Ingenieur in den nachfolgenden Abschnitten die nötigen Hilfsmittel und Rechenverfahren an die Hand gegeben werden.

In der Regel sind bei der Festlegung der Strombelastbarkeit eines Gerätes drei Gesichtspunkte zu beachten:

### *Grenzbelastbarkeit eines Gerätes*

Diese wird bestimmt durch den höchstzulässigen Dauerstrom (Dauergrenzstrom  $I_{FM}$ ) der Thyristoren, der im wesentlichen von der Intensität der Kühlung, der Umgebungstemperatur und von der Stromform abhängt. Darüber hinaus ist auch noch die Frequenz von Einfluß, insbesondere im Bereich  $f \ll 50$  Hz.

### *Überlastbarkeit eines Gerätes*

Häufig werden bestimmte Überlastforderungen an das Gerät gestellt. Das bedeutet, daß die Grenzbelastbarkeit im Dauerbetrieb nicht ausgenutzt werden kann, da ein Thyristor nur dann betriebsmäßig überlastbar ist, wenn noch eine hinreichende Temperaturreserve zur Verfügung steht. Die zulässige Überlastbarkeit kann im allgemeinen mit Hilfe der Überlastkennlinien bestimmt werden.

### *Schutz des Gerätes*

In vielen Fällen wird sowohl die Dauerbelastbarkeit als auch die Überlastbarkeit eines Gerätes durch die Ansprechcharakteristiken der Schutzeinrichtungen bestimmt. Für eine wirtschaftliche Projektierung ist deshalb eine sorgfältige Betrachtung des Schutzproblems unerlässlich.

## 7.1. Definition der Stromwerte

Bevor auf die Ermittlung der Strombelastbarkeit näher eingegangen wird, sollen zunächst die für Thyristoren bzw. Thyristorgeräte charakteristischen Stromwerte näher erläutert werden:

$I_{FM}$       *Dauergrenzstrom eines Thyristors*

Der Dauergrenzstrom gibt die Grenzbelastbarkeit eines Thyristors im Dauerbetrieb an. Er ist definiert als der *höchstzulässige Gleichstrommittelwert* bei bestimmter Stromform, Frequenz und bestimmten Kühlungsbedingungen.

$I_{TYP}$       *Typenstrom eines Thyristors*

Jedem Thyristortyp ist ein seiner Baugröße entsprechender

Typenstrom zugeordnet, der nicht mit dem von den Si-Dioden her geläufigen Nennstrom zu verwechseln ist. Die Definition eines Nennstroms für Thyristoren erscheint wegen der Vielfalt der möglichen Betriebsbedingungen nicht sinnvoll. Der Begriff des Nennstroms soll deshalb nur für Stromrichtergeräte Anwendung finden.

Unter dem Typenstrom versteht man nun denjenigen Dauergrenzstrom, mit dem ein Thyristor unter folgenden praxisnahen *Normalbedingungen* belastet werden darf:

- a) Betrieb mit einem bestimmten der Größe des Thyristors angepaßten Kühlkörper bei gleichzeitiger Fremdbelüftung mit einer definierten, noch mit vernünftigem Aufwand realisierbaren Kühlluftmenge  $V$
- b) Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40\text{ }^\circ\text{C}$
- c) Frequenz 50/60 Hz
- d) Stromform, die für den Einsatz des Thyristors typisch ist (Bild 66)

Thyristortypen:

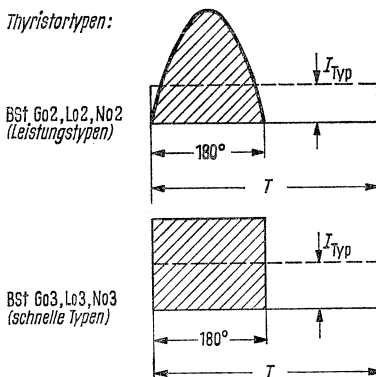


Bild 66  
Zur Definition des  
Typenstroms  $I_{TYP}$

Der Typenstrom ist somit lediglich ein Maß für die Strombelastbarkeit unter typischen Betriebsverhältnissen. Weichen diese wesentlich von den aufgeführten Normalbedingungen ab, so kann der Dauergrenzstrom kleiner oder auch größer als der Typenstrom werden.

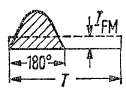
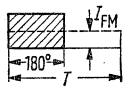
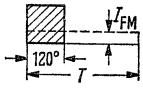
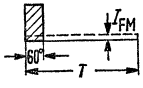
In diesem Zusammenhang sei noch darauf hingewiesen, daß der Typenstrom nicht mit dem aus der amerikanischen Literatur geläufigen Begriff des „Maximum rated current“ verwechselt werden darf. Ein sinnvoller Vergleich der Strombelastbarkeit zwischen verschiedenen Thyristoren bzw. Dioden ist stets nur bei gleichen Kühlungsbedingungen,

d. h. bei gleichem Kühlkörperwärmewiderstand oder bei gleicher Gehäusetemperatur möglich.

$I_{dM}$  *Grenzgleichstrom eines Stromrichtergerätes*

Der Grenzgleichstrom ist der höchste dauernd zulässige Gleichstrom im Lastkreis einer Stromrichterschaltung. Er errechnet sich für die verschiedenen Grundschaltungen aus dem Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  nach Tabelle 4. Die Werte  $I_{FM}$  für die jeweilige Stromform sind durch die Grenzbelastungskurve in den Verlustdiagrammen  $I_F = f(P_F, \lambda)$  gegeben. Bei Parallelschaltung von Thyristoren bzw. Dioden ist der Grenzgleichstrom noch nach Maßgabe des Parallelschaltfaktors zu reduzieren.

Tabelle 4 Grenzgleichstrom  $I_{dM}$  in den Grundschaltungen

Schaltung			Stromform und Dauergrenzstrom $I_{FM}$	Grenzgleichstrom $I_{dM}$
1.	Einwegschaltung	E		$I_{dM} = I_{FM}$
2.	Mittelpunktschaltung	M	bzw.	$I_{dM} = 2 I_{FM}$
3.	Brückenschaltung	B		$I_{dM} = 2 I_{FM}$
4.	Sternschaltung	S		$I_{dM} = 3 I_{FM}$
5.	Drehstrom-Brückenschaltung	DB		$I_{dM} = 3 I_{FM}$
6.	Doppelsternschaltung mit Saugdrossel	DSS		$I_{dM} = 6 I_{FM}$
7.	Doppelsternschaltung	DS		$I_{dM} = 6 I_{FM}$

$I_{dN}$  *Nenngleichstrom eines Stromrichtergerätes*

Der Nenngleichstrom ist derjenige Gleichstrom, mit dem ein Stromrichtergerät mit Rücksicht auf Überlastbarkeit

und Schutz dauernd betrieben werden darf. Der Nenngleichstrom  $I_{dN}$  wird damit in der Regel niedriger als der Grenzgleichstrom  $I_{dM}$  liegen. Die Festlegung eines bestimmten Verhältnisses von Nenngleichstrom  $I_{dN}$  zu Grenzgleichstrom  $I_{dM}$ , wie sie sich bei Si-Gleichrichtergeräten eingeführt hat, erscheint bei Thyristorgeräten wegen der Vielfalt der möglichen Betriebsbedingungen nicht mehr sinnvoll. Er muß deshalb von Fall zu Fall den jeweiligen Erfordernissen entsprechend festgelegt werden.

$\int i^2 dt$  *Grenzlastintegral ( $I^2t$ -Wert)*

Das Grenzlastintegral ist ein Maß für das Wärmespeichervermögen eines Halbleiterbauelementes in dem Bereich kurzer Zeiten von 1 bis 10 ms. Beispielsweise muß die bei einer Kurzschlußbeanspruchung in diesem Zeitbereich auftretende Verlustwärme vorwiegend von der Wärmekapazität der Si-Tablette aufgenommen werden (vgl. Seite 71). Bei Ausnutzung des Grenzlastintegrals treten deshalb an der Tablette Übertemperaturen von mehreren 100 °C auf.

Das Grenzlastintegral ist somit ausschließlich für die Bemessung des Kurzschlußschutzes bestimmt und darf aus Gründen der Betriebssicherheit nur in gelegentlichen Störfällen ausgenutzt werden.

In diesem Zusammenhang sei auf die erhöhte Betriebssicherheit hingewiesen, die der praktisch temperaturwechselfeste Druckkontakt gerade bei solch harten Beanspruchungen gegenüber einem Weichlotkontakt bietet.

Die Temperaturabhängigkeit des Grenzlastintegrals ist gering. Der Unterschied zwischen den Warm- und Kaltwerten beträgt im Mittel nur 20%. Ebenfalls gering ist auch die Zeitabhängigkeit im Bereich von 1 bis 10 ms. Sie geht praktisch in der Exemplarstreuung unter, so daß über den ganzen Zeitbereich von 1 bis 10 ms mit konstantem Grenzlastintegral gerechnet werden kann. Für Zeiten kleiner als 1 ms wird das Grenzlastintegral zunehmend kleiner. Die in den Datenblättern genannten Werte verlieren deshalb in diesem Zeitbereich ihre Gültigkeit.

$I_{FS}$  *Stoßstrom*

Der Stoßstrom ist der höchstzulässige Scheitelwert einer einmaligen sinusförmigen Stromhalbwelle. Je nachdem, ob der Thyristor im Anschluß an diese Stoßbelastung seine Blockierfähigkeit verliert oder beibehält, unterscheidet man Grenzlast- und Überlaststoßstrom.

### $I_{\text{FSM}}$ Grenzlaststoßstrom

Der Scheitelwert  $I_{\text{FSM}}$  errechnet sich aus dem Grenzlastintegral nach Formel

$$I_{\text{FSM}} = 1,41 \sqrt{\frac{I^2 t}{T/2}} \quad (9)$$

Hierin bedeutet

$I^2 t$  Wert aus dem Datenblatt in  $\text{A}^2 \text{s}$

$T/2$  Dauer einer Stromhalbwelle in s

Die Rechnung mit den in den Datenblättern angegebenen  $I^2 t$ -Werten ist gültig für Frequenzen von 50 bis 500 Hz, das heißt, für Halbwellendauern von  $T/2 = 10 \text{ ms}$  bis herunter zu 1 ms. Für kleinere Frequenzen als 50 Hz (zum Beispiel für  $16\frac{2}{3} \text{ Hz}$  bzw.  $T/2 = 30 \text{ ms}$ ) würde man zu niedrige Stoßströme errechnen, da mit wachsender Belastungsdauer die Wärmeabfuhr von der Si-Tablette zunehmend an Einfluß gewinnt und das Grenzlastintegral damit zunimmt.

Da der Grenzlaststoßstrom aus dem Grenzlastintegral errechnet wird, tritt am Ende der Stromhalbwelle eine Über-temperatur von mehreren  $100^\circ\text{C}$  auf. Diese klingt zwar während der nachfolgenden Sperrphase relativ schnell wieder ab, liegt aber bei der Wiederkehr positiver Netzspannung noch erheblich über dem im Dauerbetrieb zulässigen Wert. Der Thyristor hat somit seine Blockierfähigkeit noch nicht zurückgewonnen. Erfolgt deshalb nicht spätestens vor Beginn der zweiten Stromhalbwelle eine Trennung vom Netz, zum Beispiel durch Sicherungen oder Schnellschalter, so muß mit Zerstörung der Thyristoren gerechnet werden. Ein Schutz durch Sperren der Steuerelektrode scheidet wegen der fehlenden Blockierfähigkeit aus. Hinsichtlich der Ausnutzbarkeit des Grenzlaststroms gilt das gleiche wie für das Grenzlastintegral, das heißt, er darf nur in gelegentlichen Störungsfällen in Anspruch genommen werden.

Ist der Spitzenwert des Kurzschlußstroms erheblich kleiner als der Grenzlaststoßstrom, so können auch mehrere Stromhalbwellen über den Thyristor fließen, bevor dieser zerstört wird. In diesem Zusammenhang muß noch auf die Gefahr der Zündung durch Überschreiten der Nullkippspannung hingewiesen werden. Dies kann nämlich dann eintreten, wenn die Tablettentemperatur des Thyristors nach Abklingen des Stromes auf einen Wert zwischen etwa  $130$  und  $160^\circ\text{C}$  zurückgegangen ist und der Thyristor somit seine

Blockierfähigkeit bereits teilweise wiedererlangt hat, die Kippspannung dabei aber noch unterhalb der positiven Netzspannung liegt (vgl. Bild 28).

$I_{FSÜ}$  *Überlaststoßstrom*

Das ist der Scheitelwert einer sinusförmigen Stromhalbwelle, an deren Ende der Thyristor gerade seine höchstzulässige Tablettentemperatur erreicht hat und somit noch seine volle Blockierfähigkeit besitzt. Der Überlaststoßstrom  $I_{FSÜ}$  interessiert vor allen Dingen dann, wenn ein Schutz durch Sperren der Steuerelektrode vorgesehen werden soll. Er läßt sich aus dem Überlastverlust

$$P_{FÜ} = \frac{\vartheta_{TM} - \vartheta_{TVor}}{\varrho_{(T/2)}} \quad (10)$$

errechnen.  $P_{FÜ}$  liefert zunächst über das Verlustdiagramm  $I_F = f(P_F, \lambda)$  den zulässigen Gleichstrommittelwert  $I_{FÜ}$  während einer Periode. Daraus ergibt sich als Scheitelwert

$$I_{FSÜ} = \pi \cdot I_{FÜ}$$

Hierin bedeutet

$P_{FÜ}$  Höchstzulässiger mittlerer Durchlaßverlust über eine Periode

$\varrho_{(T/2)}$  Transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom:

Frequenz	$\varrho_{(T/2)}$ -Werte für Thyristoren vom Typ		
	BSt G	BSt L	BSt N
50 Hz	0,15 $\frac{\text{grd}}{\text{W}}$	0,072 $\frac{\text{grd}}{\text{W}}$	0,037 $\frac{\text{grd}}{\text{W}}$
16 $\frac{2}{3}$ Hz	0,26 $\frac{\text{grd}}{\text{W}}$	0,108 $\frac{\text{grd}}{\text{W}}$	0,075 $\frac{\text{grd}}{\text{W}}$

$\vartheta_{TM}$  Höchstzulässige Tablettentemperatur.

(Bei den Leistungsthyristoren der Reihe 02 kann mit kurzzeitig zulässigem Wert  $\vartheta_{TÜ}$  nach Tabelle 3, Seite 67, gerechnet werden.)

$\vartheta_{TVor}$  Mittlere Vorbelastungstemperatur  $P_{FVor} \cdot R_{WGes}$

Normalerweise liegt im Anschluß an einen Überlaststoß zunächst negative Spannung am Thyristor. Die Si-Tablette hat somit Zeit, sich bis zur Wiederkehr positiver Spannung unter Umständen merklich abzukühlen. Über die Dauer dieser Zeitspanne läßt sich aber keine allgemeingültige



Aussage treffen, da sie weitgehend vom Verlauf des Kurzschlußstroms abhängt, der je nach Schaltung,  $u_r/u_x$ -Verhältnis und Einsatzpunkt des Kurzschlusses auch über eine längere Zeit als eine halbe Periodendauer fließen kann. Um die Dinge nicht unnötig zu komplizieren, geht man deshalb in der Praxis am besten von obiger Rechnung aus, wobei man annehmen kann, daß der daraus ermittelte Wert  $I_{FSÜ}$  in der Regel auf der sicheren Seite liegt.

### $I_H$ Haltestrom

Der Haltestrom ist der Mindeststrom, der im Lastkreis fließen muß, damit ein einmal gezündeter Thyristor durchlässig bleibt. Er wird nach Bild 67 definiert als der Strom im Berührungspunkt einer  $1\Omega$ -Widerstandsgeraden mit der vom Durchlaß- in den Blockierzustand übergehenden Strom-Spannungs-Kennlinie des Thyristors.

Der Haltestrom unterliegt einer breiten Exemplarstreuung und ist, wie aus Bild 68 ersichtlich, stark von der Tabletten-temperatur abhängig.

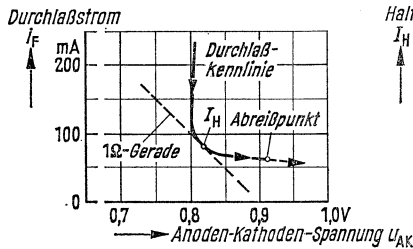


Bild 67  
Definition des Haltestroms  $I_H$

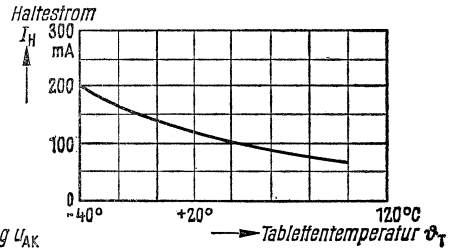


Bild 68  
Typische Temperaturabhängigkeit  
des Haltestroms  $I_H$

Der Haltestrom ist vor allem zu beachten, wenn hohe Lastinduktivitäten gegeben sind, die den Anstieg des Laststroms stark verzögern. In diesem Fall muß der Zündimpuls so lange anstehen, bis der Laststrom mit Sicherheit über den höchstmöglichen Haltestrom angestiegen ist, da andernfalls der Thyristor wieder in den Blockierzustand zurückfällt.

## 7.2. Verluste im Thyristor

Die Berechnung der Strombelastbarkeit eines Thyristors geht stets von den Verlusten aus. Maßgebend für den zulässigen Strom ist

dabei allein der Durchlaßverlust  $P_F$ , der sich aus den zulässigen Gesamtverlusten  $P_V$  nach Abzug der sogenannten „Zusatzverluste“  $P_Z$  ergibt. Im folgenden soll der Zusammenhang zwischen Durchlaßstrom und Durchlaßverlust aufgezeigt und gleichzeitig sollen Art und Größe der Zusatzverluste erläutert werden.

Die mittleren Gesamtverluste  $P_V$  setzen sich aus folgenden mittleren Einzelverlusten zusammen:

- Durchlaßverlust  $P_F$
- Sperr- und Blockierverlust  $P_R + P_B$
- Steuerverlust  $P_G$
- Ein- und Ausschaltverlust  $P_E + P_A$

Die Zusatzverluste  $P_Z = P_R + P_B + P_G + P_E + P_A$  sind meist klein und gegenüber dem Durchlaßverlust  $P_F$  vernachlässigbar. Sind die zulässigen Gesamtverluste jedoch klein, wie dies z. B. der Fall ist, wenn es sich um einen kleinen Thyristortyp handelt oder wenn ein Thyristor mit einem seiner Größe nicht angepaßten Kühlkörper betrieben wird, so können selbst kleine Zusatzverluste in der Gesamtverlustbilanz eine wesentliche Rolle spielen.

Die Momentanverluste gleich welcher Art errechnen sich stets als das Produkt aus Strom und Spannung im jeweiligen Zeitpunkt. In der Praxis interessieren jedoch nicht so sehr die Momentanverluste als vielmehr die mittleren Verluste. Die Berechnungen zur Bestimmung der Strombelastbarkeit werden daher durchweg auf die mittleren Verluste zugeschnitten. Diese sind ganz allgemein definiert als

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int u \cdot i \, dt$$

und beziehen sich somit stets auf die volle Periodendauer  $T$ .

#### $P_F$ Mittlerer Durchlaßverlust

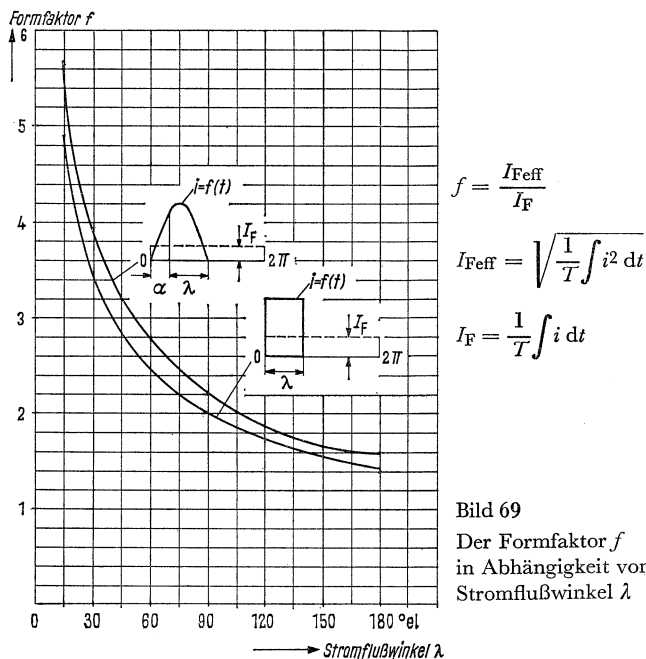
Wegen der nichtlinearen Durchlaßkennlinie setzt sich der Durchlaßverlust aus einem linearen und einem quadratischen Anteil zusammen. Unter Verwendung der mit Formel (1) (Seite 33) für die Grenzdurchlaßkennlinie abgeleiteten Gleichung der Ersatzgeraden

$$u_F = U_S + R_{\text{diff}} \cdot i_F$$

welche die bei höchster Tablettentemperatur maximal auftretende Durchlaßspannung erfaßt, erhält man die für Si-Dioden und Thyristoren allgemeingültige Formel für den mittleren Durchlaßverlust:

$$P_F = U_S I_F + R_{\text{diff}} I_{F\text{eff}}^2 = U_S I_F + R_{\text{diff}} (f I_F)^2 \quad (11)$$

In dieser Formel ist für  $I_F$  der Gleichstrommittelwert je Thyristor einzusetzen und für  $f$  der Formfaktor, der in Abhängigkeit von Stromform und Stromflußwinkel dem Diagramm aus Bild 69 zu entnehmen ist.



Weicht der Durchlaßstrom stark von der Rechteck- oder Sinusform ab, so ermittelt man aus den Momentanwerten des Stroms und der Durchlaßspannung den zeitlichen Verlauf der Verluste und bildet daraus z. B. durch graphische Integration den Mittelwert über die Periodendauer  $T$ .

Um den Vergleich mit den nachfolgend beschriebenen Zusatzverlusten zu erleichtern, sollen noch für die drei Thyristortypen die mittleren Durchlaßverluste angegeben werden, die sich bei Betrieb mit dem Typenstrom maximal einstellen:

BSt G 02	$P_F = 75 \text{ W}$
BSt L 02	$P_F = 160 \text{ W}$
BSt N 02	$P_F = 250 \text{ W}$

### $P_R + P_B$ Mittlerer Sperr- und Blockierverlust

Bei Betrieb mit Nennspannung und maximaler Tabletten-temperatur beträgt der mittlere Sperrverlust weniger als 1 W (typisch 0,5 W). Der mittlere Blockierverlust bewegt sich bei voll anliegender Spannung, d. h. bei voller Aussteuerung, etwa in derselben Größe.

Außerordentlich hohe Sperrverluste können auftreten, wenn der Zündimpuls in die negative Sperrphase der Anoden-Kathoden-Strecke geschoben wird (vgl. Seite 49). Dieser Betrieb ist deshalb nur mit erheblichen Einschränkungen zulässig. Laut Datenblatt kann bei der Frequenz 50 Hz während der negativen Sperrphase ein Steuerstrom von 2 A und 50  $\mu$ s Dauer zugelassen werden. Der mittlere Verlust, den dieser Impuls bei  $U_N = 600$  V erzeugt, beträgt maximal 1 W. Dieser Verlust addiert sich zum normalen Sperrverlust.

### $P_G$ Mittlerer Steuerverlust

Der mittlere Steuerverlust setzt sich zusammen aus dem Durchlaß- und Sperrverlust des Steuerkreises. Der Durchlaßverlust ist dabei weitgehend abhängig von Höhe und Form der Zündimpulse. Er kann durch Integration der aus der Durchlaßkennlinie des Steuerkreises errechneten Momentanverluste bestimmt werden. Für einen typischen Langzeitimpuls mit hoher Anfangszündspitze (Bild 70) ergibt sich beispielsweise im Extremfall ein mittlerer Durchlaßverlust von etwa 1 W. Der Sperrverlust kann bei Ausnutzung der zulässigen Steuersperrspannung bis zu 1 W betragen.

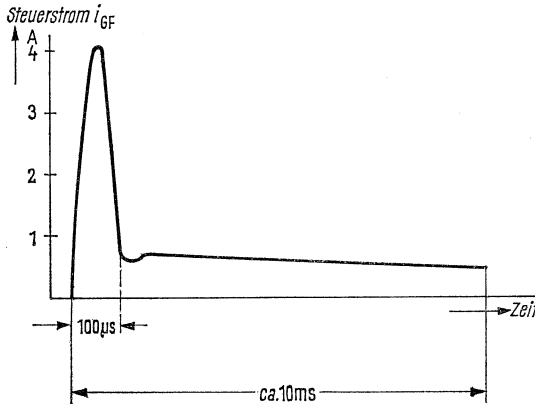


Bild 70  
Typischer Steuerimpuls mit steiler Zündspitze

### $P_E + P_A$ Mittlere Schaltverluste

Die mittleren Schaltverluste setzen sich aus Einschalt- und Ausschaltverlust zusammen (vgl. Seite 57 ff). Bei Betrieb mit 50 Hz und Einhaltung der zulässigen  $di/dt$ -Grenze von 20 A/ $\mu$ s bleiben die Schaltverluste kleiner als 1 W.

### 7.3. Ermittlung der Strombelastbarkeit aus den Kennlinien

In der Regel kann sowohl die Dauerbelastbarkeit als auch die Kurzzeitüberlastbarkeit aus den für jeden Thyristor angegebenen Kennlinien ermittelt werden. Im folgenden soll erläutert werden, wie man dabei vorgeht und wie die Kennlinien im einzelnen zu verstehen sind.

#### Bestimmung des Dauergrenzstroms $I_{FM}$ aus dem Verlustdiagramm

Das in Bild 71 dargestellte Verlustdiagramm  $I_F = f(P_F, \lambda)$  liefert den Zusammenhang zwischen dem Gleichstrommittelwert  $I_F$  und dem mittleren Durchlaßverlust  $P_F$  mit dem Stromflußwinkel  $\lambda$  und der Stromform als Parameter.

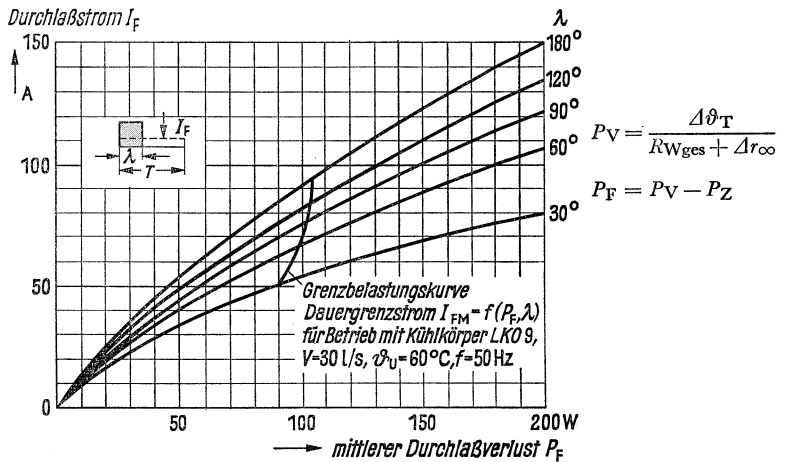


Bild 71

Verlustdiagramm eines Thyristors BS t L 02 für Rechteckstrom

Die Kennlinien sind nach Formel (11) (Seite 88) mit Hilfe der Grenzdurchlaßkennlinie errechnet und berücksichtigen somit den bei einem bestimmten Strom maximal auftretenden Durchlaßverlust. Sie sind damit nur abhängig von der Stromform. Frequenz und Kühlung haben keinen Einfluß.

Stark abhängig von der Kühlung und in geringerem Maß auch von der Frequenz sind jedoch die in die Verlustdiagramme eingetragenen Grenzbelastungskurven, die den Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  für die verschiedenen Stromflußwinkel markieren.

Dieser Dauergrenzstrom ist abhängig:

1. Von der zulässigen Tablettenübertemperatur  $\Delta\vartheta_T$
2. Von der Umgebungs- bzw. Zulufttemperatur  $\vartheta_U$
3. Von den Kühlungsbedingungen (Kühlkörper, Art und Intensität der Kühlung), erfaßt durch den statischen Gesamtwärme-widerstand für Impulsstrom

$$\varrho_\infty = r_\infty + \Delta r_\infty = R_{WGes} + \Delta r_\infty \quad (12)$$

Der Wert  $\Delta r_\infty$  berücksichtigt dabei die nur von Stromform und Frequenz abhängige Temperaturschwankung der Si-Tablette (vgl. auch Seite 71 ff.)

4. Von der Höhe gegebenenfalls zu berücksichtigender Zusatzverluste  $P_Z$

### Berechnungsbeispiel

Gesucht ist die Grenzbelastungskurve  $I_{FM} = f(P_{FM}, \lambda)$  für einen Thyristor BSt L 02 bei Betrieb mit Rechteckstrom und fremd-belüftetem Kühlkörper LK 09 unter folgenden Bedingungen:

- a) zulässige Tablettemperatur  $\vartheta_{TM} = 115^\circ\text{C}$
- b) Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 60^\circ\text{C}$  und damit  $\Delta\vartheta_T = \vartheta_{TM} - \vartheta_U = 55^\circ\text{C}$
- c) innerer Widerstand  $R_{Wi} = 0,24 \text{ grad/W}$
- d) Kühlluftmenge  $V = 30 \text{ l/s}$  pro Kühlkörper und damit  $R_{WK} + R_{WÜ} = 0,222 \text{ grad/W}$  und  $R_{WGes} = 0,24 + 0,222 = 0,462 \text{ grad/W}$
- e) Frequenz 50 Hz
- f) Zusatzverluste  $P_Z = 5 \text{ W}$

$\lambda$	$\Delta r_\infty$	$\varrho_\infty = R_{WGes} + \Delta r_\infty$	$P_{VM} = \frac{\Delta\vartheta_T}{\varrho_\infty}$	$P_{FM} = P_{VM} - P_Z$	$I_{FM}$
180°	0,036 $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$	0,498 $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$	110 W	105 W	95 A
90°	0,046 $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$	0,508 $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$	108 W	103 W	78 A
30°	0,12 $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$	0,582 $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$	95 W	90 W	50 A

Die Abhängigkeiten  $R_{WK} + R_{WÜ} = f(V)$  und  $\Delta r_{\infty} = f(\lambda, f)$  sind den entsprechenden Kennlinienblättern zu entnehmen.

Die so ermittelte Grenzbelastungskurve ist in das Verlustdiagramm Bild 71 eingetragen.

Für die Projektierung von Thyristorgeräten interessiert häufig die Abhängigkeit der Strombelastbarkeit von der Umgebungs- bzw. Zulufttemperatur  $\vartheta_U$  und von der Intensität der Kühlung. Hierüber können Einzelheiten dem Diagramm Bild 72 entnommen werden.

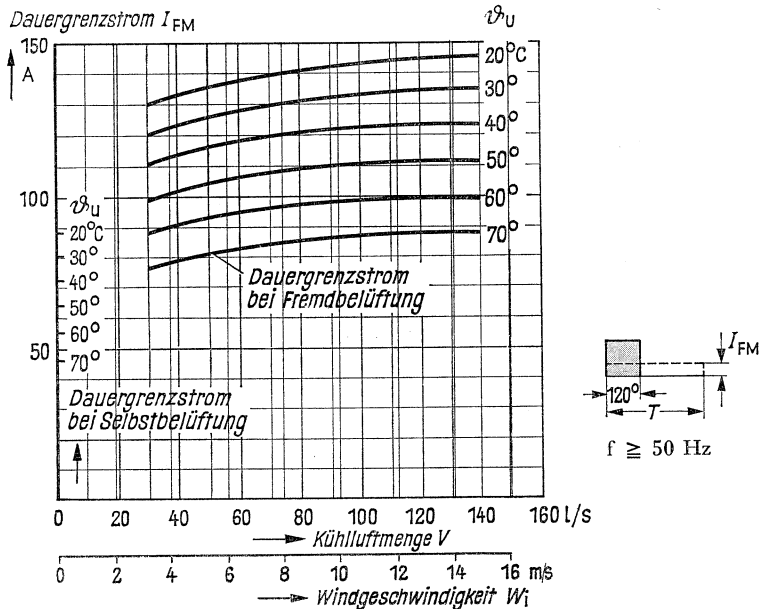


Bild 72

Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  in Abhängigkeit von der Umgebungs- bzw. Zulufttemperatur  $\vartheta_U$  und der Kühlluftmenge  $V$  je Kühlkörper sowie von der Windgeschwindigkeit  $W_1$  zwischen den Kühlrippen.  
Gültig für Thyristor BST L 02 mit Kühlkörper LK 09

Dieses Diagramm liefert die interessante Erkenntnis, daß es wenig Sinn hat, die Windgeschwindigkeit über 6 bis 8 m/s zu steigern, da der Gewinn an Strombelastbarkeit dann in der Regel in keinem Verhältnis mehr zum Lüfteraufwand steht.

Falls erforderlich, läßt sich das Kennlinienfeld in Bild 72 nach der vorher beschriebenen Methode auch für andere Stromformen und Frequenzen berechnen, indem man bei konstanten Werten  $\lambda$ ,  $\Delta r_{\infty}$  und  $\vartheta_U$  den Wärmewiderstand  $R_{WK} + R_{WU}$  mit Hilfe der Abhängigkeit  $R_{WK} + R_{WU} = f(V, W_i)$  entsprechend variiert.

### Kontrolle des Dauergrenzstroms aus der gemessenen Gehäusetemperatur

Bei der Projektierung einer Anlage werden im allgemeinen für alle in einem Gerät angeordneten Thyristoren definierte und gleichbleibende Kühlungsverhältnisse angenommen. Damit ergibt sich ein ganz bestimmter Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  bzw. Grenzgleichstrom  $I_{dM}$ .

In der Praxis können sich nun aber Kühlungsverhältnisse einstellen, die unter Umständen erheblich von den getroffenen Voraussetzungen abweichen. Es ist deshalb zumindest bei größeren Stromrichtergeräten erforderlich, die Grenzbelastbarkeit durch einen Erwärmungslauf zu kontrollieren. Das Maß für den Dauergrenzstrom ist dabei die Gehäusetemperatur des wärmsten Thyristors. Den Zusammenhang zwischen höchstzulässiger Gehäusetemperatur und Dauergrenzstrom in Abhängigkeit von Stromform und Frequenz liefert das Diagramm Bild 73.

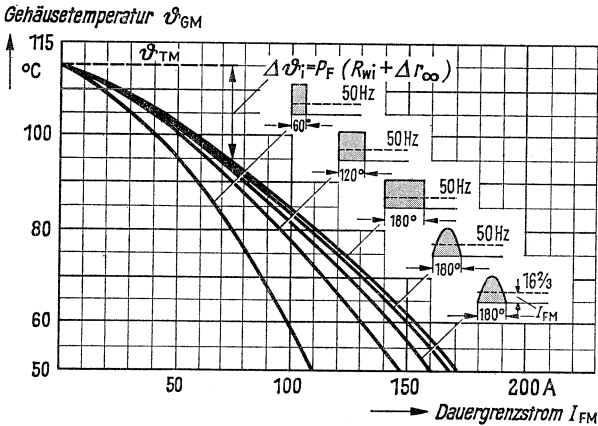


Bild 73

Höchstzulässige Gehäusetemperatur  $\vartheta_{GM}$  in Abhängigkeit vom Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  beim Thyristor BSt L 02

Die Kennlinien sind unabhängig von der Art der Kühlung und berücksichtigen nur den Durchlaßverlust  $P_F$ . Treten merkliche Zusatzverluste  $P_Z$  auf, so müssen die Kennlinien über den ganzen Strombereich um den Wert  $\Delta \vartheta = R_{W_i} \cdot P_Z$  abgesenkt werden.



Die Abhängigkeiten  $R_{WK} + R_{WU} = f(V)$  und  $\Delta r_{\infty} = f(\lambda, f)$  sind den entsprechenden Kennlinienblättern zu entnehmen.

Die so ermittelte Grenzbelastungskurve ist in das Verlustdiagramm Bild 71 eingetragen.

Für die Projektierung von Thyristorgeräten interessiert häufig die Abhängigkeit der Strombelastbarkeit von der Umgebungs- bzw. Zulufttemperatur  $\vartheta_U$  und von der Intensität der Kühlung. Hierüber können Einzelheiten dem Diagramm Bild 72 entnommen werden.

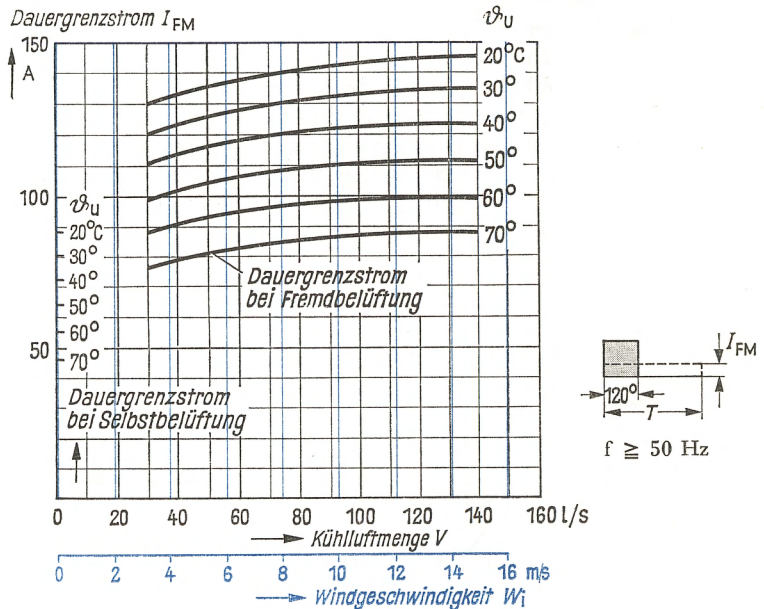
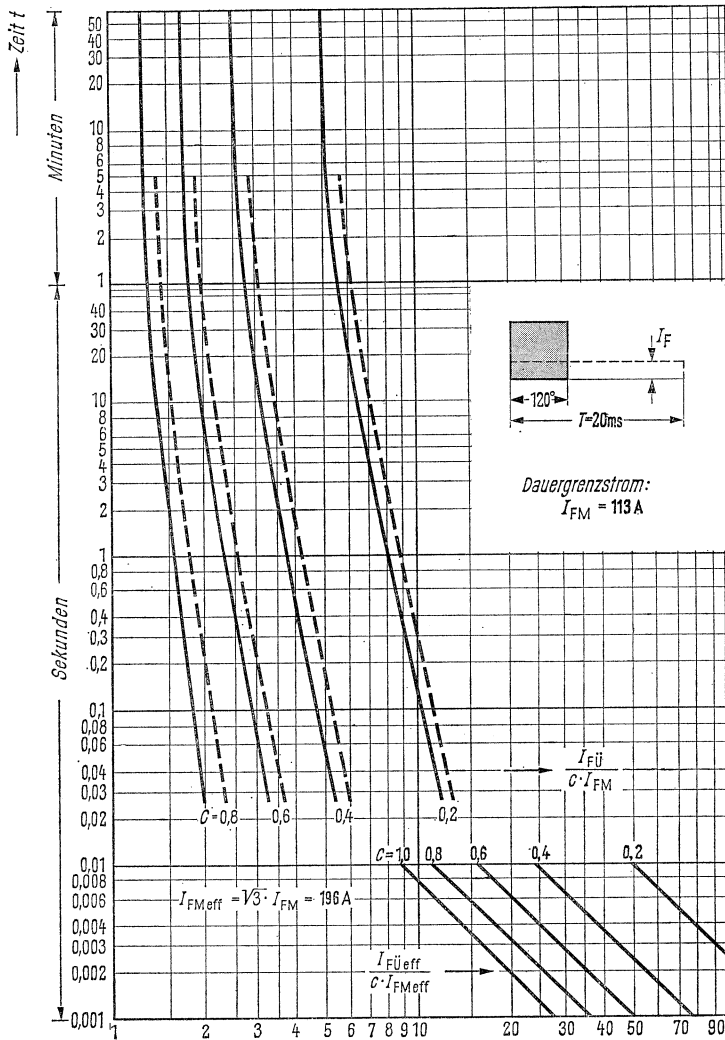


Bild 72

Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  in Abhängigkeit von der Umgebungs- bzw. Zulufttemperatur  $\vartheta_U$  und der Kühlluftmenge  $V$  je Kühlkörper sowie von der Windgeschwindigkeit  $W_1$  zwischen den Kühlrippen. Gültig für Thyristor BST L 02 mit Kühlkörper LK 09

Dieses Diagramm liefert die interessante Erkenntnis, daß es wenig Sinn hat, die Windgeschwindigkeit über 6 bis 8 m/s zu steigern, da der Gewinn an Strombelastbarkeit dann in der Regel in keinem Verhältnis mehr zum Lüfteraufwand steht.



**Bedingungen:**

1. Kühlluftmenge  $V = 35 \text{ l/s}$
2. Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ \text{ C}$
3. Frequenzen  $f = 50/60 \text{ Hz}$

**Bild 74**

Typisches Überlastkennlinienfeld für Thyristoren BSt L 02 mit Kühlkörper LK 08 oder LK 09 bei Fremdbelüftung und Betrieb mit Rechteckstrom  $\lambda = 120^\circ$

und gibt somit an, um welches Vielfache des Vorbelastungsstroms der Thyristor während der Zeit  $t_U$  überlastet werden darf.

In den Überlastkennlinien wird der Überlastfaktor  $f_U$  als das Verhältnis von Gleichstrommittelwerten  $I_F$  angegeben. Er entspricht damit aber, wie aus vorstehender Formel ersichtlich, gleichzeitig dem Verhältnis der entsprechenden Grenzgleichströme  $I_d$  bzw. Effektivwerte  $I_{F\text{eff}}$ . Der Faktor  $f_U$  sagt also nicht nur aus, wie hoch der einzelne Thyristor, sondern auch wie hoch das ganze Gerät überlastbar ist. Gleichzeitig können die in Effektivwerten angegebenen Strom-Zeit-Charakteristiken der verschiedenen Schutzelemente (Sicherungen, Bimetallrelais usw.) als Vielfaches des effektiven Vorbelastungsstroms  $c \cdot I_{F\text{Meff}}$  in das Überlastkennlinienfeld eingezeichnet werden.

Der Vorbelastungsfaktor  $c$  gibt an, mit welchem Bruchteil des höchstzulässigen Dauerstroms der Thyristor bzw. das Gerät vor Beginn des Überlaststroms belastet wird.

$$c = \frac{I_{F\text{vor}}}{I_{FM}} = \frac{I_{d\text{vor}}}{I_{dM}} = \frac{I_{F\text{vor(eff)}}}{I_{F\text{Meff}}} < 1 \quad (14)$$

Den durchgezogenen Überlastkennlinien liegt die im Dauerbetrieb höchstzulässige Tablettentemperatur  $\vartheta_{TM}$  zugrunde, die z. B. beim Thyristor BSt L 02 den Wert  $115^\circ\text{C}$  hat. Diese Kennlinie kann damit in periodischen Abständen ausgenutzt werden. Dabei muß selbstverständlich zwischen zwei aufeinanderfolgenden Überlastungen eine Pausenzeit eingehalten werden, die der Thyristor braucht, um sich wieder auf die Ausgangs- bzw. Vorbelastungstemperatur abzukühlen. Die erforderliche Pausenzeit läßt sich in einfacher Weise berechnen (vgl. Seite 115).

Jeder periodisch ausnutzbaren Kennlinie ist eine gestrichelt eingezeichnete Kennlinie zugeordnet, welche die im Störfall zulässige Tablettentemperatur  $\vartheta_{TU}$  ( $125^\circ\text{C}$  beim Thyristor BSt L 02) ausnutzt. Sie ist in erster Linie für die Bemessung des Überstromschutzes gedacht und darf aus Gründen der Betriebssicherheit nur gelegentlich in Anspruch genommen werden. Sie ist aus dem gleichen Grund auch nur bis maximal 5 min eingetragen. Bei Ausnutzung dieser Kennlinie ist aber noch die volle Sperrfähigkeit des Thyristors gewährleistet.

#### (2) *Zeitbereich 1 bis 10 ms*

Die Überlastkennlinien im Zeitbereich 1 bis 10 ms basieren auf dem Grenzlastintegral ( $I^2t$ -Wert). Sie dürfen somit nur in gelegentlichen Störfällen in Anspruch genommen werden. Bei Ausnutzung des Grenzlastintegrals verliert außerdem, wie bereits erläutert, der Thyristor kurzzeitig seine Blockierfähigkeit. Die Überlastkennlinien im Bereich 1 bis 10 ms sind somit ausschließlich für die Bemessung der Kurzschlußsicherungen bestimmt. Um einen direkten Vergleich

mit den Sicherungscharakteristiken zu ermöglichen, ist der Überlastfaktor  $f_{\text{Ü}}$  als das Verhältnis des zulässigen Effektivwertes des Überlaststroms  $I_{\text{FÜeff}}$  zum Effektivwert des Vorbelastungsstroms  $I_{\text{Fvor(eff)}} = c \cdot I_{\text{FMeff}}$  aufgetragen. Die Angabe des Verhältnisses zweier Gleichstrommittelwerte wie im Zeitbereich größer als 20 ms hätte auch keinen Sinn, da die Voraussetzung hierfür, nämlich gleicher Formfaktor  $f$  im Zähler und Nenner, wegen des recht unterschiedlichen Verlaufs des Kurzschlußstroms nicht mehr gegeben ist.

Der zulässige Überstrom während der Überlastdauer  $t_{\text{Ü}}$  wird aus den in den Datenblättern angegebenen  $I^2t$ -Werten errechnet:

$$I_{\text{FÜeff}} = \sqrt{\frac{I^2t}{t_{\text{Ü}}}} \quad (15)$$

Dabei ist der der jeweiligen Vorbelastungstemperatur entsprechende  $I^2t$ -Wert einzusetzen. Die an sich geringe Temperaturabhängigkeit der  $I^2t$ -Werte zwischen 20 °C und Maximalwert  $\vartheta_{\text{TM}}$  kann dabei als linear angenommen werden. Damit ergibt sich der Überlastfaktor

$$f_{\text{Ü}} = \frac{I_{\text{FÜeff}}}{c \cdot I_{\text{FMeff}}} \quad (16)$$

Hierin ist  $c$  wieder der Vorbelastungsfaktor und  $I_{\text{FMeff}}$  der Effektivwert des Dauergrenzstroms  $I_{\text{FM}}$ . Mit dem Formfaktor  $f$  nach Bild 69 ist

$$I_{\text{FMeff}} = f \cdot I_{\text{FM}} \quad (17)$$

In Bild 75 ist die Definition der Überlastfaktoren  $f_{\text{Ü}}$  in den beiden Zeitbereichen einander gegenübergestellt.

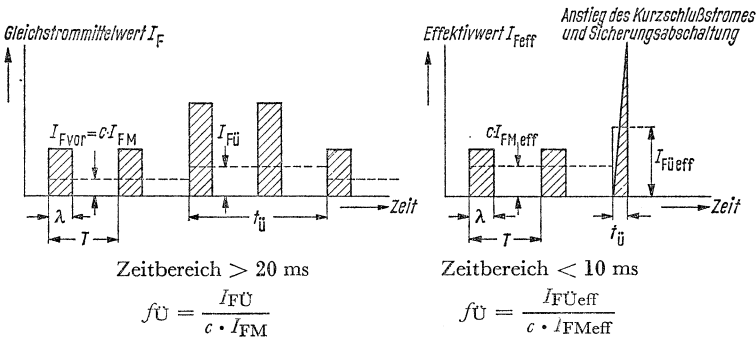


Bild 75

Definition der Überlastfaktoren  $f_{\text{Ü}}$  in den beiden Zeitbereichen

### Gültigkeitsbereich der Überlastkennlinien

Den für die einzelnen Thyristortypen angegebenen Überlastkennlinien liegen stets definierte Bedingungen zugrunde (Typ des Kühl-

körpers, Kühlungsart, Umgebungstemperatur, Stromform, Stromflußwinkel, Frequenz).

Weichen die tatsächlichen Betriebsbedingungen hiervon wesentlich ab, so lassen sich die Überlastkennlinien berechnen (vgl. Seite 115). Einen Begriff davon, in welchem Maß sich die Überlastkennlinien mit den interessantesten Parametern (Stromflußwinkel, Umgebungstemperatur, Frequenz) verändern, erhält man aus den graphischen Darstellungen der Bilder 76 und 77. Zu beachten ist, daß hierbei auch der Dauergrenzstrom den jeweiligen Bedingungen angepaßt wurde. Damit ergeben sich im Langzeitbereich praktisch keine Unterschiede zwischen den einzelnen Überlastkennlinien. Diese machen sich nur im Kurzzeitbereich mehr oder weniger ausgeprägt bemerkbar.

#### 7.4. Ermittlung der Strombelastbarkeit für beliebige Belastungsfälle

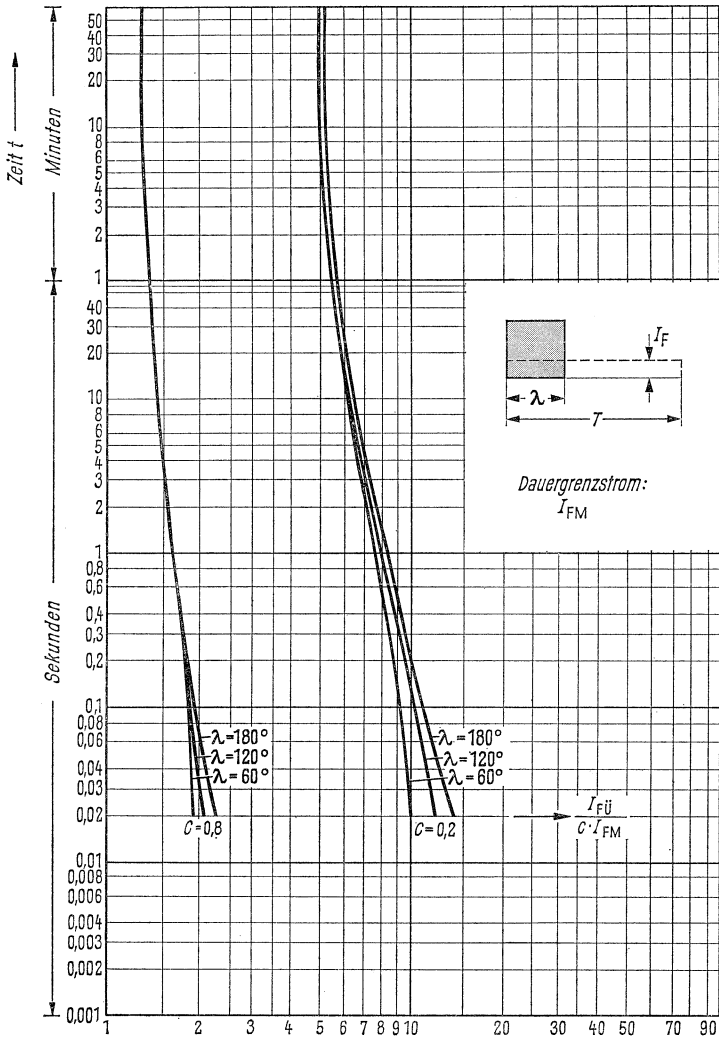
Die Strombelastbarkeit wird stets über den zulässigen Durchlaßverlust berechnet. Den Zusammenhang zwischen Durchlaßstrom und dem Durchlaßverlust stellt das Verlustdiagramm  $I_F = f(P_F, \lambda)$  bzw. die Verlustformel (11) her. Welcher Durchlaßverlust im Einzelfall zulässig ist, hängt von der zulässigen Tablettenübertemperatur und vom zeitlichen Erwärmungsverhalten des Thyristors ab, das sowohl durch dessen konstruktiven Innenaufbau als auch durch die Kühlungsverhältnisse bestimmt wird.

Der Erwärmungsverlauf läßt sich sowohl durch den transienten Wärmewiderstand als auch durch die analytische Erwärmungsfunktion beschreiben. Daraus ergeben sich für die Ermittlung des zulässigen Durchlaßverlustes zwei verschiedene Rechnungsverfahren: das Superpositionsprinzip (1) und die analytische Methode (2).

##### (1) *Superpositionsprinzip*

Die Grundlage für das Superpositionsprinzip bildet der transiente Wärmewiderstand  $r$  für Konstantstrom. Das Verfahren ist allgemein gültig und somit grundsätzlich auf jeden beliebigen Belastungsfall anwendbar. Da die Rechnung nach diesem Prinzip stets von irgendeinem stationären Zustand ausgehend beginnen muß und schrittweises Vorgehen erfordert, wobei jeder nachfolgende Schritt auf dem vorhergehenden aufbaut, kann es bei der Berechnung von langen Impulsketten mit kurzen Impulsdauern sehr aufwendig und sogar undurchführbar werden. Ein derartiger Fall wäre beispielsweise die Berechnung der Strombelastbarkeit bei Aussetzbetrieb mit einer Einschaltdauer von 100 ms und einer Spieldauer von 300 ms.

Das Superpositionsprinzip ist stets zu empfehlen, wenn es sich um die Berechnung der Belastbarkeit mit nur wenigen periodischen Stromimpulsen handelt. Es ist immer dann der analytischen Methode über-

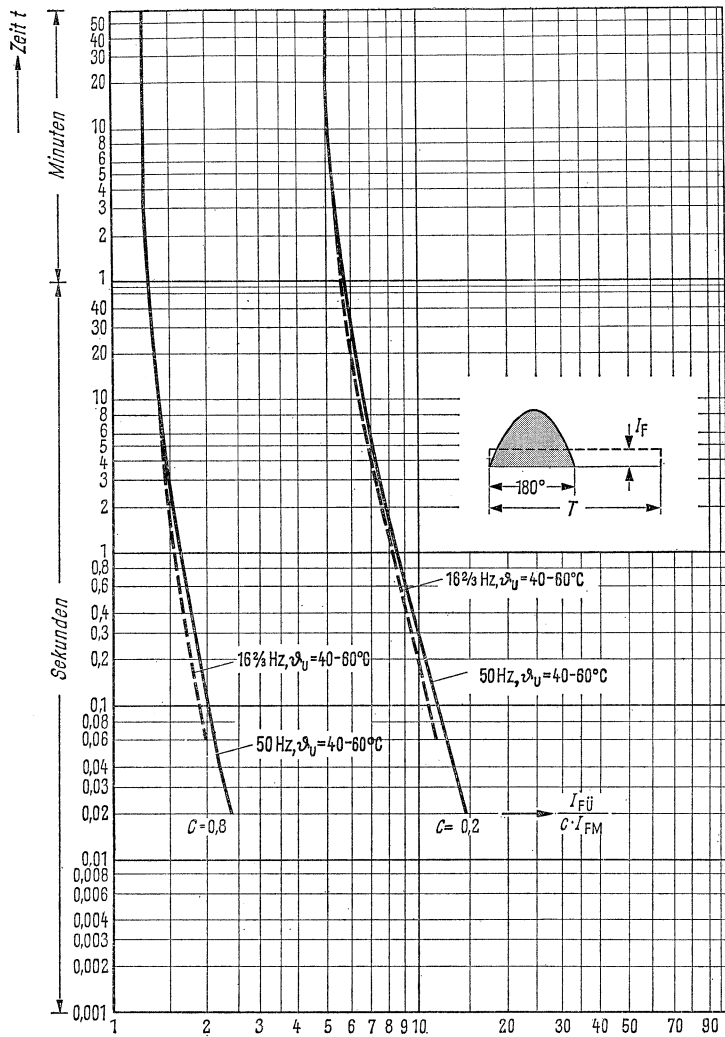


**Bedingungen:**

1. Kühlluftmenge  $V = 35 \text{ l/s}$
2. Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40 \text{ }^\circ\text{C}$
3. Frequenzen  $f = 50/60 \text{ Hz}$

**Bild 76**

Einfluß des Stromflußwinkels  $\lambda$  auf die Überlastkennlinien für Betrieb mit Rechteckstrom am Beispiel der Thyristoren BSt L 02 mit Kühlkörper LK 08 oder LK 09 bei Fremdbelüftung



Bedingungen:

Kühlluftmenge  $V = 35$  l/s

Bild 77

Einfluß der Frequenz  $f$  und der Umgebungstemperatur  $\vartheta_U$   
auf die Überlastkennlinien für Betrieb mit Sinusstrom  $\lambda = 180^\circ$   
(Thyristoren BSt L 02 + LK 08 oder LK 09 bei Fremdbelüftung)

legen, wenn nichtperiodische Impulsbelastungen gegeben sind, wobei die Impulse beliebige Form und eine beliebige variable Folge haben können.

Beim Superpositionsprinzip werden stets rechteckige Verlustblöcke vorausgesetzt, die allerdings von beliebiger Höhe und Breite sein können. Ist der Verlustimpuls nicht rechteckig, so muß er durch ein oder auch mehrere äquivalente Rechtecke angenähert werden.

Das Verfahren geht, wie in Bild 78 gezeigt, von der Annahme aus, daß jeder aufgeschaltete Leistungsimpuls unendlich lange ansteht und somit die Tablettenüber Temperatur  $\Delta\vartheta_T$  auf ihren durch den statischen Gesamtwärme Widerstand  $r_\infty = R_{WGes}$  und die jeweilige Verlustleistung gegebenen Endwert ansteigt.

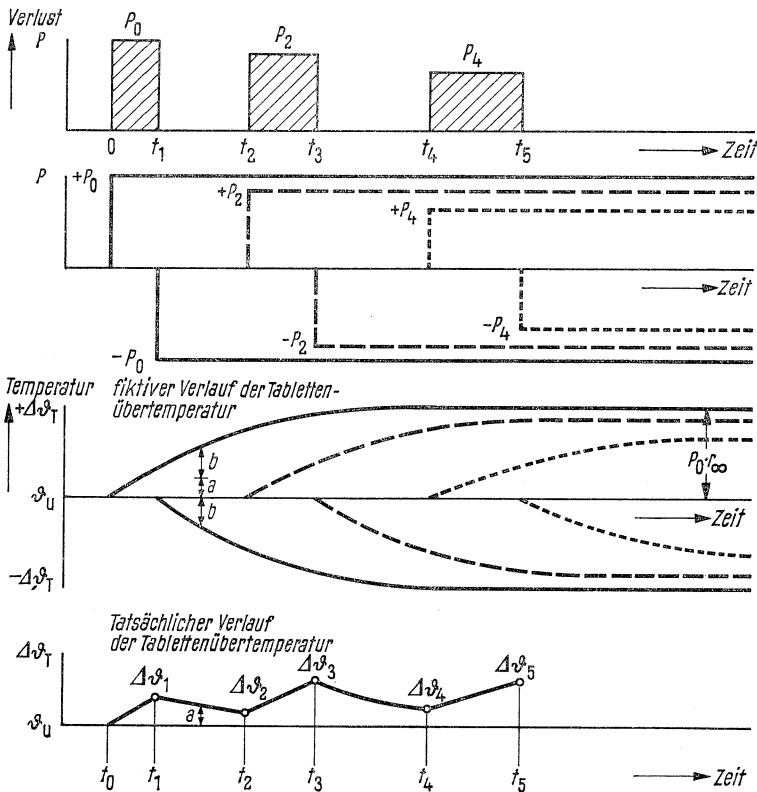


Bild 78  
Erläuterung des Superpositionsprinzips



Da der Impuls aber tatsächlich nur kurze Zeit andauert, zum Beispiel der Impuls  $P_0$  von  $t_0$  bis  $t_1$ , hört die Erwärmung im Zeitpunkt  $t_1$  auf. Die Tablette hat bis dahin die Übertemperatur  $\Delta\vartheta_1$  angenommen. Es setzt sodann Abkühlung bis zum Zeitpunkt  $t_2$  ein. Die Abkühlkurve erhält man nun dadurch, daß man sich im Zeitpunkt  $t_1$  einen gleich großen, aber negativen Verlustblock  $-P_0$  aufgeschaltet denkt, der wiederum unendlich lange ansteht und eine fiktive „negative“ Erwärmungskurve zur Folge hat. Die tatsächliche Abkühlkurve im stromlosen Zeitintervall  $t_1$  bis  $t_2$  ergibt sich dann, indem man die fiktiven Erwärmungskurven superponiert, das heißt, die negative von der positiven abzieht. Dieses Verfahren läßt sich analog für alle nachfolgenden Impulse weiterführen, und man erhält in dieser Weise die gesuchte Tablettenübertemperatur nach dem  $n$ -ten Impuls.

Ausgehend von diesem Prinzip errechnen sich die Tablettenübertemperaturen am Ende der Verlustblöcke bzw. der stromlosen Intervalle ganz allgemein wie folgt aus den jeweiligen Verlusten  $P$  und dem transienten Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r$ :

$$\left. \begin{aligned} \Delta\vartheta_1 &= P_0 r_{t1} \\ \Delta\vartheta_2 &= P_0 r_{t2} - P_0 r_{(t2-t1)} \\ \Delta\vartheta_3 &= P_0 r_{t3} - P_0 r_{(t3-t1)} + P_2 r_{(t3-t2)} \\ \Delta\vartheta_4 &= P_0 r_{t4} - P_0 r_{(t4-t1)} + P_2 r_{(t4-t2)} - P_2 r_{(t4-t3)} \\ &\text{usw.} \end{aligned} \right\} (18)$$

In der Praxis interessieren jedoch meistens nur die beiden folgenden Sonderfälle des Superpositionsprinzips.

*Sonderfall 1:* Periodische Folge von Stromimpulsen konstanter Höhe

In diesem Falle stellt sich der in Bild 79 dargestellte Verlauf des Durchlaßverlustes  $P$  und der Tablettenübertemperatur  $\Delta\vartheta_T$  ein. Die allgemein gültigen Formeln (18) vereinfachen sich somit zu

$$\begin{aligned} \Delta\vartheta_1 &= P r_{t1} \\ \Delta\vartheta_2 &= P [r_T - r_{t2}] \\ \Delta\vartheta_3 &= P [r_{(T+t1)} - r_T] + \Delta\vartheta_1 \\ \Delta\vartheta_4 &= P [r_{2T} - r_{(T+t2)}] + \Delta\vartheta_2 \\ \Delta\vartheta_5 &= P [r_{(2T+t1)} - r_{2T}] + \Delta\vartheta_3 \\ &\text{usw.} \end{aligned}$$

Daraus leitet sich die einfache Gesetzmäßigkeit ab:

$$\left. \begin{aligned} \text{Übertemperatur} & \\ \text{nach dem } n\text{-ten} & \Delta\vartheta_{E(n)} = P \left[ \sum_{x=0}^{x=n-1} r_{(xT+t1)} - \sum_{x=1}^{x=n-1} r_{(xT)} \right] \\ \text{Lastimpuls} & \\ \text{Übertemperatur} & \\ \text{nach der } n\text{-ten} & \Delta\vartheta_{A(n)} = P \left[ \sum_{x=1}^{x=n} r_{(xT)} - \sum_{x=0}^{x=n-1} r_{(xT+t2)} \right] \\ \text{Strompause} & \end{aligned} \right\} (19)$$

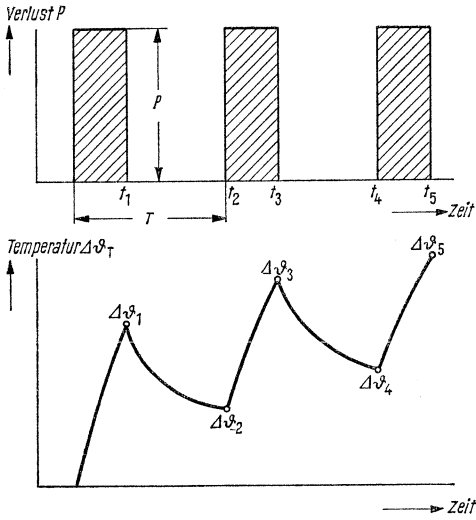


Bild 79  
Verlauf der Tablettenübertemperatur  $\Delta\vartheta_T$  und des Durchlaßverlustes  $P$  bei periodischen Stromimpulsen konstanter Höhe

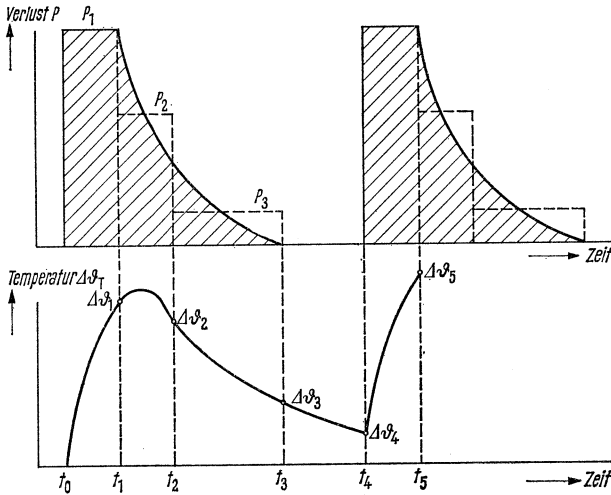


Bild 80  
Verlauf der Tablettenübertemperatur und des Durchlaßverlustes  $P$  bei Stromimpulsen beliebiger Form

### Sonderfall 2: Stromimpulse beliebiger Form und Folge

Bild 80 zeigt den Verlauf des Durchlaßverlustes für Stromimpulse beliebiger Form und Folge.

Die Übertemperatur am Ende des  $n$ -ten Impulses kann hier nur aus der Berechnung des zeitlichen Verlaufes der Tablettenübertemperatur gewonnen werden. Dazu ist es erforderlich, die Verlustblöcke zunächst ähnlich wie bei der graphischen Integration durch äquivalente Rechteckblöcke anzunähern. Wie breit man dabei die einzelnen Rechtecke zu wählen hat, um eine hinreichende Genauigkeit zu erzielen, hängt im wesentlichen von der Höhe der Verlustleistung und von der Änderungsgeschwindigkeit des transienten Wärmewiderstandes im jeweiligen Zeitintervall ab. Ein allgemeingültiges Rezept hierfür läßt sich nicht geben. Im allgemeinen erbringt eine relativ grobe Unterteilung schon recht zuverlässige Ergebnisse.

Der Verlauf der Tablettenübertemperatur errechnet sich dann punktweise nach den Gleichungen

$$\begin{aligned}\Delta\vartheta_1 &= P_1 r_{t1} \\ \Delta\vartheta_2 &= P_1 [r_{t2} - r_{(t2-t1)}] + P_2 r_{(t2-t1)} \\ \Delta\vartheta_3 &= P_1 [r_{t3} - r_{(t3-t1)}] + P_2 [r_{(t3-t1)} - r_{(t3-t2)}] + P_3 r_{(t3-t2)} \\ \Delta\vartheta_4 &= P_1 [r_{t4} - r_{(t4-t1)}] + P_2 [r_{(t4-t1)} - r_{(t4-t2)}] + P_3 [r_{(t4-t2)} - r_{(t4-t3)}] \\ &\text{usw.}\end{aligned}\tag{20}$$

Ergänzend muß zu den bisher geschilderten Rechenverfahren noch gesagt werden: Die Verlustblöcke können sowohl ein echter Gleichstromverlust sein (zum Beispiel Durchlaßverlustblöcke entsprechend einem Rechteckstrom vom Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$  bei 50 Hz) oder auch der *mittlere* Durchlaßverlust eines periodisch auftretenden Paketes von netzfrequenten Stromimpulsen. Im letzteren Fall errechnet man mit dem Wärmewiderstand  $r = f(t)$  eine fiktive *mittlere* Tablettenübertemperatur  $\Delta\bar{\vartheta}_T$ , der sich eine mit Netzfrequenz pulsierende Temperaturschwankung überlagert (vgl. auch Seite 71). Die tatsächliche Spitzentemperatur  $\Delta\hat{\vartheta}_T$  erhält man, indem im Punkt höchster mittlerer Tablettenübertemperatur noch die überlagerte Temperaturschwankung addiert wird. Letztere berechnet sich, wie aus Bild 81 ersichtlich, zu  $\bar{P} \cdot \Delta r_{t1}$ , worin  $\Delta r_{t1}$  gleich der Differenz der transienten Wärmewiderstände für Impulsstrom und Konstantstrom  $\varrho_{t1} - r_{t1}$  im Zeitpunkt  $t_1$  und  $\bar{P} = P_F$  der mittlere Durchlaßverlust ist.

### (2) Analytische Methode

Die analytische Methode geht von der analytischen Erwärmungsfunktion, das heißt von der mathematischen Darstellung des zeitabhängigen Erwärmungsverlaufs durch eine e-Reihe aus. Die Methode arbeitet mit Formeln, die es im Gegensatz zum Super-

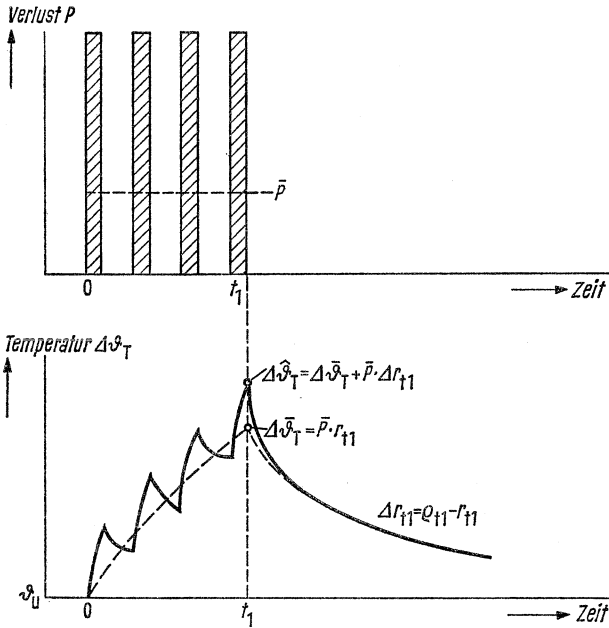


Bild 81

Berechnung der Spitzenübertemperatur am Ende eines Impulspakets

positionsverfahren ermöglichen, den zulässigen Durchlaßverlust in nur einem Rechnungsgang zu bestimmen. Naturgemäß lassen sich solche Formeln nur dann herleiten, wenn periodische Lastimpulse konstanter Höhe und Form gegeben sind und wenn außerdem der zeitliche Verlauf der Verlustleistung mathematisch erfaßbar ist, wie zum Beispiel bei sinus- oder rechteckförmiger Strombelastung. Voraussetzung für eine Rechnung nach der analytischen Methode ist selbstverständlich, daß die e-Reihe für die jeweiligen Kühlungsverhältnisse bekannt ist, das heißt die Zeitkonstanten  $\tau_x$  und Teilwärmewiderstände  $R_x$  müssen gegeben sein. Diese sind für jeweils typische Kühlungsverhältnisse im Teil V, im Anschluß an die transienten Wärmewiderstandskurven der einzelnen Thyristortypen, angegeben.

Das Verfahren ist dem Superpositionsprinzip in der Regel dann überlegen, wenn es gilt, die Übertemperatur bzw. den zulässigen Strom bei Belastung mit langen periodischen Impulsketten zu bestimmen (zum Beispiel im Aussetzbetrieb).

Die analytische Methode hat gegenüber dem Superpositionsprinzip den Vorteil, daß es kein schrittweises Vorgehen erfordert und das Ergebnis in einem Rechnungsgang liefert. Der Nachteil ist jedoch,

daß es praktisch nur auf Belastungsfälle mit periodisch auftretenden Impulsen von bestimmter, gleichbleibender Form anwendbar ist (zum Beispiel Rechteckimpulse).

*Fall 1:* Belastung mit langen periodisch auftretenden Impulspaketen  
 In diesem Fall rechnet man mit den Zeitkonstanten und Widerständen der analytischen Erwärmungsfunktion. Im folgenden werden die Gleichungen sowohl für den Aufheizvorgang als auch für den eingeschwungenen Zustand (Aussetzbetrieb) angegeben.

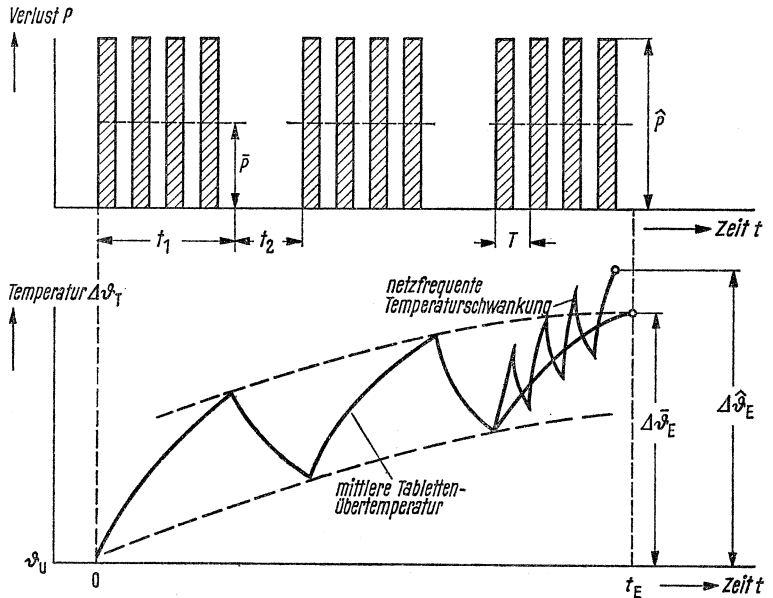


Bild 82

Verlauf der Tablettenübertemperatur bei Belastung mit periodischen Impulspaketen

Die *mittlere* Tablettenübertemperatur  $\Delta\bar{\vartheta}_E$  im Zeitpunkt  $t_E$ , das heißt am Ende des  $n$ -ten Impulspaketes (Bild 82), errechnet sich aus der die obere Hüllkurve der mittleren Temperaturschwankung beschreibenden Formel

$$\Delta\bar{\vartheta}_E = \bar{P} \sum_{x=1}^{x=n} R_x \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_x}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau_x}}} \left( 1 - e^{-\frac{t_E+t_2}{\tau_x}} \right) \quad (21)$$

Den eingeschwungenen Zustand erhält man, indem man die Belastungsdauer  $t_E \rightarrow \infty$  gehen läßt. Gleichung (21) geht dann für den in Bild 83 dargestellten Aussetzbetrieb über in die wichtige Formel

$$\Delta\bar{\vartheta}_E = \bar{P} \sum_{x=1}^{x=n} R_x \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_x}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau_x}}} \quad (22)$$

Gelegentlich interessiert auch die Höhe der mittleren Temperaturschwankung im Aussetzbetrieb:

$$\Delta\bar{\vartheta}_E - \Delta\bar{\vartheta}_A = \bar{P} \sum_{x=1}^{x=n} R_x \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_x}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau_x}}} \left( 1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_x}} \right) \quad (23)$$

Zur praktischen Anwendung dieser Formeln muß noch gesagt werden: Die netzfrequenten Einzelimpulse können sowohl sinus- als auch rechteckförmig sein. Den durch die netzfrequente Temperaturschwankung bestimmten Spitzenwert  $\Delta\hat{\vartheta}_E = \Delta\hat{\vartheta}_T$  errechnet man wieder zu  $\Delta\hat{\vartheta}_E = \Delta\bar{\vartheta}_E + \bar{P} \cdot \Delta r_{t1}$  (vgl. S. 106).

Die Teilzeitkonstanten  $\tau_x$  und Teilwärmewiderstände  $R_x$  der analytischen Erwärmungsfunktion sind im Teil V, im Anschluß an die jeweiligen transienten Wärmewiderstandskurven, angegeben.

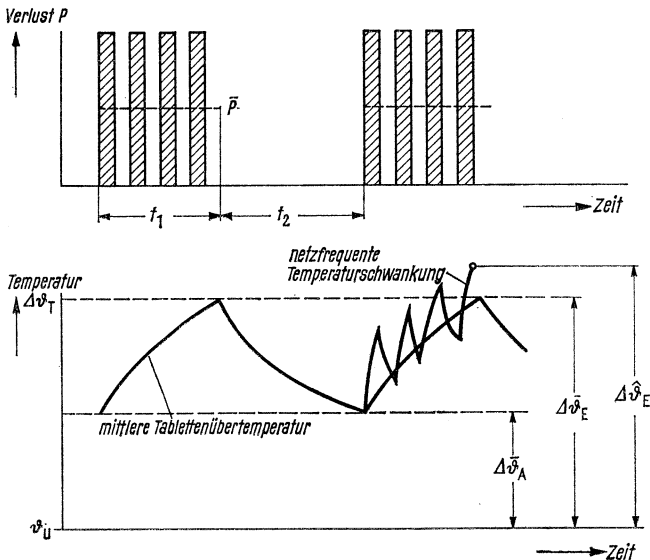


Bild 83

Verlauf der Tablettenübertemperatur und des Durchlaßverlustes bei Belastung mit periodischen Impulspaketen im Aussetzbetrieb

Zu beachten ist ferner, daß bei einzelnen Summanden die Spieldauer  $t_1 + t_2$  Werte haben kann, mit denen der Exponent  $(t_1 + t_2)/\tau_x \ll 1$  wird. Diese Summanden gehen dann näherungsweise über in <sup>1)</sup>

$$R_x \cdot \frac{t_1}{t_1 + t_2} \quad (\text{in Formel 22})$$

$$R_x \cdot \frac{t_1}{t_1 + t_2} \cdot \frac{t_2}{\tau_x} \quad (\text{in Formel 23})$$

Das bedeutet, daß zum Beispiel bei Aussetzbetrieb (22) diejenigen Teile des Halbleiterbauelements, deren Zeitkonstanten groß gegenüber der Spieldauer  $t_1 + t_2$  sind, die Temperaturschwankung nicht mehr mitmachen. Sie nehmen vielmehr eine durch die Wärmewiderstände und die mittlere Verlustleistung  $P = \bar{P} \cdot t_1 / (t_1 + t_2)$  bestimmte konstante Übertemperatur an, der sich die durch die kleineren Zeitkonstanten gegebene Temperaturschwankung überlagert.

*Fall 2:* Belastung mit netzfrequenten Einzelimpulsen konstanter Form und Höhe

Hier rechnet man zweckmäßig mit dem transienten Wärmewiderstand für Impulsstrom  $\varrho = f(t)$  (vgl. Seite 77). Der Zusammenhang mit der analytischen Methode ist zunächst nicht unmittelbar ersichtlich, wird aber sofort klar, wenn man das der Definition der Größe  $\varrho$  zugrunde liegende Bild 63 (Seite 78) betrachtet. Die  $\varrho$ -Werte beschreiben demzufolge die obere Hüllkurve der netzfrequenten Tablettemperaturschwankung und liefern damit im Prinzip das gleiche Ergebnis wie die auf der analytischen Erwärmungsfunktion beruhende Gleichung (21). Sie basieren somit auf einem bereits vorausberechneten Temperaturverlauf. Dadurch wird, wie aus Bild 84 ersichtlich, die Berechnung der Strombelastbarkeit außerordentlich einfach. Der Wert  $\varrho$  ist in Abhängigkeit von der Belastungsdauer  $t_1$  für die üblichen Frequenzen und Stromformen den entsprechenden Kennlinienblättern zu entnehmen.

Zu beachten ist, daß der Wert  $\varrho$  stets auf den mittleren Durchlaßverlust  $\bar{P} = P_F$  bezogen ist und somit für einen bestimmten vorgegebenen Wert  $\Delta \hat{\theta}_T$  direkt über das Verlustdiagramm  $I_F = f(P_F, \lambda)$  den zulässigen Gleichstrommittelwert  $I_F$  liefert.

#### *Berechnungsschema für die häufigsten Belastungsfälle*

In der Tabelle 5 sind die häufigsten Belastungsfälle zusammengefaßt und Berechnungsvorschläge gegeben. Hierbei werden folgende Symbole benutzt:

<sup>1)</sup> Hierbei wird von der Entwicklung der Exponentialfunktion Gebrauch gemacht, die für kleine Exponenten schon nach wenigen Gliedern abgebrochen werden kann:

$$1 - e^{-x} = x - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} - \dots$$

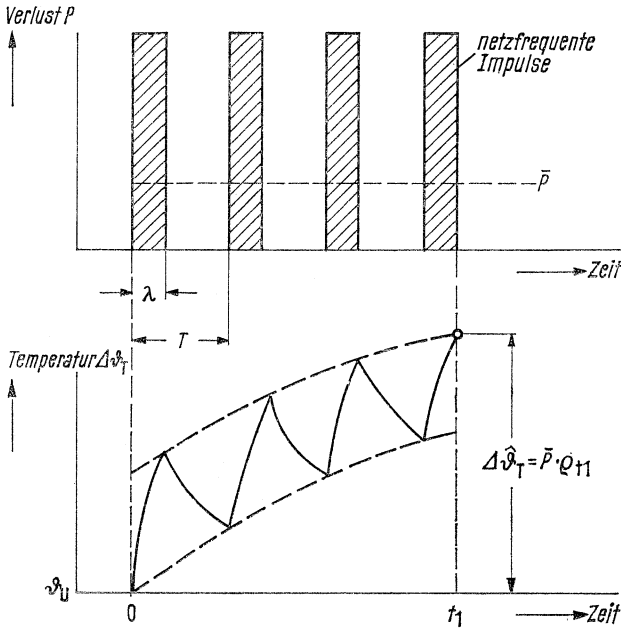


Bild 84

Berechnung der Tablettenübertemperatur mit Hilfe des transienten Wärmewiderstandes für Impulsstrom  $q$

$\Delta\vartheta_{E, A}$  Tablettenübertemperatur am Ende des Erwärmungs- bzw. Abkühlvorgangs

$P, P_{\bar{U}}, P_{\text{vor}}$  Mittlere Durchlaßverluste bzw. reine Gleichstromverluste

$r_t$  Transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom für das Zeitintervall  $t$

$q_t$  Transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom für das Zeitintervall  $t$

$\Delta r_t$  Differenz  $q_t - r_t$  für das Zeitintervall  $t$ , berücksichtigt die der mittleren Übertemperatur überlagerte netzfrequente Temperaturschwankung im Zeitbereich  $t < 1$  s

$\Delta r_{\infty}$  Konstante Differenz  $q_t - r_t$  im Zeitbereich  $t > 1$  s

$r_{\infty}$  Statischer Gesamtwärmewiderstand

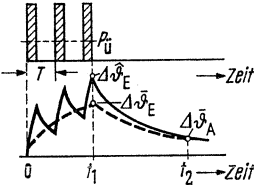
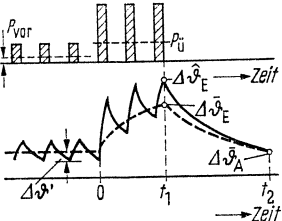
$$R_{W\text{Ges}} = R_{W_i} + R_{W_{\bar{U}}} + R_{W_K}$$

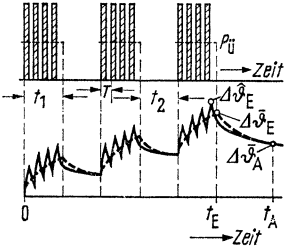
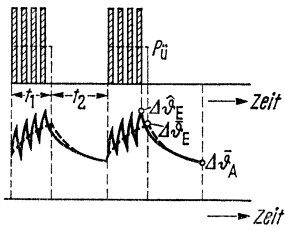
Alle transienten Wärmewiderstandswerte sind den entsprechenden Kennlinienblättern im Teil V zu entnehmen. Den Zusammenhang zwischen dem Durchlaßverlust und dem Gleichstrommittelwert vermitteln die Verlustdiagramme  $I_F = f(P_F, \lambda)$ .



Tabelle 5 Häufige Belastungsfälle mit Berechnungsvorschlägen

Nr.	Verlustdiagramm und Tablettenübertemperatur	Belastungsart und Berechnung
1		<p><i>Belastung mit Gleichstrom</i>            Konstante Dauerbelastung mit nachfolgender Abschaltung            Erwärmung: <math>\Delta\vartheta_E = P \cdot r_\infty</math>            Abkühlung:  <math>\Delta\vartheta_A = P [r_\infty - r_{(t_2-t_1)}]</math></p>
2		<p><i>Belastung mit Gleichstrom</i>            Konstante Kurzzeitbelastung mit nachfolgender Abschaltung            Erwärmung: <math>\Delta\vartheta_E = P_{\ddot{U}} \cdot r_{t1}</math>            Abkühlung:  <math>\Delta\vartheta_A = P_{\ddot{U}} [r_{t2} - r_{(t_2-t_1)}]</math></p>
3		<p><i>Belastung mit Gleichstrom</i>            Kurzzeitige Überlastung nach Dauervorbelastung und nachfolgende Abschaltung            Erwärmung:  <math>\Delta\vartheta_E = P_{\text{vor}} \cdot r_\infty + (P_{\ddot{U}} - P_{\text{vor}}) r_{t1}</math>            Abkühlung:  <math>\Delta\vartheta_A = P_{\text{vor}} (r_\infty - r_{t2}) + P_{\ddot{U}} [r_{t2} - r_{(t_2-t_1)}]</math></p>
4		<p><i>Belastung mit netzfrequentem Impulsstrom</i>            Dauerbelastung (sinus- oder rechteckförmig) mit nachfolgender Abschaltung            Erwärmung:  <math>\Delta\hat{\vartheta}_E = P \cdot \varrho_\infty = P (r_\infty + \Delta r_\infty)</math>            Abkühlung:  <math>\Delta\hat{\vartheta}_A = P [r_\infty - r_{(t_2-t_1)}]</math>  <math>\Delta\hat{\vartheta}_A \approx \Delta\vartheta_A</math> für <math>T &lt; t_2 - t_1 &lt; 5T</math>  <math>\Delta\hat{\vartheta}_A = \Delta\vartheta_A</math> für <math>t_2 - t_1 &gt; 5T</math></p>

Nr.	Verlustdiagramm und Tablettenübertemperatur	Belastungsart und Berechnung
5		<p><i>Belastung mit netzfrequentem Impulsstrom</i></p> <p>Konstante Kurzzeitbelastung (sinus- oder rechteckförmig) mit nachfolgender Abschaltung</p> <p>Erwärmung:  <math>\Delta\hat{\vartheta}_E = P_{\hat{U}} \cdot \varrho_{i1}</math></p> <p>Abkühlung:  <math>\Delta\bar{\vartheta}_A = P_{\hat{U}} [r_{i2} - r_{(i2-t1)}]</math>  <math>\Delta\hat{\vartheta}_A</math> wie unter Nr. 4</p>
6		<p><i>Belastung mit netzfrequentem Impulsstrom</i></p> <p>Kurzzeitige Überlastung (sinus- oder rechteckförmig) nach Dauervorbelastung mit nachfolgender Abschaltung bzw. wiederkehrender Vorbelastung</p> <p>Erwärmung:  <math>\Delta\hat{\vartheta}_E = P_{\text{vor}} (r_{\infty} - r_{i1}) + P_{\hat{U}} \cdot \varrho_{i1}</math></p> <p>Abkühlung:</p> <p>a) bei nachfolgender Abschaltung  <math>\Delta\bar{\vartheta}_A = P_{\text{vor}} (r_{\infty} - r_{i2}) + P_{\hat{U}} [r_{i2} - r_{(i2-t1)}]</math></p> <p>b) bei wiederkehrender Vorbelastung  <math>\Delta\bar{\vartheta}_A = P_{\text{vor}} \cdot r_{\infty} + (P_{\hat{U}} - P_{\text{vor}}) [r_{i2} - r_{(i2-t1)}]</math></p> <p>Anmerkung:  <math>\Delta\hat{\vartheta}_E</math> wird hiernach um den Wert <math>\Delta\vartheta'</math> zu niedrig berechnet. Der Fehler ist jedoch in der Regel für <math>f \geq 50</math> Hz vernachlässigbar.</p>

Nr.	Verlustdiagramm und Tablettenübertemperatur	Belastungsart und Berechnung
7		<p><i>Belastung mit periodischen Impulspaketen</i></p> <p>Kurzzeitbelastung mit periodischer Folge gleicher Impulspakete und nachfolgender Abschaltung</p> <p>Erwärmung:</p> <p><math>\Delta\bar{\vartheta}_E</math> bei wenigen Impulspaketen nach dem Superpositionsprinzip Formel (19), bei langen Impulsketten nach der analytischen Methode Formel (21)</p> $\Delta\bar{\vartheta}_E = P_{\dot{U}} \sum_{x=1}^n R_x \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau x}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau x}}} \times$ $\times \left( 1 - e^{-\frac{t_E+t_2}{\tau x}} \right)$ <p><math>\hat{\Delta}\bar{\vartheta}_E = \Delta\bar{\vartheta}_E + P_{\dot{U}} \cdot \Delta r_{t1}</math></p> <p>Abkühlung: <math>\Delta\bar{\vartheta}_A</math> nach dem Superpositionsprinzip</p>
8		<p><i>Belastung mit periodischen Impulspaketen</i></p> <p>Dauerbelastung mit periodischer Folge gleicher Impulspakete (Aussetzbetrieb)</p> <p>Erwärmung: Nach Formel (22)</p> $\Delta\bar{\vartheta}_E = P_{\dot{U}} \sum_{x=1}^n R_x \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau x}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau x}}}$ <p><math>\hat{\Delta}\bar{\vartheta}_E = \Delta\bar{\vartheta}_E + P_{\dot{U}} \cdot \Delta r_{t1}</math></p> <p>Temperaturschwankung:</p> <p><math>\Delta\bar{\vartheta}_E - \Delta\bar{\vartheta}_A</math> nach Formel (23)</p> <p><math>\hat{\Delta}\bar{\vartheta}_E - \Delta\bar{\vartheta}_A =</math></p> <p><math>\Delta\bar{\vartheta}_E - \Delta\bar{\vartheta}_A + P_{\dot{U}} \cdot \Delta r_{t1}</math></p>

Nr.	Verlustdiagramm und Tablettenübertemperatur	Belastungsart und Berechnung
9		<p><i>Belastung mit periodischen Impulspaketen</i></p> <p>Dauerbelastung mit periodischer Folge gleicher Impulspakete und konstanter Grundbelastung</p> <p>Erwärmung:</p> $\Delta\vartheta_E = P_{\text{vor}} \cdot r_{\infty} + (P_{\text{Ü}} - P_{\text{vor}}) \sum_{x=1}^n R_x \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_x}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau_x}}}$ $\Delta\hat{\vartheta}_E = \Delta\bar{\vartheta}_E + P_{\text{Ü}} \cdot \Delta r_{t1}$
10		<p><i>Belastung mit beliebigen Impulspaketen</i></p> <p>Kurzzeitbelastung mit Impulspaketen beliebiger Form und Folge</p> <p>Erwärmung und Abkühlung:</p> <p>Man ersetzt die mittlere Verlustkurve <math>P_{\text{Ü}} = f(t)</math> durch flächengleiche Rechteckblöcke und errechnet den mittleren Temperaturverlauf <math>\Delta\bar{\vartheta}_T = f(t)</math> nach dem Superpositionsprinzip Formel (20).</p> <p>Die Spitzentemperatur <math>\Delta\vartheta_x</math> bestimmt man dann wie folgt:</p> $\Delta\hat{\vartheta}_x = \Delta\bar{\vartheta}_x + P_{\text{Ü}x} \cdot \Delta r_{tp}$

### Berechnungsbeispiele

Anhand von zwei in der Praxis interessanten Beispielen soll sowohl das Rechnen mit dem transienten Wärmewiderstand für Impulsstrom als auch das mit der analytischen Erwärmungsfunktion deutlich gemacht werden.

*Beispiel 1*: Berechnung einer Überlastkennlinie

Gesucht ist die Überlastkennlinie eines Thyristors BSt L 02 unter folgenden Bedingungen:

- Betrieb mit Kühlkörper LK 09, Kühlluftmenge  $V = 35 \text{ l/s}$  je Kühlkörper
- Vorbelastung mit 80% des Dauergrenzstroms, das heißt Vorbelastungsfaktor  $c = 0,8$
- Zulässige Tablettentemperatur  $\vartheta_{TM} = 115 \text{ }^\circ\text{C}$
- Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 30 \text{ }^\circ\text{C}$
- Betrieb mit sinusförmigem Halbwellenstrom von 50 Hz und Stromflußdauer  $\lambda = 180^\circ$

Damit liegt der Belastungsfall Nr. 6 des Berechnungsschemas vor.

*Rechnungsgang*:

$$\begin{array}{l} \text{Zulässiger} \\ \text{Durchlaßverlust} \end{array} \quad P_{FM} = \frac{\Delta\vartheta_T}{r_\infty + \Delta r_\infty} = \frac{115 - 30}{0,45 + 0,019} = 181 \text{ W}$$

$$\text{Dauergrenzstrom} \quad I_{FM} = 133 \text{ A, entnommen aus dem Verlustdiagramm für } P_{FM} = 181 \text{ W}$$

$$\text{Vorbelastungsstrom} \quad I_{Fvor} = c \cdot I_{FM} = 0,8 \cdot 133 = 106 \text{ A}$$

$$\text{Vorbelastungsverlust} \quad P_{Fvor} = 131 \text{ W, entsprechend } I_{Fvor} = 106 \text{ A}$$

$$\begin{array}{l} \text{Zulässiger Überlast-} \\ \text{verlust (z. B. für die} \\ \text{Zeit } t = 1 \text{ s)} \end{array} \quad P_{FÜ} = \frac{\Delta\vartheta_T - P_{Fvor} (r_\infty - r_{t_1})}{\varrho_{t_1}} = \\ = \frac{85 - 131 (0,45 - 0,185)}{0,204} = 248 \text{ W}$$

$$\begin{array}{l} \text{Zulässiger} \\ \text{Überlaststrom} \end{array} \quad I_{FÜ} = 165 \text{ A, entsprechend } P_{FÜ} = 248 \text{ W}$$

$$\text{Überlastfaktor} \quad f_{Ü} = \frac{I_{FÜ}}{c \cdot I_{FM}} = \frac{165}{106} = 1,56$$

Alle übrigen Kennlinienpunkte errechnen sich analog. Die vorkommenden Werte sind den entsprechenden Kennlinienblättern zu entnehmen.

Eine Wiederholung der Überlastung ist erst dann zulässig, wenn die Tablettentemperatur wieder auf ihren Ausgangswert  $\Delta\vartheta_{Tvor}$  abgesunken ist. Bei einer nur einmaligen Wiederholung genügt es in der Praxis, die Tablettentemperatur  $\Delta\vartheta_A$  bis auf etwa 2 bis 3  $^\circ\text{C}$  über Ausgangsniveau abklingen zu lassen. Für den Fall der Überlastung während 1 s mit anschließend wiederkehrender Vorbelastung wird dann die einzuhaltende Pausenzeit durch mehrmaliges Probieren errechnet:

$$\Delta\vartheta_A = P_{Fvor} \cdot r_\infty + (P_{FÜ} - P_{Fvor}) [r_{t_2} - r_{(t_2-t_1)}]$$

Nimmt man eine Pausenzeit von  $t_2 - t_1 = 2 \text{ s}$  an, so ergibt sich

$$\begin{aligned} \Delta \bar{\vartheta}_A &= \Delta \vartheta_{T_{\text{Vor}}} + (P_{FÜ} - P_{F_{\text{Vor}}}) \cdot (r_{3s} - r_{2s}) \\ &= 131 \cdot 0,45 + (248 - 131) \cdot (0,236 - 0,217) = 59 + 2,2 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Die Pausenzeit von 2 s ist somit hinreichend.

*Beispiel 2:* Berechnung eines Aussetzbetriebsfalles

Gesucht ist der zulässige Gleichstrommittelwert  $I_{FÜ}$  eines Thyristors BSt L 02 während der Einschaltdauer  $t_1$  bei einem Belastungsspiel nach Bild 85 unter folgenden Bedingungen:

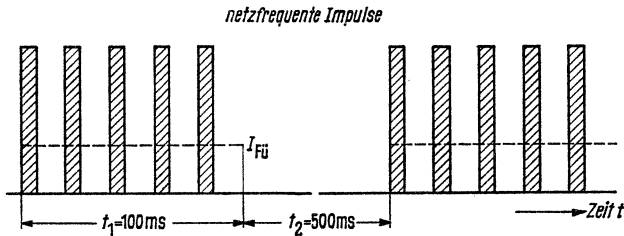


Bild 85

Aussetzbetrieb (Berechnungsbeispiel)

- Betrieb mit Kühlkörper LK 09, Kühlluftmenge  $V = 35 \text{ l/s}$  je Kühlkörper
- Zulässige Tablettentemperatur  $\vartheta_{TM} = 115 \text{ } ^\circ\text{C}$   
Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40 \text{ } ^\circ\text{C}$   
Zulässige Tablettenübertemperatur somit  $\Delta \vartheta_T = 75 \text{ } ^\circ\text{C}$
- Rechteckstrom von 50 Hz und Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$  entsprechend DB-Schaltung

Es liegt somit der Belastungsfall Nr. 8 des Berechnungsschemas vor, d. h., die Berechnung erfolgt mit Hilfe der analytischen Methode. Für die obengenannten Kühlungsbedingungen sind den Kennlinienblättern für den Typ BSt L folgende Teilzeitkonstanten und Teilwärmewiderstände zu entnehmen:

$\tau_1 = 240 \text{ s}$	$R_1 = 0,062 \text{ grd/W}$
$\tau_2 = 60 \text{ s}$	$R_2 = 0,080 \text{ grd/W}$
$\tau_3 = 11 \text{ s}$	$R_3 = 0,075 \text{ grd/W}$
$\tau_4 = 1,77 \text{ s}$	$R_4 = 0,095 \text{ grd/W}$
$\tau_5 = 200 \text{ ms}$	$R_5 = 0,065 \text{ grd/W}$
$\tau_6 = 33 \text{ ms}$	$R_6 = 0,045 \text{ grd/W}$
$\tau_7 = 3,7 \text{ ms}$	$R_7 = 0,028 \text{ grd/W}$

Der zulässige mittlere Überlastverlust  $P_{FÜ}$  errechnet sich dann aus

$$\widehat{\Delta\vartheta_E} = \Delta\bar{\vartheta}_E + P_{F\dot{U}} \cdot \Delta r_{t1} \quad \text{mit} \quad \Delta\bar{\vartheta}_E = P_{F\dot{U}} \sum_{x=1}^{x=n} R_x \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_x}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau_x}}}$$

Setzt man in den Summenausdruck obige Zeitkonstanten und Teilwärmewiderstände ein, so erhält man<sup>1)</sup>

$$\Delta\bar{\vartheta}_E = P_{F\dot{U}} \cdot 0,152 \text{ grad/W}$$

Die drei ersten Glieder der Summe haben Zeitkonstanten, die sehr viel größer sind als die Spieldauer  $t_1 + t_2$ . Sie machen deshalb die Temperaturschwankung nicht mehr mit und äußern sich, wie bereits erwähnt, lediglich in einer durch den Wert  $R_x \cdot t_1 / (t_1 + t_2)$  bestimmten Temperaturerhöhung.

Würde man die netzfrequente Tablettentemperaturschwankung vernachlässigen und somit die zulässige Tablettenübertemperatur  $\Delta\vartheta_T$  gleich der mittleren Übertemperatur  $\Delta\bar{\vartheta}_E$  setzen, so ergäbe sich mit

$$P_{F\dot{U}} = \frac{\Delta\bar{\vartheta}_E}{0,152} = \frac{75}{0,152} = 494 \text{ W}$$

aus dem Verlustdiagramm für hohe Verlustwerte der höchstzulässige Gleichstrommittelwert

$$I_{F\dot{U}} = 240 \text{ A}$$

Mit Berücksichtigung der netzfrequenten Temperaturschwankung erhält man hingegen

$$\widehat{\Delta\vartheta_E} = P_{F\dot{U}} \cdot 0,152 \text{ grad/W} + P_{F\dot{U}} \cdot \Delta r_{t1}$$

Aus den transienten Wärmewiderstandskurven für BSt L 02/L 03 entnimmt man für  $t_1 = 100 \text{ ms}$

$$\Delta r_{t1} = \varrho_{t1} - r_{t1} = \varrho_{100\text{ms}} - r_{100\text{ms}} = 0,047 \text{ grad/W}$$

und erhält mit

$$P_{F\dot{U}} = \frac{\widehat{\Delta\vartheta_E}}{0,152 + 0,047} = \frac{75}{0,199} = 377 \text{ W}$$

schließlich den Gleichstrommittelwert

$$I_{F\dot{U}} = 200 \text{ A}$$

Dieses Beispiel zeigt deutlich, daß insbesondere bei kurzen Einschalt-dauern die netzfrequente Temperaturschwankung nicht vernachlässigt werden darf.

<sup>1)</sup>  $\Delta\bar{\vartheta}_E = P_{F\dot{U}} \left( 0,062 \cdot \frac{100}{100 + 500} + 0,08 \cdot \frac{100}{100 + 500} + 0,075 \cdot \frac{100}{100 + 500} + \right.$   
 $\left. + 0,095 \cdot \frac{1 - 0,945}{1 - 0,712} + 0,065 \cdot \frac{1 - 0,606}{1 - 0,05} + 0,045 \cdot \frac{1 - 0,048}{1 - 0} + 0,028 \cdot \frac{1 - 0}{1 - 0} \right)$

## 8. Prüfung der Funktionstüchtigkeit

Für den Einsatz von Thyristoren in der Praxis besteht des öfteren die Notwendigkeit, das richtige Arbeiten der Bauelemente zu überprüfen. Derartige Überprüfungen können in die der Funktionstüchtigkeit und die der Kennwert- sowie Kennlinienmessungen unterteilt werden:

- (1) Einfache Kontrolle der Thyristoren auf Durchlegierungs- oder Kontaktfehler mit Hilfe von Gleichstrom-Durchgangsprüfern. (Wird nur angewendet, um bei Ausfällen einen ersten Überblick zu gewinnen.)
- (2) Einfache Überprüfung der Funktionstüchtigkeit durch Aufnahme diskreter Kennlinienpunkte mit Gleichstrommeßmethoden.
- (3) Einfache Prüfungen und Meßverfahren mit Oszillographen, wobei diese Methoden bereits Kennlinienbetrachtungen und Messungen von Zündeigenschaften ermöglichen.
- (4) Prüfung dynamischer Werte. Für den Einsatz in Schaltungen der Stromrichtertechnik und der Wechselrichtertechnik ist nicht nur eine Überprüfung der statischen Eigenschaften wichtig, auch die Kontrolle dynamischer Werte ist für den richtigen Einsatz von großer Bedeutung. Zu diesen dynamischen Prüfungen gehören vor allem die Ermittlung der zulässigen Spannungsteilheit und der Freierzeit.

Um ein genaueres Überprüfen der Thyristoreigenschaften zu ermöglichen, ist es zum Teil notwendig, einzelne Messungen nicht nur bei Raumtemperatur, sondern auch bei der höchstzulässigen Tablettentemperatur durchzuführen. So zeigen z. B. die  $du/dt$ -Empfindlichkeit, die Freierzeit und der Haltestrom eine starke Temperaturabhängigkeit. Für diese Messungen bietet sich das Aufheizen der Thyristoren auf ihre zulässige Tablettentemperatur von außen an. Diese Aufheizung kann z. B. dadurch geschehen, daß das zu untersuchende Bauelement in eine kleine von einem Heizkörper aufgeheizte Kupferplatte eingeschraubt wird, wobei die Heizleistung dieses Heizkörpers über ein Kontaktthermometer derartig eingeregelt wird, daß die Fassungstemperatur des Prüflings die gewünschte Tablettentemperatur annimmt. Bei den einzelnen Messungen ist dann unter Umständen durch Impulsbetrieb oder durch eine verminderte Prüffrequenz dafür Sorge zu tragen, daß während der Prüfung keine nennenswerte Temperaturerhöhung an der Siliziumtablette erfolgt.



## 8.1. Kontrolle mit dem Durchgangsprüfer

Die Kontrolle der Funktionstüchtigkeit mit einem Gleichspannungsdurchgangsprüfer (z. B. AV $\Omega$ -Multizet) läßt nur eine pauschale Aussage über grobe Durchlegierungsfehler oder Kontaktunterbrechungen zu.

Anhand des Bildes 86, das den Schichtaufbau eines Thyristors mit den drei anzuschließenden Polen Anode, Kathode und Steueranschluß darstellt, kann man ohne weiteres erkennen, daß Durchgang und Sperrung der Steuerstrecke, das heißt, des pn-Überganges von der Steuerelektrode zur Kathode, wie bei einer normalen Si-Diode ermittelt werden können.

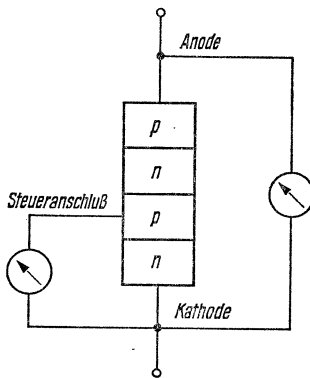


Bild 86  
pnpn-Struktur des Thyristors

Die Anoden-Kathoden-Strecke kann wegen der in Reihe liegenden pn-Übergänge, von denen stets einer in Sperrichtung gepolt ist, nur auf grobe Fehler (Durchlegierungen) geprüft werden. Bei einwandfreiem Thyristor muß der Durchgangsprüfer für beide Polungen einen sehr großen Widerstand anzeigen. Eine Unterbrechung der Stromanschlüsse im Innern wird allerdings nicht erfaßt.

Hiermit sind die Möglichkeiten von Kontrollen mit dem Durchgangsprüfer bereits erschöpft.

## 8.2. Einfache Prüfung mit Gleichstrommeßkreisen

Während das bisher beschriebene Prüfverfahren nur das Erfassen grober Fehler gestattet, kann man mit Gleichstrommeßkreisen einzelne Punkte der Kennlinien messen, wobei die Gleichstromkreise je nach Art der Messung ganz bestimmte Bedingungen erfüllen müssen.

### Bestimmung der Sperr- und Blockierfähigkeit

Für das Bestimmen der Sperr- bzw. Blockierfähigkeit ist nach Bild 87 eine Gleichspannungsquelle erforderlich, die eine von Null an veränderliche Gleichspannung von etwa 1000 bis 1500 V bei einem Sperrstrom von maximal 75 mA abzugeben vermag. Der Wert von 1500 V ergibt sich aus den Eigenschaften der Siemens-Thyristoren, die für die 600-V-Typen eine Sperrfähigkeit von 1000 bis 1400 V haben.

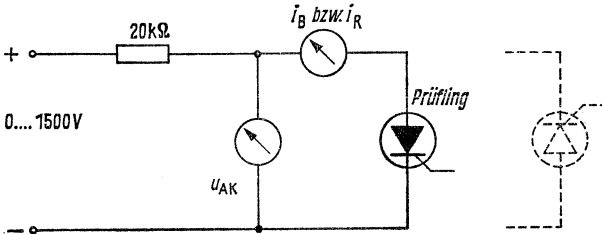


Bild 87

Bestimmung der Blockier- und Sperreigenschaften mit Gleichspannung

Der Innenwiderstand der Spannungsquelle muß derart bemessen sein, daß der Ausgangsstrom bei Kurzschluß der Ausgangsklemmen auf etwa 75 mA begrenzt ist, um insbesondere hochsperrende Thyristoren beim Zünden über die Kathoden-Anoden-Strecke nicht zu gefährden. Es ist daher auch zu vermeiden, unter Umständen notwendige Glättungskondensatoren ohne begrenzenden Schutzwiderstand über die Ausgangsklemmen der Spannungsquelle direkt an die Thyristoren zu legen.

### Bestimmung der Durchlaßspannung

Um die Durchlaßeigenschaften der Thyristoren mit Gleichstrom messen zu können, ist eine Gleichstromquelle mit kleiner Ausgangsspannung und großer Stromergiebigkeit (d. h. kleinem Innenwiderstand) notwendig. In Extremfällen werden nämlich für die Untersuchung großer Bauelemente, z.B. Typ N und Typ L, Ströme bis zu mehreren 100 A verlangt. Damit der Durchlaßstrom über den Thyristor fließen kann, ist zusätzlich eine Zündeinrichtung vorzusehen. Es ist deshalb sinnvoll, einen Meßplatz so aufzubauen, daß sowohl die Durchlaß- und Sperreigenschaften der Steuerstrecke als auch die Durchlaßeigenschaften der Anoden-Kathoden-Strecke des Thyristors in einer gemeinsamen Einrichtung gemessen werden können. Die Stromquelle für den Durchlaßstrom wird auf die Kathoden-Anoden-Strecke geschaltet (Bild 88). Dabei muß auf ausreichende Kühlung des Prüflings geachtet werden (siehe Seite 118).

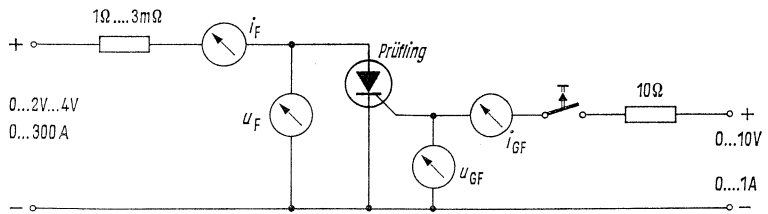


Bild 88

Bestimmung von Durchlaß-, Steuerkreis- und Zündeigenschaften mit Gleichstrommethoden

### *Messung der Steuerkreis- und Zündeigenschaften*

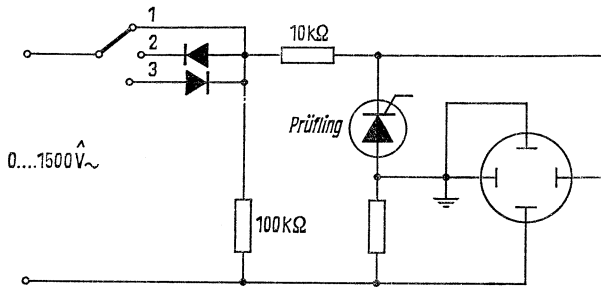
Für die Messung der Kennlinien der Steuerkreise muß eine kleine Gleichspannungsquelle zur Verfügung stehen, die in der Lage ist, eine veränderliche Gleichspannung bis zu 10 V und einen maximalen Strom bis zu 1 A abzugeben. Mit dieser Spannungsquelle kann man bei entsprechender Polung die Sperr- und Durchlaßkennlinien des Steuerkreises in einfacher Form aufnehmen. Diese Spannungsquelle kann gleichzeitig für die Prüfung der Zündeigenschaften des Thyristors Verwendung finden. Dazu muß an die Kathoden-Anoden-Strecke eine veränderliche Gleichspannung gelegt werden, die auf die gewünschte Größe der Kathoden-Anoden-Spannung im Zündpunkt (z. B. 2 V) einstellbar ist. Der Innenwiderstand der Gleichspannungsquelle wird so klein gewählt, daß nach dem Zünden im Lastkreis ein Strom von etwa 10 A fließt. Die Meßschaltung ist die gleiche wie in Bild 88.

### **8.3. Kennlinienmessungen mit dem Kathodenstrahl-Oszillographen**

Über die bisher angegebenen Prüfmethode hinausgehend, lassen sich Kennlinien recht einfach und zuverlässig mit dem Kathodenstrahl-Oszillographen aufnehmen, wobei der Prüfling mit Wechselspannung (50 Hz) belastet wird.

#### *Aufnahme der Sperr- und Blockierkennlinien*

Diese Messung erfolgt in einer Schaltung nach Bild 89. Hierfür wird eine veränderliche Wechselspannung bis etwa 1500 V Scheitelwert benötigt. In der angegebenen Form ermöglicht die Schaltung die gemeinsame Aufnahme der Sperr- und Blockierkennlinien, wobei ein Schutzwiderstand von 10 kΩ in den Kreis einzuschalten ist, der beim Zünden des Thyristors durch Überschreiten der Nullkippspannung Zerstörungen des Bauelementes verhindern soll. Für den Fall, daß nur ein Ast dieser Kennlinien aufgenommen werden soll, ist je nach der Art der Kennlinie ein Gleichrichter von ausreichender Sperrfähigkeit in Reihe mit dem Netztransformator zu schalten.



- 1 Aufnahme der Sperr- und Blockierkennlinie
- 2 Aufnahme der Blockierkennlinie
- 3 Aufnahme der Sperrkennlinie

Bild 89

Sperrkennlinienmessung mit dem Kathodenstrahl-Oszillographer.

### Aufnahme der Durchlaßkennlinien

Die Durchlaßkennlinien werden in einer Schaltung nach Bild 90 gemessen. Es wird ein Stoßtransformator benötigt, der je nach Thyristortyp einen maximalen Impulsstrom bis zu 1000 A abgeben kann. Um unzulässige Erwärmungen während der Messung zu vermeiden, kann man den Hilfsthyristor 1, der den Laststrom auf den Prüfling abgibt, mit geringer Tastfrequenz bzw. einmalig betreiben.

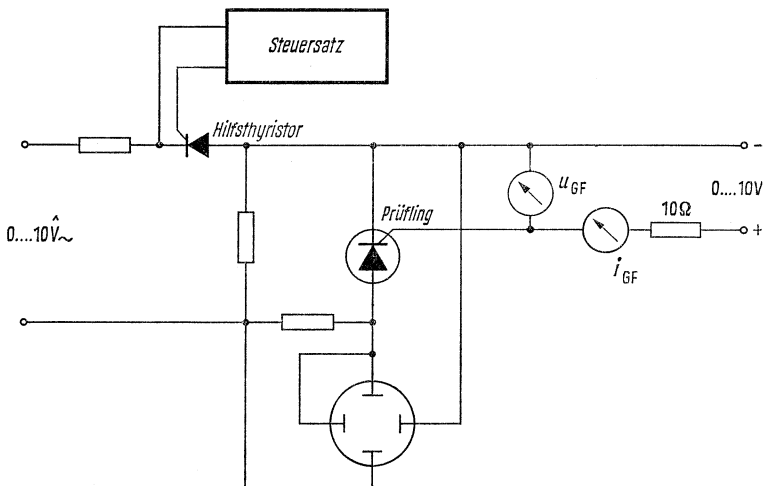


Bild 90

Bestimmen der Durchlaßkennlinie und der Zündeigenschaften mit einem Kathodenstrahl-Oszillographen

Die Durchlaßkennlinie wird auf dem Bildschirm eines Kathodenstrahl-Oszillographen beobachtet. Die Zündung des Hilfsthystoristors durch den Steuersatz muß unmittelbar nach dem Nulldurchgang der Wechselspannung erfolgen. Diese Schaltung erlaubt gleichzeitig, die Zünd-eigenschaften zu prüfen, wobei der Zündstrom in Abhängigkeit von der Kathoden-Anodenspannung gemessen wird.

Bild 91 zeigt als Beispiel eine solche Kennlinienaufnahme. Aus der oszillographischen Kennlinie geht der Spannungswert  $U_{AKZ}$  im Zündzeitpunkt hervor.

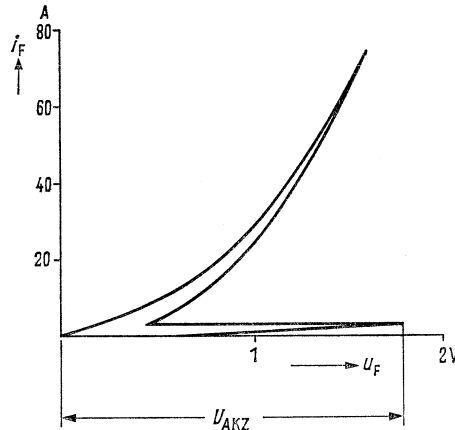


Bild 91

Die Durchlaßkennlinie mit Kathoden-Anodenspannung  $U_{AKZ}$  im Zündzeitpunkt

Die Schleife in der Kennlinie entsteht durch ein „induktives“ Verhalten des Halbleiterbauelementes beim Einschalten in Durchlaßrichtung (unter anderem Trägheit beim Aufbau der notwendigen Ladungsträger-Konzentration). Die Punkte der statischen Durchlaßkennlinie erhält man für  $i_F = \text{const}$  aus dem arithmetischen Mittelwert der beiden Durchlaßspannungen des hinlaufenden und des rücklaufenden Astes der Kennlinienschleife.

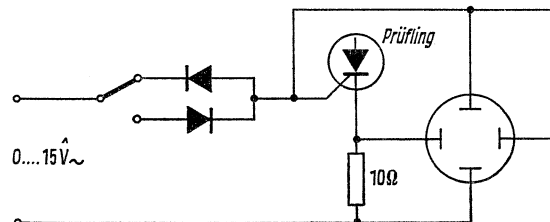


Bild 92

Aufnahme von Sperr- und Durchlaßkennlinien der Steuerstrecke mit dem Oszillographen

### Aufnahme der Steuerkreiskennlinien

Auch die Steuerkreiskennlinien können mit oszillographischen Methoden gemessen werden, wobei entsprechend den Eigenarten der Sperr- und Durchlaßeigenschaften des pn-Übergangs der Steuerstrecke eine Schaltung mit den Daten nach Bild 92 verwendet wird.

## 8.4. Messen von Haltestrom, Spannungssteilheit und Freierzeit

### Bestimmung des Haltestroms

Ein für die praktische Schaltungstechnik gelegentlich nützlicher Kennwert ist der Haltestrom (vgl. Seite 87). Der Haltestrom bezeichnet den Stromgrenzwert, bei dessen Unterschreiten der Thyristor vom Durchlaßzustand in den Blockierzustand übergeht. Dieser Punkt des Zurückkippen in den Blockierzustand ist dabei wesentlich von der Größe des Lastwiderstandes abhängig. Das Meßprinzip für den Haltestrom ist in Bild 93 angedeutet.

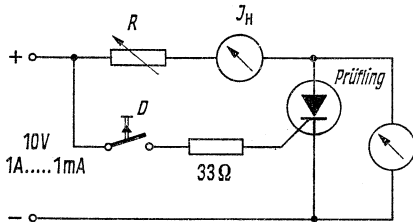


Bild 93  
Messen des Haltestroms

Zuerst wird bei einer Anoden-Kathoden-Spannung von etwa 10 V durch kurzzeitiges Drücken des Tasters D der Thyristor gezündet; anschließend wird bei konstantem, dem Anwendungsfall entsprechenden Lastwiderstand  $R$  die treibende Spannung so lange vermindert, bis der Thyristor sprunghaft aus dem leitenden in den gesperrten Zustand übergeht.

### Messen der zulässigen Spannungsanstiegsgeschwindigkeit $du/dt$

Nach der in Bild 94 angegebenen Schaltung können die Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten von Siliziumthyristoren bestimmt werden. Zu diesem Zweck wird aus dem Wechselstromnetz ein Stoßkondensator von  $C_1 = 2 \mu\text{F}$  über ein Gleichrichterventil während einer Halbwelle auf  $u_0 = \sqrt{2} \cdot U_{\text{eff}}$  aufgeladen.

In der nächsten Halbwelle wird über einen Thyristor dieser Stoßkondensator  $C_1$  auf einen  $LRC$ -Kreis geschaltet, wobei der Prüfling über einen Schutzwiderstand von  $1 \text{ k}\Omega$  an den Zeitkreis Kondensator  $C_2$  geschaltet wird. Der Kondensator  $C_2$  dieses Kreises muß zweckmäßigerweise eine Größe von  $0,1 \mu\text{F}$  haben. Nach der Zündung

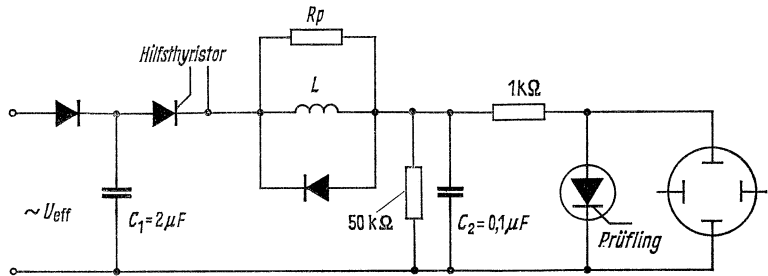


Bild 94

Messen der  $du/dt$ -Werte

des Hilfthyristors steigt die Spannung an  $C_2$  in etwa linear an, bis sie den Wert der Spannung  $u_0$  des Stoßkondensators erreicht hat. Jetzt wird die parallel zum  $RL$ -Kreis liegende Diode leitend und begrenzt die Spannung am Prüfling auf die Spannung des Stoßkondensators. Der Kreis muß derart ausgelegt werden, daß

$$\frac{\sqrt{L/C_2}}{R_p} = \frac{3}{4}$$

ist. Die Anfangsteilheit errechnet sich zu

$$\frac{du}{dt} = \frac{u_0}{R_p \cdot C_2}$$

Die Steilheitsminderung bis zum Maximum der Spannung  $u_0$  bei der das Abschneiden über die antiparallel liegende Diode erfolgt, beträgt nur 13%, so daß mit dieser Schaltung in einfacher Form eine annähernd lineare Rampe (vgl. Bild 95) für die Spannung am Prüfling erzeugt werden kann. Ist die Spannungsteilheit  $du/dt$  nicht groß

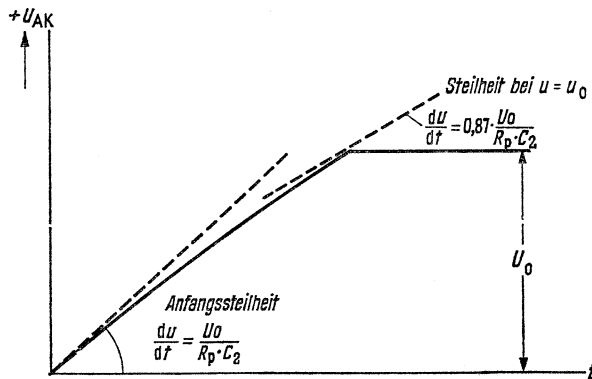


Bild 95

Spannung als Funktion der Zeit am Prüfling beim Messen der  $du/dt$ -Werte

genug, um den Prüfling zu zünden, so entlädt sich der Zeitkreis Kondensator  $C_2$  über den  $50\text{-k}\Omega$ -Widerstand, so daß nach etwa  $15\text{ ms}$  der Anfangszustand wieder hergestellt ist.

*Beispiel:* Es soll geprüft werden, ob die Thyristoren eine Steilheit von  $10, 20$  oder  $100\text{ V}/\mu\text{s}$  bei Anstieg auf  $600\text{ V}$  aushalten.

	$u_0 = 600\text{ V}$	$U_{\text{eff}} = 425\text{ V}$	$C_2 = 0,1\ \mu\text{F}$
(1)	$\frac{du}{dt} = 10\ \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$		
	$R_p C_2 = \frac{u_0}{du/dt} = 60\ \mu\text{s}$	daraus folgt	$R_p = 600\ \Omega$
	$L = \left(\frac{3}{4} R_p\right)^2 \cdot C_2$	daraus folgt	$L = 20\text{ mH}$
(2)	$\frac{du}{dt} = 20\ \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$		
	$R_p C_2 = 30\ \mu\text{s}$	daraus folgt	$R_p = 300\ \Omega$
	$L = \left(\frac{3}{4} R_p\right)^2 \cdot C_2$	daraus folgt	$L = 5\text{ mH}$
(3)	$\frac{du}{dt} = 100\ \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$		
	$R_p C_2 = 6\ \mu\text{s}$	daraus folgt	$R_p = 60\ \Omega$
	$L = \left(\frac{3}{4} R_p\right)^2 \cdot C_2$	daraus folgt	$L = 200\ \mu\text{H}$

### *Messen der Freierweidezeit*

Für die Messung von Freierweidezeiten der Thyristoren der Reihe 03 kann in einfacher Form eine Einrichtung nach Bild 96 verwendet werden.

In diesem Kreis wird der Kondensator beim Zünden des Prüflings (Drücken der Taste  $D_1$ ) über den Ladewiderstand  $2\text{ k}\Omega$  auf  $U_1 = 50\text{ V}$  aufgeladen. Gleichzeitig fließt der Laststrom von  $50\text{ A}$  über den Prüfling. Wird anschließend der Hilfsthistor gezündet (Drücken der Taste  $D_2$ ), dann wird der Kondensator  $C$  gegen den Laststrom im Prüfling geschaltet. Der Prüfling wird bei genügender Größe von  $C$  ausgeschaltet, und gleichzeitig beginnt die Umladung des Kondensators  $C$  über den Hilfsthistor und den  $1\text{-}\Omega$ -Widerstand nach einer e-Funktion auf  $U_2 = 50\text{ V}$ . Im eingeschwungenen Zustand liegt  $U_2$  als Blockierspannung am Prüfling.  $C$  wird anschließend während der



Messung so weit verkleinert, daß eine Löschung des Prüflings gerade noch möglich ist. Die Zeit zwischen dem Nulldurchgang des Durchlaßstroms und dem Nulldurchgang der wiederkehrenden Spannung wird als Freierzeit bezeichnet (vgl. Bild 97).

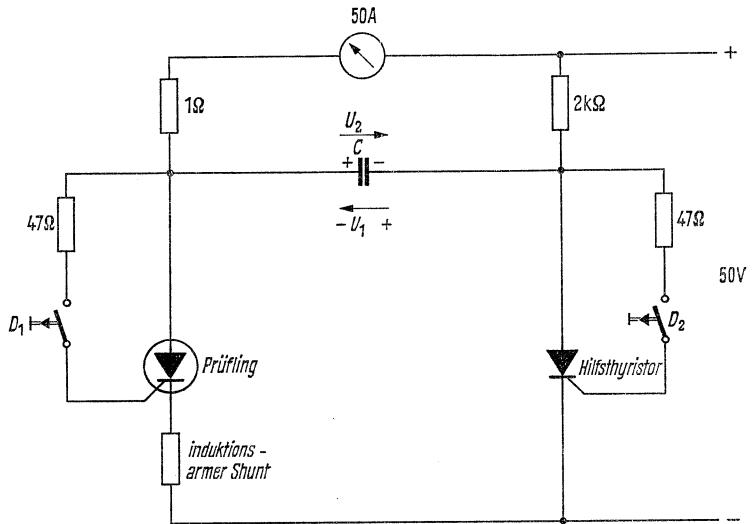


Bild 96

Einfache Meßmethode zur Bestimmung von Freierzeiten

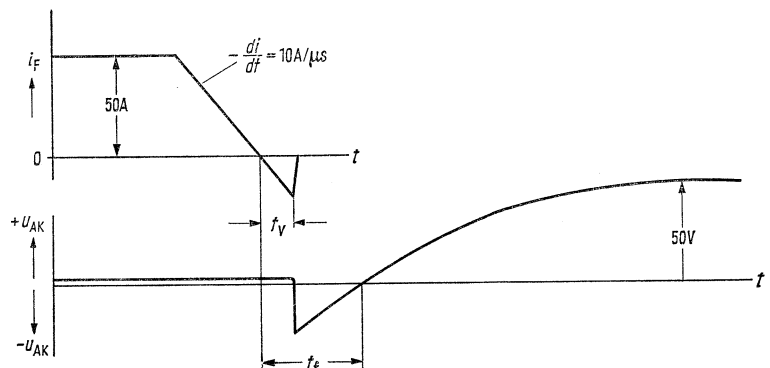


Bild 97

Strom- und Spannungsbeanspruchung des Prüflings beim Messen der Freierzeit

Da es praktisch nicht möglich ist, den Entladestromkreis des Kondensators über den Hilfsth Thyristor und den Prüfling induktionsfrei zu gestalten, ist dieser Kreis mit Induktivitäten gezielt so auszulegen, daß die mittlere Stromsteilheit des abklingenden Stromes im Prüfling  $10 \text{ A}/\mu\text{s}$  beträgt (oszillographische Kontrolle). Da laut Definition (vgl. Seite 58) die Freiwerdezeit vom Nulldurchgang des Durchlaßstroms bis zum Nulldurchgang der wiederkehrenden Spannung gerechnet wird, muß für die Messung entweder ein Zweistrahloszillograph zur Verfügung stehen oder die Messung von Strom und Spannung muß nacheinander geschehen. Die Freiwerdezeit addiert sich dann aus der Sperrverzögerungszeit und der Zeit zwischen dem Anspringen der negativen Sperrspannung bis zum Nulldurchgang dieser Spannung.

Für den Fall, daß kein Oszillograph für die Messung verfügbar ist, kann bei Beachtung der angegebenen Kreisdaten die Freiwerdezeit durch die eingestellte Kondensatorgröße  $C$  aus dem Ausdruck

$$t_{i/\mu\text{s}} = 2/\mu\text{s} + 1/\Omega \cdot C/\mu\text{F} \cdot \ln \left[ 1 + \cos (170^\circ: \sqrt{C/\mu\text{F}}) \right] \quad (24)$$

ermittelt werden. Die Genauigkeit der nach dieser Beziehung errechneten Freiwerdezeit ist etwa  $\pm 10\%$ .

Beim Aufbau dieser Meßschaltung ist weiter noch darauf zu achten, daß eine leistungsstarke Gleichstromquelle mit gut geglätteter Ausgangsspannung zur Verfügung steht, damit insbesondere die Größe der Kondensatorspannung von  $\pm 50 \text{ V}$  im belasteten wie im unbelasteten Zustand des Prüflings eingehalten werden kann.

### III. Einsatz der Thyristoren in Anlagen und Geräten

#### 1. Zünden der Thyristoren

##### 1.1. Baugruppen

Zum Zünden eines Thyristors muß ein Stromstoß bestimmter Höhe und Dauer in den Steueranschluß fließen. Für den Betrieb eines Stromrichters sind diese Steuerimpulse periodisch zu erzeugen und müssen in den meisten Fällen in ihrer Phasenlage verschiebbar sein. Diese Aufgabe erfüllt ein Transistorschaltkreis, die Steuereinheit. Sind mehrere Thyristoren gleichzeitig zu zünden, so wird der Steuereinheit ein Impulsverstärker nachgeschaltet. Dieser arbeitet auf Impulsübertrager, die den einzelnen Thyristoren räumlich und elektrisch zugeordnet sind. Der Übertrager paßt durch seine Übersetzung die Verstärkerspannung der Steuerspannung an, er trennt die Potentiale und isoliert die Steuerung vom Starkstromkreis. Die Leistung für Steuerung und Zündung ist von einer Stromversorgung aufzubringen (Bild 98).

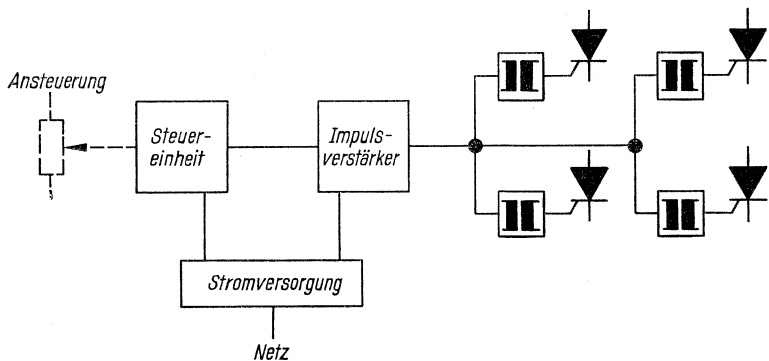


Bild 98

Blockschaltbild einer Thyristorsteuerung zur gleichzeitigen Zündung von vier Ventilen

Bei Reihen- und Parallelschaltung von Thyristoren ist ein steiler, den statischen Zündstrom hoch übersteigender Steuerimpuls erforderlich. Dadurch werden die unterschiedlichen Zündwerte überdeckt und die Einschaltzeiten gleichmäßig, so daß beim Zünden

keine Überlastung einzelner Ventile eintritt. Die Stromspitze bei Impulsbeginn wird durch eine Kondensatorentladung über einen streuarmlen Ferritkernübertrager erzeugt. Für den nachfolgenden, länger dauernden Teil des Steuerimpulses werden geschachtelte Kerne aus Dynamoblech oder Schnittbandkerne verwendet.

Fließt im Bereich negativer Anoden-Kathoden-Spannung Steuerstrom in den Thyristor, so erhöht sich der Sperrstrom um Größenordnungen (vgl. Seite 49). Das führt bei hoher Sperrspannung zu beträchtlichen Sperrverlusten und bei Reihenschaltung zu sehr unterschiedlicher Spannungsaufteilung, so daß die Ventile gefährdet werden können. Dieser Betriebszustand ist deshalb möglichst zu vermeiden.

## 1.2. Zeitliches Verschieben der Steuerimpulse

Zur Spannungssteuerung eines Stromrichters müssen die Steuerimpulse in ihrer Phasenlage verschoben werden. Dazu wird in der Steuereinheit zum Beispiel eine sägezahnförmige Spannung erzeugt, die mit einer veränderbaren Steuergleichspannung verglichen wird. Der Zeitpunkt der Spannungsgleichheit bestimmt den Beginn des Steuerimpulses (vgl. Bild 99). Durch Verändern der Steuergleichspannung kann der Einsatz des Steuerstroms um etwa  $180^\circ$  verschoben werden. Die Sägezahnspannung wird dabei an einem Kondensator abgegriffen, der periodisch über einen Widerstand aufgeladen und anschließend rasch entladen wird. Das Loslaufen des Sägezahns wird von einer Führungsspannung, zum Beispiel der Netzwechselspannung, synchronisiert. Mit Beginn des Steuerimpulses wird eine Kippschaltung angestoßen, die die Impulsbreite bestimmt. Ein nachgeschalteter Transistor erhöht die Impulsleistung, so daß ein einzelner Thyristor sicher gezündet werden kann.

Sind bis zu drei Thyristoren gleichzeitig zu zünden, so wird ein Leistungstransistor als Impulsverstärker vorgesehen. Sind es mehr als drei

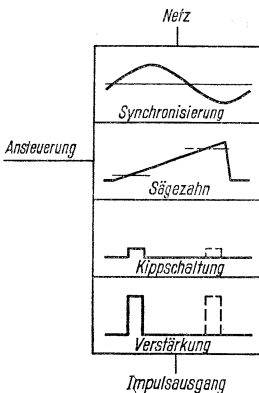


Bild 99  
Blockschaltbild einer Steuereinheit

Ventile, so wird ein Impulsverstärker verwendet, der wie ein Gleichstromsteller mit Zünd- und Löschthyristor arbeitet und während der Impulsdauer eine Gleichspannung durchschaltet. Zwischen Steuereinheit und Impulsverstärker ist ein Impulsformer eingeschaltet, der bei Beginn des Steuerimpulses einen Zündimpuls für den Zündthyristor und bei Impulsende einen Zündimpuls für den Löschthyristor liefert.

Neben der oben beschriebenen Schaltung zur Impulsverschiebung gibt es noch andere Möglichkeiten, die je nach den Anforderungen an die Steuerung angewendet werden, zum Beispiel Stromvergleich statt Spannungsvergleich, Erzeugung des Sägezahns mit Integrator, Verzicht auf die Kippschaltung bei Kurzimpulsen oder Aufladung eines Kondensators bis zu einem festen Spannungswert über veränderlichen Widerstand.

Die letztgenannte Schaltung wird in aufwandarmen Steuergeräten für Stromrichter angewendet, bei denen kein besonderer Wert auf Genauigkeit, trägheitslose Impulsverstellung und Potentialfreiheit gelegt wird. Bild 100 zeigt die Schaltung einer solchen Steuereinheit, die einen Kurzimpuls von etwa  $30 \mu\text{s}$  Dauer abgibt. Eine Stromversorgung entfällt, die Steuerleistung wird der Anoden-Kathoden-Spannung entnommen. Der Kondensator  $C_1$  wird von der positiven Anoden-Kathoden-Spannung über Drehwiderstand  $R_2$  und Diode  $n_5$  aufgeladen, bis die Shockleydiode  $n_3$  bei etwa 20 V kippt. Dadurch entlädt sich  $C_1$  über den Vorwiderstand  $R_3$  und die Steuerstrecke des Thyristors. Der Drehwiderstand  $R_2$  wird so gewählt, daß bei größtem Widerstandswert höchste Zündverzögerung eintritt. Mit derartigen Steuergeräten lassen sich selbstverständlich nur Steuerungen, jedoch keine Regelschaltungen aufbauen.

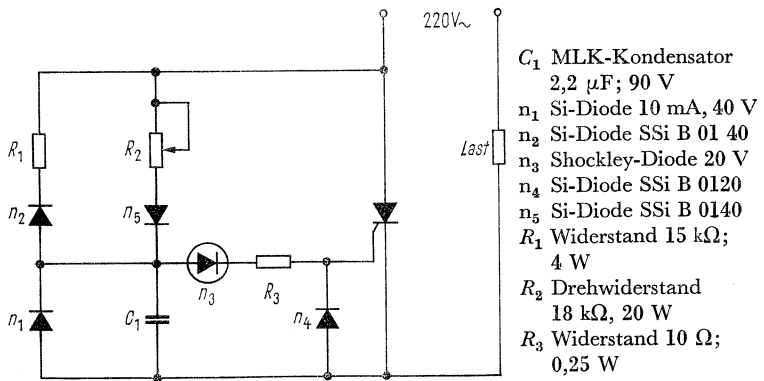


Bild 100

Einfache Steuereinheit für Thyristoren

### 1.3. Verschiedene Steuerimpulsformen und deren Anwendungsbereiche

Je nach Art der Stromrichterschaltung und des Lastkreises werden unterschiedliche Formen des Steuerimpulses angewendet (vgl. Bild 101). Zu beachten ist, daß ein Thyristor mit einem Steuerstrom vom etwa zweifachen statischen Zündwert und  $200 \mu\text{s}$  Dauer sicher gezündet werden kann (vgl. Bild 101).

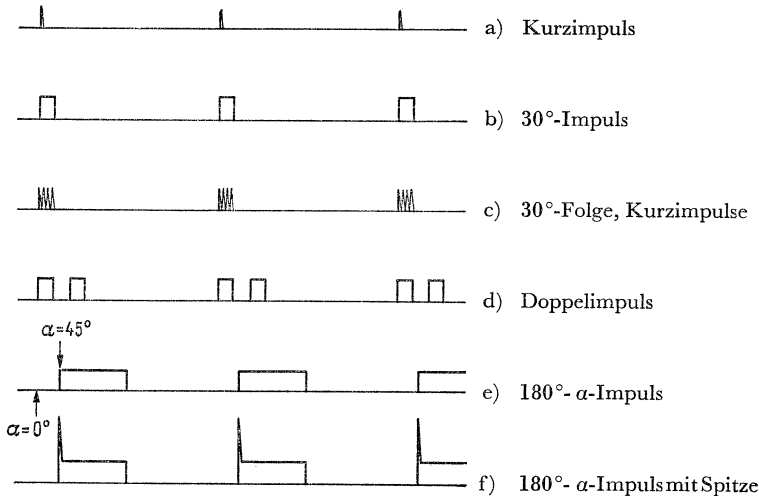


Bild 101

Verschiedene Formen des Steuerstroms

Solche Kurzpulse (Bild 101a) werden angewendet, wenn vom Lastkreis her gewährleistet ist, daß der Thyristor nach Impulsende genügend Strom führt, um durchgeschaltet zu bleiben. Das gilt für alle Schaltungen bei ohmscher Last. Enthält der Lastkreis eine hohe Induktivität, so muß eine ohmsche Grundlast oder ein  $RC$ -Glied parallel geschaltet werden. Sicherer Betrieb auf Gegenspannung bei lückendem Strom ist bei zwei- und dreipulsigen Schaltungen möglich, wenn der Steuerbereich auf der Gleichrichterseite in Richtung höherer Aussteuerung erheblich begrenzt wird (vgl. Bild 102). Andernfalls kann der Steuerimpuls infolge der Gegenspannung in einen Bereich noch negativer Anoden-Kathoden-Spannung fallen und führt nicht zur Zündung. Bei sechs- und höherpulsigen Stromrichterschaltungen ist diese Erscheinung unbedeutend.

Diese Nachteile können umgangen werden, wenn der Steuerstrom eine längere Dauer erhält (zum Beispiel  $30^\circ \text{el}$ , vgl. Bild 101 b) oder in eine Folge von Kurzpulsen aufgelöst wird (vgl. Bild 101 c). Eine

Impulsbreite von  $30^\circ$  el wird häufig bei netzgeführten Stromrichtern angewendet.

Bei der Drehstrom-Brückenschaltung wird mit Doppelimpulsen (vgl. Bild 101d) gezündet, wobei der Nachimpuls gleichzeitig mit dem Hauptimpuls des nächstfolgenden Ventils erscheint. Damit sind die beiden Brückenseiten alle  $60^\circ$  für die Dauer des Steuerstroms gleichzeitig durchgeschaltet, und die Schaltung kann angefahren und auch bei lückendem Strom betrieben werden.

Die Last eines Wechselstromstellers mit nachgeschaltetem Transformator kann sich während des Betriebs von ohmisch auf induktiv (leerlaufender Transformator) ändern. Ein sicherer Betrieb wird durch einen Steuerimpuls mit der Breite  $180^\circ - \alpha$  erreicht (vgl. Bild 101e). Durch die Verkürzung der Impulsdauer bei höherer Aussteuerung wird vermieden, daß Steuerstrom während der Sperrzeit bei negativer Anoden-Kathoden-Spannung fließt. Für Drehstromsteller gilt ähnliches. Für Wechselrichter und Umrichter ist die Dauer des Steuerstroms abhängig von der Schaltung. Im allgemeinen fließt hierbei Steuerstrom während der normalen Stromführungsdauer.

Zur gleichzeitigen Zündung der Thyristoren bei Reihen- und Parallelschaltung oder zur Verringerung der Einschaltverluste bei hohen Stromsteilheiten wird dem Steuerstrom bei Beginn eine steile, hoch überschießende Spitze aufgesetzt (vgl. Bild 101f). Diese Spitze wird bei diesen Bedingungen unabhängig von der sonstigen Impulsform und Stromrichterschaltung angewendet.

#### **1.4. Synchronisation der Steuerimpulse und Winkelgenauigkeit**

Der Beginn des Impulses muß eine definierte Lage gegenüber der Wechselspannung im Ventilkreis haben. Aus dieser Tatsache ergibt sich für die Steuereinheit die Aufgabe einer genauen Synchronisation, für die mehrere Lösungen möglich sind.

Grundsätzlich geschieht die Bildung des Steuerimpulses zu einem Zeitpunkt, in dem die Summe aus einer variablen Gleichspannung (Steuer-Gleichspannung) und einer nach einer definierten Zeitfunktion ablaufenden periodischen Vergleichsspannung einen vorbestimmten Wert erreicht. Die Art der Synchronisation bestimmt die Einflußnahme der Netzspannung auf die periodische Vergleichsspannung.

Eine naheliegende und verbreitete Synchronisationsmethode ist die der *Augenblickswert-Synchronisation*. Hier folgt die periodische Vergleichsspannung einer Sinusfunktion, die mittelbar oder unmittelbar aus der Netzspannung abgeleitet und in jedem Augenblick von ihr abhängig ist. Darin liegt der Nachteil dieser Methode, da sämtliche in der Netzspannung enthaltenen harmonischen Wechselgrößen einschließlich hochfrequenter Störimpulse einen Einfluß auf den Zeit-

punkt der Steuerimpulsbildung ausüben können. Hierdurch treten ungleiche Aussteuerungen der einzelnen Zweige in mehrpulsigen Stromrichterschaltungen oder sogar Unstetigkeiten in der Abhängigkeit des Steuerwinkels von der Steuergleichspannung auf.

Die Unstetigkeiten werden bei der Methode *Scheitelwert-Synchronisation* vermieden. Hierbei hat die periodische Vergleichsspannung einen sägezahnähnlichen Verlauf. Im wirksamen Abschnitt folgt sie einer e-Funktion, die sich an die Kuppe einer dem Netz entnommenen Sinusspannung anschließt. Bei dieser Methode bleibt der Nachteil erhalten, daß der Verlauf der periodischen Vergleichsspannung stark von den bei Drehstrom oft unterschiedlichen Amplituden der Sternspannungen abhängig ist. Hierdurch besteht die Gefahr einer ungleichen Stromführungsdauer in den einzelnen Zweigen.

Als betriebstüchtig hat sich das Verfahren der *Nullpunkt-Synchronisation* erwiesen. Hierbei hat die periodische Vergleichsspannung die Form eines Sägezahns, dessen Beginn von dem Nulldurchgang einer dem Netz entnommenen Wechselfspannung bestimmt wird. Hier ist eine Beeinflussung nur noch durch hochfrequente Störimpulse in der Nähe des Nulldurchgangs der Wechselfspannung denkbar. Diese Beeinflussung kann aber mit verhältnismäßig einfachen Mitteln (Filtern) beseitigt werden.

Weichen die Impulsabstände bei einem netzgeführten Stromrichter periodisch vom Normalmaß ab, so überlagert sich der Gleichspannung eine Wechselfspannung niedrigerer Frequenz, als der Pulszahl entspricht. Dies hat zur Folge: Größere Welligkeit im Gleichstrom bei Betrieb mit kleiner Glättungsinduktivität, erhöhte Stromführungsdauer eines Ventils und unsymmetrische Netzbelastung. Bei einigen Schaltungen und Anwendungen muß jedoch besonders hohe Winkelgenauigkeit beachtet werden, so zum Beispiel beim Steller mit nachgeschaltetem Transformator und beim direkten Umrichter zur Speisung einer Induktionsmaschine. In beiden Fällen ist es sonst möglich, daß die angeschlossene Maschine magnetisch in Sättigung kommt. Ähnlich ist es bei der Doppelsternschaltung mit Saugdrossel. Hier kann sich schon bei leicht voneinander abweichenden Gleichspannungen der beiden Sternschaltungen ein hoher, überlagerter Gleichstrom ausbilden, der die Saugdrossel magnetisch in Sättigung treibt. Schließlich kann auch von der Anwendung her (zum Beispiel Magnet-speisung für physikalische Zwecke) eine hohe Genauigkeit der Impulsabstände gefordert sein. Sie kann von Fall zu Fall sogar unterhalb  $\pm 1^\circ$  el liegen.

Die Winkelabweichungen werden von der Synchronisation und von den jeweiligen Steuereinheiten bestimmt. Hohe Impulsgenauigkeit wird durch gute Filterung der Netzspannung zur Synchronisation und genauen Abgleich der Filter erreicht sowie durch Abgleich der



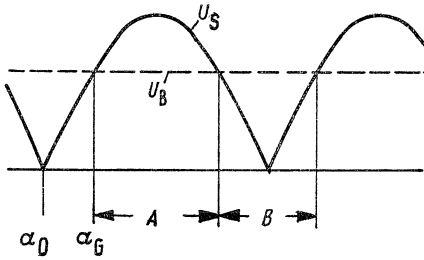
Steuereinheit für Loslauf und Steilheit des Sägezahns in Verbindung mit stabilisierten Versorgungsspannungen. Hierbei wird auf niedrigeren Temperaturgang und geringe Alterung der Bauelemente geachtet.

Störeinflüsse auf die Steuerung üben in erster Linie Oberschwingungen aus, die der führenden Netzwechselfspannung überlagert sind. Sie sind, wie erwähnt, durch Filter ausreichend zu verringern. Innerhalb und außerhalb des Steuergeräts ist auf räumliche Trennung von Steuerleitungen und Netzspannung führenden Leitungen zu achten, um Einstreuungen zu vermeiden. Aus diesem Grund sind auch Steuerleitungsschleifen außerhalb des Geräts möglichst eng zu verlegen. Es ist bei der Aussteuerung zu beachten, daß auch sehr kurze Spitzen in der ansteuernden Spannung zur Impulsbildung führen, da die Steuergeräte praktisch trägheitslos arbeiten. Um kapazitive Beeinflussungen auszuschalten, sollen Gerätechassis und Nullpunkt an einer Stelle geerdet sein.

### 1.5. Begrenzung der Aussteuerung bei Gleichrichter- und Wechselrichterbetrieb

Der Steuerbereich eines netzgeführten Stromrichters von  $180^\circ$  kann nicht voll ausgenutzt werden. Zum sicheren Betrieb im Wechselrichterbereich muß die Kommutierung beendet sein, und die Thyristoren müssen ihre Blockierfähigkeit wiedererlangt haben, bevor die treibende Spannung im Kommutierungskreis zweier Ventile ihr Vorzeichen umkehrt. Unter Berücksichtigung der Kommutierungsdauer, der Freiwerdezeit und einer Sicherheit wird die Aussteuerung normalerweise auf etwa  $150^\circ$  begrenzt. Man nennt diese höchste zulässige Zündverzögerung die Wechselrichtertrittgrenze. Sie ist bei allen Schaltungen, die im netzgeführten Wechselrichterbetrieb verwendet werden, und bei halbgesteuerten Brückenschaltungen mit Ausnahme solcher mit Freilaufdioden zu beachten.

Auch die Aussteuerung auf der Gleichstromseite muß begrenzt werden. Der Steuerimpuls soll nicht vor dem natürlichen Zündzeitpunkt erscheinen. Bei Gegenspannungsbetrieb und lückendem Strom darf der Impuls erst freigegeben werden, wenn die Anoden-Kathoden-Spannung positiv geworden ist (vgl. Bild 102). Dies gilt ganz besonders für Kurzimpulse, damit die Zündung nicht aussetzt. Um unzulässig hohe Kreisströme zu vermeiden, ist schließlich bei Umkehrstromrichtern zu beachten, daß der Gleichrichter keine höhere Gleichspannung abgeben kann, als der Wechselrichter aufzunehmen vermag. Das heißt, bei einer Wechselrichtertrittgrenze von  $\alpha_w = 150^\circ$  muß die maximale Gleichrichteraussteuerung auf etwa  $\alpha = 180^\circ - \alpha_w = 30^\circ$  begrenzt werden. Der Steuerbereich wird durch Begrenzung der Steuergleichspannung am Steuersatz eingestellt.



- $U_s$  Ventilseitige Sternspannung
- $U_B$  Gegenspannung
- $\alpha_0$  Natürlicher Zündzeitpunkt
- $\alpha_G$  Begrenzung der Gleichrichteraussteuerung
- A Bereich positiver Anoden-Kathoden-Spannung, Thyristor zündfähig
- B Bereich negativer Anoden-Kathoden-Spannung

Bild 102

Zweipulsiger Stromrichter bei Betrieb auf Gegenspannung

### 1.6. Gittersperre

Die Gittersperre ist eine Schutzschaltung für den Stromrichter, die ihn im Gefahrenfall über die Steuerung rasch stromlos macht. Es ist eine Kippschaltung, die in die Schutzstellung fällt, wenn ein einstellbarer Überstrom überschritten oder ein Auslösesignal gegeben wird. Sie verschiebt dann die Impulse ohne Verzug an die eingestellte Trittgrenze oder löscht sie. Die Gittersperre bleibt in dieser Stellung, bis sie durch ein Signal von außen zurückgestellt wird. Gittersperren werden bei Stromrichtern verschiedener Art als Schutz eingesetzt. Zu beachten ist, daß die Gittersperre in der Regel ohne zusätzliche Dämpfungsglieder keinen Kurzschlußschutz bietet. Sie schützt somit normalerweise nur gegen betriebsmäßige Überlastungen.

## 2. Parallelschaltung

Bei der Parallelschaltung von Thyristoren muß die Stromaufteilung auf die parallelgeschalteten Ventile besonders beachtet werden. Hierbei sind zwei Gesichtspunkte maßgebend: Erstens muß sich der Strom während der Einschaltvorgänge gleichmäßig auf die parallelgeschalteten Thyristoren aufteilen, wobei insbesondere darauf zu achten ist, daß keiner der parallelgeschalteten Thyristoren mit einer unzulässig hohen Stromanstiegsgeschwindigkeit  $di/dt$  beansprucht wird (dynamische Stromaufteilung). Zweitens muß sich der Strom während der gesamten Stromführungszeit des Stromrichterzweiges so gleichmäßig auf die parallelen Pfade aufteilen, daß die Durchlaßverlustleistung in keinem der Thyristoren den zulässigen Wert überschreitet (statische Stromaufteilung).

Mögliche Ursachen für eine schlechte statische Stromaufteilung sind unterschiedliche Bahnwiderstände in den parallelen Pfaden und ein ungünstiger räumlicher Aufbau des Stromrichterzweiges. Eine schlechte dynamische Stromaufteilung kann dagegen durch die Streuung der Einschaltzeiten der Thyristoren infolge eines mangelhaft ausgebildeten Steuerimpulses hervorgerufen werden. Daraus ergeben sich bestimmte Forderungen für den Aufbau des Stromrichters und für den Verlauf des Steuerstroms in jedem einzelnen Thyristor.

### 2.1. Statische Stromaufteilung

Wegen der ungleichmäßigen Stromaufteilung auf die  $n$  parallelgeschalteten Thyristoren eines Stromrichters kann dessen zulässige Strombelastbarkeit  $I_d$  nicht einfach als  $n$ facher Wert der Strombelastbarkeit  $I_{dM}$  eines Stromrichters *ohne* Parallelschaltung eingesetzt werden. Man muß mit einem

$$\text{Parallelschaltfaktor } \frac{I_d}{n \cdot I_{dM}} \quad (25)$$

rechnen. Es ist anzustreben, Stromrichtergeräte so aufzubauen, daß der Parallelschaltfaktor nicht kleiner als 0,8 gewählt werden muß.

Werden Thyristoren unmittelbar parallel geschaltet, so stellt sich die Stromverteilung so ein, daß an allen Thyristoren eines Zweiges die gleiche Durchlaßspannung  $u_F$  entsteht. In diesem Fall ist für die Stromaufteilung nur das Streuband der Durchlaßkennlinien bei der zulässigen Betriebstemperatur maßgebend. Der in den Strombelastungstabellen (Seite 270) für die Thyristoren angegebene Grenzgleichstrom  $I_{dM}$  richtet sich nach dem Thyristor mit der größten Durchlaßspannung. Er entspricht dem Stromwert  $i_{FN}$  im Bild 103. Da

für die Belastbarkeit der Thyristoren der Durchlaßverlust maßgeblich ist, dürfen die Thyristoren mit niedrigerer Durchlaßspannung auch mit einem höheren Strom belastet werden. Die im Bild gezeichnete Hyperbel konstanter Durchlaßverlustleistung gibt die Grenze der Belastbarkeit an. Der Strom, bei dem diese Hyperbel die linke Grenzlinie des Durchlaßkennlinienstreubandes schneidet, wird mit  $i_{F1}$  bezeichnet. Dem Schnittpunkt ist die maximal zulässige Durchlaßspannung  $u_{F1}$  zugeordnet, die an einer unmittelbaren Parallelschaltung von Thyristoren auftreten darf. Der Strom, der dieser Durchlaßspannung  $u_{F1}$  auf der rechten Grenzlinie des Durchlaßkennlinienstreubandes zugeordnet ist, wird mit  $i_{F2}$  bezeichnet.

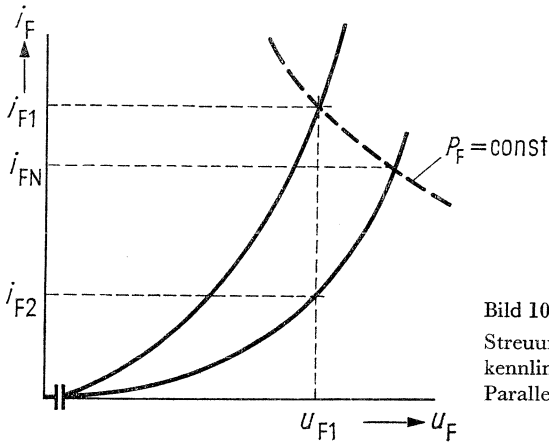


Bild 103  
Streuung der Durchlaßkennlinien, Einfluß auf die Parallelschaltung

Die theoretisch mögliche ungünstigste Kombination von  $n$  Thyristoren wäre gegeben, wenn  $n - 1$  Thyristoren an der rechten Grenzlinie des Streubandes liegen, während nur einer für die linke Grenzlinie in Betracht kommt. In diesem Fall wird der Parallelschaltfaktor mit größer werdender Zahl  $n$  immer kleiner und erreicht für sehr große Parallelschaltungen den Wert  $i_{F2}/i_{F1}$ . Umgekehrt ist die Kombination von  $n$  Thyristoren, von denen nur einige an der rechten, die meisten aber an der linken Grenzlinie liegen, unkritisch. Da die Kennlinienstreuung aber statistisch ist, kommen derart extreme Verhältnisse in der Praxis vor allem im kritischen Fall sehr großer Parallelschaltungen kaum vor. Insbesondere wird, wenn die zur Verfügung stehenden Ventile in ihren  $u_F$ -Werten dem Fertigungskollektiv entsprechend streuen, ein Parallelschaltfaktor

$$\frac{I_d}{n \cdot I_{dM}} \approx \frac{i_{F1} + i_{F2}}{2 \cdot i_{FN}} \quad (26)$$

genügen. Da dieser aber in Ausnahmefällen noch unter dem erwähnten Wert 0,8 liegen kann, sollen noch weitere Maßnahmen diskutiert werden, die zu einer gleichmäßigen statischen Stromaufteilung beitragen können. In diesem Zusammenhang sei erwähnt, daß im Einzelfall auch größere Stromunterschiede als 20 % zugelassen werden können, wenn die zulässige Gehäusetemperatur der Thyristoren und der Sicherungsnennstrom nicht überschritten werden.

### *Sicherung in Reihe mit jedem Thyristor*

Zum Schutz gegen Kurzschlüsse werden normalerweise mit jedem Thyristor der Parallelschaltung Sicherungen in Reihe geschaltet. Jede Sicherung hat dabei eine zusätzliche erwünschte Wirkung, indem sie einen ohmschen Widerstand in den betreffenden Parallelschaltungspfad mit einbringt. Der resultierende Spannungsabfall  $u_Z$  setzt sich nun aus der Durchlaßspannung  $u_F$  des Thyristors und dem Spannungsfall an der Sicherung zusammen:

$$u_Z = u_F + i_F R_S \quad (27)$$

Dadurch wird das Streuband stärker zu höheren Durchlaßspannungswerten hin geneigt. Die damit verbundene Verkleinerung der möglichen Stromstreuung wird weiter durch den Umstand gefördert, daß die Sicherung keinen konstanten, sondern einen mit zunehmendem Strom wachsenden Widerstand  $R_S$  darstellt. Diese Zusammenhänge sind in Bild 104 veranschaulicht. Darin sind die Streubänder mit und ohne Sicherungen dargestellt. Für den Thyristor mit der kleinsten Durchlaßspannung ist wieder der in Bild 103 dargestellte Durchlaßstrom  $i_{F1}$  zulässig. An der Parallelschaltung darf nun aber der

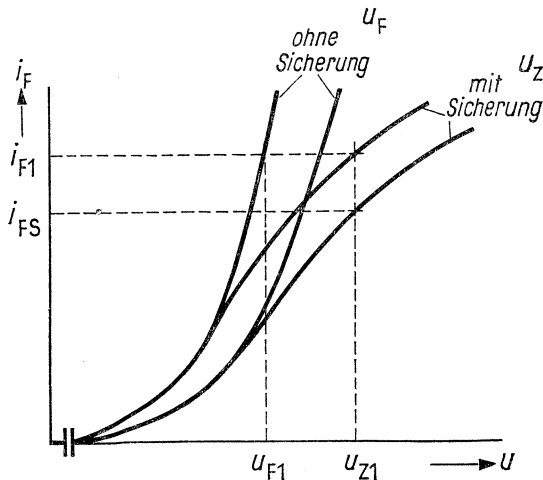


Bild 104  
Verringerung des Streubandes durch vorgeschaltete Sicherung

Spannungsfall  $u_{Z1}$  entstehen, der dem Strom  $i_{F1}$  durch die linke Grenze des Streubandes mit Sicherung zugeordnet ist. Diesem Spannungsfall  $u_{Z1}$  ist durch die rechte Grenzlinie des Streubandes mit Sicherung der Strom  $i_{FS}$  zugeordnet, der den unteren Grenzwert der möglichen Stromsteuerung darstellt. Damit ist jetzt der Parallelschaltfaktor

$$\frac{I_d}{n \cdot I_{dM}} \approx \frac{i_{F1} + i_{FS}}{2 \cdot i_{FN}} \quad (28)$$

Bei großen Parallelschaltungen reicht die Verwendung von Zweigsicherungen allein schon aus, um statisch den Parallelschaltfaktor 0,8 sicherzustellen. Das gilt allerdings nur für die Leistungsthyristoren der Reihe 02, nicht aber allgemein für die schnellen Thyristoren der Reihe 03. Hierfür wird gegebenenfalls eine  $u_F$ -Klassifizierung notwendig sein.

In Sonderfällen, wenn zum Beispiel keine Zweigsicherungen verwendet werden können oder wenn ein Parallelschaltfaktor angestrebt wird, der noch wesentlich näher an 1 liegt, können andere Maßnahmen erforderlich werden.

### *Klassifizierung nach Durchlaßspannungen*

Aus dem gesamten Streubereich der Durchlaßspannungen wird ein eingegengtes Streuband festgelegt. Alle in diesem Streuband anfallenden Thyristoren werden, nach  $u_F$ -Werten klassifiziert, speziellen Parallelschaltungen vorbehalten. Die damit erreichbare Größe des Parallelschaltfaktors läßt sich wie oben ermitteln. Dieses Verfahren erfordert jedoch einen besonderen Aufwand, und es ist in jedem Einzelfall zu prüfen, ob eine geringfügige Vergrößerung der Parallelschaltungszahl nicht den wirtschaftlicheren Weg darstellt.

### *Stromteilerdrosseln*

Erwähnt sei noch die Möglichkeit, durch Stromteilerdrosseln eine gleichmäßige Stromaufteilung zu erzwingen. Die beiden gekoppelten Wicklungen (Bild 105 a) lassen zunächst keine unterschiedlichen Ströme zu. Sie gleichen dabei die Spannungsfälle derart aus, daß sie eine Spannung aufnehmen, die sich in dem einen Zweig zu den vorhandenen Spannungsfällen addiert, in dem anderen Zweig subtrahiert. Den ausgeglichenen Teilströmen überlagert sich, der Spannungs-Zeit-Fläche entsprechend, ein langsam ansteigender Magnetisierungsstrom. Von der Auslegung der Stromteilerdrosseln hängt es ab, wie groß die Differenz zwischen  $i_1$  und  $i_2$  bis zum Ende der Stromführungsdauer ist und wann die ausgleichende Wirkung infolge Sättigung ganz aufhört. Der Kernquerschnitt muß für die größte stationäre Stromführungsdauer und den ganzen Bereich der Spannungsdifferenzen bemessen sein. Die Drossel muß außerdem für die

größtmögliche Differenz der Einschaltzeiten und die volle Anoden-Kathoden-Spannung ausgelegt sein, was für die dynamische Stromaufteilung von Bedeutung ist. An dem später zündenden Thyristor tritt im Einschaltmoment des zuerst zündenden Thyristors ein positiver  $du/dt$ -Wert auf (Anstieg auf  $U_N$  in etwa  $1 \mu s$ ), wodurch der noch nicht gezündete Thyristor zum Kippen gebracht werden kann. Diese Gefahr wird durch die Beschaltung der Thyristoren gemildert. Mehr als zwei parallelgeschaltete Thyristoren erfordern zyklische Verkettung der Stromteiler (Bild 105 b).

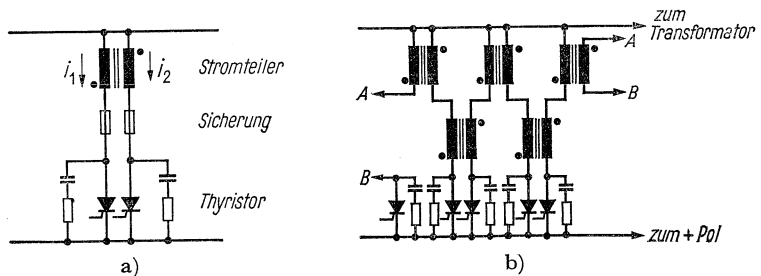


Bild 105

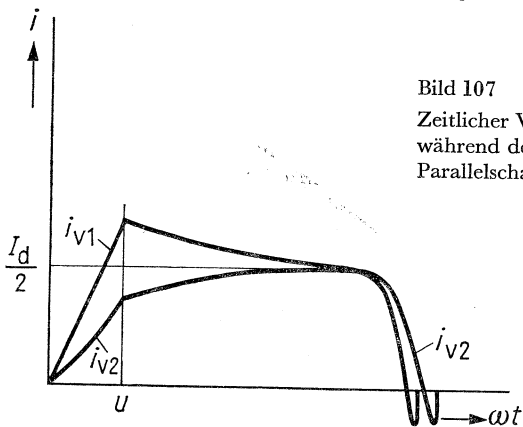
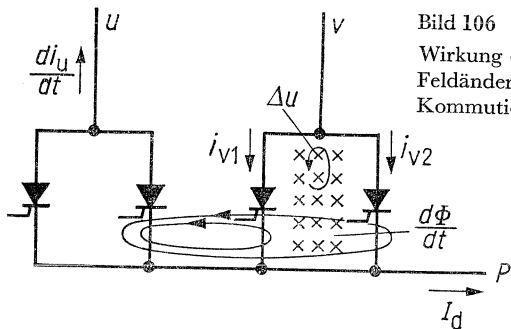
Einsatz von Stromteilerwandlern bei Parallelschaltung (a) und zyklische Verkettung der Stromteilerwandler bei mehrfacher Parallelschaltung (b)

## 2.2. Dynamische Stromaufteilung

Wenn die durch parallele Thyristorpfade gebildeten Leiterschleifen räumlich ungünstig angeordnet sind, können während der Kommutierungsvorgänge dynamische Unterschiede in der Stromübernahme auftreten, die sich merklich auf die statische Stromaufteilung auswirken. Diese Vorgänge werden im Bild 106 am Beispiel der Kommutierung von der Phase  $u$  zur Phase  $v$  dargestellt. In der Phase  $u$  nimmt der Strom mit der Änderungsgeschwindigkeit  $di_u/dt$  ab, wobei auch das vom Strom  $i_u$  erzeugte magnetische Feld in der von den parallelen Thyristorpfaden der Phase  $v$  gebildeten Leiterschleife mit der Geschwindigkeit  $d\Phi/dt$  abnimmt. Die Änderung  $d\Phi/dt$  dieses magnetischen Feldes ist im Bild durch Kreuze angedeutet. Sie induziert in der Leiterschleife eine links herum gerichtete Spannung  $\Delta u$ , die den Strom  $i_{v1}$  im linken Thyristorpfad schneller ansteigen läßt als den Strom  $i_{v2}$  im rechten Pfad (vgl. Bild 107). Nach Ablauf des Kommutierungsvorgangs teilt sich der Gleichstrom  $I_d$  also ungleichmäßig auf die parallelgeschalteten Thyristoren auf. Generell kann gesagt werden, daß am Ende der Aufkommutierung diejenigen Thyristoren einen größeren Stromanteil führen, deren Zuleitungen im jeweiligen Kommutierungskreis die kleineren Induktivitäten bilden. Dieser Unterschied kann sich zwar während der verbleibenden

Stromführungszeit mehr oder weniger ausgleichen, wie jedoch Bild 107 erkennen läßt, können durch diese dynamischen Vorgänge recht schlechte statische Stromaufteilungen bewirkt werden.

Umgekehrt geben bei der Abkommutierung diejenigen Thyristoren ihren Stromanteil zuerst ab, die im dafür maßgebenden Kommutierungskreis im Leitungszug mit der kleineren Induktivität liegen. Das ist in Bild 108 am rechten Ende des Stromblocks angedeutet. Als Gegenmaßnahme gegen die hier beschriebenen Vorgänge ist eine räumliche Anordnung anzustreben, die die mit Bild 106 erläuterten Einflüsse weitgehend vermeidet.



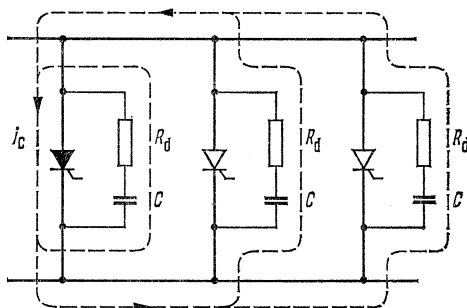
Die *dynamische Stromaufteilung* im eigentlichen Sinne wird in erster Linie durch das Einschaltverhalten der Thyristoren bestimmt. Die Streuung der Einschaltzeiten kann gerade in Parallelschaltungen besonders groß werden, da nach dem Zünden des ersten Thyristors die Anoden-Kathoden-Spannung der übrigen Thyristoren der Parallelschaltung auf den Wert der Durchlaßspannung des ersten



Thyristors zusammenbricht. Da bei Anoden-Kathoden-Spannungen kleiner als 1,5 V der erforderliche Zündstrom stark ansteigt (vgl. Bild 35, Seite 47), kann dies dazu führen, daß die restlichen Thyristoren stark verzögert oder gar nicht durchschalten. Das kann eine Überlastung der stromführenden Ventile zur Folge haben. Die Streuung der Einschaltzeiten der Thyristoren bewirkt außerdem, daß der zuerst zündende Thyristor den Entladestrom aller parallelen TSE-Beschaltungsglieder übernehmen muß. Dieser steile Entladestromstoß überlagert sich dem ansteigenden Laststrom und kann zu einer übermäßigen  $di/dt$ -Beanspruchung führen.

Da die Einschaltzeit jedoch eine Funktion der Anstiegsgeschwindigkeit und der Amplitude des Steuerstroms ist, kann ein sicherer Betrieb einer Thyristor-Parallelschaltung dadurch gewährleistet werden, daß der Zündvorgang mit einem hinreichend steilen und hohen Steuerimpuls eingeleitet wird. Ausreichend ist eine Anfangsteilheit von etwa  $1 \dots 3 \text{ A}/\mu\text{s}$  und eine Amplitude von etwa 3 A. Hierdurch wird die Einschaltzeitstreuung auf etwa  $1 \dots 3 \mu\text{s}$  eingegrenzt und damit selbst bei großer Laststromteilheit verhindert, daß der zuerst zündende Thyristor überlastet wird.

Der Entladestromstoß  $i_c$  der TSE-Beschaltungskondensatoren  $C$  auf den zuerst zündenden Thyristor (Bild 108) kann durch diese Maßnahme nicht verhindert werden. Die Dämpfungswiderstände  $R$  sind deshalb so zu wählen, daß die Entladestromspitze  $\hat{I}_c$  nicht größer wird als 40 A.



$$\hat{I}_c = n \cdot \frac{\hat{U}_2}{R_d} \leq 40 \text{ A}$$

$\hat{U}_2$  Scheitelwert  
der Netzspannung

$n$  Zahl der parallelen  
Thyristoren

Bild 108

Entladung der Beschaltungskondensatoren auf den zuerst zündenden Thyristor

Da die Widerstände mit Rücksicht auf die TSE-Überspannung nicht beliebig hochohmig gewählt werden können, müssen größere Parallelschaltungen in mehrere Teilzweige unterteilt werden, die über lineare Induktivitäten parallelgeschaltet sind.

Durch diese Maßnahmen können die Probleme der dynamischen Stromaufteilung zufriedenstellend gelöst werden.

### 3. Reihenschaltung

Bei Gleichstromantrieben in den höchsten Leistungsbereichen (Walzwerk usw.) werden auch Spannungen über 1000 V vorgesehen. In solchen Fällen wird es dann notwendig, Thyristoren in Reihe zu schalten. So kann zum Beispiel bei einer effektiven Sternspannung von 600 V eine maximale Spannungsbeanspruchung von  $\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 600 \text{ V} = 1470 \text{ V}$  auftreten. Bei Berücksichtigung eines Spannungssicherheitsfaktors von 2,5 beträgt die ausnutzbare Sperrspannung eines Typs mit 900 V Spitzensperrspannung etwa 360 V. Es müssen somit vier Thyristoren in Reihe geschaltet werden.

#### 3.1. Statische Spannungsaufteilung in Sperr- und Blockierrichtung

Wegen der Streuung der Sperr- bzw. Blockierströme der Thyristoren ist ebenso wie bei den Si-Dioden keine gleichmäßige statische Spannungsaufteilung zu erwarten. Diese könnte nun dadurch erzwungen werden, daß man den Thyristoren ohmsche Widerstände parallel schaltet, die einen Strom aufnehmen, der in etwa dem 10fachen des statischen Sperr- bzw. Blockierstromes entspricht.

Da jedoch eine Stabilisierung allein durch ohmsche Widerstände für die dynamische Spannungsaufteilung nicht ausreichen, erfolgt die Beschaltung in der Praxis durch *RC*-Glieder, d. h. durch vorwiegend kapazitive Widerstände. Diese Kapazitäten können aber naturgemäß nur dann stabilisierend wirken, wenn an den Thyristoren eine zeitlich veränderliche Anoden-Kathoden-Spannung anliegt. Gelangt jedoch, wenn auch nur kurzzeitig, reine Gleichspannung an die Thyristoren, wie dies zum Beispiel beim Gegenspannungsbetrieb, selbstgeführten Wechselrichter und Gleichstromsteller der Fall ist, so wird die *RC*-Beschaltung unwirksam. Die statische Spannungsaufteilung muß dann durch zusätzliche ohmsche Parallelwiderstände erzwungen werden.

In diesem Zusammenhang muß darauf hingewiesen werden, daß ein während der negativen Sperrphase anstehender positiver Steuerimpuls den Sperrstrom außerordentlich verstärkt und damit die Stabilisierung der Spannung praktisch unwirksam macht. Dieser Betriebsfall ist deshalb unbedingt zu vermeiden (siehe Seite 49).

#### 3.2. Dynamische Spannungsaufteilung in Blockierrichtung

Wie aus Bild 36 (Seite 47) ersichtlich, ergibt sich bei Zündung der Thyristoren mit einem langsam ansteigenden Steuerimpuls mäßiger Höhe eine relativ breite Streuung der Einschaltverzugszeiten. Das kann zur Folge haben, daß bei Reihenschaltung die zuletzt zündenden

Thyristoren kurzzeitig die gesamte am Zweig anliegende Spannung übernehmen müssen und damit durch Überschreiten der Nullkippspannung zünden. Dies muß unbedingt vermieden werden, da in diesem Falle mit einer Zerstörung der Thyristoren zu rechnen ist.

Die Zündung der Thyristoren kann andererseits aber auch durch zu großes  $du/dt$  erfolgen, nämlich dann, wenn die in Reihe zu den Thyristoren liegende Induktivität (z. B. Streuinduktivität des Trafos) zu gering ist. In diesem Falle verlagert sich nämlich die Blockierspannung praktisch ungedämpft mit der Durchschaltgeschwindigkeit der Thyristoren ( $du/dt$  mehrere  $100 \text{ V}/\mu\text{s}$ ) von dem zuerst auf die zuletzt schaltenden Thyristoren. Dies kann zu einer  $du/dt$ -Zündung und damit ebenfalls zur Zerstörung von Thyristoren führen.

Bei Reihenschaltung ist es deshalb mehr noch als bei der Parallelschaltung erforderlich, die Thyristoren mit steil ansteigenden Steuerimpulsen ( $2\text{--}3 \text{ A}/\mu\text{s}$ ) hoher Amplitude (mindestens  $3 \text{ A}$ ) zu zünden. Dadurch kann die Einschaltzeitstreuung auf etwa  $1\text{--}3 \mu\text{s}$  gedrückt werden.

Diese Maßnahme allein gewährleistet aber in vielen Fällen noch keine ausreichende dynamische Spannungsaufteilung. Insbesondere bei höheren Reihenschaltungen muß deshalb den Thyristoren meist noch eine zusätzliche Induktivität in Serie geschaltet werden, die eine abrupte Spannungsverlagerung mit einem unzulässigen  $du/dt$  auf die zuletzt schaltenden Thyristoren verhindert. Als RC-Beschaltung der Thyristoren wählt man in der Regel eine normale TSE-Beschaltung, wie in Kapitel „Überspannungsschutz“ angegeben. Der Dämpfungswiderstand  $R_d$  ist dabei wiederum so zu wählen, daß die beim Zünden über den Thyristor fließende Entladestromspitze des Beschaltungskondensators  $40 \text{ A}$  nicht überschreitet. Die Gesamtbeschaltung entspricht dann dem Bild 109.

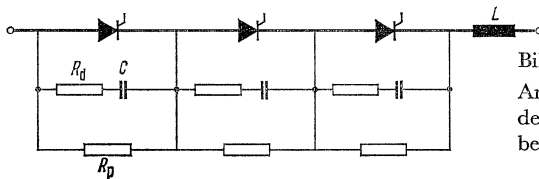


Bild 109  
Anordnung  
der Beschaltelemente  
bei Reihenschaltung

### 3.3. Dynamische Spannungsaufteilung in Sperrichtung

Ebensowenig wie ein gleichzeitiges Zünden der in Reihe liegenden Ventile ohne besondere Maßnahmen vorausgesetzt werden darf, ist beim Umschalten aus dem leitenden in den sperrenden Zustand ein

synchroner Übergang zu erwarten. Die Gründe ergeben sich aus dem Trägerstauereffekt (vgl. Seite 58 und Seite 165). Bei Reihenschaltung kann wegen der unvermeidbaren, wenn auch geringfügigen, Streuungen im strukturellen Aufbau der einzelnen Thyristoren nicht damit gerechnet werden, daß die in ihren Mittelzonen während des vorausgegangenen strombelasteten Zustands „gespeicherten“ Ladungsträger gleichzeitig abfließen.

Praktisch wirkt sich das durch eine Streuung der Sperrverzögerungszeiten  $t_v$  aus (Bild 110). Im Stromrichterbetrieb bestimmt die Sprungspannung  $U_{Spr}$  im Zusammenwirken mit der Induktivität  $L$  des Kommutierungskreises die Steilheit des Stromrückgangs an der abkommutierenden Thyristorreihe gemäß der Beziehung

$$-\frac{di}{dt} = \frac{U_{Spr}}{L} \quad (29)$$

Die Rückstromspitze  $I_{Rü}$  nimmt mit  $-di/dt$  zu. Am netzgeführten Stromrichter und einem  $-di/dt$ -Wert von beispielsweise 1 bis 2 A/ $\mu$ s beträgt  $t_v$  etwa 8  $\mu$ s. Die Überschwingweite beläuft sich dabei etwa auf 25 % der Sprungspannung bei einer Beschaltung von  $C = 2 \mu$ F und  $R_d = 18 \Omega$  (Bild 109). Die Sprungspannung stellt sich bei diesen Werten annähernd aperiodisch gedämpft ein. Dies gilt weitgehend unabhängig von der Zahl der in Reihe geschalteten Thyristoren.

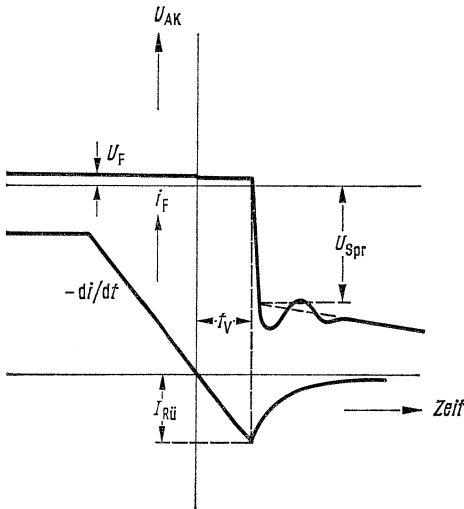


Bild 110  
Sperrverzögerung bei  
Kommutierungsvorgang

Bei den Leistungsthyristoren liegen die Streuungen der Sperrverzögerungszeiten unter 4  $\mu$ s. Der hierdurch hervorgerufene Unterschied in der Höhe der Aufladung der Beschaltungskondensatoren ist jedoch

so gering, daß er keinen Beitrag zu einer unterschiedlichen Spannungsaufteilung entlang der Reihe liefert. Diese wird im wesentlichen durch die Streuung der Kondensatordaten bewirkt und kann durch entsprechende Auswahl vernachlässigbar klein gehalten werden. Der Verlauf von Strom und Spannung bei Übergang in Sperrrichtung entspricht also sowohl über die gesamte Reihe als auch für den einzelnen Thyristor dem Bild 110.

Bei der Reihenschaltung von Thyristoren sind somit folgende Maßnahmen zu ergreifen:

1. Zünden durch synchrone Steuerimpulse hoher Anstiegssteilheit (2 bis 3 A/ $\mu$ s) und hoher Amplitude (ca. 3 A).
2. RC-Beschaltung jedes Thyristors. Dabei sind Kondensatoren mit eingengerter Kapazitätstoleranz zu wählen. Normalerweise genügt eine richtig bemessene TSE-Beschaltung (siehe Seite 167).
3. Falls erforderlich, d. h. bei ungleicher dynamischer Spannungsaufteilung ist den Thyristoren zusätzliche Induktivität vorzuschalten.
4. Zusätzliche Symmetrierungswiderstände (z. B. 10 k $\Omega$ ) parallel zur RC-Beschaltung, wenn reine Gleichspannung an den Thyristoren auftritt.

## 4. Überstromschutz

### 4.1. Allgemeine Hinweise

Unter Überstromschutz sind Einrichtungen zu verstehen, die die Thyristoren vor unzulässigen Beanspruchungen im Durchlaßzustand schützen.

#### *Kurzschlußschutz*

(im Zeitbereich einer Halbwelle)

Hierunter ist eine Einrichtung zum Abschalten von Anlagenkurzschlüssen sowie von Kurzschlüssen, die durch den Defekt einzelner Thyristoren auftreten, zu verstehen.

Die Auswahl der Schutzeinrichtungen erfolgt nach den Überlastkennlinien, die für den Zeitbereich 1 bis 10 ms angegeben sind, oder nach dem Grenzzustandintegral ( $I^2t$ -Wert; vgl. Seite 84). Die Abschaltung der Thyristoren muß innerhalb einer Halbwelle vor sich gehen, da bei dieser Beanspruchung die Blockierfähigkeit vorübergehend verlorenght und eine nachfolgende Beanspruchung die Thyristoren zerstören kann.

Geeignete Schutzelemente sind überflinke Sicherungen, Schnellschalter, strombegrenzende Einrichtungen in Verbindung mit Gittersperre, Kurzschließer, Schnellöffner und dergleichen.

#### *Schutz vor betriebsmäßig unzulässigen Überströmen*

(Zeitbereich größer als eine Halbwelle)

Gemeint sind hier solche Beanspruchungen, die über die zulässigen Überlastwerte hinausgehen und bei denen die Blockierfähigkeit der Thyristoren verlorenght. Die Auswahl der Schutzeinrichtungen wird durch Vergleich der Auslöse- bzw. Abschaltcharakteristiken der Schutzeinrichtungen mit den Überlastkurven der Thyristoren vorgenommen. Zum Schutz eignen sich vor allem: Konstantstromregelung, Gittersperre, Sicherungen, Schalter mit Bimetallauslöser und Überstromauslöser, Überstromrelais.

Für die Bemessung geeigneter Schutzeinrichtungen können die Überlastkennlinien der Thyristoren unter Beachtung der nachstehend aufgeführten Punkte zugrunde gelegt werden.

- a) Die Überlastkennlinien der Thyristoren und mehr oder weniger auch die Auslöse- bzw. Abschaltcharakteristiken der Schutzeinrichtungen sind Funktionen der Stromform, der Betriebstemperatur (z. B. betriebswarmer Zustand), der Frequenz usw. Es genügt daher im allgemeinen nicht, nur die Eignung des Schutzes für einen Betriebsfall zu untersuchen.
- b) Der Stromanstieg  $di/dt$  bei Dauerlast und Überlast darf die angegebenen Grenzwerte nicht überschreiten.

- c) Bei jeder Abschaltung eines Stromkreises werden mehr oder weniger ausgeprägte Überspannungen erzeugt. Nach Möglichkeit sind Schutzvorrichtungen auszuwählen, die überspannungsarm schalten. Treten hohe Überspannungen auf, so ist entweder ein Thyristor mit hinreichender Spannungsreserve zu wählen oder ein Überspannungsschutz vorzusehen. Ferner besteht in manchen Fällen die Möglichkeit, die Schutzvorrichtungen so in der Schaltung anzuordnen, daß die Überspannungen, die beim Betätigen auftreten, an den Halbleitern nicht wirksam werden (z. B. bei Strangsicherung in B- und DB-Schaltung).
- d) In der Regel ist für ein Gerät mit hoher Stromausnutzung der Thyristoren ein höherer Aufwand für die Schutzvorrichtungen notwendig als für Geräte mit geringerem Ausnutzungsgrad. Es ist daher im einzelnen abzuschätzen, ob es nicht wirtschaftlicher ist, Thyristoren größerer Leistung, als benötigt, einzusetzen.
- e) Werden Stromrichterschaltungen mit Gleichrichterzellen und Thyristoren aufgebaut, z. B. halbgesteuerte Brückenschaltung, so ist der Schutz der Stromrichteranlage in den einzelnen Zeitbereichen für das jeweils belastungsschwächere Bauelement vorzunehmen.

## 4.2. Typische Eigenschaften der Schutzvorrichtungen

### *Sicherungen*

Zum Schutz von Thyristoren eignen sich bei hoher Ausnutzung nur überflinke Sicherungen. Bei geringer Ausnutzung können auch NH-Bergbausicherungen verwendet werden, wogegen normale Sicherungen im allgemeinen nicht geeignet sind.

Tabelle 6 Sicherungstypen

Nennstrom A	SILIZED- <sup>1)</sup> sicherung 500 V	NH-Bergbau- sicherungen 500 V	Überflinke 500-V-NH- Sicherungen	Überflinke 800-V-NH- Sicherungen
16	5SD 4 20	—	—	—
20	5SD 4 30	—	—	—
25	5SD 4 40	—	—	—
30	5SD 4 80	—	—	—
35/36	5SD 4 50	R1240B-00/36A	—	—
50	5SD 4 60	R1240B-00/50A	—	—
63	5SD 4 70	R1240B-00/63A	—	—
		R1240B- 1/63A	—	—

<sup>1)</sup> Eingetragenes Warenzeichen. Auch im folgenden werden Warenzeichen in dieser Weise gekennzeichnet!

Tabelle 6 (Fortsetzung) Sicherungstypen

Nennstrom A	SILIZED- Sicherung 500 V	NH-Bergbau- Sicherungen 500 V	Überflinke 500-V-NH- Sicherungen	Überflinke 800-V-NH- Sicherungen
80	5SD 5 10	R1240B-00/80A R1240B- 1/80A	—	—
100	5SD 5 20	R1240B-00/100A R1240B-1/100A	—	—
125	5SD 5 30	R1240B-1/125A	—	—
150/160	5SD 5 40	R1240B-1/160A	R1243-3/150A	—
200	5SD 5 50	R1240B-1/200A	R1243-3/200A	—
250	—	—	R1243-3/250A	—
300	—	—	R1243-3/300A	—
350	—	—	R1243-3/350A	R1244-3/350A
400	—	—	R1243-3/400A <sup>1)</sup>	R1244-4/400A <sup>1)</sup>
500	—	—	R1240sf-3/500	—

Tabelle 7 Sicherungsmerkmale

Typ	Abschalt- vermögen	Nenn- spannung (Eff.-Wert)	Zul. Dauer- strom
SILIZED-Sicherungen	unbegrenzt	500 V	1,0 $I_n$
NH-Bergbausicherg. R1240B-00	100 kA	500 V	1,2 $I_n$
NH-Bergbausicherg. R1240B-1	unbegrenzt	500 V	1,2 $I_n$
NH-Sicherungen R 1243-3	unbegrenzt	500 V	1,1 $I_n$ <sup>2)</sup>
NH-Sicherungen R 1244-3	unbegrenzt	800 V	1,0 $I_n$
NH-Sicherung R 1240sf-3	unbegrenzt	500 V	1,0 $I_n$

Die *Abschmelzcharakteristiken* dieser Sicherungen sind auf Seite 367 ff. aufgeführt. Es wird unterschieden zwischen Abschmelzcharakteristiken für den kalten und für den betriebswarmen Zustand (nach Belastung mit Nennstrom).

Die Abschaltzeit der Sicherung setzt sich zusammen aus der Schmelzzeit (entsprechend der Abschmelzcharakteristik) und der Löschzeit. Die Löschzeit ist stark spannungsabhängig, außerdem abhängig von der Höhe des Abschmelzstroms. Für Abschaltzeiten im Sekunden- und Minutenbereich kann die Löschzeit gegenüber der Schmelzzeit

<sup>1)</sup> Belastungen oberhalb des Nennstroms für Zeiten größer als 1 Minute nicht zulässig.

<sup>2)</sup> 300-A und 400-A-Typ: Zulässiger Dauerstrom 1,0  $I_n$ .



vernachlässigt werden (für diesen Bereich gilt also ausschließlich die Abschmelzcharakteristik), im Millisekundenbereich muß sie jedoch berücksichtigt werden. Statt der Schmelz- und Löschzeit wird in der Sicherungstechnik der  $I^2t$ -Wert gemessen bzw. angegeben. Dieser Wert kann mit den  $I^2t$ -Werten der Thyristoren und Dioden direkt verglichen werden. Ein Kurzschlußschutz ist dann gegeben, wenn der  $I^2t$ -Wert der Sicherung unterhalb des entsprechenden  $I^2t$ -Wertes der Thyristoren bzw. Dioden liegt. Ein vollangepaßter Schutz ist dann erreicht, wenn auch die Abschmelzcharakteristik der Sicherung unterhalb der Überlastkennlinie der Thyristoren bzw. Dioden liegt.

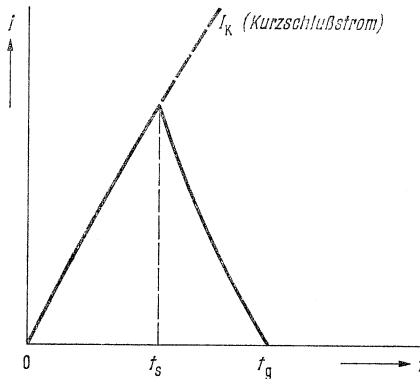


Bild 111  
Schmelz- und Löschstrom  
einer Sicherung

Zur näheren Erläuterung dient Bild 111. Wird auf eine Sicherung ein Kurzschlußstrom geschaltet, so schmilzt der Schmelzleiter in der Zeit  $t_s$  (das Integral  $\int_0^{t_s} i^2 dt = I^2 t_s$  wird als Schmelz- $I^2t$ -Wert bezeichnet), anschließend löscht die Sicherung in der Zeit  $t_g - t_s$  (das Integral  $\int_{t_s}^{t_g} i^2 dt = I^2 t_l$  wird als Lösch- $I^2t$ -Wert bezeichnet).

Der Gesamt- $I^2t$ -Wert ist demnach

$$I^2 t_g = I^2 t_s + I^2 t_l \quad (30)$$

Da beim Schutz von Halbleitern mit Sicherungen der  $I^2t$ -Wert für etwa 1 bis 2 ms für den betriebskalten Zustand am kritischsten ist, genügt es im allgemeinen, nur für diesen Bereich einen Vergleich vorzunehmen.

Der Schmelz- $I^2t$ -Wert kann aus der Schmelzzeitkennlinie für 1 ms berechnet werden (Strom laut Kennlinie für 1 ms zum Quadrat mal  $10^{-3}$ ).

Tabelle 8 Näherungsformeln für den Lösch- $I^2t$ -Wert

Sicherungstyp	Lösch- $I^2t$ -Wert
SILIZED-Sicherungen, Typen bis 100 A	$\approx 3 \left( \frac{U}{420} \right)^3 \cdot I^2t_s$
SILIZED-Sicherungen, Typen bis 125 A	$\approx 4,2 \left( \frac{U}{420} \right)^3 \cdot I^2t_s$
NH-Bergbausicherungen R 1240 B	$\approx 2,2 \left( \frac{U}{550} \right)^3 \cdot I^2t_s$
NH-Sicherungen R 1243-3	$\approx 12,7 \left( \frac{U}{550} \right)^3 \cdot I^2t_s$
NH-Sicherungen R 1244-3	$\approx 12,7 \left( \frac{U}{880} \right)^3 \cdot I^2t_s$

Hierin bedeuten:

- $I^2t_s$  Schmelz- $I^2t$ -Wert für 1 ms der entsprechenden Sicherung  
 $U$  Effektivwert der wiederkehrenden Spannung nach dem Abschmelzen der Sicherung unter Berücksichtigung der möglichen Netzspannungsschwankungen.

Die *Schaltspannung der Sicherungen* ist von vielen Faktoren abhängig, u. a. von Bauform, Stromkreisdaten und Spannung an der Sicherung beim Löschen. Insgesamt gesehen, sind die Schaltspannungen bei Sicherungen mit niedrigen Nennstromwerten höher als bei Sicherungen mit hohen Nennstromwerten. Als Richtwert gilt etwa:

Die Schaltspannung der Sicherungen mit Nennströmen über 100 A ist in der Regel nicht höher als der 1,5fache Wert der angelegten Netzspannung; Sicherungen unter 100 A Nennstrom weisen höhere Schaltspannungen auf. Aus Sicherheitsgründen wird bei diesen empfohlen, mit Schaltspannungen bis zum 2- bis 2,5fachen Wert des Scheitelwertes der Anschlußspannung zu rechnen.

Die angegebenen Schmelzkennlinien gelten für *Stromflußwinkel*  $\geq 180^\circ$ . Bei kleineren Stromflußwinkeln muß namentlich für den Kennlinienbereich im Sekunden- und Minutenbereich mit kürzeren Schmelzzeiten infolge der höheren Temperaturschwankungen an den Engstellen des Schmelzleiters gerechnet werden. Für die Dauerbelastbarkeit der Sicherungen in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel gilt:

Stromflußwinkel	180° bis 360°	120°	90°	60°	30°
Belastbarkeit	100 %	96 %	93 %	88 %	80 %

Die angegebenen Werte sind nur Richtwerte. Es wird empfohlen, die Sicherungen nur unterhalb dieser Werte zu belasten. Alle Angaben gelten für eine Betriebsfrequenz von 50 Hz. Bei höheren Frequenzen werden die Temperaturschwankungen an den Engstellen der Schmelzleiter kleiner. Die Sicherungen dürfen dann auch bei kleineren Stromflußzeiten höher belastet werden. Bei Frequenzen unterhalb 50 Hz werden die Temperaturschwankungen größer. Die Belastbarkeit der Sicherungen fällt weiter ab.

Eine *Reihenschaltung von Sicherungen* ausschließlich für Kurzschlußabschaltungen (Abschaltzeiten im Millisekundenbereich) ist möglich. Es sollten nach Möglichkeit nicht mehr als zwei Sicherungen in Reihe geschaltet werden. Im Sekunden- und Minutenbereich in Reihe liegende Sicherungen schalten nicht gleichzeitig. In diesem Bereich muß eine einzelne Sicherung in der Lage sein, die volle Spannung zu schalten.

Eine *Parallelschaltung von Sicherungen* ist möglich. Mit einer ungleichmäßigen Stromaufteilung, in der Regel etwa  $\pm 10\%$ , muß allerdings gerechnet werden.

### *Auswahl und Anordnung von Sicherungen*

Bei der Auswahl der Sicherungen sind folgende Größen bzw. Charakteristiken zu beachten:

#### *Dauerstrom*

gegebenenfalls unter Berücksichtigung der Abhängigkeit von der Stromflußzeit.

#### *I<sup>2</sup>t-Wert-Vergleich*

wenn nur Kurzschlußschutz erwünscht ist.

#### *Vergleich der Schmelzeitkennlinien mit der Überlastkennlinie*

wenn ein Schutz über einen weiten Zeitbereich erwünscht ist.

#### *Nennspannung und Schaltspannung der Sicherung*

ferner die Spannung, gegen die die Sicherung schalten muß (vgl. die Tabellen 9 und 10).

#### *Sicherungen können vorgesehen werden*

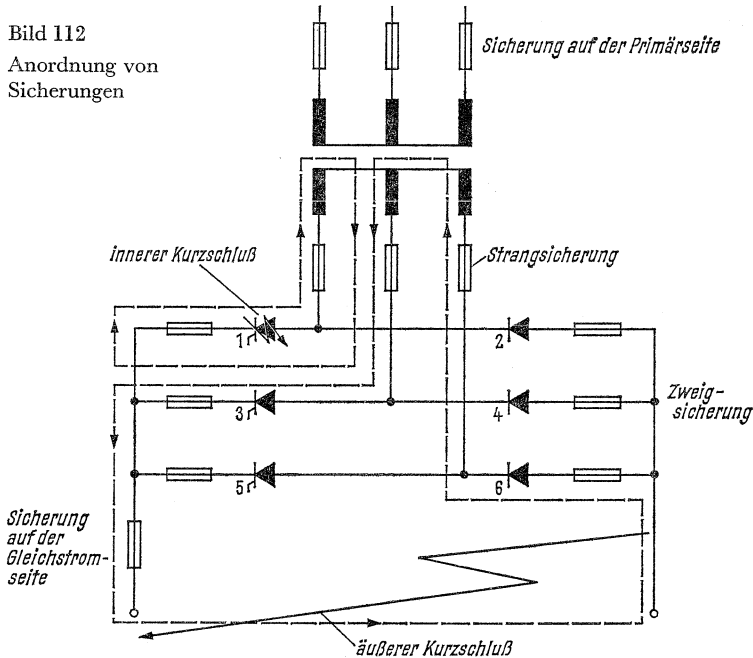
auf der Primärseite des Transformators,  
in den Zuleitungen einer B- bzw. DB-Schaltung  
(Strangsicherungen),  
in den Zweigen der Gleichrichterschaltungen  
(Zweig- bzw. Zellsicherungen),  
auf der Gleichstromseite.

### (1) Strang- und Zweigsicherungen

Die Strangsicherungen oder die Zweigsicherungen schützen bei richtiger Auswahl vor inneren Kurzschlüssen (Defekt eines Thyristors bzw. einer Siliziumzelle) und äußeren Kurzschlüssen (Anlagenkurzschluß). Wie Bild 112 zeigt, liegen in der Kurzschlußbahn einer DB-Schaltung jeweils zwei Sicherungen in Reihe. Jede Sicherung braucht nur etwa gegen die halbe Anschlußspannung zu schalten. In anderen Stromrichterschaltungen können sich andere Verhältnisse ergeben. Da der Lösch- $I^2t$ -Wert der Sicherungen stark spannungsabhängig ist, ist ein Schalten gegen die halbe Anschlußspannung von Vorteil. Bei Auftreten von Überströmen, die eine Abschaltung im Sekunden- oder Minutenbereich bewirken, muß allerdings jede Sicherung gegen die volle Spannung schalten.

Bild 112

Anordnung von Sicherungen



In den Tabellen 9 und 10 sind die größtzulässigen Strang- und Zweigsicherungen unter Berücksichtigung der Schaltung angegeben. Die Tabellen gelten nicht oder nur bedingt für parallelgeschaltete Thyristoren bzw. Siliziumzellen.

Der Vorteil von Strangsicherungen gegenüber Zweigsicherungen liegt darin, daß beim Schalten der Sicherungen infolge eines inneren oder äußeren Kurzschlusses die Überspannungen nicht an die Thyristoren bzw. Siliziumzellen gelangen können.

### (2) Sicherungen auf der Primärseite des Transformators

Die Schutzwirkung ist ähnlich der der Strangsicherungen. Die Sicherungen sind so bemessen, daß sie sowohl den Laststrom als auch den Magnetisierungsstrom führen können. Es ist außerdem zu überprüfen, ob der Einschaltstrom des Transformators (Rush) die Sicherungen nicht zum Ansprechen bringt.

Für den  $I^2t$ -Wert-Vergleich gilt:

$$I^2 t_{\text{gSicherung}} \leq \left(\frac{1}{\ddot{u}}\right)^2 I^2 t_{\text{Thyristor}} \quad (31)$$

Bei der Umrechnung der Dauerströme sind neben dem Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u} = U_1/U_2$  noch die für Gleichrichtertransformatoren üblichen Umrechnungsfaktoren zu berücksichtigen.

### (3) Sicherungen auf der Gleichstromseite

Diese Sicherungen haben im allgemeinen den Zweck, Ladegleichrichter vor den Folgen einer Falschpolung der Batterie zu schützen.

Bei einer Falschpolung fließt der Strom zum Beispiel in einer DB-Schaltung über sämtliche Zweige. Jeder Zweig führt etwa ein Drittel des Gesamtstroms. Der  $I^2t$ -Wert der Sicherung darf deshalb wesentlich höher sein, als wenn nur ein Zweig den Strom führt:

$$I^2 t_{\text{gSicherung}} \leq (0,8 \cdot n)^2 \cdot I^2 t_{\text{Thyristor}} \quad (32)$$

Dabei ist  $n = 3$  für die DB-Schaltung und  $n = 2$  für die B-Schaltung.

### (4) Sicherungen bei parallelgeschalteten Thyristoren und Dioden.

Auch bei parallelgeschalteten Thyristoren bzw. Dioden können wahlweise Zweig- oder Strangsicherungen verwendet werden. Bei Anordnung von Strangsicherungen muß die Schaltung, so, wie in Bild 113 gezeigt, aufgeteilt werden.

Beim inneren Kurzschluß eines Thyristors speist nach der Kommutierung die Folgephase zum Beispiel einer S-Schaltung auf den defekten Zweig. Die zugeordnete Sicherung muß gegen die volle verkettete Spannung schalten. Sollen die Sicherungen die Thyristoren nur bei innerem Kurzschluß schützen (d. h. zur Abschaltung des äußeren Kurzschlusses werden weitere Schutzeinrichtungen vorgesehen), so genügt folgende Bemessung der Sicherungen. Hierbei ist vorausgesetzt, daß nur die dem defekten Thyristor zugeordnete Sicherung abschalten soll. Für  $n$  parallelgeschaltete Thyristoren gilt

$$n^2 \cdot I^2 t_s \geq I^2 t_g \quad (33)$$

Obige Bedingung wird in der Regel bei mehr als drei parallelgeschalteten Thyristoren erfüllt. Bei  $n \leq 3$  muß damit gerechnet werden, daß mehrere Sicherungen abschmelzen.

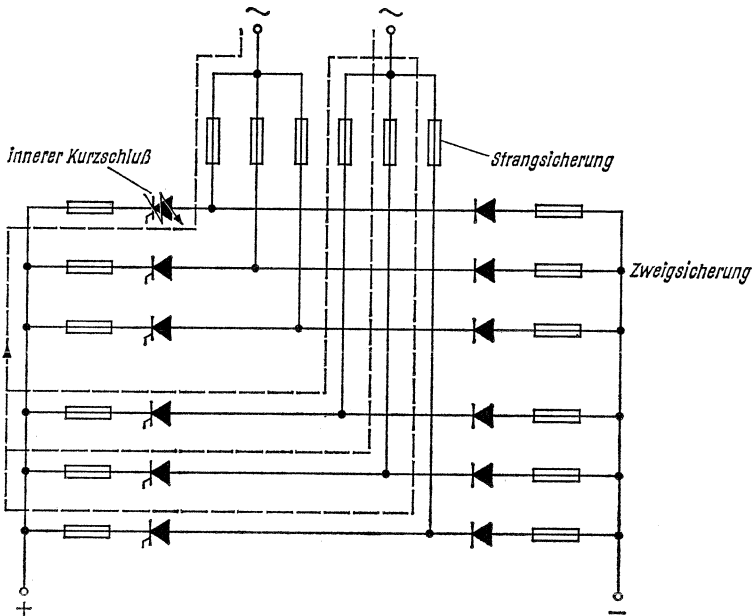


Bild 113

Anordnung von Sicherungen bei Parallelschaltung von Thyristoren

Soll die Sicherung die Thyristoren sowohl vor innerem als auch vor äußerem Kurzschluß schützen, so kann die Auswahl nach den Tabellen 9 und 10 vorgenommen werden.

### *Schnellschalter*

Für das Abschalten hoher Gleichströme sind Schnellschalter, zum Beispiel Schalter R 887 I für Nennströme über 1000 A, geeignet. Die Abschaltzeit hängt unter anderem von der Zeitkonstante des Gleichstromkreises ab. Sie liegt im Mittel in der Größenordnung 10ms. Die Thyristoren werden dabei etwa mit einer Stromhalbwelle belastet. Beim Abschalten entstehen Überspannungen, die je nach Art des Stromkreises verschieden hoch sind. Überspannungen über den 2,5fachen Wert des Scheitelwertes der Gleichspannung sind im allgemeinen nicht zu erwarten.

Für den Kurzschlußschutz eines Stromrichtergeräts ist eine Kombination von Schutzeinrichtungen denkbar, und zwar

- zum Abschalten defekter Thyristoren (innerer Kurzschluß): Verwendung von Sicherungen,
- zum Abschalten von Anlagenkurzschlüssen: Verwendung von Schnellschaltern.

Table 9 Größtzulässige Sicherungen für Thyristoren

Schaltung	Effektive Anschlußspannung des Stromrichtergeräts				
	$(U_2 = 125 \text{ V})$ $U_2 = 60 \text{ V}$	125 V (250 V)	190 V (380 V)	250 V —	380 V —
BSt G 02	5 SD 530	5 SD 530	5 SD 470	5 SD 470	5 SD 460
BSt G 03	5 SD 520	5 SD 520	5 SD 470	5 SD 460	5 SD 460
BSt L 02	5 SD 550 R 1240 B-160 R 1243-3/300	5 SD 550 R 1240 B-160 R 1243-3/300	5 SD 550 R 1240 B-160 R 1243-3/200	5 SD 550 R 1240 B-160 R 1243-3/200	5 SD 550 R 1240 B-125 R 1243-3/150
BSt L 03	5 SD 550 R 1240 B-125 R 1243-3/200	5 SD 550 R 1240 B-125 R 1243-3/200	5 SD 550 R 1240 B-100 R 1243-3/200	5 SD 550 R 1240 B-100 R 1243-3/150	5 SD 540 R 1240 B-80 —
BSt N 02	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/400 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/400 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/400 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/400 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1244-3/400 R 1240 sf-3/500
BSt N 03	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/400 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/400 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/400 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/400 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/350 R 1240 sf-3/500

1) Bei Absicherung im Strang nur dann, wenn in jedem Strang eine Sicherung angeordnet wird, andernfalls Auswahl wie bei E-Schaltung.

Tabella 10 Größtzulässige Sicherungen für Siliziumzellen

Schaltung	Effektive Anschlußspannung des Stromrichtergeräts					
	$U_2 = 60 \text{ V}$ ( $U_2 = 125 \text{ V}$ )	125 V (250 V)	190 V (380 V)	250 V	380 V	—
SSi E 08	5 SD 460	5 SD 450	5 SD 450	5 SD 450	5 SD 440	—
SSi F 02	5 SD 530	5 SD 530	5 SD 470	5 SD 470	5 SD 460	—
SSi H 02	5 SD 550 R 1240 B-80 R 1243-3/150	5 SD 550 R 1240 B-80 R 1243-3/150	5 SD 540 R 1240 B-63	5 SD 530 R 1240 B-63	5 SD 530 R 1240 B-63	—
SSi K 02	5 SD 550 R 1240 B-160 R 1243-3/300 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-160 R 1243-3/300 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-160 R 1243-3/250 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-160 R 1243-3/200 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-125 R 1243-3/150 R 1240 sf-3/500	—
SSi L 05	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/350 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/350 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1243-3/350 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-200 R 1244-3/350 R 1240 sf-3/500	5 SD 550 R 1240 B-160 R 1244-3/350 R 1240 sf-3/500	—

<sup>1)</sup> Bei Absicherung im Strang nur dann, wenn in jedem Strang eine Sicherung angeordnet wird, andernfalls Auswahl wie bei E-Schaltung.



### *Strombegrenzung*

Wird eine Stromrichteranlage überdimensioniert, so können unter Umständen die Impedanzen der Stromversorgung eine ausreichende Strombegrenzung bewirken, so daß ein Abschalten mit Schaltern ohne zusätzliche Schutzeinrichtungen möglich ist (vgl. Grenzlaststoßstrom, Seite 85).

### *Stromregelung*

In Anlagen mit Konstantstromregelung ist ein Überschreiten des eingestellten Dauerlaststroms nicht möglich. Dadurch ist gleichzeitig ein Überstromschutz gegeben. Kurzschlüsse können durch eine Stromregelung nicht ausgegeregelt werden.

### *Gittersperre*

Die Gittersperre ist ein Zusatzteil zum Steuersatz, die bewirkt, daß bei Überschreiten eines eingestellten Auslösewerts ein Zünden der Thyristoren unterbunden wird. Um Auslösungen bei einmalig kurzem Überschwingen des Stroms zu vermeiden, werden die Gittersperren so bemessen, daß Impulse bis zu 3 ms Dauer ohne Auslösung durchgelassen werden. Die Gittersperre arbeitet nur einwandfrei, wenn die Blockierfähigkeit nach einer Überlastung erhalten bleibt (vgl. Überlaststoßstrom, Seite 86).

### *Schalter mit Bimetallauslöser*

Die Auslösezeiten sind stark temperaturabhängig. Ein Schutz ist im allgemeinen nur im Minutenbereich möglich. Die Zeitkonstante der Erwärmung der Bimetalle ist groß gegenüber der Periodenzeit. Als Auslösestrom gilt daher der Effektivwert des Belastungsstroms. Auslösekennlinien sind den entsprechenden Listen zu entnehmen.

### *Schalter mit magnetischem Überstromauslöser*

Magnetische Überstromauslöser sprechen unverzüglich bei Überschreiten des eingestellten Auslösestroms an. In Verbindung mit Motorschutzschaltern liegt die Abschaltzeit des Schalters in der Größenordnung 40 bis 100 ms. Der unterste Einstellstrom des Überstromauslösers liegt bei Motorschutzschaltern beim 2,5fachen oberen Einstellbereich des zugeordneten Bimetallrelais. Tiefere Einstellbereiche erreicht man bei Verwendung von Überstromrelais der Typen R 1304 und R 1314. Die Relais können zur Auslösung von Schaltern herangezogen werden.

### *Kurzschließer und Schnellöffner*

Für einige Sonderanwendungen kommen auch Kurzschließer als Schutzrichtung in Betracht. Ebenfalls wäre ein Schutz mit Schnellöffnern denkbar, die die einzelnen Gleichrichterzweige einer Schaltung während der Sperrphase von der Stromversorgung trennen.

### 4.3. Anwendungsbeispiele

*Beispiel 1:* Schutz eines steuerbaren Gleichrichtergerätes in halb-gesteuerter Brückenschaltung mit Konstantstromregelung für Anschlußspannung 220 V (Anschluß direkt am Netz).

Regelbereich  $\alpha = 0$  bis  $150^\circ$  el, das heißt kleinster Stromflußwinkel  $\lambda = 30^\circ$ ;  $I_{dN} = 35$  A; Netzfrequenz 50 Hz; Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ\text{C}$ ; Stromform angeschnittene Sinushalbwellen.

a) Auswahl der Thyristoren und Siliziumzellen

Der Mittelwert je Thyristor bzw. Siliziumzelle beträgt  $I_{dN}/2 = 17,5$  A. Für Stromflußwinkel  $\lambda = 30^\circ$  bis  $180^\circ$  sind noch Thyristoren BSt G 02 mit Kühlkörper HK 04 bei Fremdbelüftung ausreichend. Auswahl nach dem Verlustdiagramm  $I_{FM} = f(P_F, \lambda)$  vgl. Seite 278).

Diesem Thyristor entspricht leistungsmäßig die Siliziumzelle SSi F 03. Die Anschlußspannung beträgt 220 V. Da die Höhe der im Betrieb auftretenden Überspannungen nicht bekannt ist, wird der Überspannungsfaktor 2,5 zugrunde gelegt.

Scheitelwert der Netzspannung  $220 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,1 = 340 \text{ V}$

Scheitelwert der Überspannung  $2,5 \cdot 340 \text{ V} = 850 \text{ V}$

Es kommen die folgenden Halbleiterbauelemente in Betracht:

Thyristor	BSt G 0260	HK 04
Siliziumzelle	SSi F 0360	HK 06

b) Auswahl des Schutzes

Ein Schutz gegen betriebsmäßig auftretende Überlastungen ist nicht notwendig, da derartige Überlastungen ausgeregelt werden, Kurzschlüsse ausgenommen. Es genügt in diesem Fall ein Kurzschlußschutz. Da Anschluß direkt am Netz erfolgt, muß unter Umständen eine Begrenzung auf den zulässigen  $di/dt$ -Wert für die Thyristoren vorgenommen werden. Als Strombegrenzung wird zweckmäßigerweise eine Drossel vorgesehen, die für die maximal mögliche Beanspruchung (Beginn des Kurzschlusses beim Scheitelwert der Spannung) im Kurzschlußfall bemessen ist. Aus  $L \cdot di/dt = U_{\max}$  erhält man:

$$L = \frac{U_{\max}}{(di/dt)} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \text{ V}}{20 \cdot 10^6 \text{ A/s}} = 15,5 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Diese geringe notwendige Induktivität ist in Werknetzen normalerweise vorhanden. Zusätzliche Drosseln sind also nicht notwendig. Als Kurzschlußschutz werden Sicherungen vorgesehen. Zunächst werden die Effektivwerte der Belastungsströme für den größten und kleinsten Steuerwinkel mit Hilfe des Verlustdiagramms und des Mittelwerts je Thyristor von  $I_{dN}/2 = 17,5$  A bestimmt.

Stromflußwinkel	$I_{\text{Feff}}$ im Zweig <sup>1)</sup> ( $I_{\text{F}} \cdot f$ )	$I_{\text{eff}}$ im Strang $\sqrt{2} \cdot I_{\text{Feff}}$
180° el	27,5 A	39 A
30° el	68 A	96 A

Nach Tabelle 9 und 10 sind als größtmögliche Sicherungen zulässig:

5 SD 4 70 für *eine* Sicherung im Kurzschlußkreis bei  $U_2 = 250 \text{ V}$

5 SD 5 20 für *zwei* Sicherungen im Kurzschlußkreis bei  $U_2 = 250 \text{ V}$

Die Sicherungen sind maximal mit folgenden Dauerströmen belastbar

bei 180° el mit  $I_{\text{N}}$  also 63 bzw. 100 A

bei 30° el mit 80%  $I_{\text{N}}$  also 50 bzw. 80 A

Es kommen demnach nur Zweigsicherungen 5 SD 5 20 in Betracht.

*Beispiel 2:* Schutz eines steuerbaren Stromrichtergerätes in halb-gesteuerter DB-Schaltung für Spannungsregelung.

Nenngleichstrom  $I_{\text{dN}} = 50 \text{ A}$  bei Steuerwinkel  $\alpha = 0$ , Steuerbereich 1:3 (Steuerbereich ohne Bedeutung für das Beispiel).

Lückender Strom wird durch eine Glättungsdrossel vermieden. Die Stromflußzeit beträgt also über den ganzen Steuerbereich etwa 120° el. Anschluß am Drehstromnetz 380 V. Verlangt wird ein einfacher Schutz mit Sicherungen über den ganzen Strom-Zeit-Bereich.

a) Auswahl der Thyristoren und Siliziumzellen

Der Gleichstrommittelwert für einen Zweig der Schaltung beträgt

$$\frac{I_{\text{dN}}}{3} = 16,7 \text{ A}$$

Gewählt werden:

Thyristoren	BSt G 02 + HK 04	$I_{\text{FM}} = 23 \text{ A}$	} bei Eigen- konvektion
Siliziumzellen	SSi F 03 + FK 07	$I_{\text{FM}} = 24 \text{ A}$	

Die Spannungsklassen (etwa bei Reihenschaltung der Thyristoren) können wie im Beispiel 1 bestimmt werden.

b) Auswahl des Schutzes

Maximaler Effektivwert des Zweigstromes  $\sqrt{3} \cdot 16,7 = 29 \text{ A}$

und der des Strangstromes  $\sqrt{2} \cdot 29 = 41 \text{ A}$

Die größtzulässige Sicherung (Kurzschlußschutz) für Anschluß 380 V nach den Tabellen 9 und 10 ist der Typ 5 SD 4 70 (63 A) (wiederkehrende Spannung an der Sicherung 190 V).

<sup>1)</sup> Formfaktor  $f$  nach Bild 69.

Ein vollangepaßter Schutz ist mit den Zweigsicherungen 5 SD 4 80 (30 A) gegeben (vgl. Bild 114). Für den Kennlinienvergleich in dem Bild wird die Überlastkennlinie der Thyristoren mit der Abschmelzcharakteristik der Sicherungen verglichen.

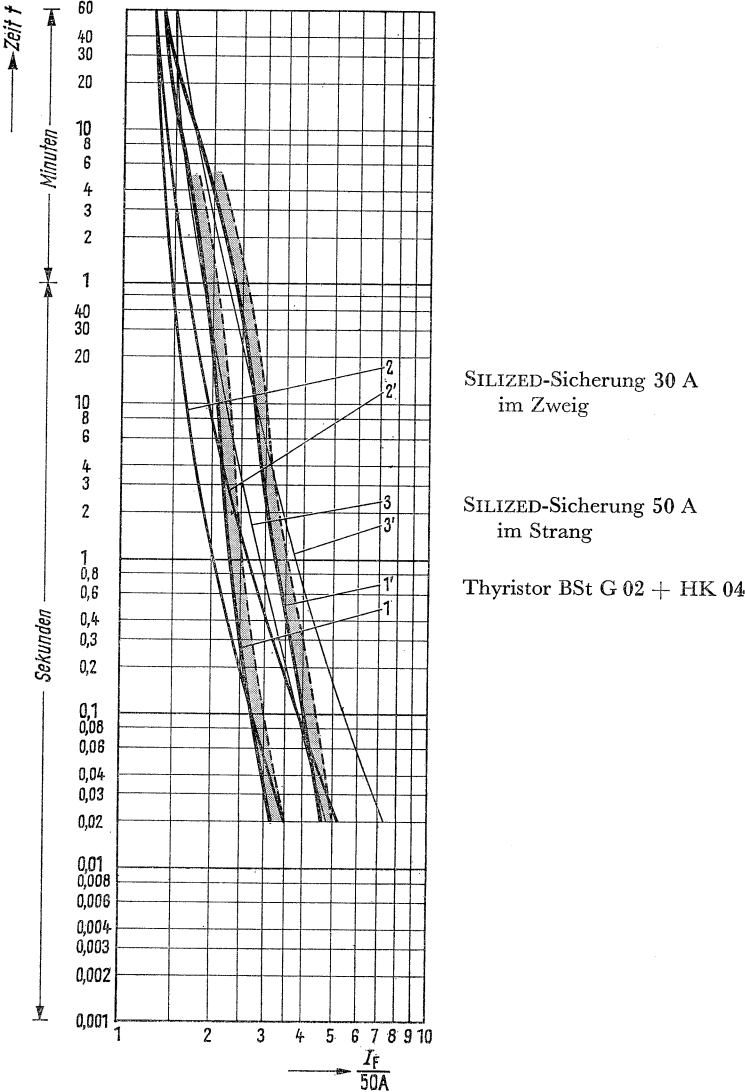


Bild 114  
Schutz von Thyristoren mit Sicherungen (Beispiel 2)

Die Kurve 1 gilt für den Zweigstrommittelwert

$$\frac{I_{dN}}{3} = 16,7 \text{ A}$$

und damit für den Vorbelastungsfaktor

$$c = \frac{I_{dN}/3}{I_{FM}} = \frac{16,7}{23} = 0,73$$

Die Kurve 1' gilt für Belastungen aus dem betriebskalten Zustand, das heißt für eine Vorbelastung Null. Da Überlastkurven für  $c = 0$  nicht angegeben sind, wurde die Kurve  $c = 0,2$  auf die Belastung  $c = 0,73$  umgerechnet (Kurvenwerte mal  $0,2:0,73$ ). Diese Kurve enthält eine gewisse Sicherheit gegenüber einer Kurve, die der Vorbelastung Null entspricht.

Die Kurven 2 und 2' gelten für die SILIZED-Sicherungen 30 A, die im Zweig vorgesehen werden können. Kurve 2 gilt für die mit Nennstrom vorbelastete Sicherung, Kurve 2' für die Vorbelastung Null. Die Kennlinie erhält man, wenn man die Schmelzzeitkennlinie dieser Sicherung durch den Effektivwert des Zweigstroms (29 A) teilt. Wie man aus dem Bild 114 ersieht, liegt die Abschmelzcharakteristik der Sicherung unterhalb der Überlastkennlinie der Thyristoren. Damit ist ein vollangepaßter Schutz gegeben.

Die Kurven 3 und 3' gelten für SILIZED-Sicherungen 50 A, die im Strang vorgesehen werden können. Die Schmelzzeitkennlinien werden in das Bild wie bei den Zweigsicherungen eingetragen. Die Ströme der Abschmelzzeitkennlinien sind jedoch durch den Strangstrom 41 A zu teilen. Ein vollangepaßter Schutz wird durch diese Sicherungen nicht erreicht.

Auf die gleiche Weise ist noch der Schutz der Siliziumzellen nachzuweisen.

## 5. Überspannungsschutz

Der Tatsache, daß in Stromversorgungsnetzen Überspannungen vorkommen können, wird bei der Bemessung konventioneller elektrischer Betriebsmittel durch eine gegenüber der Betriebsspannung erhöhte Spannungssicherheit Rechnung getragen. Das Maß dieser Spannungssicherheit drückt sich in der Prüfspannung aus, die in der für das jeweilige Betriebsmittel geltenden VDE-Vorschrift festgelegt ist. Für Niederspannungsschaltgeräte gilt als Effektivwert der Prüfspannung mindestens 2,5 kV, für Mittelspannungsgeräte eine Prüfwechselspannung, die etwa um den Faktor 3 über der Reihenspannung liegt. Als Schutz gegen Überspannungen, die die Betriebsmittel gefährden können, werden Ableiter eingesetzt.

Es ist grundsätzlich möglich, Halbleiterbauelemente in ihrer Spannungssicherheit derjenigen der Netze so anzupassen, daß sie nicht innerhalb des Gesamtnetzes die schwächste Stelle darstellen und somit ausfallgefährdet sind. Dies kann durch Einsatz einer Scheitelspannung erreicht werden, die mit Rücksicht auf die zu erwartenden Überspannungen mit hinreichendem Abstand unterhalb der periodisch zulässigen Spitzensperrspannung liegt.

Es ist meistens jedoch nicht wirtschaftlich, diesen Sicherheitsfaktor in derselben Größe zu wählen, wie er bei den übrigen elektrischen Betriebsmitteln gegeben ist. Als oberste Grenze für den Sicherheitsfaktor gilt der Wert 2,5, der vor allem bei Stromrichtern an Netzen mit großer Leistung bevorzugt wird. In breiten Anwendungsbereichen hat sich auch ein Sicherheitsfaktor von 1,5 bewährt. Der letztere Faktor kann vor allem dort angewendet werden, wo nur energiearme Überspannungen zu erwarten sind, die von ohnehin vorgesehenen Energiespeichern, wie Batterien oder Kondensatorbatterien (z. B. Phasenschiebern), hinreichend gedämpft werden.

Gegen Überspannungen, die über das durch den gewählten Sicherheitsfaktor gegebene Maß hinausgehen, läßt sich die zusätzlich benötigte Sicherheit im Normalfall mit wirtschaftlichen Mitteln durch eine entsprechende Überspannungsbeschaltung erreichen. Diese ist auch deshalb erforderlich, weil der eingangs erwähnte Netzschutz durch Überspannungsableiter erst mit einer Verzögerung von mehreren Mikrosekunden eintritt. Außerdem ist für die Gefährdung der Thyristoren nicht nur der Scheitelwert der Sperrspannung maßgebend. Es sind zusätzlich die Spannungsbeanspruchungen in Blockierrichtung zu beachten, die zum unbeabsichtigten und den Thyristor gefährdenden Durchzünden führen können. Berücksichtigt werden müssen:

### *Höhe der Überspannungen*

Die zulässige Höhe ist in den Datenblättern als Spitzenspannung (Spitzensperrspannung  $U_R$  und Spitzenblockierspannung  $U_B$ ) angegeben.

### *Anstiegsgeschwindigkeit $du/dt$ der Spannung*

Der hierfür zulässige Wert hängt von der Höhe der Spannungsspitze und in Blockierrichtung der Thyristoren auch von dem Ausgangsniveau der Spannung ab. Diese Eigenschaft kann eine Gefährdung der Halbleiterbauelemente auch dann bedeuten, wenn die Überspannungen in ihrer Höhe nicht die zulässige Spitzenspannung erreichen.

Die Überbeanspruchungen können auf sehr unterschiedliche Weise entstehen. Ihre Ursachen sollen eingehend erläutert werden. Außerdem werden Möglichkeiten aufgezeigt, wie den Überspannungsbeanspruchungen begegnet werden kann. In der Tabelle 12 (Seite 193) sind die Ergebnisse noch einmal mit den entsprechenden Schaltbildern übersichtlich zusammengestellt, und abschließend folgen noch einige Hinweise über Eigenschaften der Schutzelemente. Einen breiteren Raum nimmt der Trägerspeichereffekt (TSE-Effekt) ein. Er soll daher an den Anfang der Betrachtungen gestellt werden.

## **5.1. Überspannungen aus dem Trägerspeichereffekt**

Die TSE-Überspannungen treten periodisch überall dort auf, wo nennenswerte Induktivitäten im Kommutierungskreis liegen. Diese Voraussetzung ist bei Thyristoren schon wegen der erforderlichen Begrenzung der Anstiegssteilheit  $di/dt$  des Durchlaßstroms immer gegeben.

Eine Ausnahme bilden einphasige Schaltungen mit ohmscher Last. Bei ihnen erfolgen die Nulldurchgänge von Strom und Spannung gleichzeitig, so daß keine Kommutierung stattfindet. Hier ist kein Rückstrom und damit auch kein Trägerspeichereffekt zu erwarten.

### *Physikalische Grundlagen*

Ein mit Durchlaßstrom belasteter Thyristor wird in den schwachdotierten p- und n-Mittelzonen (Basiszonen) von den hochdotierten p- und n-Randzonen her mit Ladungsträgern überschwemmt (vgl. Bild 9). Aufgrund dieser Überschwemmung verliert der mittlere pn-Übergang seine Sperrfähigkeit.

Die Überschwemmung der an sich hochohmigen Mittelzonen mit Ladungsträgern beiderlei Vorzeichens bewirkt eine Trägerspeicherung, die der Höhe des Durchlaßstroms entspricht. Diese Ladungsträger haben eine gewisse Lebensdauer, bevor sie sich durch Rekombination gegenseitig auslöschen, d. h., für den Fall, daß der Durchlaßstrom abgeschaltet wird, können diese Ladungsträger nicht sofort verschwinden.

Halbleiterbauelemente, wie Thyristoren und Leistungsdioden, werden vorwiegend in Stromrichtergeräten mit Kommutierungskreisen eingesetzt. Die typischen Durchlaßstrom- und Sperrspannungsbeanspruchungen, wie sie für ein ideales Gleichrichtervertil in diesen Kommutierungskreisen auftreten würden, sind in Bild 115 dargestellt.

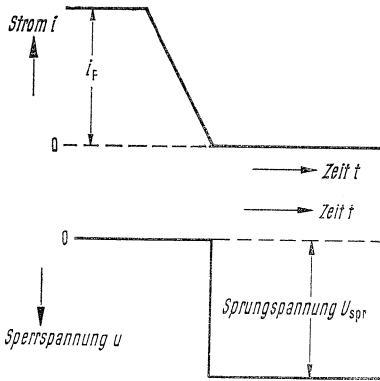


Bild 115  
Durchlaßstrom und Sperrspannungsbeanspruchung eines idealen Gleichrichtervertils

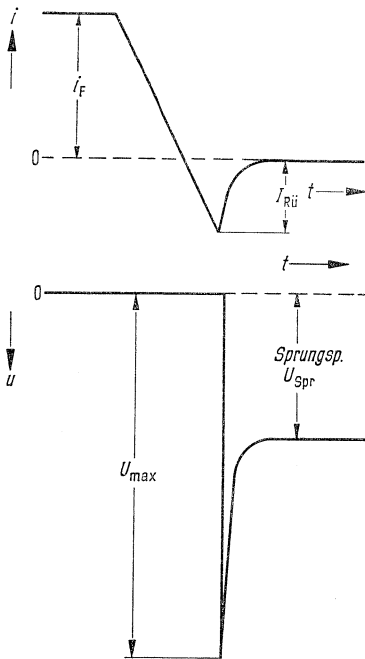


Bild 116  
Durchlaßstrom und Sperrspannungsbeanspruchung eines unbeschalteten Halbleitervertils



Thyristoren bzw. Dioden stellen jedoch keine idealen Gleichrichter-ventile dar, denn der Abbau der die Mittelzone bei einer Durchlaßstrombelastung überschwemmenden Ladungsträger wird wegen der Trägerlebensdauer dem zeitlichen Verlauf des Durchlaßstroms nach-eilen. Aus diesem Grund befindet sich beim Nulldurchgang des Durchlaßstroms noch eine größere Trägermenge in der Mittelzone des Bauelements. Diese Erscheinung wird daher als Trägerspeicher-effekt bezeichnet.

Die noch gespeicherte Trägermenge hat zur Folge, daß der Thyristor bzw. die Diode unmittelbar nach dem Stromnulldurchgang noch nicht sperren kann. Der kurzschlußartige Kommutierungsstrom wird über den Thyristor in der Form eines Rückstroms so lange weiter-fließen, bis die Trägermenge aus der Mittelzone annähernd aus-geräumt worden ist. Wie Bild 116 zeigt, tritt in diesem Zeitpunkt ein je nach Bauelement mehr oder minder schneller „Abriß“ des Rückstroms auf.

Dieser Abriß des Rückstroms vermag an den immer im Kommutie-rungskreis vorhandenen Induktivitäten Spannungen zu induzieren, die sich am Thyristor auf die normale Sperrspannung aufsetzen.

#### *Spannungsbegrenzung durch RC-Beschaltung*

Um zu vermeiden, daß diese Spannungsüberhöhung den für den Thyristor zulässigen Spitzenwert überschreitet, müssen daher span-nungsbegrenzende Maßnahmen ergriffen werden, die zum Beispiel aus der Parallelschaltung eines  $RC$ -Gliedes zum Thyristor bestehen. Bild 117 zeigt die Sperrspannungsbeanspruchung eines derartig beschalteten Thyristors.

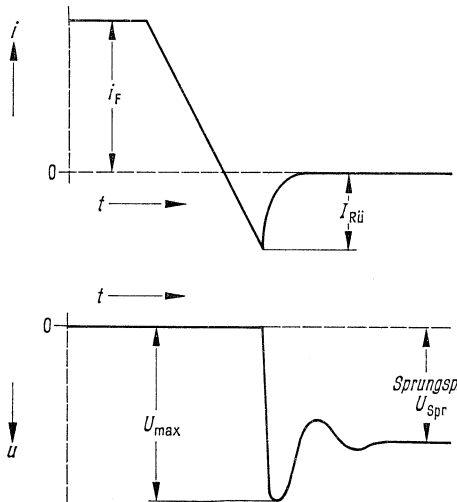


Bild 117  
Durchlaßstrom und  
Sperrspannungs-  
beanspruchung eines  
 $RC$ -beschalteten  
Halbleiterventils

Durch diese Parallelschaltung des  $RC$ -Gliedes zum Thyristor entsteht zusammen mit den Induktivitäten des Kommutierungskreises (z. B. Streuinduktivität des Stromrichtertransformators) ein Schwingkreis nach der Ersatzschaltung in Bild 118.

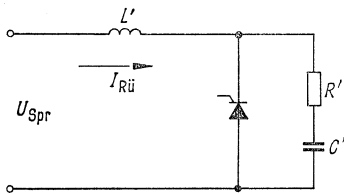


Bild 118  
Ersatzkreis für die Ermittlung  
der Überspannung

Dieser Schwingkreis wird, wie aus Bild 117 hervorgeht, in dem Zeitpunkt angestoßen, in dem der Rückstrom abreißt. Das Einschwingen der Spannung am  $RC$ -Glied bestimmt damit die Spannung am Thyristor. Der Maximalwert dieser Spannung kann durch entsprechende Wahl der  $RC$ -Beschaltung unterhalb der zulässigen Spitzenwerte für die Sperrspannung gehalten werden.

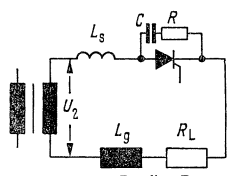
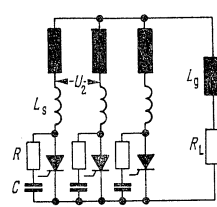
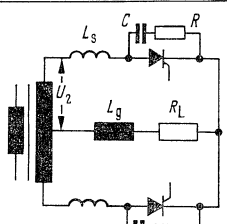
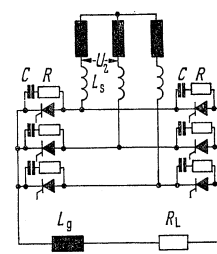
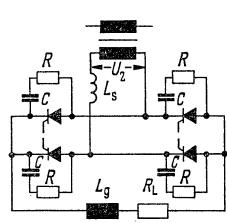
In den einzelnen Stromrichterschaltungen werden die Spannungen am Thyristor nicht nur durch die Phasenstreuinduktivität und die thyristoreigene  $RC$ -Beschaltung bestimmt, sondern es treten gekoppelte Stromkreise auf, so daß für die einzelnen Schaltungen mit Ersatzgrößen für die Streuinduktivität, den Dämpfungswiderstand und die Beschaltungskapazität gerechnet werden muß. Diese Ersatzgrößen werden mit  $L'$ ,  $R'$  und  $C'$  bezeichnet, und man kann sie für die gebräuchlichsten Stromrichterschaltungen mit genügender Genauigkeit der Tabelle 11 entnehmen.

Wird eine  $RC$ -Beschaltung parallel zu den Thyristoren geschaltet, so ist die maximal auftretende Spannung abhängig von

- der Höhe des Rückstroms  $I_{Rü}$  und vom Verlauf des Stromabbrisses,
- der Höhe der Sperrspannung  $U_{Spr}$  im Anschluß an die Kommutierung, auch als Sprungspannung bezeichnet,
- der Größe der Schaltelemente  $R'$ ,  $C'$  und  $L'$ .

Die Rückstromhöhe ihrerseits ist wieder stark abhängig von der Steilheit  $di/dt$  des abkommutierenden Durchlaßstroms im Stromnulldurchgang, von der Plattentemperatur und in bestimmten Grenzen von der Höhe des Durchlaßstroms vor der Abkommutierung (vgl. Seite 59). Diese Steilheit  $di/dt$  läßt sich aber auch durch die Sprungspannung  $U_{Spr}$ , dividiert durch die Ersatzinduktivität des Kommutierungskreises  $L'$ , angeben.

Tabelle 11 Ersatzgrößen gebräuchlichster Stromrichterschaltungen

Schaltung	Ersatzgrößen	Schaltung	Ersatzgrößen
 <p>Einwegschaltung</p>	$L' = L_s + L_g$ $C' = C$ $R' = R$	 <p>Sternschaltung</p>	$L' = 2L_s$ $C' = C$ $R' = R$
 <p>Mittelpunktschaltung</p>	$L' = 2L_s$ $C' = C$ $R' = R$	 <p>Drehstrom-Brückenschaltung</p>	$L' = 2L_s$ $C' = \frac{5}{3}C$ $R' = \frac{3}{5}R$
 <p>Brückenschaltung</p>	$L' = L_s$ $C' = 2C$ $R' = \frac{R}{2}$		

$C$  Beschaltungskapazität  
 $R$  Beschaltungswiderstand  
 $L_s$  Streuinduktivität einer Phase des Stromrichtertransformators  
 $R_L$  Lastwiderstand im Gleichstromkreis

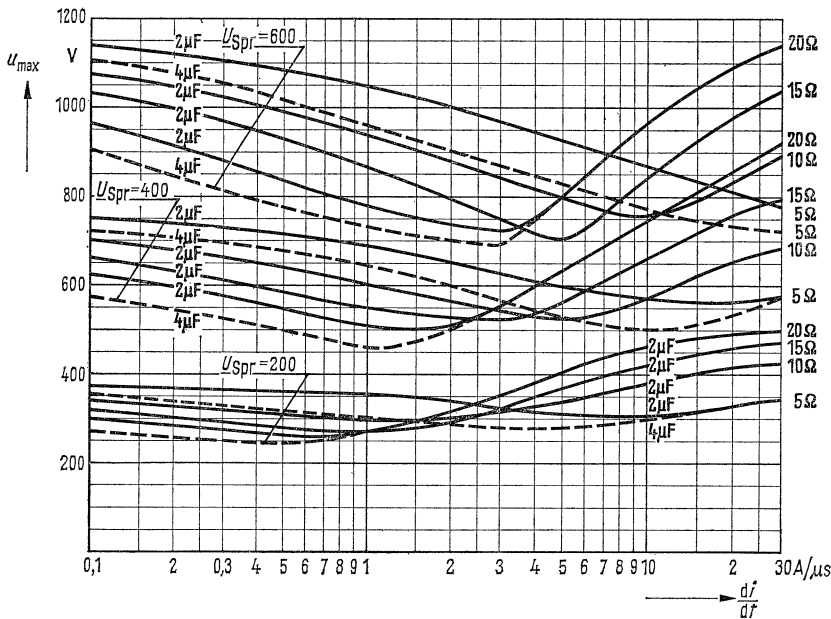
$L_g$  Glättungsinduktivität im Gleichstromkreis  
 $C'$  Ersatzkapazität  
 $R'$  Ersatzwiderstand  
 $L'$  Ersatzinduktivität

Für eine schnelle Ermittlung der am Thyristor auftretenden Überspannungen können die Diagramme aus den Bildern 119 bis 121 verwendet werden, die für den Fall, daß  $I_{R\ddot{u}} R' / U_{SPr} < 1$  ist, aus dem Hilfskennlinienfeld Bild 122 abgeleitet werden können. Diese Hilfskennlinien zeigen die Überschwingweite

$$\ddot{u}_w = \frac{U_{\max} - U_{SPr}}{U_{SPr}} \quad \text{als Funktion von} \quad \frac{I_{R\ddot{u}} \cdot R'}{U_{SPr}}$$

wobei die den Kreis kennzeichnenden Größen  $R' / (2 \sqrt{L'/C'})$  als Parameter eingeführt wurden.

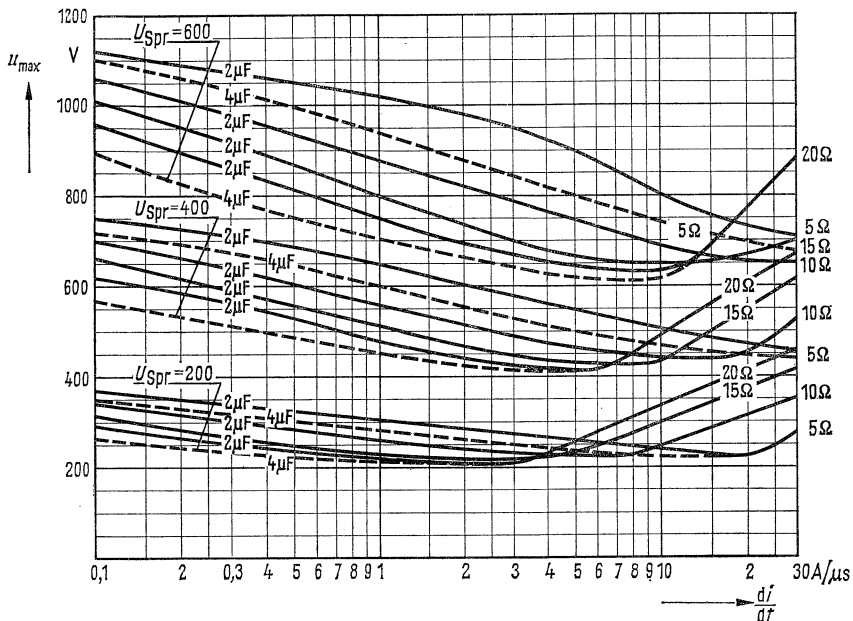
In den Bildern 119 bis 121 sind für die einzelnen Typen BSt G 02 / G 03 bzw. BSt L 02 / N 02 und BSt L 03 / N 03 die am Thyristor auftretenden Spannungen als Funktion von  $di/dt$  dargestellt. In diesen Diagrammen treten drei besonders gekennzeichnete Parameter auf. Der erste dieser Parameter ist die Sprungspannung ( $U_{Spr}$ ), der zweite die Ersatzgröße der Dämpfungswiderstände ( $R'$ ), und der dritte Parameter gibt die Ersatzgröße der Beschaltungskapazität ( $C'$ ) an. In den Diagrammen ist bereits die Abhängigkeit der Rückströme von der Stromsteilheit und die Form des Abrisses dieser Rückströme eingearbeitet. Da die Rückstromhöhe von außerordentlichem Einfluß auf die Höhe der TSE-Spannung ist, andererseits die Rückstromhöhen für den gleichen Bauelementtyp stark streuen, wurden die angegebenen Diagramme für den Fall von Thyristoren mit den statistisch größten Rückströmen entworfen. Es werden sich daher in der Praxis vielfach TSE-Überspannungen einstellen, die etwas unter den Werten liegen, die durch die Diagramme angegeben werden.



Parameter: Sprungspannung  $U_{Spr} = 600; 400 \text{ und } 200 \text{ V}$   
 Ersatzkapazität  $C' = 2 \mu\text{F}$  (—) und  $4 \mu\text{F}$  (---)  
 Ersatzwiderstand  $R' = 5; 10; 15 \text{ und } 20 \Omega$

Bild 119

TSE-Überspannung als Funktion der Stromsteilheit für Thyristoren BSt L 02/N 02



Parameter: Sprungspannung  $U_{Spr} = 600; 400 \text{ und } 200 \text{ V}$   
 Ersatzkapazität  $C' = 2 \mu\text{F}$  (—) und  $4 \mu\text{F}$  (---)  
 Ersatzwiderstand  $R' = 5; 10; 15 \text{ und } 20 \Omega$

Bild 120

TSE-Überspannung als Funktion der Stromsteilheit für Thyristoren BSt L 03/N 03

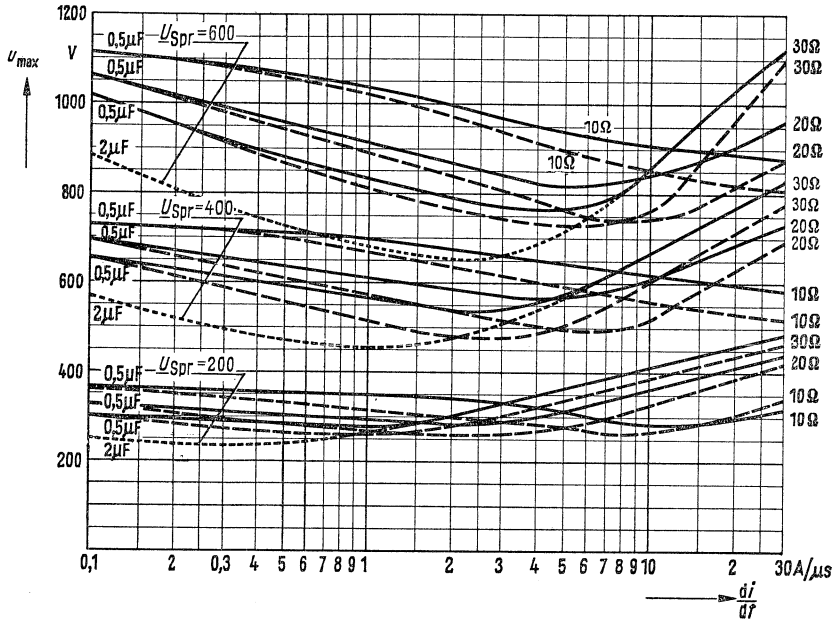
Die praktische Handhabung der Diagramme erfolgt derart, daß für eine vorliegende Stromrichterschaltung die Ersatzgrößen von  $L'$ ,  $R'$  und  $C'$  aus Tabelle 11 bestimmt werden. Sodann ist die Streuinduktivität entweder aus den Transformatordaten oder aus den Daten des Netzes zu errechnen oder meßtechnisch zu erfassen. Damit liegt  $L'$  durch die Streuinduktivität  $L_s$  fest.

Aufgrund der Vorgänge beim Einschalten von Thyristoren mit parallelliegender  $RC$ -Beschaltung müssen aber die Entladeströme des Beschaltungskondensators auf Werte  $\leq 40 \text{ A}$  begrenzt werden. Der zulässige Wert der Ersatzgröße  $R'$  des Beschaltungswiderstands ist danach

$$R' \geq \frac{U_{Spr}}{40 \text{ A}} \quad (34)$$

Der in diesem Ausdruck noch nicht näher definierte Wert der Sprungspannung ergibt sich durch die Aussteuerungsbedingungen, das heißt durch den Steuerwinkel  $\alpha$  und den im Anschluß daran auftretenden Kommutierungswinkel oder Überlappungswinkel  $\ddot{u}$ . Die Sprungspannung ist

$$U_{Spr} = U_2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha + \ddot{u}) \quad (35)$$



Parameter: Sprungspannung  $U_{Spr} = 600; 400 \text{ und } 200 \text{ V}$   
 Ersatzkapazität  $C' = 0,5 \mu\text{F}$  (————) und  $2 \mu\text{F}$  (-----)  
 Ersatzwiderstand  $R' = 10; 20 \text{ und } 30 \Omega$

Bild 121

TSE-Überspannung als Funktion der Stromsteilheit für Thyristoren  
 BSt G 02 (-----) und BSt G 03 (-----)

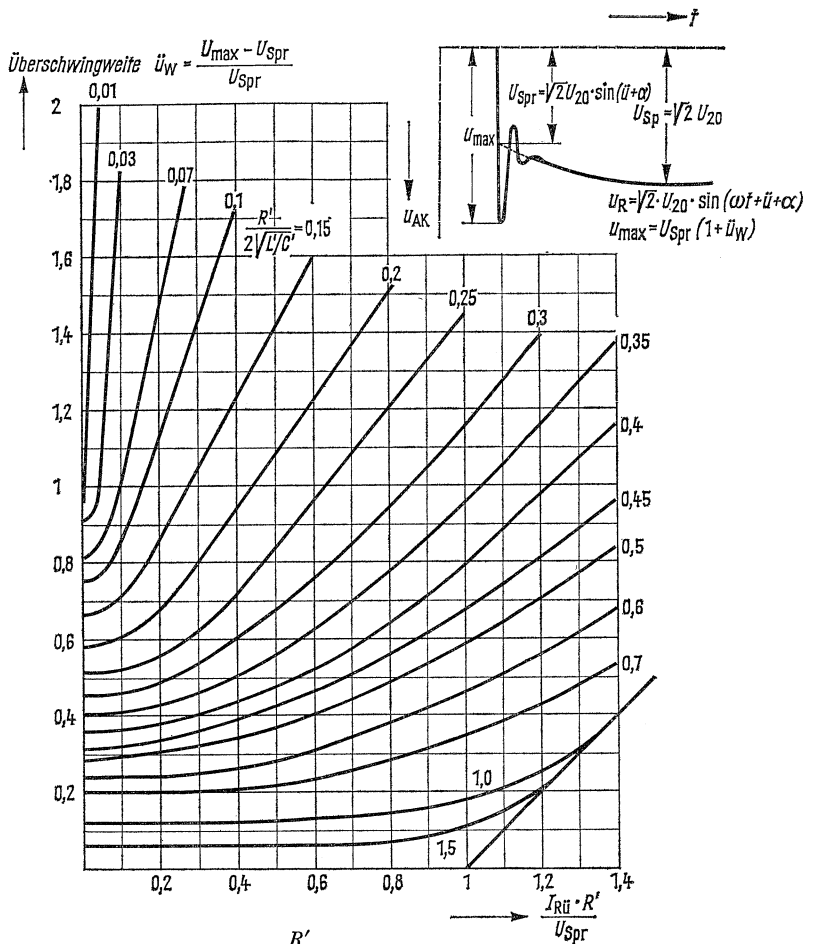
Die Größe des Ersatzbeschaltungskondensators  $C'$  braucht nicht begrenzt zu werden, solange die Bedingung (34) eingehalten wird.

Aus den Umrechnungsfaktoren der Tabelle 11 lassen sich dann die Mindestwerte der Ersatzgröße  $R'$  ermitteln. Mit Hilfe der Sprungspannung (35) errechnet sich die Stromsteilheit im Stromnulldurchgang zu

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{t=0} = \frac{U_{Spr}}{L'}$$

Die in diesem Ausdruck auftretende Sprungspannung  $U_{Spr}$  kann bei entsprechender Aussteuerung gleich dem Scheitelwert der Netzspannung werden.

Für die derart ermittelte Stromsteilheit lassen sich aus den Diagrammen der Bilder 119 bis 121, mit der Sprungspannung als Parameter, für verschiedene Größen der  $RC$ -Besaltung die am Thyristor auftretenden Maximalspannungen ablesen, wobei für konstante Stromsteilheit zwischen den einzelnen Parameterwerten linear interpoliert werden darf.



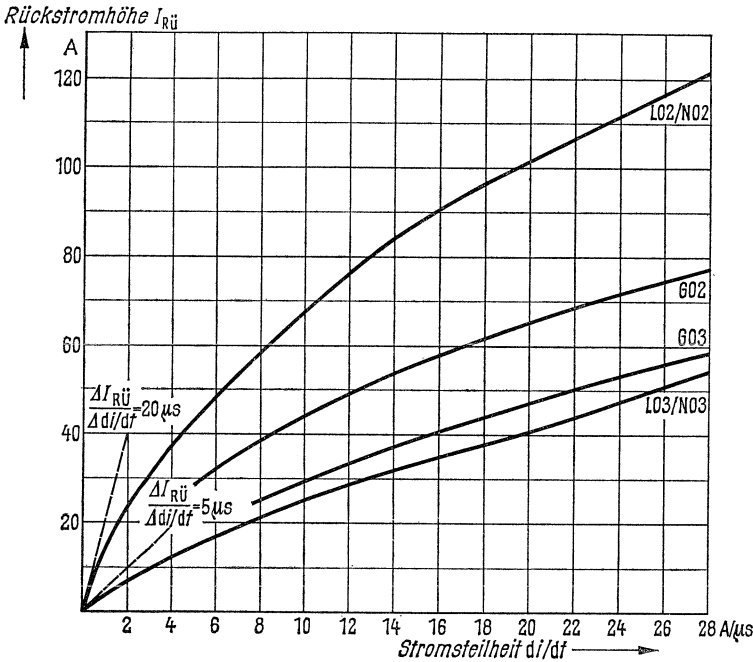
Parameter: Kreisdaten  $\frac{R'}{2\sqrt{L/C'}}$

Bild 122

Hilfskennlinienfeld: Überschwingweite als Funktion von  $I_{R\ddot{u}} \cdot R' / U_{\text{Spr}}$   
 Der Wert  $I_{R\ddot{u}}$  ist für die verschiedenen Thyristortypen in Abhängigkeit von der Stromsteilheit  $di/dt$  dem Diagramm Bild 123 (Seite 174) zu entnehmen

**Beispiel 1:** DB-Schaltung mit eigenem Stromrichtertransformator

Einer der gebräuchlichsten Anwendungsfälle von Thyristoren in der Stromrichtertechnik ist die Drehstrom-Brückenschaltung. Für diese Schaltung kann man der Tabelle 11 die für die Berechnung der TSE-Überspannungen erforderlichen Ersatzgrößen  $L'$ ,  $R'$  und  $C'$  aus den tatsächlichen Werten der RC-Beschaltung und der phasenbezogenen Streuinduktivität des Stromrichtertransformators entnehmen, wenn man die übrige Netzreaktanx vernachlässigt.



Parameter: Durchlaßstrom  $i_F \geq 200 \text{ A}$  für BSt L/N  
 $i_F = 100 \text{ A}$  für BSt G  
 Tablettentemperatur  $\vartheta_T = 115 \text{ }^\circ\text{C}$  für BSt L/N  
 $\vartheta_T = 105 \text{ }^\circ\text{C}$  für BSt G

Bild 123

Rückstromspitze  $I_{R\ddot{u}}$  als Funktion der Kommutierungsstromsteilheit  $di/dt$

Bei der angenommenen Schaltung soll es sich um die Speisung einer Gleichstrommaschine handeln für Nenngleichstrom  $I_{dN} = 300 \text{ A}$  und Nenngleichspannung  $U_{dN} = 500 \text{ V}$ . Die Speisung erfolgt aus einem Stromrichter, bestückt mit 6 Thyristoren BSt L 0260 (Nennspannung 600 V, Spitzensperrspannung 900 V), mit eigenem Stromrichtertransformator. Wird angenommen, daß die ohmschen Spannungsänderungen im Stromrichtergerät und im Stromrichtertransformator gegenüber den induktiven Spannungsänderungen vernachlässigt werden können (eine Annahme, die für Geräte dieser Leistung im wesentlichen zutrifft), so errechnet sich die Leerlaufgleichspannung  $U_{di}$  des voll aufgesteuerten Gleichrichters mit der relativen Kurzschlußspannung  $u_{Kt}$  des Transformators zu

$$U_{di} = U_{dN} \cdot \frac{1}{1 - K \cdot u_{Kt}} \quad \text{wobei} \quad K = \frac{D_x}{U_{di} \cdot u_{Kt}}$$



Der Wert für die Konstante  $K$  kann der Schaltungstabelle (Seite 231) entnommen werden. Die Bauleistung des Transformators ist

$$P_{\text{Tr}} = U_{\text{di}} \cdot I_{\text{dN}} \cdot 1,05$$

Die relative Kurzschlußspannung  $u_{\text{Kt}}$  wird mit 6 % angenommen. Mit  $K = 0,5$  (DB-Schaltung) wird

$$U_{\text{di}} = 515 \text{ V} \quad \text{und} \quad P_{\text{Tr}} = 162 \text{ kVA}$$

Der Effektivwert der ventiltseitigen Leerlaufdreieckspannung für DB-Schaltungen errechnet sich zu

$$U_{20} = \frac{U_{\text{di}}}{1,35} = 380 \text{ V}$$

Aus der Bauleistung des Transformators und der sekundären Leerlaufspannung läßt sich die auf die Sekundärseite bezogene Streuinduktivität  $L_s$  einer Transformatorphase ermitteln. Es ist

$$L_s = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{u_{\text{Kt}}}{100} \cdot \frac{U_{20}^2}{P_{\text{Tr}}}$$

oder, ausgedrückt durch den Nenngleichstrom der Schaltung und die sekundäre Leerlaufspannung des Transformators,

$$L_s = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{u_{\text{Kt}}}{100} \cdot \frac{U_{20}}{I_{\text{dN}} \cdot \sqrt{2}}$$

Der Steuerwinkel  $\alpha$  einschließlich Überlappungswinkel  $\ddot{u}$  ist allgemein in Abhängigkeit vom Steuerwinkel und den Belastungsdaten gegeben durch

$$\cos(\ddot{u} + \alpha) = \cos \alpha - \frac{I_{\text{dN}} \cdot \omega \cdot L'}{U_{20} \cdot \sqrt{2}}$$

$L'$  stellt hierbei die Ersatzinduktivität des Kommutierungskreises dar.

Mit diesen Werten ergibt sich die Sprungspannung

$$U_{\text{Spr}} = U_{20} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\ddot{u} + \alpha) = U_{20} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{1 - \left( \cos \alpha - \frac{I_{\text{dN}} \cdot \omega \cdot L'}{U_{20} \cdot \sqrt{2}} \right)^2}$$

und die Stromsteilheit im Stromnulldurchgang zu

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_{20} \cdot \sqrt{2}}{L'} \cdot \sqrt{1 - \left( \cos \alpha - \frac{I_{\text{dN}} \cdot \omega \cdot L'}{U_{20} \cdot \sqrt{2}} \right)^2} = \frac{U_{\text{Spr}}}{L'}$$

Dabei ist nach der Tabelle 11 (Seite 169) für Drehstrom-Brückenschaltungen  $L' = 2 L_s$  zu setzen.

Für den Fall eines Steuerwinkels des Stromrichters von ungefähr  $75^\circ$  und einer Belastung mit Nenngleichstrom  $I_{dN} = 300 \text{ A}$  wird im vorliegenden Fall mit

$$\frac{I_{dN} \cdot \omega \cdot 2 L_s}{U_{20} \cdot \sqrt{2}} = \frac{u_{Kt}}{100}$$

die Sprungspannung  $U_{Spr} \approx 540 \text{ V}$  und

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{U_{20} \cdot \sqrt{2}}{2 L_s} = \omega \cdot \frac{100}{u_{Kt}} \cdot I_d = 1,56 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$$

Die Ersatzinduktivität  $L' = 2 L_s$  beträgt

$$L' = \frac{540 \text{ V}}{1,56 \text{ A}/\mu\text{s}} = 350 \mu\text{H}$$

Da der Entladestrom des Kondensators  $\leq 40 \text{ A}$  sein muß, gilt für die Ersatzgröße des Dämpfungswiderstandes

$$R' \geq \frac{540 \text{ V}}{40 \text{ A}} = 13,5 \Omega$$

Bei der angegebenen Verwendung von Thyristoren BSt L 0260 erkennt man aus dem Diagramm Bild 119 für eine Sprungspannung von  $600 \text{ V}$  und eine Stromsteilheit von  $1,56 \text{ A}/\mu\text{s}$ , daß der zulässige Spitzenwert der Sperrspannung von  $900 \text{ V}$  nicht überschritten wird, wenn  $R' > 10 \Omega$  und  $C' > 2 \mu\text{F}$  ist. Daraus folgt aber

$$R > \frac{5}{3} \cdot 10 \Omega = 16,6 \Omega \quad \text{und} \quad C > \frac{3}{5} \cdot 2 \mu\text{F} = 1,2 \mu\text{F}$$

Es kann also in diesem Fall eine Beschaltung von  $R = 18 \Omega$  und  $C = 2 \mu\text{F}$  gewählt werden.

### Beispiel 2: DB-Schaltung bei Betrieb am Netz

Im Beispiel 1 wurde die Ermittlung der TSE-Beschaltung für einen Stromrichter mit angepaßtem Stromrichtertransformator gezeigt.

Es kann aber auch Anwendungsfälle geben, in denen ein Stromrichter ohne Transformator direkt an ein  $380\text{-V}$ -Netz geschaltet wird. Selbstverständlich ist zuerst dafür zu sorgen, daß die zulässige Stromsteilheit  $di/dt = 20 \text{ A}/\mu\text{s}$  in den Kommutierungskreisen nicht überschritten wird. Es sind dafür unter Umständen in die Zuleitungen zum Stromrichter zusätzliche Kommutierungsinduktivitäten einzubauen, so daß die Gesamtstreuinduktivität

$$2 L_s \geq \frac{U_{Spr}}{20 \text{ A}/\mu\text{s}}$$

wird. Im vorliegenden Fall muß also  $2 L_s \geq 27 \mu\text{H}$  sein.

Wird im Diagramm Bild 119 für 20 A/ $\mu$ s Steilheit und eine Sprungspannung von 600 V der Wert der TSE-Beschaltung ermittelt, für den die am Thyristor auftretenden Spannungen kleiner als 900 V bleiben, so erhält man für  $C' = 2 \mu\text{F}$  den Wert  $R' = 11 \Omega$ , da lineare Interpolation zwischen den Parameterdarstellungen erlaubt ist. Daraus folgt  $R = 18 \Omega$  und  $C = 1,2 \mu\text{F}$ , d. h., auch in diesem Fall genügt eine TSE-Beschaltung mit den Werten  $R = 18 \Omega$  und  $C = 2 \mu\text{F}$ .

Aus der Tabelle 11 (Seite 169) erkennt man, daß die Ersatzgrößen  $R'$  und  $C'$  gegenüber den Werten für  $R$  und  $C$  im Sinne einer Verbesserung des TSE-Überspannungsverhaltens der Thyristoren bei Brückenschaltungen und Drehstrom-Brückenschaltungen wirken können, da  $R' < R$  und  $C' > C$  ist. Aus der Bestimmung der TSE-Beschaltung für die durchgerechneten zwei Extremfälle des Betriebes einer Drehstrom-Brückenbeschaltung an 380 V erkennt man weiter, daß für diesen Anwendungsfall im allgemeinen bei einer Netzspannung von 380 V mit der  $RC$ -Beschaltung von  $18 \Omega$  und  $2 \mu\text{F}$  gearbeitet werden kann. Sie kann daher als Standardbeschaltung bezeichnet werden.

Für Sternschaltungen und für Brückenschaltungen mit kleineren Anschlußspannungen ist das nicht mehr unbedingt der Fall, so daß dann die Größe der TSE-Beschaltung für die einzelnen Betriebsarten anhand der Diagramme der Bilder 119 bis 121 kontrolliert werden muß.

### *Leistung der Beschaltungswiderstände*

Nachdem die Größen für  $R$  und  $C$  der TSE-Beschaltung bestimmt worden sind, ist noch zu berücksichtigen, daß im Beschaltungswiderstand erhebliche Energien in Wärme umgesetzt werden müssen. Es sind daher hochbelastbare Widerstände auszusuchen, deren Belastungswert nach folgender Formel mit für die meisten Anwendungsfälle hinreichender Genauigkeit abgeschätzt werden kann.

$$P_R = k \cdot f \cdot \hat{U}_2^2 \cdot C \quad (36)$$

Hierin bedeuten:

$f$  Netzfrequenz

$C$  Beschaltungskapazität eines Thyristors

$\hat{U}_2$  Amplitude der Wechselfspannung =  $U_2 \cdot \sqrt{2}$

$k$  1 in Einphasenschaltungen  $E, M, B$

1,5 in Sternschaltung  $S$

2 in Drehstrom-Brückenschaltung  $DB$

Formel (36) gilt für den ungünstigsten Fall, d. h. für Steuerwinkel  $\alpha = 90^\circ$  el und induktive Last. Der Faktor  $k = 2$  in DB-Schaltung berücksichtigt auch die durch die Kommutierung verursachten Spannungssprünge.

### *Andere Arten der TSE-Beschaltungen mit RC-Gliedern*

Genauso wie eine Einzelbeschaltung jedes einzelnen Thyristors mit RC-Gliedern kann auch eine RC-Beschaltung zwischen den Wechselspannungseingangsklemmen der Stromrichterschaltung vorgenommen werden. Die R- und C-Werte können wieder mit den Diagrammen der Bilder 119 bis 121 ermittelt werden. Anstelle der Ersatzgrößen  $R'$  und  $C'$  sind in diesem Fall die tatsächlichen Größen  $R$  und  $C$  einzusetzen.

### *Empfohlene TSE-Beschaltungen und ihre Grenzen*

Wie aus dem Diagramm 122 (Seite 173) ersichtlich, sind bei der Ermittlung der TSE-Überspannung eine Reihe von Einflußgrößen zu berücksichtigen, die je nach Anwendungsfall in weiten Grenzen variieren können. Eine für alle Fälle optimal bemessene Standardbeschaltung läßt sich damit nicht angeben. Trifft man jedoch gewisse Einschränkungen, so ist zumindest bei hochsperrenden Thyristoren der Reihe 02, die mit einem Spannungssicherheitsfaktor von 2,5 eingesetzt werden, folgende RC-Beschaltung ausreichend.

$$\left. \begin{array}{l} \text{BStG 02} \\ (\text{di/dt-Bereich } 0,5 \dots 1 \text{ A}/\mu\text{s}) \end{array} \right\} C = 0,5 \mu\text{F}, R = 27 \dots 100 \Omega$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{BStL 02, BStN 02} \\ (\text{di/dt-Bereich } 1-5 \text{ A}/\mu\text{s}) \end{array} \right\} C = 2 \mu\text{F}, R = 18 \dots 33 \Omega$$

Die Kommutierungsteilheiten  $di/dt$  liegen in der Regel innerhalb der angegebenen  $di/dt$ -Bereiche, wenn die Thyristoren an einem der jeweiligen Leistung angepaßten Transformator betrieben werden. Bei Parallelschaltung können sich jedoch erheblich höhere  $di/dt$ -Werte einstellen. Werden die Thyristoren direkt ans Netz angeschlossen, so ist eine hinreichende Induktivität vorzuschalten. Bei der Festlegung des Dämpfungswiderstandes ist außerdem zu beachten, daß der beim Zünden über den Thyristor fließende Entladestromstoß des Beschaltungskondensators in der Spitze 40 A möglichst nicht überschreitet, d. h. es ist die Bedingung einzuhalten:  $R \geq U_{spr}/40 \text{ A}$ .

Dies ist vor allem bei Parallelschaltung von Thyristoren wichtig (siehe Seite 143).

Bei jeder RC-Beschaltung sollte ihr Verhalten beim Einschalten der wechselstromseitigen Netzspannung untersucht werden. Ein Kondensator, der über eine Induktivität an eine Sprungspannung

geschaltet wird, schwingt je nach der Dämpfung dieses Kreises bis auf den doppelten Wert der Sprungspannung auf.

Die dabei am  $RC$ -Glied maximal auftretende Überschwingweite kann als Funktion von

$$\frac{R'}{2 \cdot \sqrt{L'C'}} \quad \text{für} \quad \frac{I_{Rü} \cdot R'}{U_{Spr}} = 0 \quad (37)$$

aus dem Hilfskennlinienfeld Bild 122 abgelesen werden, vorausgesetzt, daß die Anfangsladung des Kondensators beim Einschalten der Sprungspannung gleich Null ist.

Bei richtiger Dimensionierung einer TSE-Beschaltung ist jedoch die beim Einschalten der Netzspannung am  $RC$ -Glied auftretende Überschwingweite immer kleiner oder höchstens gleich der aufgrund des Trägerspeichereffektes auftretenden Überschwingweite. Damit kann auch die Spannung am Thyristor die zulässigen Werte nicht überschreiten, und das Problem des Einschaltens der Netzspannung braucht nicht besonders berücksichtigt zu werden.

Schließlich ist noch zu überprüfen, ob beim Einschalten der Netzspannung die für die Thyristoren zulässige Spannungsanstiegsgeschwindigkeit in Blockierrichtung eingehalten wird. Diese Kontrolle kann durchgeführt werden nach der Bedingung

$$\frac{du}{dt} = U_{Spr} \cdot \frac{R}{L} \quad (38)$$

mit der die am Thyristor auftretende Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  zu Beginn des Einschaltvorgangs gegeben ist. Die  $du/dt$ -Werte werden im Verlauf des Einschaltvorgangs noch etwas größer, können aber in praktischen Fällen aufgrund der geringeren  $du/dt$ -Empfindlichkeit bei Vorspannung in Blockierrichtung den Thyristor nicht mehr durchzünden.

#### *Sonderfall der Einwegschaltung mit induktiver Last*

Für eine Einwegschaltung mit induktiver Last kann nicht mehr mit den empfohlenen  $RC$ -Beschaltungen gearbeitet werden, da dann unzulässige Beanspruchungen der Thyristoren in Sperrichtung und besonders auch in Blockierrichtung auftreten können. Eine derartige Einwegschaltung mit induktiver Last wird beispielsweise für die Speisung von Rüttelmagneten eingesetzt, in der durch eine Anschmittsteuerung die Größe des Stromes und damit die Intensität des Rüttelns beeinflußt werden kann.

In einem derartigen Kreis kann für einen Steuerwinkel von  $90^\circ$  die *maximale Stromsteilheit*

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{U_2 \cdot \sqrt{2}}{L} \quad (39)$$

auftreten. Für andere Steuerwinkel kann die Stromsteilheit im Nulldurchgang nur kleiner werden. Für eine stark induktive Belastung, das heißt  $L/R > 0,2$  s, kann man den im Kreis auftretenden *Maximalstrom* abschätzen zu

$$i_{\max} \approx \frac{U_2 \cdot \sqrt{2}}{\omega L} (1 + \cos \alpha) \quad (40)$$

und die *Steilheit im Nulldurchgang* zu

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{U_2 \cdot \sqrt{2}}{L} \sin \alpha \quad (41)$$

Wird als Beispiel ein Rüttelmagnet mit 200 mH und 1  $\Omega$  angenommen, so ist  $L/R = 0,2$  s. Für einen Anschluß an ein 380-V-Netz wird  $U_2 \cdot \sqrt{2} = 540$  V, und man erhält bei einem Steuerwinkel von  $\alpha = 90^\circ$

$$i_{\max} \approx 8,6 \text{ A}$$

Gespeist werden müßte die Schaltung also über einen Thyristor des Typs BSt G 0260. Die Steilheit im Nulldurchgang ist etwa

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{540 \text{ A}}{0,2 \text{ s}} = 2,7 \frac{\text{A}}{\text{ms}}$$

Der Rückstrom läßt sich für Stromsteilheiten  $< 0,1 \text{ A}/\mu\text{s}$  abschätzen aus

$$I_{R\ddot{u}} \approx 0,02 \cdot \frac{di}{dt} \quad (42)$$

mit  $I_{R\ddot{u}}$  in A und  $di/dt$  in A/ms (vgl. Bild 123). Demnach wird maximal ein Rückstrom von etwa 50 mA auftreten.

Das Abschalten auch dieses kleinen Rückstroms von 50 mA kann an der großen Induktivität von 0,2 H eine Spannung erzeugen, die über dem zulässigen Spitzenwert der Thyristoren liegt. Es muß also eine TSE-Beschaltung vorgesehen werden, die die Überspannung am Thyristor auf 900 V begrenzt.

Würde im vorliegenden Fall die Standardbeschaltung für Thyristoren BSt G 02 mit 27  $\Omega$  und 0,5  $\mu\text{F}$  gewählt werden, so wäre

$$\frac{R}{2 \sqrt{L/C}} = 0,021 \quad \text{und} \quad \frac{I_{R\ddot{u}} \cdot R}{U_{\text{Spr}}} = 2,5 \cdot 10^{-3}$$

Die maximal auftretende Sperrspannung ist mit diesen Werten nach dem in Bild 122 dargestellten Hilfskennlinienfeld  $540 \text{ V} \cdot 1,98 = 1070 \text{ V}$ . Dieser Wert überschreitet den zulässigen Wert von 900 V. Die Standardbeschaltung hat in diesem Fall aber noch einen weiteren

Nachteil. Beim *Einschalten* der Netzspannung auf die Einwegschaltung kann die Spannung am  $RC$ -Glied und damit am Thyristor ebenfalls auf den Wert 1070 V einschwingen, wie sich aus der Parameterdarstellung des Bildes 122 für  $I_{R\ddot{u}} = 0$  bzw.  $I_{R\ddot{u}} \cdot R / U_{Spr} = 0$  ablesen läßt. Dabei kann der Thyristor durch Überschreiten der Nullkippspannung zünden. Dieses Überkopfzünden ist aber mit einer anschließenden Entladung des Kondensators von  $0,5 \mu\text{F}$  über den Widerstand von  $27 \Omega$  auf den Thyristor verbunden, wodurch der Thyristor zerstört werden kann.

Es ist daher naheliegend, den Widerstand  $R$  so zu erhöhen, daß weder beim Einschalten der Schaltung noch im Betriebsfall am Thyristor Spannungen oberhalb der zulässigen Werte entstehen. Das bedeutet

$$\ddot{u}_w \cong \frac{900 - 540}{540} = 0,67$$

Dazu wird im Hilfskennlinienfeld Bild 122  $R / (2\sqrt{L/C}) = 0,5$  angenommen und probiert, ob mit den Kondensatorgrößen  $0,5 \mu\text{F}$  bzw.  $0,1 \mu\text{F}$  die Bedingung  $\ddot{u}_w \leq 0,67$  eingehalten wird:

$C_1 = 0,5 \mu\text{F}$	$C_2 = 0,1 \mu\text{F}$
Dämpfungswiderstand $R_1 = \sqrt{\frac{L'}{C_1}} = \sqrt{\frac{0,2}{0,5}} \cdot 10^3 = 630 \Omega$	$R_2 = 1400 \Omega$
Parameter $\frac{I_{R\ddot{u}} \cdot R_1}{U_{Spr}} = \frac{50 \cdot 10^{-3} \cdot 630}{540} = 0,058$	$\frac{I_{R\ddot{u}} \cdot R_2}{U_{Spr}} = 0,13$
Überschwingweite beim Einschalten der Netzspannung $\ddot{u}_{wE} = 0,3$ , d. h. $u_{\max} = 700 \text{ V}$	$\ddot{u}_{wE} = 0,3$ , d. h. $u_{\max} = 700 \text{ V}$
Überschwingweite während der TSE-Schwingung $\ddot{u}_{wTSE} = 0,3$ , d. h. ebenfalls $U_{\max} = 700 \text{ V}$	$\ddot{u}_{wTSE} = 0,3$ , d. h. ebenfalls $U_{\max} = 700 \text{ V}$

Es ist jetzt noch zu kontrollieren, ob die Spannungssteilheit am Thyristor beim Einschalten der Netzspannung unterhalb des zulässigen

Wertes von  $20 \text{ V}/\mu\text{s}$  bleibt. Diese Spannungssteilheit ist für die beiden Widerstände  $R_1 = 630 \Omega$  und  $R_2 = 1400 \Omega$  gegeben durch

$$\frac{du}{dt} = U_{\text{Spr}} \cdot \frac{R_1}{L'} = 1,7 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

$$\frac{du}{dt} = U_{\text{Spr}} \cdot \frac{R_2}{L'} = 3,8 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

## 5.2. Überspannungen durch Wanderwellen

Überspannungen, die außerhalb einer Anlage mit Thyristoren entstehen und diese deshalb als Wanderwellen erreichen, lassen sich normalerweise nicht durch eine TSE-Beschaltung vermindern.

Äußere Überspannungen werden nicht durch unmittelbare Schalt-handlungen in der Anlage erzeugt, in der der betrachtete Stromrichter eingesetzt ist. Sie können entweder durch atmosphärische Überspannungen (Spannungswelle 1/50 oder bei direktem Blitzeinschlag Stromwelle 10/20) oder durch Schalthandlungen in entfernten Netzteilen (Spannungswelle 600/3000) hervorgerufen werden. Für die Beanspruchung des Stromrichters ist dabei maßgebend, ob die Wanderwelle vor einem dem Stromrichter vorgeschalteten Netztransformator (d. h. im Hochspannungsnetz) oder unmittelbar auf der Drehstrom- oder Gleichstromseite (d. h. im Niederspannungsnetz) des Stromrichters auftritt (vgl. Tabelle 12, Seite 193).

## 5.3. Unmittelbare Schaltüberspannungen

Neben den Überspannungen durch Wanderwellen, auf deren Ursache der Anwender der Thyristoren keinen Einfluß nehmen kann, können weitere Überspannungen in der Anlage selbst entstehen, in der die Thyristoren eingesetzt sind. Sie werden durch Schalthandlungen hervorgerufen, die vielfach an sich vermeidbar sind. Man muß jedoch die möglichen Ursachen kennen, um entweder die gefährdenden Schalthandlungen von vornherein auszuschließen oder aber bei Ausfällen durch Überspannungen deren Entstehung begründen und ihre Vermeidbarkeit beurteilen zu können.

Die Höhe der Überspannung bei Ausschaltvorgängen ohne Schutzmaßnahme richtet sich nach der Lösch- bzw. Rückzündungsspannung des Schaltgeräts. Sie kann bei Hochspannungsschaltern etwa bis zur 2,5fachen Betriebsspannung und bei Niederspannungsschaltern ( $U_N < 1000 \text{ V}$ ) bis zu 2 kV ansteigen. Außerdem treten bei Verwendung von Druckgasschaltern Rückzündungen auf, die einen Spannungszusammenbruch mit steiler Flanke  $du/dt$  zur Folge haben. Auch in solchen Fällen ist die TSE-Beschaltung zur Verminderung der Überspannungen normalerweise nicht ausreichend.



### Fall 1: Transformator-Leerabschaltung

Bei Unterbrechung des Trafo-Magnetisierungsstroms bleibt magnetische Energie im Transformator-Hauptfeld. Diese Energie kann nicht mehr in das speisende Netz zurückfließen. Bei Belastung des Stromrichters würde sie von der Last aufgenommen werden. Bei Leerlauf werden von dieser Energie jedoch die verbleibenden konzentrierten oder verteilten Kapazitäten aufgeladen, wodurch an den Stromrichterventilen Überspannungen entstehen, die ein Mehrfaches der Netzspannung betragen können.

Unmittelbar nach dem Einschalten eines leerlaufenden Transformators kann je nach dem Schalt Augenblick ein erhöhter Magnetisierungsstrom fließen, da das Eisen weitgehend gesättigt wird. Bei kurz nach der Einschaltung erfolgender Ausschaltung kann also eine höhere magnetische Feldenergie im Transformator verbleiben.

Man kann mit folgenden Werten rechnen:

Nennleistung	500	1000	5000	10000	50000 kVA
Einschaltstoßstrom	16fach	14fach	10fach	10fach	9fach

Die Stromamplituden klingen auf die Hälfte ab nach

8 bis	10 Perioden bei Nennleistungen	500 bis	1000 kVA
10 bis	60 Perioden bei Nennleistungen	1000 bis	10000 kVA
60 bis	3600 Perioden bei Nennleistungen	über	10000 kVA

Die sicherste Schutzmaßnahme ist eine Schaltungsverriegelung, die den Leerlauf des Transformators mit angeschlossenem Stromrichter verhindert. Sind gleichstromseitig Schalter vorgesehen, so müssen ebenfalls Schalter zwischen Transformator und Stromrichter angeordnet werden. Es ist dann sicherzustellen, daß der Gleichstromschalter nur bei geöffnetem Wechselstromschalter und der Wechselstromschalter nur bei eingelegtem Gleichstromschalter betätigt werden kann.

Nur bei Diodengleichrichtern kann die Verriegelung ohne zusätzlichen Wechselstromschalter direkt zwischen dem Primärschalter des Transformators und dem Gleichstromschalter vorgenommen werden. In diesem Fall ist es zwar wegen der dem Primärschalter normalerweise zugeordneten Schutzfunktion nicht zulässig, das Öffnen des Primärschalters durch Verriegelung zu unterbinden. Man kann aber die Verriegelung so vornehmen, daß der Gleichstromschalter nur bei geöffnetem Primärschalter geöffnet und der Primärschalter nur bei eingelegtem Gleichstromschalter eingelegt werden kann. Zu beachten ist, daß bei Gleichrichtern zur Versorgung von Gleichstromnetzen auch bei eingelegtem Gleichstromschalter Leerlauf eintreten kann, wenn zufällig keine Verbraucher angeschlossen sind. In diesem und

in anderen Sonderfällen (z. B. kleiner Stromrichter an großem Transformator) wird sich keine eindeutige Verriegelung erreichen lassen. Es ist dann eine Schutzbeschaltung erforderlich (vgl. 5.4.2.).

*Fall 2: Kurzschlußabschaltung in einem anderen Netzabzweig*

Bei der Unterbrechung des Kurzschlußstroms durch den zugeordneten Schalter oder eine Sicherung wird in der Streuinduktivität der vorgeschalteten Transformatoren oder in der Leitungsinduktivität eine Spannung induziert.

Die Überspannungshöhe ist hier auch abhängig von der Aufteilung der Induktivität im Kurzschlußstromkreis vor und hinter dem Schalter. Außerdem ist das Verhältnis des abzuschaltenden Kurzschlußstroms zum Belastungsstrom des Stromrichters sowie die Art der Stromrichterlast von Einfluß. So kann zum Beispiel bei ohmscher Stromrichterlast die Überspannung nicht höher werden als das Produkt  $(i_d + i_K) R_L$ , worin  $i_d$  der Augenblickswert des Gleichstroms,  $i_K$  der Augenblickswert des Kurzschlußstroms im Zeitpunkt des Abschaltens und  $R_L$  der Lastwiderstand des Stromrichters ist.

*Fall 3: Schaltvorgänge auf der Gleichstromseite*

Das plötzliche Abschalten des Gleichstroms ruft eine Selbstinduktionsspannung an der Streuinduktivität des Transformators und der Zuleitung hervor. Sie ist gegenüber der Abschaltspannung des Schalters vermindert im Verhältnis wechselstromseitiger Induktivität zur Gesamtinduktivität. Bei ungünstiger Verteilung der Induktivitäten schaltet man besser auf der Drehstrom- bzw. Wechselstromseite ab. Die Verteilung der Induktivitäten kann auch durch gleichstromseitige Drosseln verbessert werden. Dadurch entsteht aber eine höhere Schalterbeanspruchung.

Sind diese Maßnahmen nicht durchführbar, muß ein  $RC$ -Glied zur Aufnahme der überschüssigen Streufeldenergie vorgesehen werden (Bemessung, vgl. 5.4.2.).

*Fall 4: Einschalten von Transformatoren mit hoher Primärspannung*

Über die Wicklungskapazität des Transformators tritt im Einschalt Augenblick ein Teil der Primärspannung auf die Sekundärseite über (vgl. 5.4.4.).

Um dieses zu vermeiden, darf der Gleichrichter erst nach Einschalten des Transformators zugeschaltet werden, oder der Transformator ist mit geerdeter Schirmwicklung auszuführen. Als Ausweichlösung kann ein Schutzkondensator vorgesehen werden.

*Fall 5: Kurzschlüsse in Hochspannungskreisen*

Bei Kurzschlüssen auf der Oberspannungsseite von Hochspannungs-

Transformatoren ändert sich schlagartig die Potentialverteilung auf der Transformator-Oberspannungsseite. Da die Wicklungskapazitäten jedoch im ersten Augenblick ihre Spannungen beibehalten, wird ein Teil des Augenblickswerts der Oberspannung auf die Unterspannungsseite übertragen. Als Abhilfe dient, wie im Fall 4, eine geerdete Schirmwicklung des Transformators oder ein Schutzkondensator auf der Unterspannungsseite.

#### *Fall 6: Zuschalten von Kapazitäten*

Beim Zuschalten wird ein Schwingkreis angeregt, der aus der zugeschalteten Kapazität und der Streuinduktivität des Transformators und der Zuleitungen besteht.

Bei geringer Dämpfung kann eine Überspannung bis zum zweifachen Scheitelwert der Betriebsspannung auftreten.

Der Effekt kann vermieden werden, wenn die Kondensatoren über einen Dämpfungswiderstand (Bemessung siehe Seite 187) zugeschaltet werden. Der Dämpfungswiderstand kann nach der Zuschaltung überbrückt werden. Ist dies nicht möglich, so muß ein *LRC*-Glied verwendet werden.

#### *Fall 7: Abschalten von Kapazitäten gemeinsam mit dem Stromrichter*

Bei Abschaltung von Kapazitäten über Lichtbogenschalter kann bei Rückzündungen des Schaltlichtbogens nach jeweils annähernd einer Halbwelle die Spannung an der Kapazität auf immer höhere Werte aufgepumpt werden. Der Energieinhalt der Überspannungsquelle entspricht derjenigen der Kapazität im abgeschalteten Teil.

Wird ein großer Verbraucher mit abgeschaltet, so kann die Ladung auf der Kapazität schnell abfließen.

Als Abhilfe können den Kapazitäten bei der Abschaltung Dämpfungswiderstände (Bemessung, Seite 187,) vorgeschaltet werden. Andernfalls ist ein *LRC*-Glied zu verwenden.

#### *Fall 8: Abschalten von Kapazitäten vom gemeinsamen Netz*

Bei dem unter Fall 7 beschriebenen Schaltvorgang erfolgt die Umladung der Kapazität mit steilen Stromspitzen. Diese Stromspitzen verlagern die Spannung, die am Schalter zur Rückzündung geführt hat, an die im Stromkreis vorhandenen Induktivitäten.

Die Überspannung am Stromrichter ist dagegen vermindert um das Spannungsteilverhältnis der im Umladestromkreis vor und hinter der Anschlußstelle des Stromrichters liegenden Induktivitäten, außerdem gegebenenfalls durch zwischengeschaltete Transformatoren. Für die Abhilfemaßnahmen vgl. Fall 7.

#### *Fall 9: Gleichrichter mit beeinflusstem Gleichstromkreis*

Bei elektrischen Maschinen mit Gleichstromerregung können schnelle Stromänderungen im Ankerkreis (Lastabwurf, Kurzschluß) transformatorisch entsprechend dem Windungszahlverhältnis auf die Feldwicklung übertragen werden. Während die eine Halbschwingung bei Stromrichterschaltungen mit Freilaufzweig ohne weiteres den Gleichrichter passieren kann, führt die andere Halbschwingung zu einer Spannungserhöhung am Gleichrichter. Bei Gleichstrommaschinen, deren Bürsten genau in der neutralen Zone stehen, besteht keine Kopplung zwischen Anker und Hauptfeldwicklung. Lediglich eine Kompoundwicklung ist mit der Hauptfeldwicklung gekoppelt.

Grundsätzlich können als Schutzmaßnahme *LRC*-Glieder, spannungsabhängige Widerstände oder Selenableiter verwendet werden. Eine Bemessung dafür kann nicht allgemein angegeben werden, da sie stark von den Daten der Maschine und der Art ihrer Belastung abhängt.

#### *Fall 10: Unbekannte Überspannungsursachen*

Neben den bisher angeführten Überspannungsursachen gibt es noch viele andere, die im Einzelfall unter Umständen nicht genau erkundet werden können. Es ist dabei auch an hochfrequente Einstreuungen zu denken. Gegen solche Überspannungen hilft vielfach ein Transformator zwischen dem Stromrichter und dem speisenden Netz. Für andere Fälle kommt eine *LRC*-Beschaltung in Betracht. Sie kann auch überall dort angewandt werden, wo Stromrichter an leistungsstarke Netze angeschlossen werden, und es damit nicht wirtschaftlich wäre, den Überspannungspegel des gesamten Netzes auf den für den Stromrichter zulässigen herabzusetzen.

### **5.4. Bemessungsvorschläge für die häufigsten Überspannungsfälle**

#### *5.4.1. Beschaltung durch LRC-Glied*

Eine allgemeine Überspannungsbeschaltung läßt sich nach Bild 124 aufbauen. Die Induktivität  $L$  soll mindestens einer Streureaktanz von 4%, bezogen auf die Nennleistung des Stromrichters, entsprechen. Vielfach wird eine solche Streureaktanz bereits in den vorgeschalteten Transformatoren vorhanden sein, wenn diese an die Leistung des Stromrichters angepaßt sind. Im anderen Fall muß eine eigene Drosselspule vorgesehen werden, so daß insgesamt zwischen dem Anschlußpunkt der *RC*-Beschaltung und der Überspannungsquelle die Induktivität  $L$  wirksam ist.

Die Kapazität  $C$  des Beschaltungskondensators wird so gewählt, daß sich aus  $L$  und  $C$  eine Resonanzfrequenz von etwa 1000 Hz ergibt.

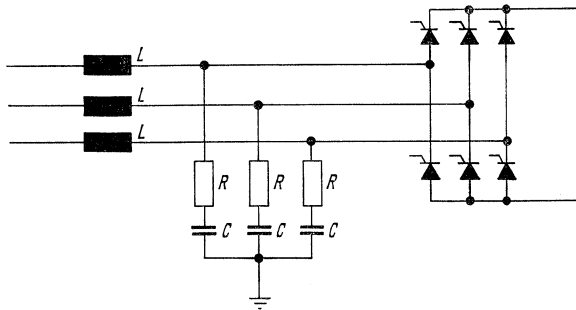


Bild 124  
 Überspannungsschutz durch  $LRC$ -Glied

Diese Beschaltung ist zum Beispiel ausreichend, um eine Überspannung von der vierfachen Amplitude der Nennspannung und einer Dauer von  $100 \mu\text{s}$  so zu bedämpfen, daß die Überspannungsspitze am Stromrichter nurmehr das 2,5fache der Betriebsscheitelspannung beträgt. Dabei ist der Spannungsanteil am Dämpfungswiderstand  $R$  mit berücksichtigt.

Dieser Dämpfungswiderstand  $R$  soll zwischen  $0,5 \zeta$  und  $\zeta$  liegen, wobei  $\zeta = \sqrt{L/C}$  den Wellenwiderstand des  $LC$ -Schwingkreises darstellt. Es gibt jedoch noch zwei Grenzen für den Widerstandswert  $R$ . Bei Leerlauf des Gleichrichters entsteht nämlich am Dämpfungswiderstand der  $RC$ -Glieder eine Spannung, deren Verlauf durch den Anstieg des Ladestroms des Kondensators bestimmt wird. Da der Kondensator  $C$  im ersten Augenblick bei vom Wert Null aus ansteigendem Strom keine Spannungsänderung erfährt, ruft die Stromanstiegsgeschwindigkeit  $di/dt$  an dem Dämpfungswiderstand  $R$  eine Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  hervor, welche die Thyristoren gefährden kann. Bei einer vorgegebenen Induktivität  $L$  ist also dem Widerstandswert  $R$  eine Grenze gesetzt, die durch

$$R_{\max} = \frac{L \cdot (du/dt)_{\text{zul}}}{\hat{U}} \quad (43)$$

ausgedrückt werden kann. Dabei ist für  $\hat{U}$  der Scheitelwert der Überspannung an der Entstehungsstelle einzusetzen;  $(du/dt)_{\text{zul}}$  ist die für den Thyristor zugelassene Spannungsanstiegsgeschwindigkeit.

Andererseits besteht bei großen Kapazitätswerten  $C$  und zu kleinem Widerstand  $R$  die Gefahr, daß der beim Zünden der Thyristoren aus dem  $RC$ -Glied fließende Entladestromstoß zu groß und energiereich wird. Für die Wahl des Widerstandes ist deshalb ein unterer Grenzwert  $R_{\min}$  zu beachten, der ermittelt werden kann aus dem

Scheitelwert der Überspannung, dividiert durch den zulässigen Einschaltstrom der Thyristoren. Die zulässige Entladestromspitze  $i_E$  kann dem Bild 125 entnommen werden.

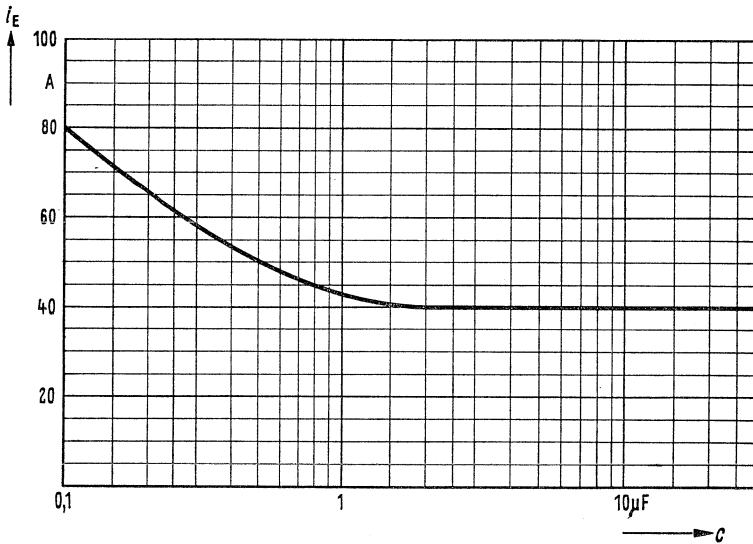


Bild 125

Zulässiger Einschaltstrom von Thyristoren bei der Entladung von  $RC$ -Beschlaltungen in Abhängigkeit von der Beschlaltungskapazität  $C$  für die Thyristoren BSt G, L und N

Ist der ermittelte Wert  $R_{\min}$  größer als der Wert  $R_{\max}$ , oder liegt der Bereich zwischen diesen Werten außerhalb des Bereichs  $0,5 \zeta$  bis  $\zeta$ , so ist zwischen dem Anschlußpunkt der Überspannungsbeschlaltung und dem Stromrichter ein weiteres  $LRC$ -Glied einzuschalten. Als dessen  $RC$ -Teil genügt dabei normalerweise die TSE-Beschlaltung. Die Überspannungsbeschlaltung kann stattdessen auch nach Bild 126 erfolgen.

#### 5.4.2. $RC$ -Glied bei definierter Energie der Überspannung

Der Fall, daß die Überspannung aus einem definierten Energiespeicher herrührt, wird anhand der Primärabschlaltung eines leerlaufenden Transformators beschrieben.

Bei Annahme sinusförmiger Spannungen und Ströme beträgt die maximale gespeicherte Energie beim Einphasentransformator näherungsweise

$$E_m = \frac{U_{\text{eff}} \cdot I_{0\text{eff}}}{2\pi f} \quad (44)$$

Für den Drehstrom-Transformator ist sie

$$E_m = \frac{1,5}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_{\text{eff}} \cdot I_{0\text{eff}}}{2\pi f} \quad (45)$$

$U_{\text{eff}}$  Effektivwert der primären Leiterspannung  
 $I_{0\text{eff}}$  Effektivwert des Leerlaufstroms (Leiterstroms)  
 $f$  Netzfrequenz

Die wirkliche Energie ist wegen der Verzerrung der Kurvenform des Magnetisierungsstroms kleiner.

Da außerdem bei Abschaltvorgängen stets ein erheblicher Teil der Energie im Lichtbogen umgesetzt wird, kann man in der Praxis etwa mit der Hälfte der Werte rechnen, die sich aus den obigen Gleichungen ergeben.

Die *Bemessung des Kondensators* erfolgt somit nach der Gleichung

$$\frac{1}{2} C \cdot (U_{\text{zul}}^2 - U_{\text{anf}}^2) \approx \frac{E_m}{2} \quad (46)$$

$U_{\text{zul}}$  Höchstzulässige Spannung am Thyristor, das heißt in der Regel die zulässige Spitzenspannung

$U_{\text{anf}}$  Spannung am Kondensator im Schaltaugenblick.  
 Als ungünstigster Wert  $U_{\text{anf}}$  ist der Scheitelwert der Netzspannung einzusetzen

Einphasentransformator:

$$C \approx \frac{U_{\text{eff}} \cdot I_{0\text{eff}}}{2\pi f \cdot (U_{\text{zul}}^2 - U_{\text{anf}}^2)} \quad (47)$$

Drehstromtransformator:

$$C \approx \frac{1,5}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_{\text{eff}} \cdot I_{0\text{eff}}}{2\pi f \cdot (U_{\text{zul}}^2 - U_{\text{anf}}^2)} \quad (48)$$

Die *Berechnung des Dämpfungswiderstandes*  $R$  erfolgt nach der Beziehung

$$R \approx \zeta_e \quad (\zeta_e \text{ Einschaltwellenwiderstand})$$

Einphasentransformator:

$$\zeta_e = \sqrt{\frac{L'_{s1} + L_{s2}}{C}} \quad (49)$$

Drehstromtransformator:

$$\zeta_c = \sqrt{\frac{2(L'_{s1} + L_{s2})}{C}} \quad (50)$$

Dabei ist  $L'_{s1} + L_{s2}$  die gesamte auf die Sekundärseite des Transformators bezogene Streuinduktivität (vgl. Seite 174). Der Einschaltwellenwiderstand darf also nicht auf die Hauptfeldinduktivität  $L_h$  bezogen werden.

### 5.4.3. Beschaltung von Induktivitäten

Sollen Ströme induktiver Verbraucher sehr schnell unterbrochen werden, so besteht die Gefahr von besonders hohen Überspannungen, deren Größe gleich dem Produkt aus dem zu unterbrechenden Strom und dem verbleibenden momentan wirksamen Widerstand ist. Das gleiche gilt für andere Vorgänge, bei denen ein eingepprägter Strom vorliegt, zum Beispiel eine Stromwelle infolge Blitzeinschlags. Um diese Überspannungen zu vermeiden, muß dem Strom eine Möglichkeit geboten werden, sich sehr schnell auf einem niederohmigen Weg abzubauen. Ein  $RC$ -Glied ist hierfür häufig ungeeignet, da der eingepprägte Strom an dem Dämpfungswiderstand  $R$  eine Spannung erzeugen kann, die unter Umständen für den zu schützenden Thyristor schon zu hoch ist. In solchen Fällen muß auf den Dämpfungswiderstand verzichtet werden. Da dies jedoch, wie bereits erwähnt, beim Einschalten zum Überschwingen der Spannung an den Kapazitäten führen kann (vgl. auch Fall 7, Seite 185), ist der hierfür zu bemessende Dämpfungswiderstand nach dem Einschalten zu überbrücken. Diese Maßnahme hat allerdings beim Einsatz des  $RC$ -Gliedes auf der Wechselstromseite zur Voraussetzung, daß das  $RC$ -Glied nach Bild 126 über einen Schutzgleichrichter angeschlossen wird, da sonst die Kondensatorentladung den Thyristoren beim Zünden wieder gefährlich werden kann. Parallel zum Kondensator ist ein Entladewiderstand anzuordnen.

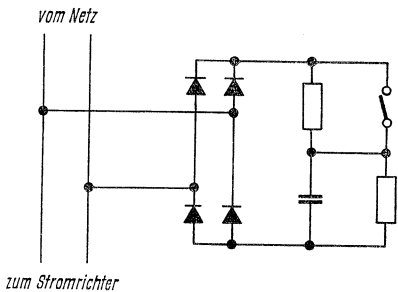


Bild 126  
Schutz der Thyristoren vor gefährlichen Entladeströmen der Beschaltungsglieder  $RC$  durch Schutzgleichrichter

Auf diese Einschaltvorrichtung kann man verzichten, wenn die Überspannungen durch Induktivitäten erzeugt werden, die im Gleich-



stromkreis liegen und nur dazu dienen, den Gleichstrom zu glätten oder den Anstieg von Kurzschlußströmen zu begrenzen. In diesem Fall kann der Induktivität ein Nebenwegventil entgegen der normalen Stromrichtung parallel geschaltet werden. Beim Abschalten des Stromes kann diese Freilaufdiode sofort den Strom der Induktivitäten übernehmen. Dieser einfache Weg ist nur dann gangbar, wenn bis zum Wiedereinschalten soviel Zeit zur Verfügung steht, daß die Drosselenergie in den ohmschen Widerständen und in der Freilaufdiode in Wärme umgesetzt werden kann. Ist ein Wiedereinschalten nach kürzerer Zeit erforderlich, so ist der Freilaufdiode eine Parallelschaltung von Kondensator und Entladewiderstand in Reihe zu schalten.

Der Kondensator muß so bemessen sein, daß er in der geforderten Zeit die Energie der Induktivität übernehmen kann, und mit dem Entladewiderstand muß es möglich sein, den Kondensator bis zum Auftreten des nächsten Abschaltvorgangs zu entladen. Anstelle der  $RC$ -Anordnung können gegebenenfalls auch spannungsabhängige Widerstände oder Selenableiter verwendet werden.

#### 5.4.4. Schutz gegen kapazitive hochfrequente Überspannungen

Die kapazitive Übertragung von Überspannungen über Transformatoren ist mit Bild 127 erläutert. Hier wurde zum besseren Verständnis ein Einphasentransformator gewählt, dessen beide Seiten 1 und 2 einseitig auf Erdpotential  $K$  liegen. Zwischen den Wicklungen des Transformators besteht eine Kapazität  $C_{1,2}$ , deren Größe durch den Wicklungsaufbau bestimmt ist und in der Größenordnung einiger nF liegt. Außerdem besteht eine Kapazität  $C_{2,K}$  der Wicklung 2 gegen Erde, deren Größe außer vom Aufbau des Transformators auch noch stark von den Eigenschaften des an die Wicklung 2 angeschlossenen Stromkreises abhängt. Ihre Größe kann innerhalb sehr weiter Grenzen schwanken. Bei Kabelnetzen zum Beispiel liegt sie in der Größenordnung einiger  $\mu\text{F}$ .

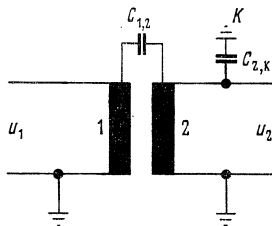


Bild 127

Ersatzbild zur Erläuterung der kapazitiven Übertragung von Überspannungen

Ändert sich nun die Spannung an der Wicklung 1 sehr schnell, zum Beispiel vom Wert Null auf den Wert  $u_1$ , so teilt sich diese Spannung entsprechend den Kapazitätswerten auf  $C_{1,2}$  und  $C_{2,K}$  auf. Es tritt dabei an der Wicklung 2, d. h. an der Kapazität  $C_{2,K}$ , die Spannung

$$u_2 = u_1 \cdot \frac{C_{1,2}}{C_{1,2} + C_{2,K}} \quad (51)$$

auf. Damit können an der Sekundärseite des Transformators kurzzeitig erhebliche Überspannungen auftreten, die allerdings schnell abklingen, da sich die Kapazität  $C_{2,K}$  über Wicklung 2 sehr schnell wieder entlädt.

Das hier beschriebene Problem ist bei Transformatoren mit hohem Übersetzungsverhältnis von Bedeutung, wenn nicht unterspannungsseitig ein Kabelnetz angeschlossen ist. Als Abhilfemaßnahme kann ein HF-Kondensator zwischen jeder Phase der Unterspannungsseite und Erde empfohlen werden. Seine Größe richtet sich nach der Wicklungskapazität  $C_{1,2}$  des Transformators und wird als  $C_{2,K}$  unter Vernachlässigung der bereits vorhandenen Netzkapazität so gewählt, daß sie etwa eine Größenordnung über  $C_{1,2}$  liegt. Der Entladestromstoß des Kondensators ist durch einen entsprechenden Widerstand auf den nach Bild 125 zulässigen Wert zu begrenzen.

Eine noch bessere Lösung wird erreicht, wenn der Transformator mit einer geerdeten, induktivitätsarmen Schirmwicklung zwischen Ober- und Unterspannungswicklung ausgeführt wird.

### *Beschaltung mit spannungsbegrenzenden Bauelementen*

Neben einer Beschaltung der Thyristoren mit  $RC$ -Gliedern können auch andere spannungsbegrenzende Bauelemente Anwendung finden, wie Kondensatoren, spannungsabhängige Widerstände (VDR-Widerstände, Varistoren) und entgegengesetzt in Serie geschaltete Selengleichrichter, bei denen der Steilanstieg des Sperrstroms in der Sperrcharakteristik ausgenutzt wird. Bei allen diesen Beschaltungsarten muß man aber daran denken, daß besonders bei großen Kommutierungsteilheiten erhebliche Rückströme (vgl. Bild 123) im Thyristor auftreten, die vom Beschaltungselement aufgenommen werden müssen. Dabei ist einmal zu untersuchen, ob die Spannungen unterhalb der zulässigen Werte bleiben, zum anderen muß berücksichtigt werden, daß im Beschaltungselement erhebliche Energien in Wärme umgesetzt werden. Es sind also entsprechend leistungsstarke Bauelemente für die Beschaltung auszuwählen.

Trotz dieser vielen Möglichkeiten, die Thyristoren gegen Überspannungen zu schützen, wird es jedoch immer Fälle geben, in denen die Schutzeinrichtungen in ihrer erforderlichen Bemessung unwirtschaftlich groß werden. Dies ist vor allem dann der Fall, wenn kleine Stromrichter unmittelbar an sehr starken Netzen mit sehr energiereichen Überspannungen angeschlossen sind. Hier kann sich die Reihenschaltung von Thyristoren ebenso wie bei ungesteuerten Siliziumzellen als der wirtschaftlichste Weg erweisen.

Tabelle 12

Typische Überspannungsfälle

Fall	Schaltbild	Schutzmaßnahme	Erläuterung
<i>Überspannungen infolge des Trägerspeichereffektes</i> (Seite 165)			
1			Periodische Kommutierungsüberspannungen geringen Energieinhalts. Bemessung der Beschaltung siehe Seite 167.
<i>Überspannungen durch Wanderwellen</i> (Seite 182)			
1			Wanderwelle im Hochspannungsnetz. Bemessung des Schutzes gegen niederfrequente Überspannungen nach 5.4.1., bzw. gegen hochfrequente Überspannungen nach 5.4.4.
2			Wanderwelle im Niederspannungsnetz. Bemessung des Schutzes bei Spannungswellen nach 5.4.1., bei Stromwellen <sup>1)</sup> nach 5.4.3.
<i>Unmittelbare Schaltüberspannungen</i> (Seite 182)			
1			Primärseitiges Abschalten eines leerlaufenden Transformators. Besonders gefährlich beim Schalten während des Rush-Vorgangs (erhöhter Magnetisierungsstrom $I_{0eff}$ ). Bemessung der RC-Beschaltung nach 5.4.2.

<sup>1)</sup> Eine Stromwelle infolge Blitzeinschlags kann wegen der üblichen Innenraumaufstellung der Stromrichter diesen nicht unmittelbar erreichen. Das dazwischenliegende Kabel wirkt mit seiner Induktivität dämpfend. Im Sonderfall eines gleichstromseitigen Blitzeinschlags wird bei Verwendung von einadrigem, eisenarmiertem Kabel auch nennenswerte Energie von der Armierung aufgenommen.

Fall	Schaltbild	Schutzmaßnahme	Erläuterung
<i>Unmittelbare Schaltüberspannungen</i>			
2			<p>Kurzschlußabschaltung in einem anderen Netzabzweig.</p> <p>Bemessung nach 5.4.1.</p>
3			<p>Schalten auf der Gleichstromseite.</p> <p>Schutzbemessung analog 5.4.2.</p>
4			<p>Einschalten von Transformatoren bei hoher Primärspannung (vgl. 5.4.4.).</p>
5			<p>Kurzschlüsse in Hochspannungskreisen, die über Transformatoren aus dem Niederspannungsnetz gespeist werden, an das der Stromrichter angeschlossen ist (vgl. 5.4.4.).</p>

Fall	Schaltbild	Schutzmaßnahme	Erläuterung
6		 Einschaltfolge: Zunächst $S_1$ , dann $S_2$ oder 	Zuschalten von Kapazitäten. Bemessung des Dämpfungswiderstandes nach 5.4.1  Schutzbemessung nach 5.4.1.
7		 Ausschaltfolge: Zunächst $S_2$ , dann $S_3$ oder 	Abschalten von Kapazitäten gemeinsam mit Stromrichter Bemessung des Dämpfungswiderstandes nach 5.4.1.
8		 oder 	Abschalten von Kapazitäten vom gemeinsamen Netz, zum Beispiel von Phasenschieberkondensatoren. Schutzbemessung nach 5.4.1.

### Unmittelbare Schaltüberspannungen

9			Gleichrichter mit beeinflusstem Gleichstromkreis. Schutzmaßnahme, vgl. Seite 186.
10		 oder 	Abschalten von induktiven Verbrauchern, die nahe beim Gleichrichter am selben Netz liegen, zum Beispiel von Magneten, Drosseln, Motoren Schutzbemessung nach 5.4.1.

## 5.5. Eigenschaften der Schutzelemente

### *Kondensatoren*

Kondensatoren sind in der Lage, elektrische Energie aufzunehmen und damit den Anstieg  $du/dt$  einer Überspannung zu verringern. Sie müssen in ihrer Größe so bemessen sein, daß sie die Energie der Überspannungsquelle aufnehmen können, ohne sich dabei auf Spannungen aufzuladen, die die Halbleiterbauelemente gefährden. Da jedoch die Überspannungsenergien nicht immer definiert sind, wird es meistens erforderlich sein, der Gleichrichter-Kondensator-Anordnung eine Induktivität vorzuschalten, um so die vom Kondensator während der Dauer der Überspannung aufzunehmende Energie zu begrenzen. Diese Induktivität ist oft in Form der Streuinduktivität vorgeschalteter, in der Leistung an den Stromrichter angepaßter Transformatoren vorhanden. Da der Kondensator die Überspannungsenergie in Form elektrischer Energie speichert, ist eine Möglichkeit vorzusehen, daß sich die Kondensatoren in angemessener Zeit wieder entladen können. Wenn zwischen der Überspannungsquelle und dem Kondensator Induktivitäten eingeschaltet sind, was schon wegen der Leitungsinduktivitäten praktisch immer der Fall ist, ist dem Kondensator außerdem ein Widerstand zur Bedämpfung von Schwingungen vorzuschalten.

Für die Bedämpfung höherfrequenter Überspannungen ist nicht jeder Kondensatortyp geeignet. Es muß ein Typ mit hoher Grenzfrequenz gewählt werden. Außerdem werden die Kondensatoren durch die Sprungspannungen, die zu Beginn und am Ende der Kommutierung auftreten, mit steilen Stromspitzen umgeladen, was eine harte Beanspruchung darstellt. Für diese Einsatzbedingungen ist der Siemens-MP-Kondensator B 25990 besonders geeignet, der in den Kapazitätswerten  $0,25 \mu\text{F}$ ,  $0,5 \mu\text{F}$  und  $2 \mu\text{F}$  hergestellt wird. Werden größere Kapazitätswerte benötigt, so wird die Verwendung von entsprechenden MP- oder Motorkondensatoren empfohlen, denen zur Bedämpfung höherfrequenter Überspannungen einer der obengenannten Kondensatoren parallelgeschaltet wird.

### *Spannungsabhängige Widerstände*

Spannungsabhängige Widerstände haben eine Strom-Spannungs-Charakteristik nach Bild 128.

$$I = \left( \frac{U}{B} \right)^n \quad (52)$$

Die Spannungsgröße  $B$  und der Exponent  $n$  werden von den Herstellern spannungsabhängiger Widerstände als charakteristische Größen angegeben. Die Kennlinie zeigt also eine mit zunehmender Spannung

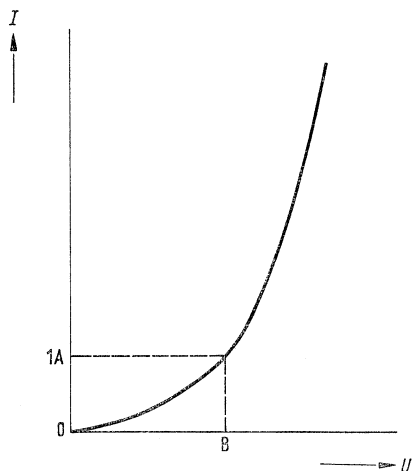


Bild 128  
Strom-Spannungs-Charakteristik  
eines spannungsabhängigen  
Widerstands

mehr als proportional zunehmende Stromaufnahme, das heißt abnehmenden Widerstand. Spannungsabhängige Widerstände nehmen somit bei normaler Betriebsspannung nur einen relativ geringen Strom auf. Bei Überspannungen sind sie jedoch in der Lage, nennenswerte Ströme abzuleiten und damit Überspannungsenergien aufzunehmen. Im Gegensatz zu den Kondensatoren sind sie jedoch nicht in der Lage, die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  zu begrenzen, und sie speichern die Energie nicht elektrisch, sondern setzen sie in Wärme um. Die Fähigkeit, Wärme zu speichern bzw. abzugeben, muß der auftretenden Überspannungsenergie angepaßt sein, ohne daß die verbleibende Spannung das für die Gleichrichter zulässige Maß überschreitet und ohne daß die thermische Belastbarkeit der spannungsabhängigen Widerstände überschritten wird. Auch hier müssen bei nicht definierter Überspannungsenergie Induktivitäten vorgeschaltet werden, die den größten Teil der Überspannungsenergien auf parallelgeschaltete Anlagenteile (Überspannungsableiter) verdrängen und während der Dauer der Überspannung nur einen definierten Energieanteil an die Gleichrichter-Schutzanordnung herankommen lassen.

### *Selenableiter*

Selenableiter sind in Sperrichtung belastete Selengleichrichter. Es müssen zwei entgegengesetzt gepolte Ableiter in Reihe geschaltet werden, damit die Schutzwirkung in beiden Richtungen ohne Beeinträchtigung des normalen Betriebsverhaltens gewährleistet ist. Aufgrund des Steilanstiegs des Sperrstroms oberhalb eines definierten Sperrspannungswerts sind auch diese Anordnungen in der Lage,

Überspannungen zu begrenzen, indem sie Überspannungsenergien aufnehmen. Dies setzt jedoch die Verwendung eines hierfür geeigneten Selenmaterials voraus. Außerdem müssen zusätzliche Mittel zur Verringerung der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  vorgesehen werden.

### *Kathodenfallableiter*

Kathodenfallableiter sind in der Lage, mit dem zulässigen Ableitstrom erhebliche Überspannungsenergien in kurzer Zeit aufzunehmen, ohne daß während des Normalbetriebs ihre Ableitverluste in Betracht zu ziehen sind, da ihre Ableitspannung wesentlich unterhalb der Ansprechspannung liegt. Ihre Verwendung ist zum Schutz gegen energiereiche Überspannungen besonders wichtig. Ihre Nachteile bestehen darin, daß sie erst mit einem gewissen Verzug nach Erreichen der Ansprechspannung wirksam werden und daß sie für kleine Betriebsspannungen ein zu großes Verhältnis zwischen Ansprechspannung und Betriebsspannung haben, um die Halbleiter wirksam schützen zu können. Bei ihrem Einsatz müssen sie deshalb normalerweise durch eines der vorgenannten Schutzmittel ergänzt werden.



## 6. Kühlung der Thyristoren

Die Einhaltung der zulässigen Temperaturgrenzen ist bei allen Halbleiterbauelementen eine der wesentlichsten Voraussetzungen für einen sicheren Betrieb. Der Frage der Kühlung muß deshalb besondere Aufmerksamkeit entgegengebracht werden.

Si-Thyristoren und Si-Dioden zeichnen sich zwar durch einen hohen Wirkungsgrad aus (Thyristoren:  $\eta \approx 99,2\%$ , Dioden:  $\eta \approx 99,4\%$  bei Betrieb mit Nennspannung und Typenstrom); da die relativ geringen Verluste aber in der kleinflächigen Si-Tablette entstehen, ergibt sich eine außerordentlich hohe spezifische Verlustbelastung. Soll die Tablettemperatur dabei bestimmte Grenzen nicht überschreiten, so müssen die Verluste über einen großflächigen, dem jeweiligen Thyristor- bzw. Diodentyp angepaßten Kühlkörper an das Kühlmittel abgeleitet werden. Eine sichere und wirtschaftliche Planung von Stromrichtergeräten setzt voraus, daß die Kühleigenschaften der Kühlkörper hinreichend genau bekannt sind.

Zu diesem Zweck stehen für jeden Thyristortyp mehrere Kühlkörper unterschiedlicher Konstruktion mit definierten Kühleigenschaften zur Verfügung.

Zunächst soll kurz erläutert werden, welche Faktoren die Kühleigenschaften eines Kühlkörpers beeinflussen und was man unter einem angepaßten Kühlkörper zu verstehen hat. Sodann wird auf die konstruktiven Merkmale der Kühlkörper näher eingegangen und gezeigt, wie deren Charakteristiken zu lesen sind. Darüber hinaus wird für den Fall, daß die vorgesehenen Normalkühlkörper nicht verwendet werden können, ein Berechnungsverfahren für einfache, selbstbelüftete Kühlbleche angegeben.

### 6.1. Angepaßte Kühlkörper

Der zulässige Dauerstrom eines Thyristors oder einer Diode wird durch den zulässigen Gesamtverlust  $P_V$  bestimmt, den man aus der zulässigen Tablettenübertemperatur  $\Delta\vartheta_T$  und dem statischen Gesamtwärmewiderstand  $R_{WGes}$  errechnet. (Der Einfluß der netzfrequenten Temperaturschwankung sei vernachlässigt, da es hier nur auf das rein statische Verhalten ankommen soll.)

$$P_V = \frac{\Delta\vartheta_T}{R_{WGes}} \quad \text{mit} \quad R_{WGes} = R_{Wi} + R_{WÜ} + R_{WK} \quad (53)$$

Die zulässige Tablettenübertemperatur  $\Delta\vartheta_T = \vartheta_{TM} - \vartheta_U$  ist in der Regel vorgegeben. Der zulässige Gesamtverlust  $P_V$  ist dann allein vom Kühlkörperwärmewiderstand  $R_{WK}$  abhängig, weil der Innen- und Übergangswiderstand  $R_{Wi}$ , bzw.  $R_{WÜ}$  Festwerte sind.

### Innerer Wärmewiderstand $R_{Wi}$

Das ist der Materialwiderstand zwischen der Si-Tablette und dem äußeren Gehäuseboden. Die in der Tabelle 13 angegebenen  $R_{Wi}$ -Werte stellen Grenzwerte dar, die den fertigungsbedingten Streubereich erfassen. Aus Sicherheitsgründen ist bei allen Erwärmungsrechnungen von diesen Werten auszugehen.

### Übergangswiderstand $R_{WÜ}$

Das ist der Wärmewiderstand zwischen Gehäuseboden und Kühlkörper. Er ist im wesentlichen abhängig von der Größe und der Güte der Kontaktflächen sowie vom Anpreßdruck. Für die verschiedenen Thyristortypen kann bei gefetteten Flächen und vorgeschriebenem Anzugsdrehmoment mit den in der Tabelle 13 angegebenen Maximalwerten gerechnet werden.

Tabelle 13: Maximalwerte für die Wärmewiderstände  $R_{Wi}$  und  $R_{WÜ}$

Thyristor- typ	$R_{Wi}$	Zugehörige Kühlkörpertypen	Anzugs- dreh- moment	$R_{WÜ}$
BSt G	$\leq 0,4 \frac{\text{grd}}{\text{W}}$	FK 04, GK 01, HK 04	1,8 mkp	$0,08 \frac{\text{grd}}{\text{W}}$
BSt L	$\leq 0,24 \frac{\text{grd}}{\text{W}}$	LK 08, LK 09	6,0 mkp	$0,04 \frac{\text{grd}}{\text{W}}$
BSt N	$\leq 0,17 \frac{\text{grd}}{\text{W}}$	NK 01, NK 06	6,0 mkp	$0,02 \frac{\text{grd}}{\text{W}}$

Der Übergangswiderstand  $R_{WÜ}$  ist bei Kühlung durch Selbstbelüftung in der Regel klein gegenüber dem Wert  $R_{Wi} + R_{WK}$ . Er gewinnt jedoch zunehmend an Einfluß, je intensiver die Kühlung, das heißt je kleiner der Kühlkörperwärmewiderstand  $R_{WK}$  wird. Deshalb ist insbesondere bei Fremdbelüftung und Wasserkühlung auf einen guten Sitz der Thyristoren und Dioden zu achten.

### Kühlkörperwärmewiderstand $R_{WK}$

Das ist der Wärmewiderstand zwischen dem Wärmeeintritt (Auflagefläche des Halbleiterbauelements) und dem Kühlmedium. Die Verlustwärme fließt, wie in Bild 129 dargestellt, über die Grundplatte in die Kühlrippen ein und wird von diesen an die Kühlluft abgeführt. Dabei stellt sich ein Temperaturgefälle ein, das abhängig ist von der Höhe des Verlustes  $P_V$ , von der Dicke und Wärmeleitfähigkeit des Materials sowie von der Intensität der Kühlung, ausgedrückt durch die Wärmeübergangszahl  $\alpha$  mit der Einheit  $\text{W}/(\text{m}^2 \text{ grad})$ . Der Kühlkörperwärmewiderstand ist somit ein kombinierter Material- und Übergangswiderstand.

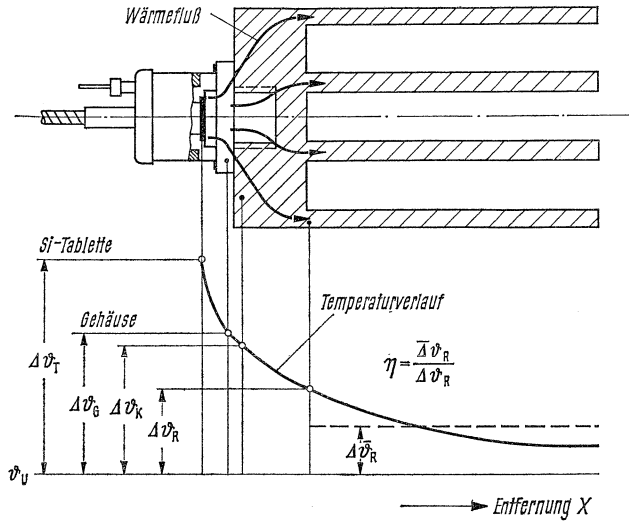


Bild 129  
Temperaturgefälle im Thyristor und Kühlkörper

Der zulässige Gesamtverlust  $P_V$  wird, zunächst unter Vernachlässigung des Temperaturabfalls in der Grundplatte, durch die Kühlleistung  $n \cdot P_{KR}$  der  $n$  Kühlrippen bestimmt:

$$P_V \approx n \cdot P_{KR} = n \cdot F_R \cdot \alpha \cdot \Delta\vartheta_R = n \cdot F_R \cdot \alpha \cdot \eta \cdot \Delta\vartheta_R \quad (54)$$

Daraus leitet sich die bekannte Beziehung für den *Wärmewiderstand einer Kühlrippe* mit der Gesamtfläche  $F_R$  ab:

$$R_{WR} = \frac{\Delta\vartheta_R}{P_{KR}} = \frac{1}{F_R \cdot \alpha \cdot \eta} \quad (55)$$

Hierin ist  $\eta$  der Rippenwirkungsgrad, der ein Maß für den Temperaturabfall in der Kühlrippe ist. Er ist abhängig von der Dicke und Form der Rippe, von der Wärmeleitfähigkeit  $\lambda$  des Materials und der Wärmeübergangszahl  $\alpha$ .

Je stärker man kühlt und je länger die Rippen sind, desto dicker müssen diese gewählt werden, wenn noch ein vernünftiger Wirkungsgrad erreicht werden soll. Aluminiumrippen müssen wegen ihrer schlechteren Wärmeleitfähigkeit etwa doppelt so dick sein wie Kupferrippen, um gleichen Wirkungsgrad zu erzielen. Im allgemeinen liegen die  $\alpha$ - und  $\eta$ -Werte in folgender Größenordnung:

Selbstbelüftung:  $\alpha = 8$  bis  $15 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ grad})$   $\eta \approx 0,9$

Fremdbelüftung:  $\alpha = 40$  bis  $60 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ grad})$   $\eta \approx 0,7$

Bei großen, fremdbelüfteten Kühlkörpern dürfen die Grundplattenwiderstände  $R_{WP}$  nicht mehr vernachlässigt werden. In diesem Fall ergibt sich der Gesamtwärmewiderstand des Kühlkörpers  $R_{WK}$  aus dem thermischen Ersatzbild (Bild 130) analog wie bei einer Parallelschaltung ohmscher Widerstände. Die Kühlleistung  $P_K$ , die wiederum gleich dem zulässigen Gesamtverlust  $P_V$  ist, beträgt dann

$$P_V = P_K = \frac{\Delta\vartheta_K}{R_{WK}} \quad (56)$$

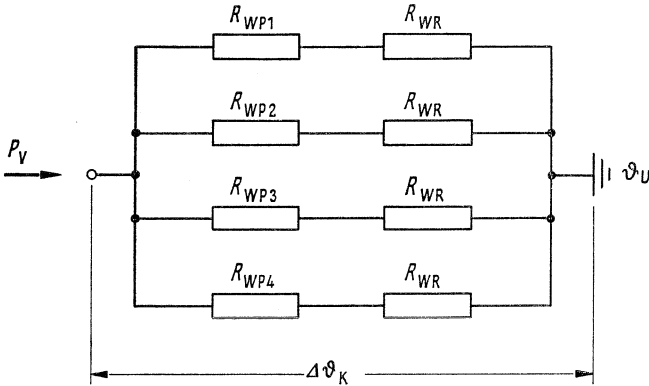


Bild 130  
Thermisches Ersatzbild des Kühlkörpers

Für jeden Kühlkörper gibt es nun eine optimale Größe, wie in Bild 131 schematisch angedeutet. Dieses Optimum des Kühlkörperwärmewiderstandes  $R_{WK}$  liegt bei Fremdbelüftung, von der bei größeren Thyristoren bzw. Dioden stets ausgegangen wird, etwa bei 30 bis 50% des inneren Wärmewiderstandes  $R_{Wi}$ . Der Grund für diesen „Sättigungseffekt“ ist im wesentlichen darin zu suchen, daß der

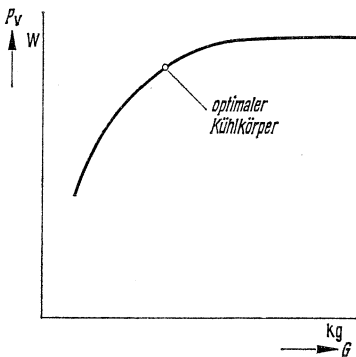


Bild 131  
Zulässiger Gesamtverlust  $P_V$   
in Abhängigkeit  
vom Kühlkörpergewicht  $G$   
(schematisch)

Einfluß des Kühlkörpers auf die Wärmewiderstandsbilanz mit sinkendem Wert  $R_{WK}$  immer geringer wird und gleichzeitig die Wärmewege immer länger werden. Eine Steigerung der Kühlleistung ist deshalb nicht durch weitere Vergrößerung des Kühlkörpers, sondern allein durch starke Erhöhung der Kühlintensität zu erzielen, zum Beispiel durch Übergang auf Wasserkühlung.

Unter einem angepaßten Kühlkörper versteht man nun in der Regel einen optimal bemessenen Kühlkörper, der bei einem Minimum an Raum- und Gewichtsaufwand ein Maximum an Kühlleistung aufweist. Dieses Optimum läßt sich unter Zuhilfenahme von Meßergebnissen recht zuverlässig abschätzen. Für den Entwurf der Kühlkörper ist darüber hinaus aber auch noch eine Reihe weiterer Gesichtspunkte maßgebend. Er muß stabil und korrosionsbeständig sein sowie einen sinnvollen Aufbau von Stromrichtergeräten ermöglichen. Kühlkörper für Fremdbelüftung sollen außerdem einen möglichst geringen Druckabfall, das heißt nicht zu geringe Rippenabstände haben, damit auch bei mehreren übereinander angeordneten Kühlkörpern eine gute und gleichmäßige Kühlung bei wirtschaftlichem Lüfteraufwand und tragbarem Betriebsgeräusch erzielt wird.

## 6.2. Typenreihe und mechanische Eigenschaften der Kühlkörper

In der Tabelle 25 (Seite 378) sind die den einzelnen Thyristortypen zugeordneten Kühlkörper zusammengestellt. Gleichzeitig wird angegeben, mit welchen Si-Dioden die Thyristoren so kombinierbar sind, daß sich ein einheitlicher Satz- bzw. Geräteaufbau ergibt.

### *Material*

Die Aluminiumkühlkörper sind im lunkerfreien Druckgußverfahren aus einer Al-Si-Legierung hergestellt. Dieses Material bietet bei nur wenig verringerter Wärmeleitfähigkeit eine höhere mechanische Festigkeit und Korrosionsbeständigkeit als Reinaluminium. Al-Kühlkörper zeichnen sich durch geringes Gewicht und niedrigen Preis aus und haben sich bereits seit mehreren Jahren in der Halbleitertechnik mit gutem Erfolg eingeführt. Da die Wärmeleitfähigkeit von Aluminium etwa nur halb so groß ist wie die des Kupfers, müssen Al-Kühlkörper bei gleicher Kühlleistung größer als entsprechende Cu-Kühlkörper gebaut werden. Das Verhältnis des erforderlichen Raumaufwandes zwischen Al- und Cu-Kühlkörpern wird dabei immer ungünstiger, je größer ein Kühlkörper ist. Dies war einer der Gründe, warum für die Kühlkörper des Typs NK Kupfer gewählt wurde.

### *Oberfläche*

Alle Al-Kühlkörper sind mit einem schwarzen Speziallack (Eintopf Washprimer Nr. 67 010) überzogen. Dadurch wird die ohnehin schon gute Korrosionsbeständigkeit der Kühlkörper noch weiter erhöht.

## *Kontaktierung und Stromabnahme*

Alle Siemens-Thyristoren und -Dioden haben Gewindebolzen und werden auf Kühlkörper geschraubt. Die Gewindebolzen und Gehäuseböden sind so ausgeführt, daß die Bauelemente mit hohem Drehmoment angezogen werden können, wodurch ein guter und dauerhafter Wärmekontakt erreicht wird. Die Gewinde sind leichtgängig bis zum Aufsetzen auf der Ringfläche. Dadurch werden geringfügige Winkelabweichungen (kleiner als ein halber Winkelgrad) ausgeglichen. Man erreicht das durch vollaugeschnittene Gewinde im Kühlkörper und durch leicht unterschrittene Gewindezapfen.

Um einer etwaigen Kaltverschweißung des Materials vorzubeugen und damit das Ein- und Ausschrauben auch nach längerer Betriebsdauer zu erleichtern, sollen die Gewinde sowohl bei den Al- als auch bei den Cu-Kühlkörpern mit Silikonpaste (z. B. Typ P 4 der Firma Wacker) gefettet werden. Dadurch wird gleichzeitig der Wärmeübergang verbessert.

Bei der Befestigung der Thyristoren und Dioden auf Al-Kühlkörpern ergibt sich, bedingt durch die verschiedenen Materialien von Gehäuseboden und Kühlkörper, das Problem der elektrolytischen Spannungs-korrosion. Dem beugt man dadurch vor, daß man auch die Wärmeübergangsfläche am Kühlkörper mit einer dünnen, schützenden Lackschicht überzieht und gleichzeitig die Auflage- und Gewindeflächen mit Silikonpaste fettet. Dadurch wird das Eindringen von Feuchtigkeit zwischen die Kontaktflächen (z. B. durch Kapillarwirkung) so weitgehend unterbunden, daß selbst bei harten Salzsprühtests keine merkliche Verschlechterung des Wärmeübergangs festgestellt werden konnte. Der Übergangswiderstand  $R_{WÜ}$  wird durch die Lackschicht kaum beeinflusst.

Die Stromabnahme erfolgt bei den Al-Kühlkörpern über ein verzinntes Anschlußblech, das zwischen Gehäuseboden und Kühlkörper gelegt wird. Dieses aus weichem Kupfer bestehende Blech ist in seiner Dicke so gewählt, daß es sich beim Anziehen mit dem angegebenen Drehmoment beidseitig plan anlegt. Durch diese Art der Kontaktierung ist der Wärme fluß von dem elektrischen Stromfluß getrennt. Gleichzeitig werden damit alle Schwierigkeiten umgangen, die sich bei direkter elektrischer Verbindung zwischen Cu und Al ergeben.

Bei den Cu-Kühlkörpern treten diese Probleme nicht auf. Die Kontaktflächen sind versilbert. Die Stromabnahme erfolgt ebenfalls über versilberte Anschlüsse direkt am Kühlkörper.

### **6.3. Kühleigenschaften bei Selbstbelüftung**

Der Kühlkörperwärmewiderstand  $R_{WK}$  bei Selbstbelüftung einschließlich des Übergangswiderstandes  $R_{WÜ}$  kann in Abhängigkeit von den

abgeführten Verlusten  $P_V$  dem Diagramm Bild 132 entnommen werden, das für jeden Kühlkörper angegeben wird. Außerdem ist die Abhängigkeit der Gehäuseübertemperatur  $\Delta\vartheta_G$  von den Verlusten eingetragen. Wie man sieht, nimmt der Wärmewiderstand mit wachsendem Verlust ab. Dieser Effekt ist je nach Kühlkörpertyp mehr oder weniger stark ausgeprägt. Er rührt daher, daß mit wachsendem Verlust die Kühlkörpertemperatur steigt und damit sowohl die Wärmeabfuhr durch Konvektion als auch durch Strahlung besser wird.

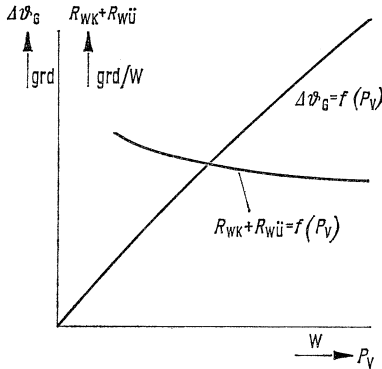


Bild 132

Wärmewiderstand  $R_{WK} + R_{WÜ}$  und Gehäuseübertemperatur  $\Delta\vartheta_G$  bei Selbstbelüftung in Abhängigkeit von den abgeführten Verlusten  $P_V$

Zu beachten ist, daß diese Kühlkurven stets nur unter bestimmten Bedingungen gelten:

Bei ungehinderter Eigenkonvektion, das heißt, bei senkrecht stehenden Kühlrippen und ungehinderter Zu- und Abströmung der Kühlluft. Insbesondere muß ein Wärmestau durch benachbarte Bauteile vermieden werden.

Für mehrere nur in einer Etage nebeneinander angeordnete Kühlkörper. Werden ohne zusätzliche Ventilation zwei Etagen direkt übereinander angeordnet, so muß wegen der Kühlluftaufwärmung für die obere Etage mit einer erhöhten Umgebungstemperatur gerechnet werden. Diese kann in der Regel durch eine fiktive Erhöhung des Wärmewiderstands  $R_{WK} + R_{WÜ}$  nach folgender Tabelle berücksichtigt werden:

Kühlkörper	FK 04	GK01	HK04	LK 08	NK01	LK 09 NK 06
Fiktive Wärme- widerstands- erhöhung der oberen Etage	20%	25%	20%	20%	10%	25%

Mehr als zwei Etagen sollten ohne zusätzliche Ventilation bzw. größere Abstände (mindestens 20 cm) nicht direkt übereinander angeordnet werden. Im Zweifelsfall ist die höchste gemessene Gehäusetemperatur in der obersten Etage das Maß für die Belastbarkeit.

#### 6.4. Kühleigenschaften bei Fremdbelüftung

Bei Fremdbelüftung interessieren in erster Linie die Abhängigkeit des Kühlkörperwärmewiderstandes  $R_{WK}$  einschließlich Übergangswiderstand  $R_{WÜ}$  von der Kühlluftmenge  $V$  sowie der statische Druckabfall  $\Delta p$ , der sich bei dieser Luftmenge einstellt. Diese Zusammenhänge sind Diagrammen wie in Bild 133 zu entnehmen, die für alle größeren Kühlkörper angegeben werden.

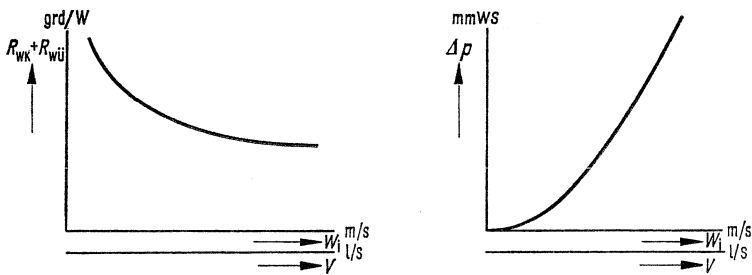


Bild 133

Wärmewiderstand  $R_{WK} + R_{WÜ}$  und Druckabfall  $\Delta p$  in Abhängigkeit von Kühlluftmenge  $V$  bzw. Windgeschwindigkeit  $W_i$

Die in Liter je Sekunde angegebene Kühlluftmenge  $V$  bezieht sich dabei stets auf nur einen Kühlkörper. Werden  $n$  Kühlkörper in einer Etage nebeneinander angeordnet, so vervielfacht sich der Kühlluftbedarf demnach um das  $n$ -fache, während der Druckabfall nach wie vor der eines Kühlkörpers bleibt. Werden  $z$  solcher Etagen übereinandergestapelt, so steigt der Druckabfall bei gleichbleibender Kühlluftmenge  $n \cdot V$  etwa auf das  $z$ -fache (vgl. Bild 134). Diese Proportionalität stimmt natürlich nur so lange, wie der Kühlluftstrom nur aus der Hauptluft besteht und keine merkliche Nebenluft zuströmt. Dieser Fall ist jedoch in der Praxis, zumindest bei größeren Stromrichtergeräten, nicht gegeben. Hier läßt man in der Regel je Etage eine bestimmte Menge an Nebenluft als Frischluft zufließen, um die Kühlluftaufwärmung zwischen der untersten und obersten Etage zu mindern und gleichzeitig die höhere Erwärmung der oberen Etagen durch die größere Strömungsgeschwindigkeit weitgehend zu kompensieren.



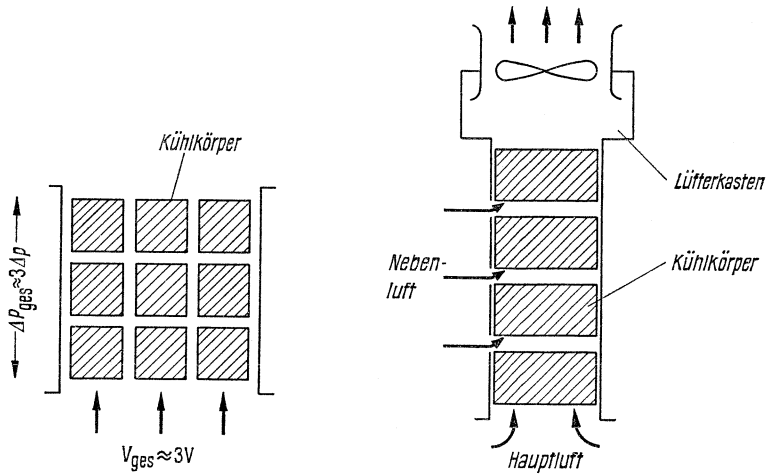


Bild 134  
Fremdbelüftung von Stromrichtergeräten

Der Zustrom der Nebenluft wird dabei zum Beispiel durch veränderbare Eintrittsschlitze so einreguliert, daß sich in allen Etagen eine möglichst gleichmäßige Übertemperatur an allen Thyristor- bzw. Diodengehäusen einstellt.

Die Luftaufwärmung  $\Delta\vartheta_L$  je Etage läßt sich im interessierenden Temperaturbereich genügend genau berechnen nach der Formel

$$\Delta\vartheta_L = \frac{P_V}{1,2 V} \text{ grad} \quad (57)$$

$P_V$  Gesamte von einem Kühlkörper abgeführte Verluste in W  
 $V$  Kühlluftmenge je Kühlkörper in l/s

Die Kühlluftaufwärmung einer mit Thyristoren BSt L 02 bestückten Etage (Kühlkörper LK 09,  $V = 35$  l/s,  $P_V = 160$  W entsprechend  $I_{FM} = 120$  A) beträgt somit beispielsweise etwa 3,8 grad.

Auf den Abszissen der Kühldiagramme (Bild 133) ist außer der Kühlluftmenge  $V$  auch noch die Windgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen aufgetragen. Diese ist direkt proportional dem Luftdurchtrittsquerschnitt eines Kühlkörpers und damit der geförderten Kühlluftmenge  $V$ . Dem projektierenden Ingenieur nützt die Angabe der Windgeschwindigkeit wenig. Sie wurde lediglich deshalb mit aufgeführt, weil sie mit geeigneten Geräten gemessen werden kann und somit eine Kontrolle der Luftverhältnisse am fertigen Stromrichtergerät ermöglicht.

## 6.5. Auswahl geeigneter Lüfter

Um den gewünschten Kühleffekt zu erzielen, muß der Lüfter in der Lage sein, die geforderte Kühlluftmenge gegen den statischen Luftwiderstand der Kühlkörper zu fördern. Das bedeutet, daß die Lüfterkennlinie der Widerstandskennlinie des zu belüftenden Systems angepaßt werden muß. Letztere wird deshalb auch als Systemkennlinie bezeichnet. Wie man dabei vorgeht, sei anhand Bild 135 kurz dargestellt.

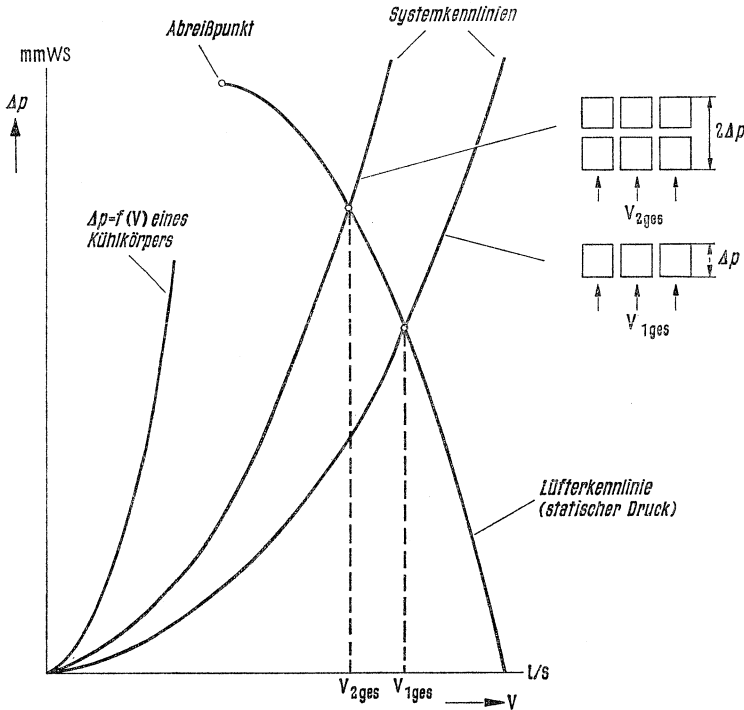


Bild 135

Ermittlung der geförderten Kühlluftmenge  $V_{ges}$  mit Hilfe der System- und Lüfterkennlinie

Eingetragen sind die Systemkennlinien für eine bzw. zwei Etagen von Kühlkörpern sowie die Kennlinie eines geeigneten Lüfters. Die Systemkennlinien werden durch entsprechende Multiplikation der Druckkurve eines Kühlkörpers gewonnen. Dieses Verfahren ist (wie bereits geschildert) nur genau, solange keine Nebenluft Zutritt. Da aber mit der seitlichen Frischluftzufuhr gleichzeitig der Druckabfall geringer wird, kann es im Rahmen der bei der Lüfterbemessung über-

haupt erreichbaren Genauigkeit auch für Geräte mit mehreren Kühlkörperetagen nach Bild 134 angewandt werden.

Die tatsächlich geförderte gesamte Kühlluftmenge  $V_{\text{Ges}}$  ergibt sich aus dem Schnittpunkt der Systemkennlinie mit der Lüfterkennlinie. Die Kühlluftmenge  $V$  je Kühlkörper ist somit etwa  $V_{\text{Ges}}/n$ .

Da bei Si-Stromrichtergeräten in der Regel eine größere Luftmenge gegen einen verhältnismäßig geringen Druck gefördert werden muß, kommen als Lüfter praktisch nur Axialventilatoren in Betracht. Um das Luftgeräusch in erträglichen Grenzen zu halten, werden meistens Lüfter mit Drehzahlen  $\leq 1500$  U/min gewählt. Zu beachten ist bei Axialventilatoren, daß der Schnittpunkt mit der Systemkennlinie rechts vom Abreißpunkt liegen muß. Wird dieser Punkt nämlich überschritten, so reißt die Strömung am Flügelrad ab, und sowohl Druck als auch Luftmenge gehen je nach Lüftertyp mehr oder weniger stark zurück. Dieses Abreißen kann sich auch in einem Pulsieren der Luftströmung und einem erhöhten Lüftergeräusch äußern. Es ist außerdem darauf zu achten, daß der Lüfter in einem hinreichenden Abstand über den Kühlkörpern angeordnet wird, damit die Luft möglichst gleichmäßig durch alle Kühlkörper gesaugt wird. Das erreicht man zum Beispiel durch einen über den Kühlkörpern angeordneten Luftkasten.

## 6.6. Berechnung von selbstbelüfteten Kühlblechen

In manchen Fällen erweist es sich als zweckmäßig, anstelle des Normalkühlkörpers nur ein einfaches Kühlblech zu verwenden. Das ist beispielsweise dann der Fall, wenn die Dauerbelastung eines Thyristors bzw. einer Diode nur gering ist oder konstruktive Gesichtspunkte den Einbau des Normalkühlkörpers verbieten. Es soll gezeigt werden, wie ein einfaches Radialkühlblech für Selbstbelüftung zu bemessen ist (Bild 136).

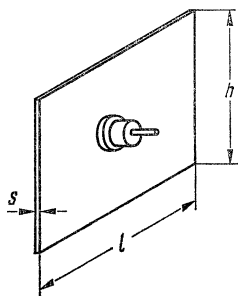


Bild 136  
Radialkühlblech mit Si-Bauelement

Die angeführten Formeln gelten unter folgenden Voraussetzungen:

Si-Bauelement im Zentrum des Bleches oder nicht zu weit davon entfernt angeordnet

Seitenverhältnis bei rechteckigen Blechen nicht größer als 1:3

Senkrechtstehende Kühlbleche, wobei mehrere Bleche nebeneinander angeordnet sein können

### Wärmewiderstand $R_{WK}$

Für den Wärmewiderstand eines Kühlblechs ergibt sich, wie bereits ausgeführt

$$R_{WK} = \frac{1}{F \cdot a \cdot \eta}$$

- $F$  Gesamtoberfläche (gleich zweimal Länge mal Höhe in  $m^2$ )  
 $a$  Resultierende Wärmeübergangszahl in  $W/(m^2 \text{ grad})$   
 $\eta$  Rippenwirkungsgrad, der den Temperaturabfall im Kühlblech berücksichtigt

Die Wärme wird durch Strahlung und Konvektion abgeführt. Die resultierende Wärmeübergangszahl setzt sich somit aus zwei Komponenten zusammen:

$$a = a_s + a_k$$

### Wärmeübergangszahl $a_s$ für Strahlung

Der Wert  $a_s$  kann hinreichend genau bestimmt werden mit

$$a_s = 0,23 \cdot 10^{-6} \cdot \varepsilon (1 - \varphi) \left( \frac{\vartheta_K + \vartheta_U}{2} + 273 \right)^3 \frac{W}{m^2 \text{ grad}} \quad (58)$$

$\vartheta_K$  Mittlere Kühlblechtemperatur in  $^{\circ}C$ . Ist der Rippenwirkungsgrad  $\eta > 0,9$  und der Übergangswiderstand  $R_{WU}$  klein gegen  $R_{WK}$ , so kann hierfür genügend genau die Gehäusetemperatur  $\vartheta_G$  eingesetzt werden. Der Wert  $\vartheta_G$  muß für die Rechnung zunächst geschätzt werden.

$\vartheta_U$  Umgebungstemperatur in  $^{\circ}C$

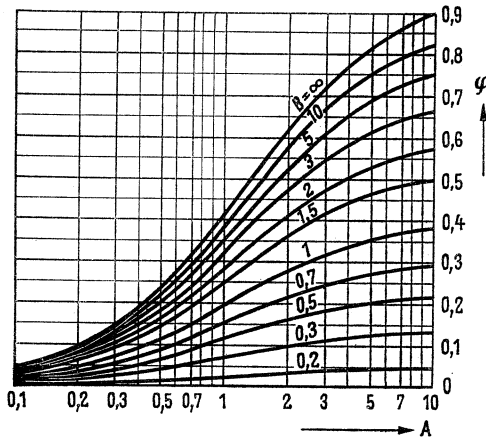
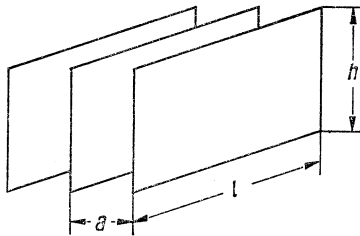
$\varepsilon$  Emissionsverhältnis der Blechoberfläche.

Material und Oberflächenbeschaffenheit	$\varepsilon$
Al-Blech, roh oder oxydiert . . . . .	etwa 0,07
poliert . . . . .	etwa 0,05
Cu-Blech poliert . . . . .	etwa 0,04
schwarz oxydiert . . . . .	etwa 0,75
Al- oder Cu-Blech, lackiert (Farbe beliebig)	etwa 0,9

$\varphi$ 

Einstrahlzahl (dimensionslos) zwischen gleichgroßen, nebeneinander angeordneten Kühlblechen etwa gleicher Temperatur. Der Wert  $\varphi$  kann in Abhängigkeit von den Blechabmessungen und vom Blechabstand dem Diagramm Bild 137 entnommen werden.

Ist nur ein Kühlblech gegeben und der Abstand zu sonstigen Bauteilen groß, so kann annähernd mit  $\varphi = 0$  gerechnet werden. Ist der Abstand jedoch klein und außerdem die Temperatur der umgebenden Bauteile unbekannt, so kann der Wert  $\varphi$  nur geschätzt werden.



$$A = \frac{h}{a}$$

$$B = \frac{l}{a}$$

Bild 137  
Ermittlung der  
Einstrahlzahl  $\varphi$

Wärmeübergangszahl  $\alpha_k$  für Konvektion

Der Wert  $\alpha_k$  ist durch die Beziehung

$$\alpha_k = 1,3 \sqrt[4]{\frac{\Delta\vartheta_K}{h} \frac{W}{m^2 \text{ grad}}} \quad (59)$$

gegeben; hierin bedeuten:

$\Delta\vartheta_K$  Mittlere Übertemperatur des Kühlbleches in grad ( $\Delta\vartheta_K = \vartheta_K - \vartheta_U$ ). Unter der Bedingung  $\eta > 0,9$  und  $R_{WÜ} \ll R_{WK}$  kann anstelle von  $\Delta\vartheta_K$  die Gehäuseübertemperatur  $\Delta\vartheta_G$  gesetzt werden, die wiederum zunächst geschätzt werden muß.

$h$  Höhe des Kühlbleches in m

### Rippenwirkungsgrad $\eta$ und Blechdicke $s$

Der Rippenwirkungsgrad  $\eta$  hängt ab von der resultierenden Wärmeübergangszahl  $\alpha$ , der Wärmeleitfähigkeit  $\lambda$  des Materials und von der Blechdicke  $s$ , ferner vom mittleren Innenradius, über den die Wärme in das Blech einfließt, und damit von der Größe des Si-Bauelements.

Im allgemeinen rechnet man bei Selbstbelüftung mit  $\eta > 0,9$ . Wählt man das Kühlblech nicht zu dünn, so ist der Einfluß der Rippendicke  $s$  auf die Kühlung gering. Das Diagramm Bild 138 gibt einen Anhalt, wie dick man das Blech etwa zu bemessen hat, damit die Bedingung  $\eta > 0,9$  eingehalten wird. Es gilt hinreichend genau für  $\alpha$ -Werte von 5 bis 15 W/(m<sup>2</sup> grad) und für Bodendurchmesser der Bauelemente größer als etwa 0,8 cm.

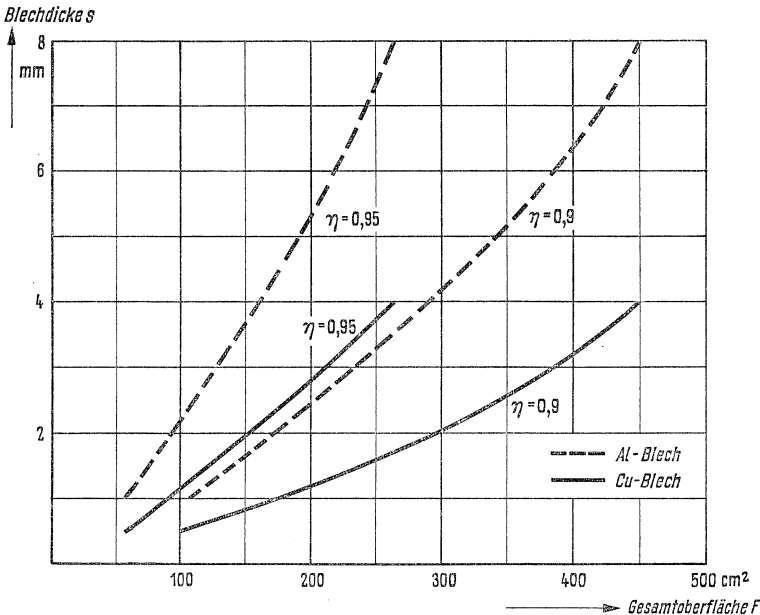


Bild 138

Ermittlung der erforderlichen Dicke des Kühlbleches für Selbstbelüftung

*Befestigung auf dem Kühlblech und Wärmeübergangswiderstand  $R_{WÜ}$*   
 Siemens-Thyristoren und -Dioden sind für den Betrieb mit angepaßtem Kühlkörper vorgesehen und haben daher einen relativ kurzen Gewindezapfen. Sie können deshalb nicht ohne weiteres auf jedem beliebigen Kühlblech befestigt werden.

Für den Thyristor BSt G ist eine maximale Blechdicke von 3 mm zulässig, falls dieser mit einer Mutter M 12 (DIN 936) und einer Federscheibe A 12 (DIN 137) auf das Blech geschraubt wird. In diesem Fall muß mit  $R_{WÜ} \approx 0,2 \text{ grad/W}$  gerechnet werden.

Die größeren Typen BSt L und BSt N müssen, falls hierfür überhaupt Kühlbleche von Interesse sind, in einen Metallblock geschraubt werden, der dann auf das Kühlblech zu löten oder auch zu schrauben ist. Es kann dann etwa mit den  $R_{WÜ}$ -Werten der Tabelle 13 gerechnet werden.

#### *Transienter Wärmewiderstand eines Kühlbleches*

Der transiente Wärmewiderstand  $r_K = f(t)$  eines Kühlbleches läßt sich mit einer Genauigkeit, die für die meisten Fälle hinreichend ist, durch eine Zeitkonstante erfassen, wenn der Rippenwirkungsgrad nicht viel vom Wert 1 abweicht (z. B.  $\eta > 0,95$ ), das heißt, wenn das Blech genügend dick ist. Es gilt dann

$$r_K = R_{WK} \left(1 - e^{-t/\tau_K}\right) \quad (60)$$

$R_{WK}$	Statischer Wärmewiderstand des Bleches in grad/W
$t$	Zeit in s
$\tau_K$	Thermische Zeitkonstante des Bleches in s ( $\tau_K = R_{WK} \cdot C_{WK}$ )
$C_{WK}$	Wärmekapazität des Bleches in Ws/grad ( $C_{WK} = \gamma \cdot c_W \cdot V$ )
$V$	Volumen des Bleches in $\text{cm}^3$
$\gamma$	Spezifisches Gewicht in $\text{g/cm}^3$
$c_W$	Spezifische Wärme in Ws/(g grad)

Material	$\gamma$	$c_W$
Al	2,7 $\text{g/cm}^3$	0,89 W·s/g grad
Cu	8,9 $\text{g/cm}^3$	0,38 W·s/g grad

Den transienten Gesamtwärmewiderstand  $r = f(t)$  des Bauelementes einschließlich Kühlblech erhält man, indem zu dem Wert  $r_K$  noch der statische Wert  $R_{Wi} + R_{WÜ}$  addiert wird.

Diese Abhängigkeit trägt man dann in das Kennlinienblatt für  $r = f(t)$  des entsprechenden Thyristors ein und läßt die Kurve etwa im Bereich um 50 s in die Wärmewiderstandskurve für kurze Zeiten einlaufen.

## 7. Montage, Wartung und Fehlerquellen bei Störungen

### 7.1. Montagehinweise

Die sachgemäße Montage der Thyristoren und Halbleiterdioden ist eine wesentliche Voraussetzung für einen zuverlässigen und störungsfreien Betrieb. Hierbei sind die folgenden Punkte zu beachten:

(1) *Reinigen der Kontaktflächen*

Vor dem Einschrauben in den Kühlkörper ist zu überprüfen, ob die Auflageflächen frei von Oxydschichten, Fremdkörpern und Staub sind und in den Gewindebohrungen keine Metallspäne zurückgeblieben sind.

(2) *Fetten der Kontaktflächen*

Sodann sind sowohl bei den Aluminium- als auch bei den Kupferkühlkörpern die Auflage- und Gewindeflächen mit Silikonpaste zu fetten. Dadurch wird eine mögliche elektrolytische Spannungs-korrosion verhindert und gleichzeitig der Wärmeübergang verbessert. Darüber hinaus beugt das Fett einem möglichen Zusammenwachsen der Materialien vor und erleichtert damit das Ein- und Ausschrauben nach längerer Betriebsdauer.

(3) *Abnahme der Strombänder (Kathodenanschluß)*

Bei den Thyristoren BSt L und BSt N ist vor dem Einschrauben in den Kühlkörper der Kathodenanschluß abzuschrauben. Nach dem Einschrauben des Thyristors in den Kühlkörper ist der Kathodenanschluß bis zum merkbaren Anschlag wieder aufzusetzen. Das kann von Hand oder auch mit einem Steckschlüssel SW 14 beim Typ BSt L bzw. SW 17 beim Typ BSt N geschehen. Um das Stromband in die gewünschte Lage zu bringen, kann das Anschlußstück dann bis zu einer Umdrehung zurückgedreht werden, ohne daß der elektrische Kontakt beeinträchtigt wird.

(4) *Einschrauben der Bauelemente*

Da kein zusätzlicher Schutz vorgesehen ist, um das Lösen der Schraubverbindung zu verhindern, müssen die Thyristoren und Dioden mit dem in den Datenblättern angegebenen Drehmoment angezogen werden. Dadurch wird ein dauerhafter Festsitz gewährleistet. Das Anziehen mit definiertem Drehmoment erreicht man mit einem Drehmomentschlüssel, der aber rückschlagfrei arbeiten muß. Dabei ist sorgfältig darauf zu achten, daß der Steckschlüssel senkrecht aufgesetzt und gehalten wird. Beim Verkanten des Schlüssels können sonst starke Biegekräfte auf das Isolierrohr aus Al O<sub>2</sub> ausgeübt werden (vgl. Bild 139), die zum Bruch oder Undichtwerden des Gehäuses und damit zum frühzeitigen Ausfall des Bauelements führen können.



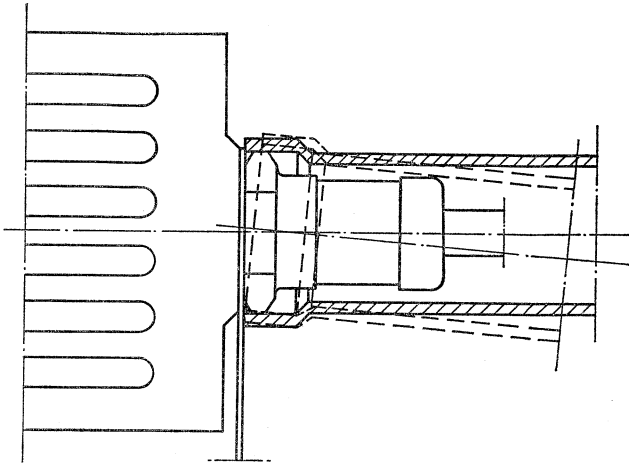


Bild 139

Steckschlüsselverkantung, Gehäusebruchgefahr

Fernerhin ist beim Einschrauben der Thyristoren darauf zu achten, daß die Steueranschlüsse nicht verbogen oder angebrochen werden.

(5) *Anschluß der beweglichen Strombänder (Kathode)*

Sie sind so anzuschließen, daß keine Zugkräfte durch Spannen der Leitungen auf das Thyristor- bzw. Diodengehäuse übertragen werden können. Nach dem Anschließen ist es zweckmäßig, den Ausschlag der flexiblen Leiter nach allen Richtungen zu untersuchen und sicherzustellen, daß bei etwa auftretenden mechanischen Schwingungen keine Kurz- oder Erdschlußgefahr besteht.

## 7.2. Wartung

Thyristoren sind als ruhende elektrische Bauelemente praktisch wartungsfrei. Es ist aber zweckmäßig, je nach den Betriebsverhältnissen in bestimmten Abständen (normalerweise etwa einmal im Jahr) den Festsitz der Thyristoren im Kühlkörper zu überprüfen. Gleichzeitig sollten dabei die Thyristoren, insbesondere deren Isolationsstrecken, von Schmutz und Staub gereinigt werden.

## 7.3. Fehlerquellen bei Störungen

Wie in allen elektrischen Anlagen sind auch in Thyristorschaltungen die möglichen Fehlerquellen bei Störungen vielfältig. Es gibt jedoch einige typische Störungsursachen:

## *Fehler in der Steuerung*

Läßt sich eine Thyristorschaltung bei geschlossenem Lastkreis und anliegender Spannung nicht steuern, so liegt ein Fehler in der Steuerung vor. Diese Fehler können in der Regel nur mit einem geeigneten Oszillographen näher untersucht werden.

### (1) *Steuerung defekt*

Fehlen die Zündimpulse auch bei abgeklemmtem Steueranschluß überhaupt, so ist dies ein sicheres Zeichen für einen Defekt in der Steuereinrichtung. Bei angeklemmtem Steueranschluß kann das Fehlen der Zündspannung am Thyristor auch auf einen Kurzschluß der Steuerstrecke zurückzuführen sein.

### (2) *Zündimpulse zu niedrig oder zu kurz*

Thyristoren lassen sich dann nicht einwandfrei steuern, wenn die Zündimpulse zu niedrig oder zu kurz sind. Am Ende des Zündimpulses muß der Laststrom mindestens den Haltestrom erreicht haben, damit der Thyristor aufgesteuert bleibt. Hierauf ist besonders bei induktiven Lasten (z. B. Erregerwicklungen von Magneten oder Motoren) zu achten, da der Laststrom in solchen Anwendungen häufig nur sehr langsam ansteigen kann.

### (3) *Steuerung nur in begrenzten Bereichen möglich*

Wenn die Aussteuerung nur in begrenzten Bereichen möglich ist, liegt entweder ein Fehler in der Impulsverschiebung vor, oder aber der Zündimpuls ändert sich mit der Verschiebung. Möglich ist aber auch, daß die spannungsabhängige Stromanstiegsgeschwindigkeit des Laststroms nicht im ganzen Steuerbereich ausreicht, den Haltestrom während der Impulsdauer zu überschreiten.

Zu beachten ist, daß in manchen Steuereinrichtungen die Möglichkeit gegeben ist, den Steuerbereich zu beschränken, und daß andere, vor allem einfache Steuergeräte von ihrem Aufbau her eine Impulsverschiebung nur in begrenzten Bereichen zulassen.

### (4) *Sonstige Fehler in der Steuerung*

Wenn intakte, vollgesteuerte Drehstrom-Brückenschaltungen sich nicht aufsteuern lassen, so kann das daher rühren, daß die Zündimpulse kürzer als  $60^\circ$  el sind bzw. bei Verwendung von Doppelimpulsen nicht im Abstand von  $60^\circ$  el kommen. Dadurch werden die beiden in Reihe liegenden Thyristoren nicht gleichzeitig gezündet, eine Aussteuerung ist also unmöglich.

Thyristoren können durch hohe und breite Zündimpulse zerstört werden, wenn diese in den Bereich hoher, negativer Sperrspannung geschoben werden. Die Gefährdung ist um so größer, je weiter der Zündimpuls in die negative Sperrphase hineinreicht, das heißt je größer der Steuerwinkel  $\alpha$  wird.

Gelegentliche Durchzündungen von Thyristoren können ihre Ursache in Fehlimpulsen haben, die durch Einstreuungen erzeugt werden.

### *Unzulässige Spannungsbeanspruchungen*

Überspannungen, die den periodisch zulässigen Spitzenwert überschreiten, können zu unerwünschten Durchzündungen oder zur Zerstörung von Thyristoren führen. Hierbei ist zu beachten, daß die Stromanstiegsgeschwindigkeit bei Aufsteuern durch Überschreiten der Kippspannung nur etwa ein Zehntel so groß sein darf wie bei normaler Zündung durch Steuerimpulse. Zerstörungen können dabei schon durch die Entladung von *RC*-Beschlaltungen hervorgerufen werden, die für normale Zündung richtig dimensioniert sind.

Unerwünschte Aufsteuerung oder Zerstörung von Thyristoren kann auch durch steil in Blockierrichtung ansteigende Spannungen eintreten, deren Amplituden unter den statisch zulässigen Werten liegen (*du/dt*-Effekt). Häufig ist das die Ursache für Ausfälle bei Schalthandlungen [Abhilfemaßnahmen vgl. (43), Seite 187].

Das *du/dt*-Verhalten ist im allgemeinen stark temperaturabhängig, und zwar sind die zulässigen Werte bei 20 °C wesentlich höher als bei Nenntemperatur. Das kann in manchen Betriebsfällen dazu führen, daß die Anlage nach dem Einschalten zunächst einwandfrei arbeitet und erst nach Erreichen der Nenntemperatur Störungen auftreten, falls der in den Datenblättern angegebene *du/dt*-Grenzwert nicht eingehalten wird.

### *Unzureichender Überstromschutz*

Bei richtig bemessenen Schutzeinrichtungen ist eine Zerstörung durch Überstrom weitgehend ausgeschlossen. Hierzu ist aber zu bemerken, daß ein Kurzschlußschutz mit Sicherungen nur durch angepaßte Sicherungen erreicht wird. Bei Verwendung von normalen, flinken oder gar trägen Sicherungen ist normalerweise kein Kurzschlußschutz gegeben.

Beim Schutz durch Impulslöschung (Gittersperre) ist zu beachten, daß diese nur wirksam ist, wenn der Kurzschlußstrom so stark gedämpft wird, daß der Thyristor am Ende der ersten Stromhalbbreite noch seine volle Blockierfähigkeit besitzt (vgl. „Überlaststoßstrom“, Seite 86).

### *Zu hoher $di/dt$ -Wert des Laststroms*

Zu hohe Anstiegsgeschwindigkeit ist eine häufige Ausfallursache von Thyristoren. Hier ist zu beachten, daß die in den Datenblättern angegebenen Stromanstiegsgeschwindigkeiten nur bei Anstieg bis auf einen festgelegten Stromscheitelwert zulässig sind und außerdem

nur bei Zündung mit hohen und steilen Steuerimpulsen ausgenutzt werden dürfen. Ein Überschreiten der zulässigen Werte kann zu Ausfällen führen, unter Umständen aber erst dann, wenn die Thyristoren Nenntemperatur erreichen, da die zulässige Stromanstiegsgeschwindigkeit mit zunehmender Temperatur abnimmt. Die in den Datenblättern angegebenen Werte gelten für maximal zulässige Tablettentemperatur.

In diesem Zusammenhang ist zu beachten, daß bei Drehstromschaltungen, induktiv belasteten Einphasen-Brückenschaltungen, Gleichstromstellern usw. für die in den Thyristoren auftretenden Stromteilheiten nicht die Lastinduktivitäten maßgebend sind, sondern allein die im Kommutierungskreis wirksamen Induktivitäten.

Dies kann zum Beispiel bei induktiv belasteten Einphasen-Brückenschaltungen dazu führen, daß bei kleinen Stromflußwinkeln (lückender Strom) einwandfreier Betrieb möglich ist, bei größer werdenden Stromflußwinkeln aber von der Lückgrenze an steile Stromanstiege zu Thyristorausfällen Anlaß geben, wenn die wechselstromseitigen Induktivitäten zu klein sind.

#### *Steile Strombeanspruchung durch Kondensatorenladungen*

Durch jede Art von Kondensatorbeschaltungen (TSE-Beschaltung, Überspannungsbeschaltung) können beim Zünden steile und hohe Stromanstiege im Thyristor entstehen, die weit über den durch den normalen Laststrom verursachten Werten liegen. Durch falsch dimensionierte RC-Beschaltungen werden Thyristoren häufig zerstört. Eine ungedämpfte Entladung von Kondensatoren über Thyristoren ist unzulässig. (Höchstzulässiger Entladestrom Bild 125, Seite 188.)

#### **7.4. Rückfragen bei Störungen**

Falls Störungen an Thyristoren oder Thyristorgeräten Rückfragen notwendig machen, ist eine sinnvolle Beratung und Beurteilung des Schadensfalles nur möglich, wenn angegeben werden:

- (1) Einsatzdaten (Strom, Spannung, Leistung, Frequenz, Belastungsart, Kühlung, Umgebungstemperatur).
- (2) Genaues Schaltbild, aus dem Beschaltungsgrößen, Transformator-daten, Größe der Induktivitäten, verwendete Sicherungen usw. hervorgehen.
- (3) Kurze Schilderung der Anlagenverhältnisse (angepaßter Transformator, Betrieb am starren Netz, Überspannungsverhältnisse usw.).
- (4) Umstände, unter denen Störungen aufgetreten sind (z. B. beim ersten Einschalten, bei Schalthandlungen im Netz usw.).
- (5) Angaben über Betriebsdauer vor der Störung.

## IV. Anwendungsbeispiele

### 1. Netzgeführte Stromrichter

Stromrichter am Wechsel- oder Drehstromnetz werden als netzgeführt [19] bezeichnet. Sie bilden das große Anwendungsgebiet der steuerbaren Stromrichterventile, bei dem die Energie aus dem Netz in Gleichstromenergie umgeformt wird oder auch Gleichstromenergie nach Umformung in das Netz zurückgeliefert werden kann. Außer den Umformereigenschaften des Stromrichters sind seine Verstärkereigenschaften von großer Bedeutung für die Regelungstechnik.

Ein netzgeführter Stromrichter (Bild 140) als Umformer zwischen einem Wechselstromnetz  $N$  und einem Gleichstromverbraucher, zum Beispiel einer Gleichstrommaschine  $M$ , besteht im wesentlichen aus einem Ventil Satz  $V$ , der eine große Anzahl Thyristoren in den verschiedensten Kombinationen innerhalb der eigentlichen Stromrichterschaltung umfassen kann, und dem Steuersatz  $St$ , in dem mit Hilfe von Transistorschaltkreisen Steuerimpulse erzeugt werden, deren zeitliche Lage gegenüber der Netzspannung veränderbar ist. Zum Stromrichter gehört fast immer ein Stromrichtertransformator mit von normalen Transformatoren abweichender Wicklungsanordnung, durch den auch das Verhältnis der maximalen Gleichspannung des Stromrichters zur Netzspannung festgelegt ist. Im Gleichstromkreis des Stromrichters befindet sich meistens eine Glättungseinrichtung für den Strom, im allgemeinen eine Drosselspule  $L_d$ .

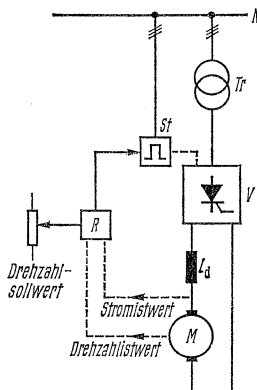


Bild 140  
Netzgeführter Stromrichter

Durch die Regeleinrichtung R lassen sich Stromrichter und Verbraucher zu einem Regelkreis schließen. Im Beispiel Bild 140 wird die Drehzahl der Maschine entsprechend einem einstellbaren Sollwert unabhängig von Belastungsänderungen oder Änderungen der Netzspannung konstant gehalten, wobei auch mehrere Regelkreise vermascht sein können (TRANSIDYN-Prinzip [15]). So ist im Bild eine unterlagerte Stromregelung angedeutet, durch die vermieden wird, daß die Ventilströme im Stromrichter während eines Regelvorgangs vorübergehend unzulässig hoch werden.

### 1.1. Gleich- und Wechselrichterbetrieb

Ein Beispiel für einen einfachen Stromrichter bietet die dreipulsige Mittelpunktschaltung (M3-Schaltung), bei der drei Ventile mit ihren Anoden an die Außenklemmen einer Sternwicklung des Stromrichtertransformators angeschlossen sind (Bild 141 und 142). Der Sternpunkt (Mittelpunkt) dieser Wicklung und die miteinander verbundenen Kathoden der Thyristoren bilden die Gleichstromklemmen des Stromrichters, an die über die Glättungsdrossel  $L_d$  der Gleichstromverbraucher angeschlossen ist.

#### *Gleichrichterbetrieb*

Bei Verwendung nichtsteuerbarer Gleichrichterzellen (Dioden) ergeben sich Verhältnisse, wie sie in Bild 141 dargestellt sind. Den Strom führt jeweils das Ventil an der Phase mit dem höchsten Augenblickswert der Sternspannung; auf diese Weise werden Spannungskuppen von einer Dauer, die dem Winkel  $120^\circ$  entspricht, aus den drei Sternspannungen herausgeschnitten und aneinandergereiht. Zwischen dem Sternpunkt S des Transformators und den miteinander verbundenen Kathoden der Ventile (Punkt K) entsteht daher die dreipulsige Gleichspannung  $u_{di}$ . (Die Durchlaßspannung  $u_F$  der strombelasteten Halbleiterzelle von 1 bis 2 V kann i. a. vernachlässigt werden.) Die im Gleichstromkreis liegende Glättungsinduktivität  $L_d$  erzwingt einen praktisch konstanten Laststrom und hat an den Klemmen A–B eine geglättete Gleichspannung zur Folge, die dem Mittelwert  $U_{di}$  der uneglätteten Spannung  $u_{di}$  entspricht. Bei großer Induktivität  $L_d$  genügen schon sehr kleine Stromänderungen, um die Spannungsdifferenzen zwischen der uneglätteten Gleichspannung und dem Gleichspannungsmittelwert aufzubringen ( $u_L = L \cdot di/dt$ ). Zusammen mit der Glättungsinduktivität stellen also Transformator und Ventile eine Gleichstromquelle mit sehr geringer Welligkeit dar. Das einzelne Ventil führt nur eine Drittelperiode lang Strom von annähernd gleicher Höhe (d. h. etwa von „Rechteckform“; die mit der Glättung zusammenhängenden kleinen Stromänderungen sind in Bild 141 angedeutet; in den folgenden Bildern werden die Teilströme dagegen streng rechteckig dargestellt). Die Sperrbeanspruchung des

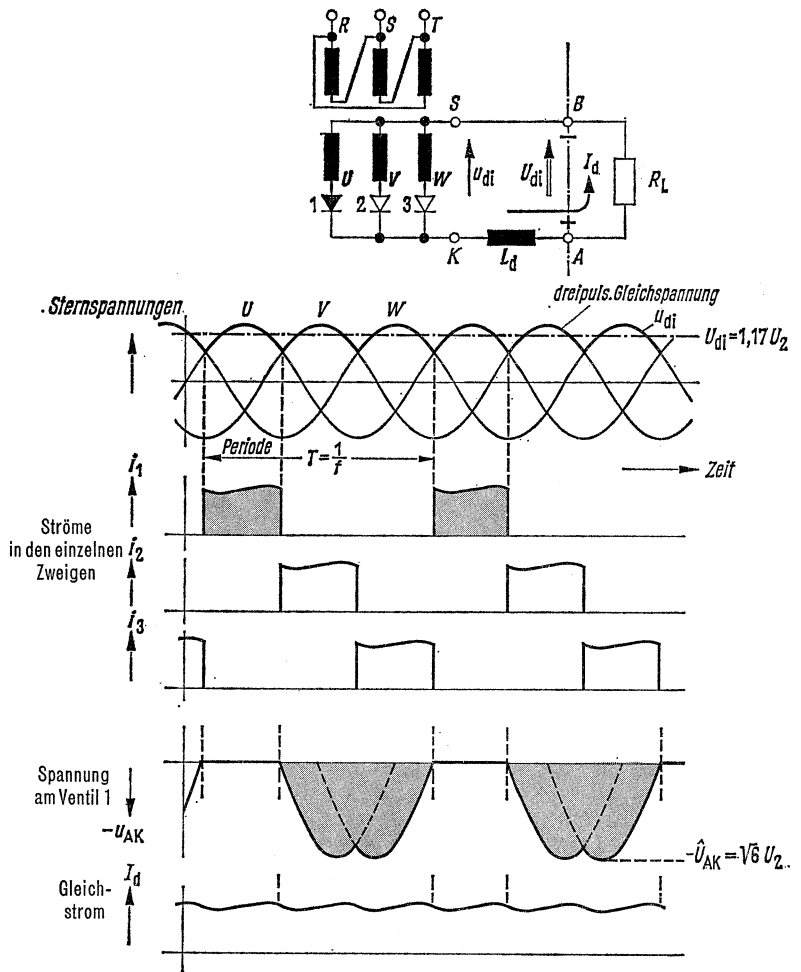


Bild 141

Gleichrichterbetrieb mit ungesteuerten Gleichrichterventilen;  
dreipulsige Mittelpunktschaltung (M3).

Die Beanspruchung des Ventils 1 ist durch dunkel angelegte Flächen gekennzeichnet

einzelnen Ventils beginnt nach der Stromübernahme („Kommutierung“)<sup>1)</sup> durch das im zeitlichen Ablauf folgende Ventil. Die am Ventil auftretende Sperrspannung ergibt sich aus der Differenz der

<sup>1)</sup> Auf die Kommutierung, die in Wirklichkeit eine gewisse Dauer beansprucht, soll noch eingegangen werden.

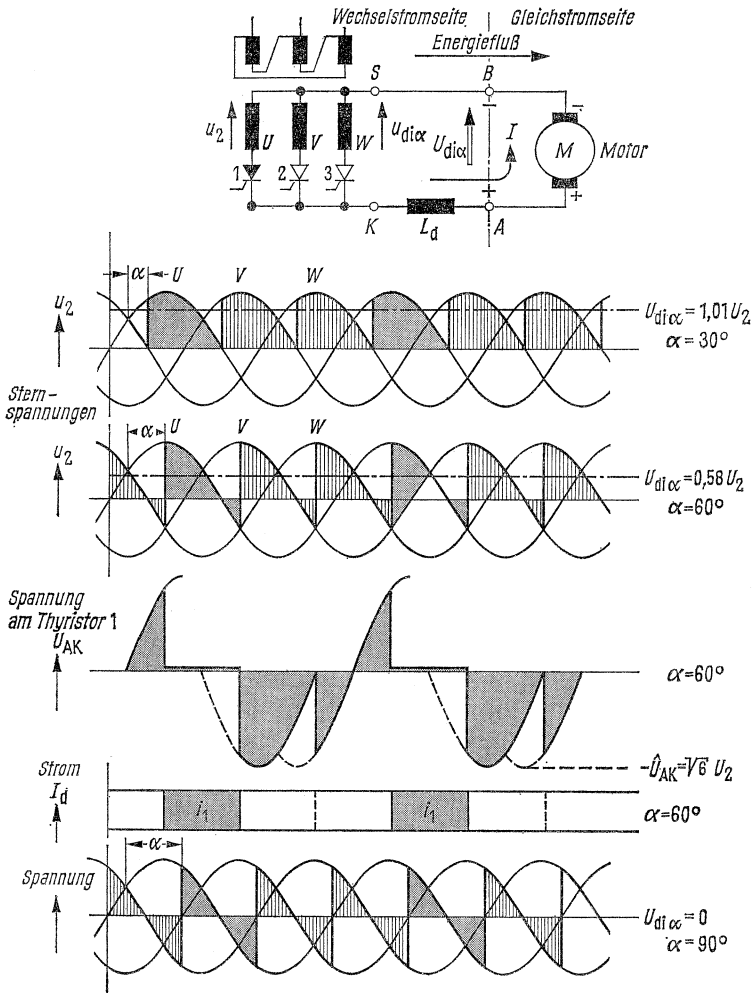


Bild 142

Gleichrichterbetrieb mit Thyristoren; dreipulsige Mittelpunktschaltung.

Die Gleichspannung an den Klemmen A-B kann stetig heruntargesteuert werden ( $\alpha = 0$  bis  $90^\circ$ )

beteiligten Sternspannungen in den Zweigen des stromführenden Ventils und des betrachteten Ventils (vgl. die Diagramme Bild 141). Die maximale Sperrspannung ist durch die Amplitude der verketteten Spannung  $\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_2$  gegeben.



Werden die ungesteuerten Ventile durch Thyristoren ersetzt, so gewinnt man eine *steuerbare* Gleichspannungsquelle. Durch die Fähigkeit, auch positive Spannungen zu sperren, kann bei Thyristoren die Stromübernahme von einem zum nächsten Ventil willkürlich verzögert werden, indem die zeitliche Lage der Zündimpulse verschoben wird. Bei voller Aussteuerung (Steuerwinkel  $\alpha = 0$ ) herrschen die gleichen Verhältnisse wie beim ungesteuerten Gleichrichter, wogegen mit wachsendem Steuerwinkel der Mittelwert der Gleichspannung  $U_{di}$  abnimmt (vgl. Bild 141 und Bild 142). Die Abnahme erfolgt, den verschobenen Spannungsausschnitten entsprechend, wie  $U_{di} \cdot \cos \alpha$ , wobei  $U_{di}$  den Wert bei voller Aussteuerung  $\alpha = 0$  bezeichnet. Diese Möglichkeit, die Gleichspannung ohne Verluste, die beispielsweise bei einem vorgeschalteten Widerstand auftreten würden, herunterzusteuern, ist in Bild 142 dargestellt. Bei größerem Steuerwinkel, zum Beispiel bei  $\alpha = 60^\circ$ , fällt auf, daß auch während der Zeitabschnitte *negativer* Augenblickswerte der „Sternspannung“ ein *positiver* Strom fließt. Dies beruht auf der Wirkung der Glättungsinduktivität, die mit Hilfe ihres magnetischen Energiespeichers auch gegen negative Sternspannung einen positiven Strom aufrechterhält<sup>1)</sup>. Vom Transformator aus gesehen, bedeutet ein positiver Strom bei negativer Wicklungsspannung — entsprechend einer Vertauschung von Primär- und Sekundärseite —, daß Energie aufgenommen und ins Netz zurückgeliefert wird.

Die Höhe der geglätteten Gleichspannung an den Klemmen A–B ist also durch Verändern des Steuerwinkels  $\alpha$  stetig einstellbar. Die Höhe des Stroms (Thyristorbelastung) wird durch den Lastkreis bestimmt. Ist etwa anstelle einer ohmschen Last ein mit konstantem Drehmoment belasteter, fremderregter Motor angeschlossen, so bleibt der Gleichstrom, der dem Drehmoment proportional ist, bis zu kleinen Spannungen  $U_{dia}$  konstant, wogegen die Drehzahl, die proportional zu  $U_{dia}$  ist, mit Hilfe des Winkels  $\alpha$  steuerbar wird.

Der Winkel  $\alpha = 90^\circ$  mit  $U_{dia} = 0$  stellt einen Grenzfall des lückenlosen Gleichrichterbetriebs dar; im stationären Betrieb muß in jedem Falle stets noch eine gewisse Mindestspannung  $U_{di} > 0$  für die Durchlaßspannung der Thyristoren und den ohmschen Spannungsabfall im Verbraucher vorhanden sein.

Die maximale Sperrbeanspruchung der Thyristoren in negativer Richtung entspricht derjenigen der ungesteuerten Ventile (Bild 141). In positiver Richtung wächst die Sperrbelastung mit wachsendem Steuerwinkel, steigt aber nicht über den Wert maximal auftretender negativer Sperrspannung an. Der Thyristor muß daher in positiver und negativer Richtung die gleiche Sperrfähigkeit besitzen.

<sup>1)</sup> Die hierzu notwendigen geringen Stromänderungen  $di/dt$  sind jedoch im Bild 142 im Gegensatz zum Bild 141 nicht mehr angedeutet.

### Wechselrichterbetrieb

Innerhalb des Stromrichterkreises legen die Halbleiterventile die Richtung des Gleichstroms fest; die Energie kann dagegen trotz des einseitig gerichteten Stroms in beiden Richtungen fließen: vom Netz über den Transformator in den Gleichstromverbraucher (Gleichrichterbetrieb) oder umgekehrt von der Gleichstromseite zurück ins Netz (Wechselrichterbetrieb). Man vergleiche hierzu die Schaltbilder in den Bildern 142 und 143. Das heißt, auch ein Energierückfluß ist möglich, ähnlich wie schon im Zusammenhang mit der Glättungsdrossel beschrieben. Dazu ist auf der Gleichstromseite eine Energiequelle, zum Beispiel ein Gleichstromgenerator, so gepolt anzuschließen, daß sie einen Strom in Durchlaßrichtung durch die Ventile treiben kann, wobei gleichzeitig der Stromrichter auf eine negative Spannung  $U_{\text{dia}}$  (Klemme K bezogen auf S) angesteuert ist. Die EMK der Gleichstromquelle G muß außerdem groß genug sein, um zusätzlich zur Gleichspannung  $U_{\text{dia}}$  die Durchlaßspannung  $u_{\text{F}}$  der stromführenden Thyristoren aufrechtzuerhalten.

In Bild 143 ist der Wechselrichterbetrieb dargestellt (M3-Schaltung). Auf der Gleichrichterseite ist der Generator G mit seinem positiven Pol an die Klemme B angeschlossen. Auf der Wechselstromseite sind die Thyristoren so weit angesteuert ( $\alpha > 90^\circ$ ), daß die einzelnen Spannungsausschnitte einen negativen Mittelwert  $U_{\text{dia}}$  ergeben. Zusammen mit der Glättungsdrossel  $L_d$  wirkt die linke Seite der Schaltung wie eine Batterie mit der Gegenspannung  $U_{\text{dia}}$ , in die vom Generator her Energie geliefert wird. Die Höhe dieser Gegenspannung wird über den Steuerwinkel ( $\alpha > 90^\circ$ ) eingestellt; mit steigendem  $\alpha$  wächst die Gegenspannung.

Der Übergang vom Wechselrichter- in den Gleichrichterbetrieb geht durch Verkleinern des Steuerwinkels, ausgehend von  $\alpha > 90^\circ$ , stetig vor sich. So läßt sich zum Beispiel — nach Umpolen der Ankerklemmen oder der Erregerwicklung — die in der Schwungmasse eines fremderregten Gleichstrommotors gespeicherte kinetische Energie beim Abbremsen im Wechselrichterbetrieb ins Netz zurückspeisen (Nutzbremsung). Im Anschluß daran kann die Maschine durch stetiges Weitersteuern in den Gleichrichterbetrieb in der umgekehrten Drehrichtung beschleunigt werden. Ähnlich läßt sich bei der Entregung von Magnetsystemen (Erregerwicklungen u. a.) die magnetische Feldenergie schnell und verlustarm ins Netz zurückliefern, wobei kein Umpolen erforderlich ist.

Die Strombelastung der Thyristoren unterscheidet sich im Gleichrichter- und im Wechselrichterbetrieb nicht voneinander. Die Spannungsbeanspruchung verlagert sich dagegen mit wachsendem Steuerwinkel von vorwiegend negativer Spannung im Gleichrichter- zu positiver Spannung im Wechselrichterbetrieb, wie ein Vergleich der Bilder 141, 142 und 143 erkennen läßt.

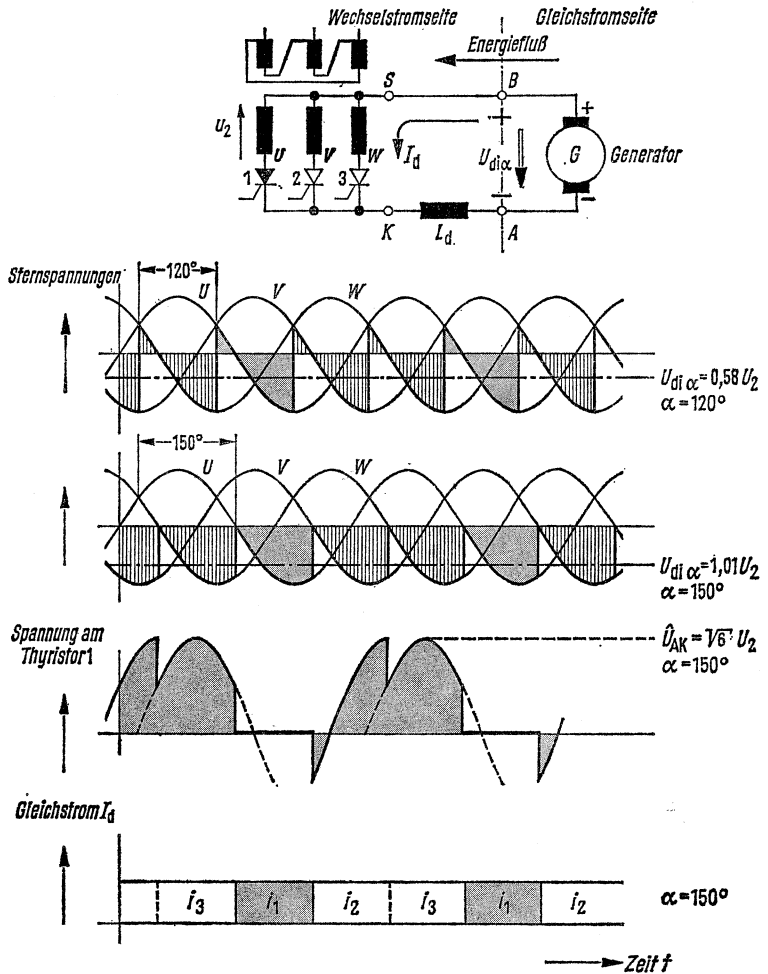


Bild 143

Wechselrichterbetrieb; dreipulsige Mittelpunktschaltung.  
 Die Beanspruchung des Thyristors 1 (Phase  $u$ )  
 ist durch dunkel angelegte Flächen gekennzeichnet

### Der Kommutierungsvorgang

Der Strom wird durch das im folgenden Zweig liegende Ventil (Kommutierung) in Wirklichkeit nicht augenblicklich übernommen, wie in den Bildern 141 bis 143 dargestellt, sondern während einer endlichen Zeitdauer, weil die in den Ventilzweigen vorhandenen

Induktivitäten (Streuinduktivitäten des Transformators, Netzinduktivität) eine plötzliche Änderung des Stroms verhindern. Mit dem Zünden des Thyristors im Folgezweig wird daher der Transformator für die Dauer der Kommutierung zweiphasig kurzgeschlossen, denn die beiden beteiligten Thyristoren wirken hierbei praktisch wie geschlossene Schalter (vgl. Bild 144). Der kurzschlußartig ansteigende Strom  $i_K$  (getrieben durch die „Dreiecksspannung“  $\sqrt{3} U_2$  und begrenzt durch die im Kreis liegenden Induktivitäten  $L_{S1} + L_{S2}$ ) ist so gerichtet, daß er den Strom  $i_1$  durch den Zweig 1 abbaut, den des folgenden Zweiges 2 dagegen aufbaut. Die Summe  $i_1 + i_2$  beider Ströme behält wegen der Glättungsinduktivität  $L_d$  den konstanten Wert  $I_d$ . Die durch den Trägerspeichereffekt bedingten Rückstromspitzen sind hier zur Vereinfachung weggelassen (vgl. hierzu aber Seite 167). Die Dauer  $t_K = t_{21} - t_{20}$  dieses Kommutierungsvor-

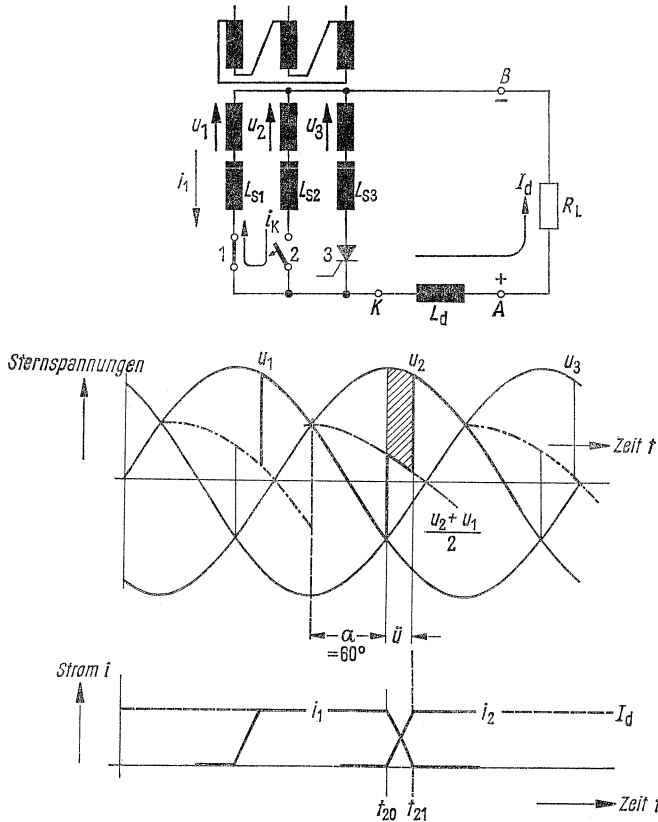


Bild 144

Kommutierungsvorgang in einer dreipulsigen Stromrichterschaltung (M3)

gangs wird meistens durch einen entsprechenden „Überlappungswinkel“  $\ddot{u}$  ausgedrückt

$$t_K = \frac{\ddot{u}}{360} \cdot \frac{1}{f} \quad (61)$$

Der Winkel  $\ddot{u}$  ist von der Höhe des Gleichstroms sowie vom Steuerwinkel  $\alpha$  abhängig und hat bei einer Aussteuerung von etwa  $90^\circ$  seinen kleinsten Wert. Während der Kommutierungszeit verläuft die ungeglättete Gleichspannung  $u_d$  entsprechend der halben Summe der an der Kommutierung beteiligten ventileitigen Spannungen des Transformators (Bild 145). Dadurch tritt die induktive mittlere Spannungsänderung  $D_x$  des Stromrichters auf, der Mittelwert  $U_{di\alpha}$  der Gleichspannung wird um den Wert  $D_x$  der in Bild 145 schraffierten Spannungsflächen kleiner als  $U_{di\alpha}$  in Bild 142. Da für die Kommutierungsdauer hauptsächlich die Streureaktanz des Transformators maßgebend ist, lassen sich der Wert  $D_x$  und der beim Steuerwinkel  $\alpha = 0$  auftretende Anfangsüberlappungswinkel  $\ddot{u}_0$  für die verschiedenen Stromrichterschaltungen aus der Kurzschlußspannung  $u_{Kt}$  des Transformators und dem Nennstrom  $I_N$  bestimmen.

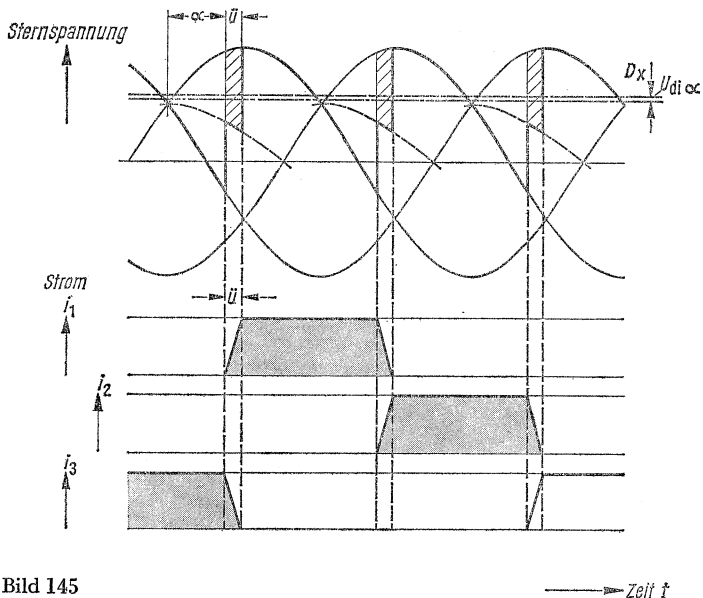


Bild 145

Spannungs- und Stromverlauf einer M3-Schaltung bei endlicher Kommutierungsdauer, ausgedrückt durch den Überlappungswinkel  $\ddot{u}$ . Der Phasenkurzschluß während der Kommutierung führt zu einer „induktiven“ Spannungsänderung  $D_x$ .

Eine Kommutierung ist nur bei solchen Steuerwinkeln möglich, bei denen die Momentan-Spannung des folgenden Ventilzweiges höher ist als diejenige des stromabgebenden Zweigs; theoretisch wäre daher ein Steuerwinkel  $\alpha$  bis zu  $180^\circ$  möglich. Infolge der Kommutierung wird die Stromführungsdauer der Ventile jedoch um den Überlappungswinkel  $\ddot{u}$  verlängert. Das hat zur Folge, daß im Wechselrichterbetrieb kein Betrieb bei  $\alpha = 180^\circ$  mehr möglich ist. Der größte zulässige Steuerwinkel  $\alpha_m$ , der auch als „Trittgrenze“ bezeichnet wird, muß demnach die Bedingung

$$\alpha_m < 180 - \ddot{u} - \gamma$$

erfüllen. Der zusätzliche „Löschwinkel“  $\gamma$  trägt der Freierdezeit  $t_f$  des Thyristors Rechnung. Da  $\gamma$  im allgemeinen klein gegenüber dem Überlappungswinkel  $\ddot{u}$  ist, kommt der Freierdezeit bei netzgeführten Stromrichtern keine größere Bedeutung zu.

## 1.2. Einige weitere Stromrichterschaltungen

Bild 146 zeigt einen Stromrichter in sechspulsiger Mittelpunktschaltung (M6), bei der die ventileitige Wicklung des Transformators einen sechsphasigen Stern bildet. Die Welligkeit der Gleichspannung (Bild 147) wird erheblich kleiner als bei den M3-Schaltungen. Gleichzeitig wird aber die Stromführungsdauer der Ventile kürzer. Sie und die ventileitigen Wicklungen des Transformators werden schlecht ausgenutzt, außerdem ist die induktive Spannungsänderung ungünstig groß, so daß diese Schaltung nur gelegentlich verwendet wird.

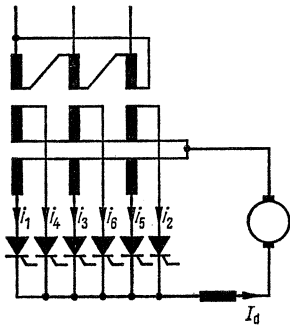


Bild 146  
Stromrichter in sechspulsiger  
Mittelpunktschaltung M6/30

Nicht zu verwechseln hiermit ist die Saugdrosselschaltung nach Bild 148. Sie ist eine Parallelschaltung zweier M3-Schaltungen, deren ventileitige Wicklungssterne aber um  $60^\circ$  versetzt sind und die über einen induktiven Spannungsteiler, die Saugdrossel  $S_{dr}$ , parallel arbeiten. Eine Versetzung um  $60^\circ$  ist gleichwertig einer

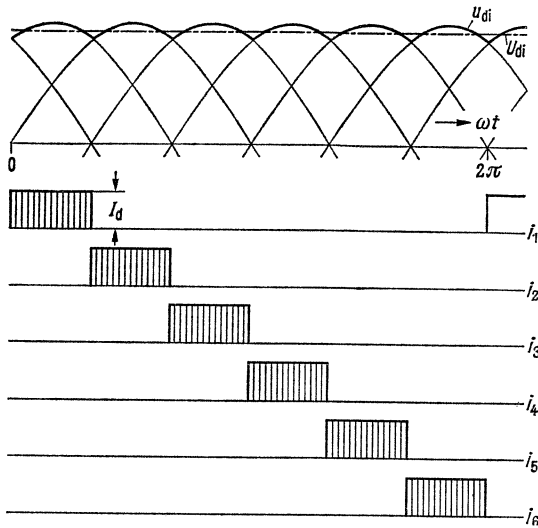


Bild 147

Spannungen und Ströme auf der Gleichstromseite  
beim Stromrichter nach Bild 146

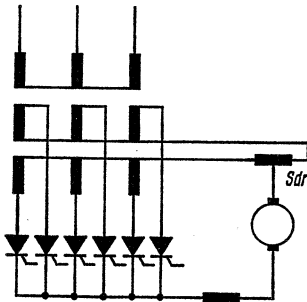


Bild 148

Saugdrosselschaltung M6/30  
eines Stromrichters

Versetzung um  $180^\circ$ , daher lassen sich beide ventilseitigen Wicklungen leicht in einem Transformator unterbringen, der dann auf der Netzseite besonders günstig ausgenutzt wird. Die Stromführungsdauer der Ventile von einer Drittelperiode bleibt erhalten, und die induktive Spannungsänderung ist geringer als bei einer einzelnen M3-Schaltung.

Eine Reihenschaltung zweier um  $60$  bzw.  $180^\circ$  versetzter M3-Schaltungen ist nach Bild 149a möglich, denn der umgekehrte Anschluß der Ventile einer Transformatorwicklung entspricht einer Versetzung um  $180^\circ$ . Da, wie aus dem Bild leicht zu erkennen ist,

beide ventilseitigen Wicklungen wegen der verbundenen Sternpunkte gleiche Potentialverhältnisse haben, kann man sie zu einer einzigen Brückenschaltung (B6-Schaltung) in der üblichen Darstellungsweise (Bild 149b). Die ventilseitige Wicklung wird in beiden Richtungen von Strom durchflossen (Zweiwegschaltung) im Gegensatz zu den M-Schaltungen (Einwegschaltungen), so daß der Transformator sehr gut ausgenutzt wird. Da der Sternpunkt der ventilseitigen Wicklung keinerlei Verbindung mit den Gleichstromanschlüssen hat, kann auch eine Dreieckwicklung zur Anwendung kommen, oder der Transformator kann sogar ganz entfallen, wenn das Verhältnis der Gleichspannung zur Netzspannung gerade richtig liegt. Bei Betrieb der Brückenschaltung ohne Transformator werden in die Wechselstromzuleitungen Induktivitäten (Kommutierungsdrosseln) gelegt, die sicherstellen, daß keine zu großen Ventilbeanspruchungen infolge zu kurzer Kommutierungsdauer und der damit verbundenen großen Stromänderungsgeschwindigkeit auftreten.

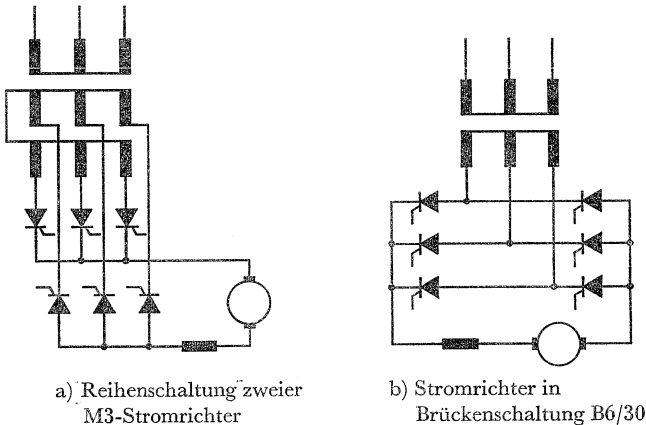


Bild 149

Analogie einer sechspulsigen Brückenschaltung zu zwei dreipulsigen Sternschaltungen

Mit den bei Thyristoren zulässigen Spannungsbeanspruchungen ergeben die B-Schaltungen für die praktische Anwendung günstigere Gleichspannungen als die M-Schaltungen, so daß sie mit dem Aufkommen der Thyristoren sehr an Bedeutung zugenommen haben.

Für den Anschluß am Einphasennetz gibt es die zweipulsigen M2- und B2-Schaltungen (Bild 150), die nicht nur für kleinere Leistungen, sondern naturgemäß auch für den Einsatz auf Lokomotiven geeignet sind. Die lange Stromführungsdauer, jeweils einer halben



Periode entsprechend, ist günstig. Die Welligkeit der Gleichspannung ist hoch, so daß bei zweipulsigen Stromrichtern der Aufwand an Glättungsmitteln mitunter wesentlich größer sein muß als bei höherpulsigen Schaltungen gleicher Leistung am Drehstromnetz.

Tabelle 14 Stromrichterschaltungen für Siliziumthyristoren

Schaltungsbezeichnung			Transformator-schaltung	$\frac{U_{di}}{U_2}$	$\frac{P_L}{U_{di}I_d}$	$\frac{P_{Tr}}{U_{di}I_d}$	$\frac{I_s}{I_d}$	$\frac{\hat{U}_{AK}}{U_{di}}$	$\frac{D_x}{U_{di}u_{Kt}}$
VDE 0555/12.64	IEC	DIN 41761							
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1 M2/0	Ii 0	M		0,9	1,11	1,34	0,707	3,14	1,41
2a M3/0	Dz 0	S							
2b M3/30	Yz 5			1,17	1,21	1,46	0,577	2,09	0,866
2c M3/60	Dz 6								
2d M3/90	Yz 11								
3 M6/30	(F 1)	DS		1,35	1,05	1,55	0,41	2,09	1,5
5a M6/30	(F 2)	DSS		1,17	1,05	1,26	0,29	2,09	0,5
5b M6/0	(G 2)								
9 B2/0	Ii 0	B		1,8	1,11	1,11	0,71	1,57	0,707
10a B6/30	Dd 0	DB							
10b B6/30	Yy 0			2,34	1,05	1,05	0,577	1,05	0,5
10c B6/0	Yd 5								
10d B6/0	Dy 5								

Spalte 1: Die Bezeichnung setzt sich zusammen aus Schaltungsnummer und Schaltgruppe.

Spalte 2: Transformatorbezeichnungen nach IEC. In Klammern alte VDE-Bezeichnungen der Transformator-schaltungen, die bei IEC nicht aufgeführt sind.

$U_{di}$  Ideelle Leerlaufgleichspannung des Stromrichters

$U_2$  Ventileitige Sternspannung des Stromrichters

$P_L$  Netzseitige Scheinleistung des Stromrichters

$I_d$  Gleichstrom (praktisch vollkommen geglättet)

$P_{Tr}$  Mittlere Bauleistung des Transformators

$I_s$  Effektivstrom in einem Ventilzweig

$\hat{U}_{AK}$  Scheitelwert der negativen Sperrspannung eines Ventils

$D_x$  Induktive Spannungsänderung bei Nennbelastung

$u_{Kt}$  Relative Kurzschlußspannung des Transformators

In der Tabelle 14 sind die Eigenschaften der für Thyristoren vorwiegend in Betracht kommenden Stromrichterschaltungen zusammengefaßt.

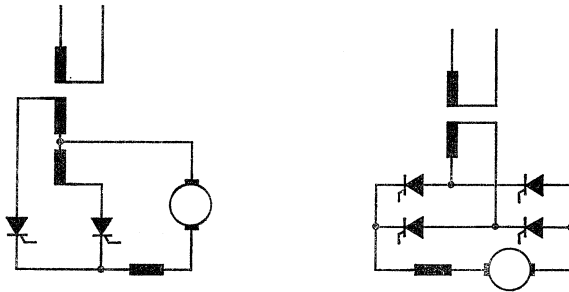


Bild 150

Stromrichter in zweipulsiger Mittelpunktschaltung M2/0 und zweipulsiger Brückenschaltung B2/0

### 1.3. Stromrichter für Umkehrbetrieb

Wird für einen stromrichtergespeisten Verbraucher die Möglichkeit zur Stromumkehr gefordert (z. B. bei einem Umkehrantrieb), so kann im Gleichstromkreis ein Polwender (Bild 151a) vorgesehen werden, der möglichst schnell und stromlos betätigt wird, um die Totzeit, d. h. die stromlose Zeit im Verbraucher, klein zu halten und einen schnellen Verschleiß des Schalters zu vermeiden. Bei Maschinen ist Umkehrbetrieb ohne einen Polwender möglich, wenn das Erregerfeld der Maschine umgekehrt wird (Bild 151b), jedoch tritt dabei eine Totzeit auf, während das Feld abgebaut wird [20]. Durch eine Kombination von zwei Stromrichtern für entgegengesetzte Stromrichtung (Umkehrstromrichter) hat man es in der Hand, die Vorzeichen von Strom und Spannung nach Belieben wie beim Leonardumformer zu ändern, jedoch mit größerer Schnelligkeit (Bild 151c). Bei der Kreuzschaltung (Bild 152a) ist jedem Teilstromrichter eine Transformatorwicklung zugeordnet, bei der Gegenparallelschaltung (Bild 152b) sind die Ventile für beide Richtungen an die gleiche Wicklung angeschlossen [21].

### 1.4. Netzbelastung durch Stromrichter

Der vom Netz aufgenommene Strom eines Stromrichters ergibt sich aus den Ventilströmen; er kann zum Beispiel bei einer B6-Schaltung die in Bild 153 dargestellte Kurvenform haben. Der Strom enthält also Oberschwingungen, deren Ordnungszahlen  $\nu$  von der Pulszahl des Stromrichters abhängen. Es treten immer nur die Ordnungszahlen  $\nu = kp \pm 1$  auf, wobei  $p$  die Pulszahl ist und  $k = 1, 2, 3 \dots$

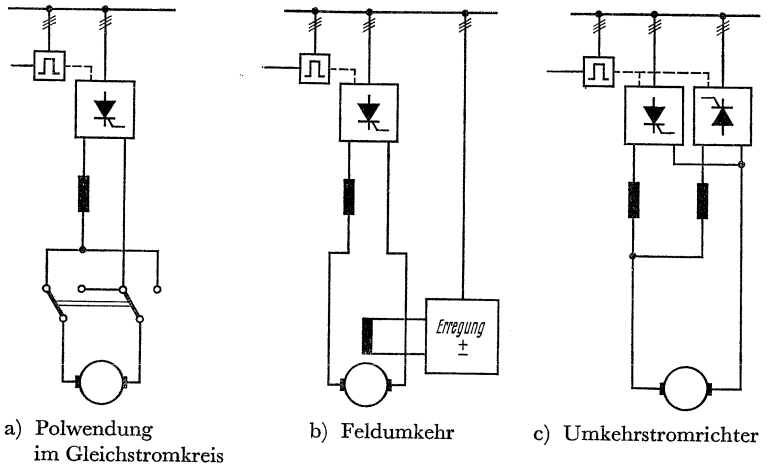


Bild 151  
Stromrichter zur Speisung von Umkehrantrieben

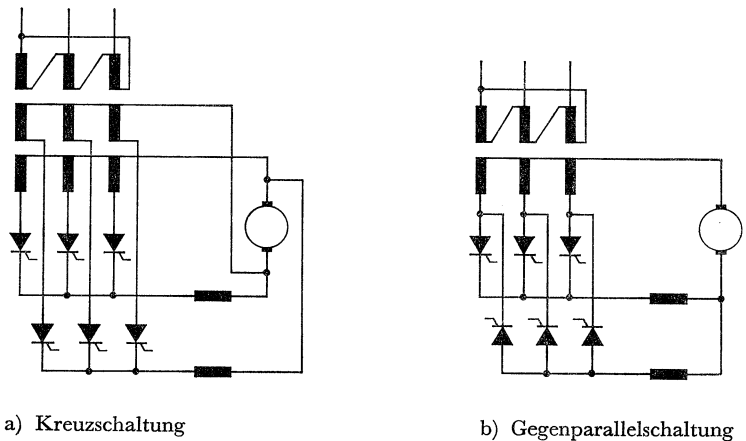


Bild 152  
Umkehrstromrichter in M3-Schaltung

Die Amplituden der Oberschwingungen werden mit steigender Ordnungszahl immer kleiner, sie betragen jeweils etwa ein  $\nu$ tel der Grundschwingung des Stroms. So sind zum Beispiel im Netzstrom der Brückenschaltung mit der Pulszahl  $p = 6$  nach Bild 153 Ströme 5-, 7-, 11facher usw. Netzfrequenz vorhanden, deren Amplituden jeweils  $1/5$ ,  $1/7$ ,  $1/11$  usw. der Amplitude der Grundschwingung des

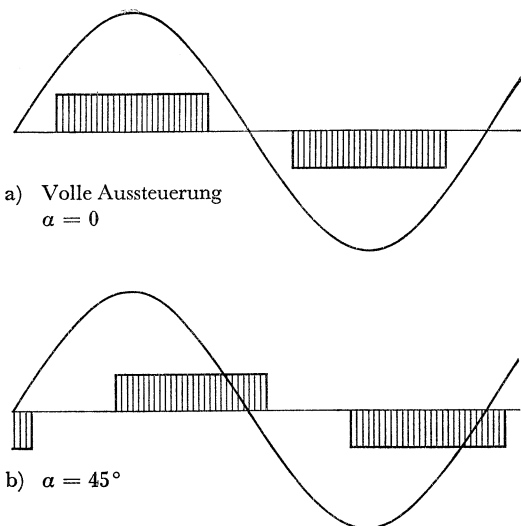


Bild 153

Grundsätzlicher Verlauf des Netzstroms beim sechspulsigen Stromrichter

Stroms betragen. Bei großen Stromrichtern können infolge der Oberschwingungen in seltenen Fällen Resonanzerscheinungen im Netz auftreten; sie können durch Filterkreise an der Anschlußstelle des Stromrichters am Netz vermieden werden. Bis zu Leistungen von mehreren 100 kW reicht die Pulszahl 6 aus, erst bei sehr großen Leistungen geht man auf höherpulsigen Betrieb über. So läßt sich zum Beispiel mit zwei sechspulsigen Stromrichtern, deren Transformatoren um  $30^\circ$  versetzt sind, ein 12pulsiger Stromrichterbetrieb erreichen, bei dem dann 5te und 7te Oberschwingungen nicht mehr auftreten.

Wie Bild 153 erkennen läßt, ändert sich die Kurvenform des Netzstroms nicht mit dem Steuerwinkel, so daß auch die Oberschwingungen die gleichen bleiben. Es ändert sich jedoch die Phasenlage des Stroms gegenüber der Spannung, und das hat zur Folge, daß der Stromrichter Blindleistung aus dem Netz aufnimmt, die um so größer wird, je mehr sich der Steuerwinkel dem Wert  $90^\circ$  nähert. Bild 154 zeigt die Abhängigkeit der Blindleistung von der auf  $U_{di}$  bezogenen Gleichspannung  $U_{d\alpha}$  beim Steuerwinkel  $\alpha$ . Hierbei bezieht man die Blindleistung zweckmäßig auf das Produkt aus der Leerlaufgleichspannung  $U_{di}$  und dem Gleichstrom  $I_d$ . Außerdem wird ein konstanter Gleichstrom  $I_d$  vorausgesetzt und ein Anfangsüberlappungswinkel  $\bar{u} = 30^\circ$  angenommen. Bemerkenswert ist, daß die Blindleistungsaufnahme bei voller Aussteuerung sowohl im Gleichrichter- als auch im Wechselrichterbetrieb gering ist.

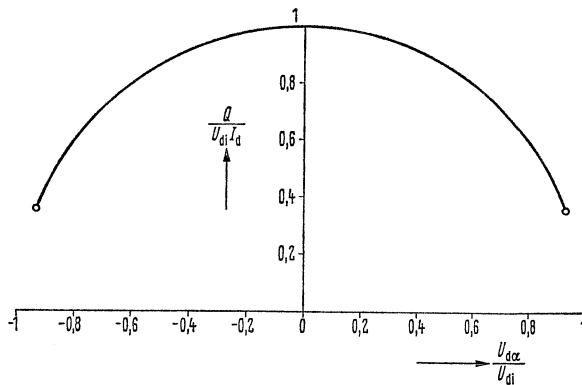


Bild 154

Abhängigkeit der vom Netz aufgenommenen Blindleistung  $Q$  von der Gleichspannung bei (unabhängig von  $\alpha$ ) konstantem Gleichstrom und Überlappungswinkel  $\overset{\circ}{u}_o = 30^\circ$

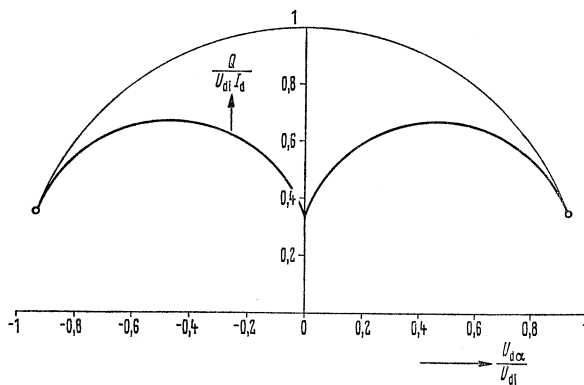


Bild 155

Abhängigkeit der Blindleistung von der Gleichspannung bei Folgesteuerung im Vergleich zu Bild 154

### 1.5. Folgesteuerung zweier Stromrichter

Die Gleichspannung von zwei in Reihe geschalteten Stromrichtern kann durch gleichzeitiges Steuern verändert werden. Das Blindleistungsverhalten beider Stromrichter zusammen entspricht in diesem Fall Bild 154, wobei dann  $U_{d1}$  der Wert der Gleichspannung ist, der bei voller Aussteuerung an der Reihenschaltung beider Stromrichter auftritt. Läßt man jedoch einen Stromrichter auf voller Aus-

steuerung stehen und steuert den anderen ausgehend von voller Aussteuerung herab, so ist zum Beispiel bei  $\alpha = 90^\circ$  die halbe Gesamtgleichspannung erreicht. Die Blindleistung ist dann nach Bild 155 kleiner, als wenn man beide Stromrichter gleichzeitig auf die halbe Gleichspannung herabgesteuert hätte. Vergrößert man den Steuerwinkel des gesteuerten Stromrichters über  $90^\circ$  hinaus, so wird die gesamte Gleichspannung noch kleiner. Gleichzeitig wird aber auch die gesamte Blindleistungsaufnahme noch weiter verringert. Ist der erste Stromrichter beim höchsten Steuerwinkel entsprechend der Trittgrenze angelangt, so kann auch der zweite herabgesteuert werden, und die gesamte Anordnung arbeitet als Wechselrichter, wiederum mit verminderter Blindleistungsaufnahme gegenüber Bild 154.

Da eine Brückenschaltung (Bild 149b) im Prinzip einer Reihenschaltung zweier Stromrichter gleichwertig ist, lassen sich ihre beiden Hälften auch folgesteuert betreiben. Man sollte von dieser Möglichkeit bei mittleren und großen Anlagen Gebrauch machen, denn die hohen Blindlaststöße beim Anfahren und Reversieren schwerer Antriebe werden seit langem als Nachteil der Stromrichter gewertet. Durch die Folgesteuerung lassen sich die Blindlaststöße aber erheblich verkleinern.

### 1.6. Halbgesteuerte Brückenschaltungen

Ein Sonderfall der Folgesteuerung mehrerer Stromrichter sind die sogenannten halbgesteuerten Brückenschaltungen, bei denen nur ein Teil der Stromrichterschaltung mit gesteuerten Ventilen bestückt wird. Bei der halbgesteuerten sechspulsigen Brückenschaltung nach Bild 156 ist eine gesteuerte M3-Schaltung mit einer ungesteuerten M3-Schaltung in Reihe geschaltet. Die ungesteuerte Hälfte der Brückenschaltung ist mit Dioden bestückt und wirkt wie eine gesteuerte M3-Schaltung, die ständig auf voller Gleichrichteraussteuerung steht. Hierbei ist nur ein dreipulsiger Steuersatz erforderlich, so daß man auch von einer dreipulsig gesteuerten B6-Schaltung sprechen kann. Bei voller Gleichrichteraussteuerung arbeitet die Schaltung sechspulsig, wogegen sie bei Herabsteuerung dreipulsiges Verhalten annimmt (vgl. das Gleichspannungsdiagramm Bild 156).

Die maximale Gleichspannung  $U_{di}$  wird bei voller Aussteuerung  $\alpha = 0$  erreicht. Der Spannungsanteil der gesteuerten Hälfte wird je nach Aussteuerung zu der konstanten Spannung  $U_{di}/2$  addiert bzw. von ihr subtrahiert (Superposition beider Spannungsanteile):

$$U_{di\alpha} = \frac{1}{2} (U_{di} + U_{di} \cdot \cos \alpha) \quad (62)$$

Der besondere Vorteil dieser Art der Folgesteuerung liegt in dem geringen Aufwand an gesteuerten Ventilen und in der Steuerung.

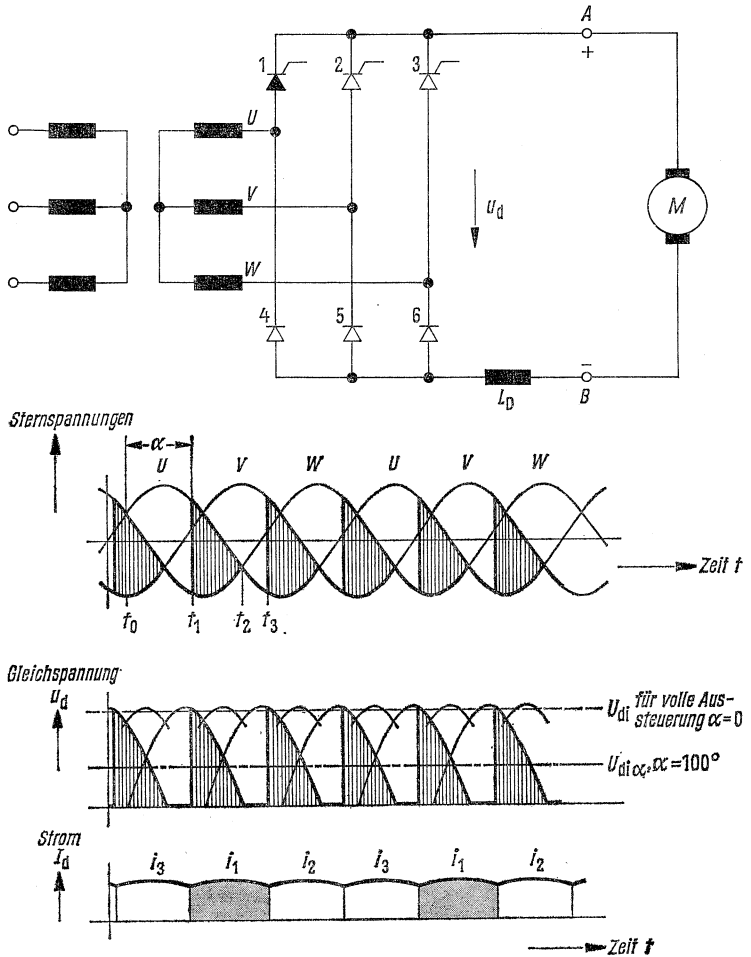
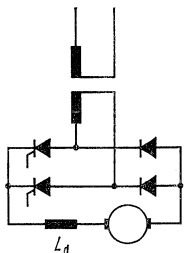


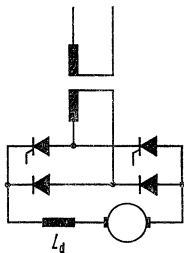
Bild 156

Stromrichter in halbgesteuerter Drehstrombrückenschaltung  
 Spannungsverhältnisse für den Steuerwinkel  $\alpha = 100^\circ$ , lückende Spannung.  
 In der Zeitspanne  $t_2$  bis  $t_3$  ist der Transformator unbelastet und  
 Thyristor 1 und Diode 4 arbeiten als „Freilaufdiode“

Die Einschränkung gegenüber der sechspulsig gesteuerten B6-Schal-  
 tung liegt darin, daß eine Spannungsumkehr der gesamten Gleich-  
 spannung nicht möglich ist (Einquadrantenbetrieb). Stromrichter in  
 dieser Schaltung haben ähnliche Eigenschaften wie transduktor-  
 gesteuerte Gleichrichter.



a) eine Brückenseite ungesteuert



b) ein Brückenweig ungesteuert (Freilaufdiodenweig)

Bild 157

Zweipulsige halbgesteuerte Brückenschaltungen

Die zweipulsige Variante dieser Schaltung zeigt Bild 157a. Hier kann ein weiterer Vorteil dadurch erreicht werden, daß man die beiden gesteuerten Ventile nach Bild 157b an die gleiche Seite der ventileitigen Transformatorwicklung legt. Der Vorteil besteht darin, daß die gesteuerten Ventile nur während der Dauer der von der Schaltung abgegebenen Gleichspannungsimpulse ( $180^\circ - \alpha$ ) mit Strom beaufschlagt werden. In den Pausen führen die beiden in Reihe liegenden Dioden als „Freilaufdioden“ den Laststrom. Dieser Umstand kann vor allem dann ausgenutzt werden, wenn bei geringer Aussteuerung, d. h. kleiner Gleichspannung, ein höherer Strom gefordert wird. Dies ist beim Einschalten von Antrieben mit hohem Losbrechmoment oder großer Schwungmasse der Fall. Hier kann je nach Ankerkreiszeitkonstante und Höhe der Gegenspannung die Strombelastbarkeit der gesteuerten Ventile gegenüber der Schaltung nach Bild 157a mehr oder weniger verringert werden. Die Strombelastbarkeit der Dioden muß in demselben Maß verstärkt werden.

Um denselben Vorteil bei der dreipulsig gesteuerten B6-Schaltung zu erzielen, kann dort eine Freilaufdiode nach Bild 158 zugefügt werden. Die Freilaufdiode übernimmt dann den Laststrom während der „Spannungslücken“ (Zeitspanne  $t_2$  bis  $t_3$  in Bild 156) und entlastet damit die Thyristoren.

### 1.7. Gesichtspunkte für die Zusammenstellung größerer Stromrichter

Bei Stromrichtern mit Thyristoren ist der auf ein einzelnes Ventil entfallende Leistungsanteil im Vergleich zu Hg-Ventilen gering. Ein Stromrichter kann daher eine sehr große Anzahl Thyristoren enthalten, und es gibt meist mehrere Möglichkeiten, diese zu einer geeigneten Schaltung zusammenzufassen.



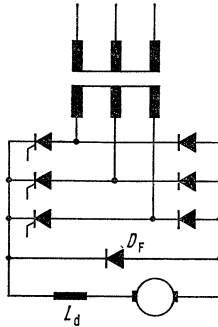


Bild 158  
 Halbgesteuerte Drehstrom-Brückenschaltung  
 mit Freilaufdiode

Der Dauergrenzgleichstrom der einzelnen Schaltungen (z. B. 340 A für L-Thyristoren bei M3- bzw. B6-Schaltungen), der für Ventilzweige ohne Parallelschaltung gilt, kann grundsätzlich nur mit 80 % ausgenutzt werden, wenn je Ventilzweig mehrere Thyristoren parallel arbeiten. Für eine B6-Schaltung ergibt sich bei einer maximalen Scheitelsperrspannung von 900 V unter Berücksichtigung eines Spannungssicherheitsfaktors 2,5 eine maximale Leerlaufgleichspannung  $U_{di} = 343 \text{ V}$  bei Ventilzweigen ohne Reihenschaltung. Durch Reihenschaltung von Ventilen können aber Vielfache dieses Spannungswertes erzielt werden. Anhand eines Beispiels sollen solche Schaltungsmöglichkeiten und Gesichtspunkte für die Auswahl erläutert werden.

*Beispiel:* Ein Umkehrantrieb für 600 kW Effektivleistung und Stoßbelastung mit dem 2,7fachen Wert soll über Stromrichter gespeist werden. Beim Stoßstrom soll die volle Drehzahl des Motors erreicht werden, d. h., für die Spannungsänderung des Stromrichters muß der Stoßstrom berücksichtigt werden.

Während der Stromrichtertransformator in seiner Baugröße selbstverständlich entsprechend der effektiven Belastung des Antriebs ausgelegt wird, hängt die Anzahl der Thyristoren vom Stoßstrom ab. Aus der Kurzschlußspannung des Transformators von beispielsweise 8 % ergibt sich bei der mit Effektivstrom belasteten Brückenschaltung eine induktive Spannungsänderung  $D_x = 4 \%$ , aus den  $\text{Cu}$ -Verlusten sei die ohmsche Spannungsänderung  $D_r = P_{\text{Cu}}/P_{di} = 1,2 \%$ . Weiterhin muß die Durchlaßspannung der Thyristoren von etwa 1,2 V bei B-Schaltungen doppelt eingesetzt werden. Sie macht bei voller Spannungsausnutzung  $(2 \cdot 1,2) : 343 = 0,7 \%$  aus. Gegenüber der vom Verbraucher maximal aufgenommenen Leistung  $2,7 \cdot 600 \text{ kW} = 1620 \text{ kW}$  beträgt dann die ideale Stromrichterleistung

$$\begin{aligned}
 P_{di} &= 1620 [1 + 2,7 (0,04 + 0,012) + 0,007] \\
 &= 1620 \cdot 1,147 = 1860 \text{ kVA}
 \end{aligned}$$

Da einem einzelnen L-Thyristor bei Parallelschaltung die Ventilleistung

$$P = \frac{343 \text{ V} \cdot 340 \text{ A} \cdot 0,8}{6} = 15,5 \text{ kW}$$

zugeordnet werden muß, ergibt sich als erster Anhaltspunkt für die erforderliche Anzahl Thyristoren

$$n = \frac{1860}{15,5} = 120$$

Nun soll angenommen werden, daß die Maschinenspannung  $U_d = 600 \text{ V}$  beträgt. Dann ergibt sich  $U_{di} = 1,147 \cdot 600 = 686 \text{ V}$ , das ist genau das Doppelte des Spannungswertes, der für eine Brückenschaltung ohne Reihenschaltung von Thyristoren gerade noch zulässig ist. Es kommen jetzt 4 Schaltungen in Betracht, wobei folgende Kennzahlen eingeführt werden:

- a* Anzahl der Ventilzweige (bei B6-Schaltung  $a = 6$ )
- b* Anzahl der in Reihe geschalteten Brücken
- c* Anzahl der parallelgeschalteten Brücken
- d* Anzahl der in Reihe geschalteten Thyristoren je Ventilzweig
- e* Anzahl der parallelgeschalteten Thyristoren je Ventilzweig

Die Gesamtzahl der Thyristoren in der Schaltung ist dann

$$n = a \cdot b \cdot c \cdot d \cdot e \quad (63)$$

*Fall 1:* Bei einer einzigen Brücke liegen  $a = 6$ ,  $b = 1$ ,  $c = 1$  und  $d = 2$  fest. Aus  $n = 120$  ergibt sich  $e = 10$ . Jeder Ventilzweig enthält also 20 Thyristoren (Bild 159a).

*Fall 2:* Bei Reihenschaltung von zwei Brücken gilt  $a = 6$ ,  $b = 2$ ,  $c = 1$  und  $d = 1$ . Dabei wird wieder  $e = 10$ . Jeder Ventilzweig hat 10 Thyristoren (Bild 159b).

*Fall 3:* Bei Parallelschaltung zweier Brücken ist  $a = 6$ ,  $b = 1$ ,  $c = 2$  und  $d = 2$ . Damit wird  $e = 5$ . Jeder Zweig hat wieder 10 Thyristoren, jedoch entsprechend Bild 159c.

*Fall 4:* Werden insgesamt vier Brücken, je zwei parallel und in Reihe eingesetzt, so ist  $a = 6$ ,  $b = 2$ ,  $c = 2$  und  $d = 1$ ; damit wird  $e = 5$  (Bild 159d).

Der Fall 1 stellt die einfachste Schaltung dar. Sie arbeitet 6pulsig und erfordert nur einen Steuersatz. Ist das Netz Oberschwingungsempfindlich, sind die Fälle 2 und 3 zu empfehlen, wobei der Stromrichtertransformator zwei ventilseitige Wicklungen haben muß, eine in Stern und die andere in Dreieck. Aus der Kombination einer

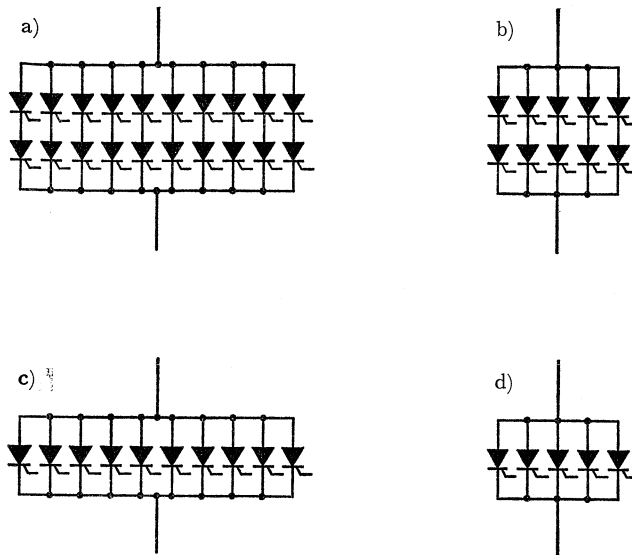


Bild 159

Verschiedene Anordnung von Ventilen in einem Ventilzweig

B6/0- und einer B6/30-Schaltung ergibt sich also ein 12pulsiger Betrieb, für den jedoch zwei Steuersätze erforderlich sind. Im Fall 3 muß jede B-Schaltung eine Glättungsdrossel haben, die jedoch nur mit dem halben Gesamtstrom belastet wird. Ist das speisende Netz empfindlich gegen Blindlaststöße, so ist Folgesteuerung zu empfehlen. Werden in den Fällen 1 und 3 die Brückenseiten entsprechend Bild 155 folgesteuert, so treten 3pulsige Restrückwirkungen innerhalb des Steuerbereichs auf, die unerwünscht sein können. Sie werden im Fall 4 vermieden, wenn nach Bild 160 zwei in sich 12pulsige Systeme, also 1 und 2 gegen 3 und 4, folgesteuert werden. Innerhalb des Steuerbereichs liegt dann 12- und 24pulsiger Betrieb vor, eine solche Anordnung ist daher sehr ober-schwingungsarm und vermeidet große Blindlaststöße. Für den Transformator bedeutet es keinen großen Mehraufwand, wenn die ventil-seitige Wicklung aufgeteilt ist. Es sind allerdings vier Steuersätze notwendig.

Nun soll die Anwendung von N-Thyristoren betrachtet werden. Bei einem Dauergrenzgleichstrom von 600 A für die B6-Schaltung ist die Ventilleistung

$$P = \frac{343 \text{ V} \cdot 600 \text{ A} \cdot 0,8}{6} = 27,4 \text{ kW}$$

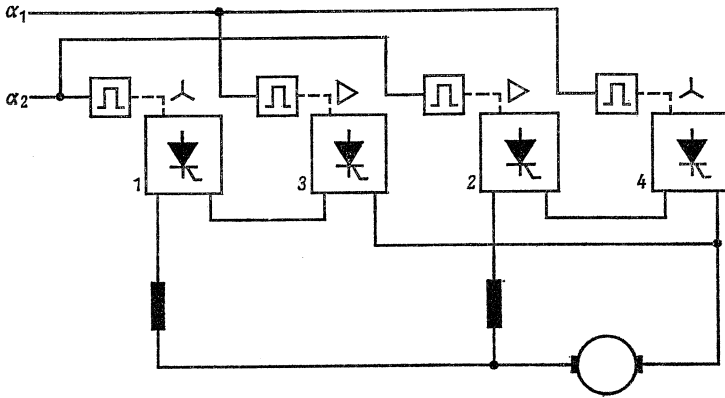


Bild 160

Reihen- und Parallelschaltung von je zwei Stromrichtern mit Folgesteuerung zur Erzielung günstiger Blindleistungs- und Oberschwingungsverhältnisse

Für die 600-V-Maschine ergibt sich dann

$$n = \frac{1860}{27,4} = 68$$

Es müssen dann 72 Thyristoren, d. h. nur 6% mehr als die Mindestzahl, eingesetzt werden, wobei sich wegen der Teilbarkeit durch 24 wieder alle angegebenen Schaltungen ausführen lassen.

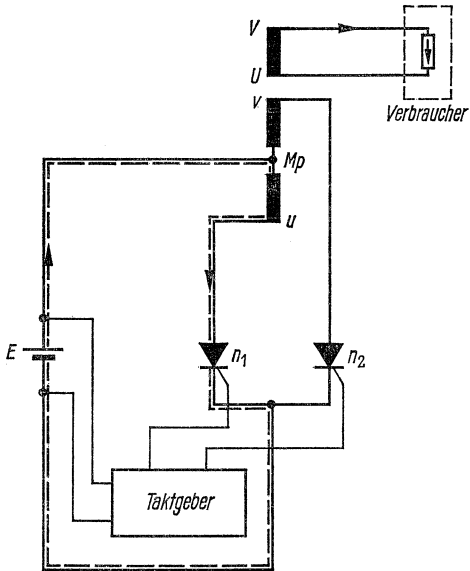
## 2. Selbstgeführte Wechselrichter

Die Aufgabe eines Wechselrichters ist es, die Energie einer Gleichspannungsquelle, insbesondere die in Akkumulatorbatterien gespeicherte Energie, so umzuformen, daß Wechselstromverbraucher gespeist werden können. Es muß also Gleichstrom in Wechselstrom umgeformt werden. Der Wechselrichter muß „selbstgeführt“ arbeiten, das heißt, er muß die Frequenz und die Höhe der Ausgangsspannung selbst bestimmen. Der Wechselstromverbraucher wird hierzu im Takt der gewünschten Frequenz über Thyristoren mit wechselnder Polung an die Gleichspannungsquelle angeschlossen, wobei zur Erzielung der gewünschten Höhe der Wechselspannung im allgemeinen ein Transformator erforderlich ist. Während beim netzgeführten Stromrichter die Kommutierung des Stroms von einem Ventil zum nächsten durch die Netzspannung zwangsläufig vorgegeben wird, muß beim selbstgeführten Wechselrichter die Kommutierung durch besondere Maßnahmen erzwungen werden.

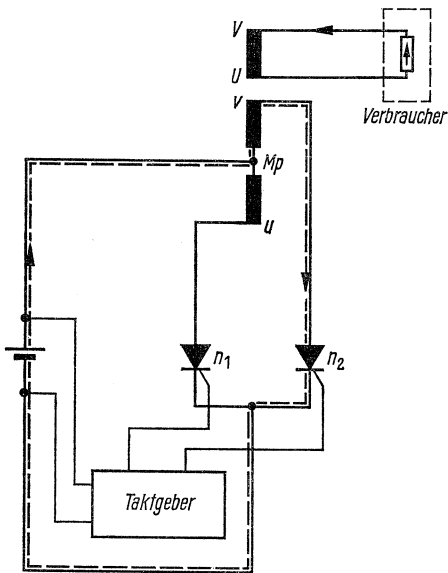
### 2.1. Wirkungsweise des selbstgeführten Wechselrichters

Der Wechselrichter besteht nach Bild 161 a aus einem Transformator mit zwei Ventilen in Mittelpunktschaltung. Ein Taktgeber liefert Steuerimpulse mit der gewünschten Frequenz für die beiden Thyristoren  $n_1$  und  $n_2$ . Wird der Thyristor  $n_1$  durch einen Steuerimpuls durchlässig gemacht, so kann im hervorgehobenen Stromkreis ein Strom fließen. Die Gleichspannung  $U_d$  liegt dann an der Teilwicklung  $M_p-u$  des Transformators. Entsprechend seinem Übersetzungsverhältnis erscheint eine Spannung an der Sekundärwicklung  $U-V$ , so daß über den Verbraucher ein Laststrom mit der eingezeichneten Richtung fließen kann.

Durch einen Steuerimpuls auf den Thyristor  $n_2$  kann man für den Verbraucher eine Spannung und damit auch einen Laststrom in umgekehrter Richtung erreichen (Bild 161 b). Dieser Strom kann sich jedoch nur dann ausbilden, wenn gleichzeitig mit dem Steuerimpuls auf den Thyristor  $n_2$  der Strom durch den Thyristor  $n_1$  abgebaut wird, also eine Kommutierung eingeleitet wird. Diese wird durch den Kommutierungskondensator  $C$  (Bild 162 a) erzwungen. Während der Strom noch durch den Thyristor  $n_1$  fließt, kann sich der Kondensator wegen der Spartransformatorwirkung der Primärwicklung  $u-M_p-v$  des Transformators auf die doppelte Spannung der Gleichspannungsquelle, also auf  $2 U_d$  aufladen. Wird der Thyristor  $n_2$  durch einen Steuerimpuls durchlässig, so kann sich der Kondensator über beide Thyristoren entladen (Bild 162 b), wobei aber im Thyristor  $n_1$  die Richtung des Entladestroms der vorherigen



a)  $n_1$  stromführend



b)  $n_2$  stromführend

Bild 161  
Prinzip des selbstgeführten Wechselrichters

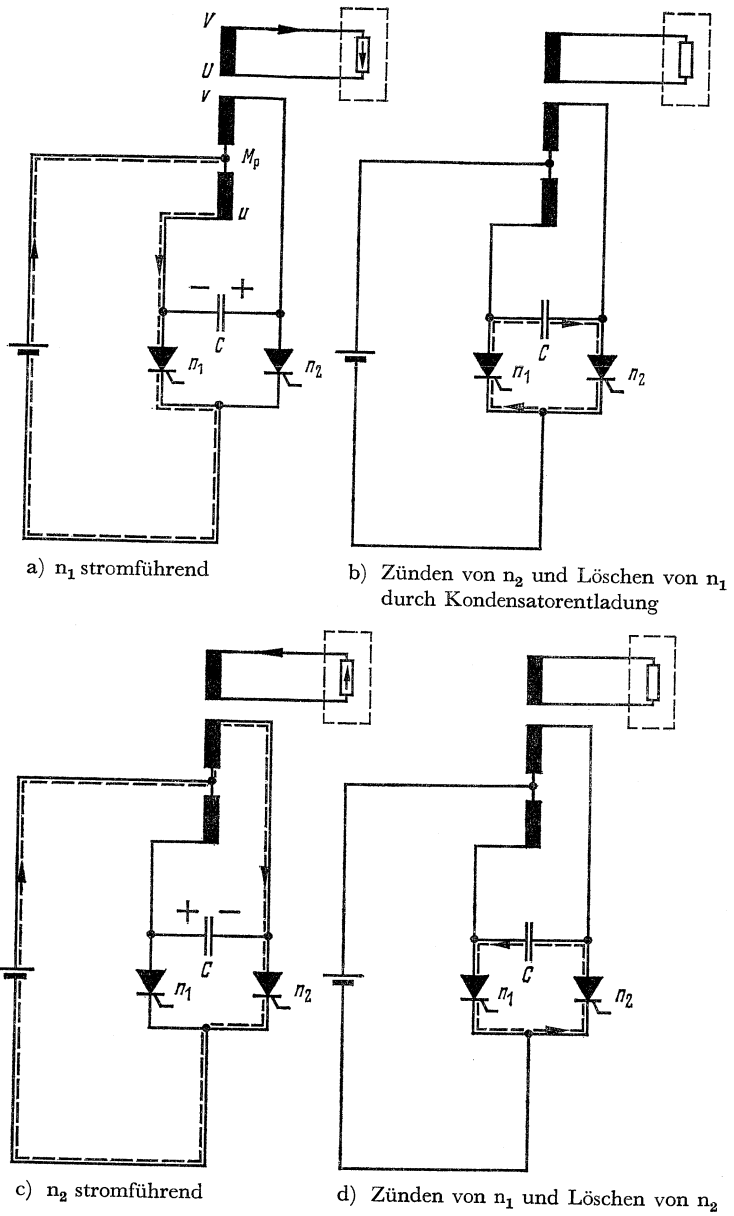


Bild 162  
 Wirkungsweise des Kommutierungskondensators  
 beim selbstgeführten Wechselrichter

Richtung des Stroms entgegengesetzt ist. Wird die Summe beider Ströme Null, so erlangt der Thyristor  $n_1$  seine Sperrfähigkeit wieder. Die Kommutierung ist vollzogen, und im Verbraucher kann sich eine Stromhalbschwingung in umgekehrter Richtung ausbilden, wobei sich der Kondensator nach Bild 162c in umgekehrter Richtung wie vorher auf  $2 U_d$  auflädt und somit für eine weitere Kommutierung (Bild 162d) bereit ist, nach deren Durchführung wieder der Ausgangszustand nach Bild 162a erreicht wird.

Die Wechselrichterschaltung muß jedoch noch etwas erweitert werden, um einen ordnungsgemäßen Betrieb zu gewährleisten. Während der Kommutierung sind kurzzeitig beide Thyristoren geöffnet, und die beiden Teile der Primärwicklung des Transformators werden gegensinnig vom Strom durchflossen. Die durch die beiden Ströme im Transformator erzeugten magnetischen Flüsse sind gegensinnig, es kann daher zu einem starken Stromanstieg des gesamten Gleichstroms kommen. Er wird durch das Hinzufügen einer Drosselspule nach Bild 163 begrenzt. Um zu verhindern, daß sich der Kommutierungskondensator vorzeitig teilweise entlädt, ergänzt man die Schaltung zweckmäßigerweise durch die Seriediioden  $n_{11}$  und  $n_{21}$  nach Bild 164.

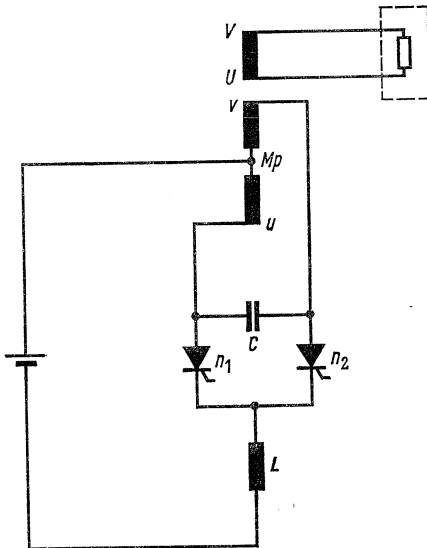


Bild 163  
Glättungsdrossel beim  
selbstgeführten Wechselrichter

In den meisten Fällen ist die Belastung des Wechselrichters nicht rein ohmisch. Enthält der Lastkreis zusätzlich eine Induktivität, so eilt der Laststrom der Wechselspannung an der Sekundärwicklung  $U$ - $V$  des Transformators nach. Das bedeutet, daß der Laststrom auch nach



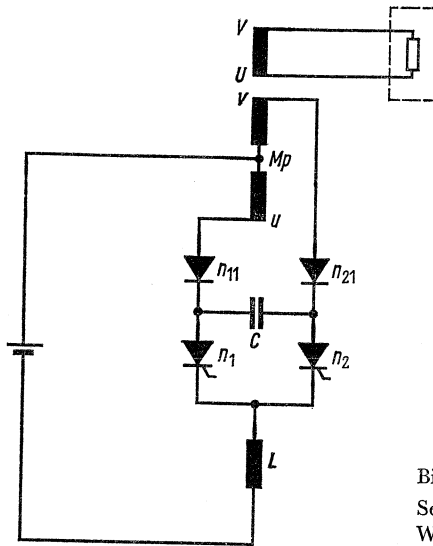
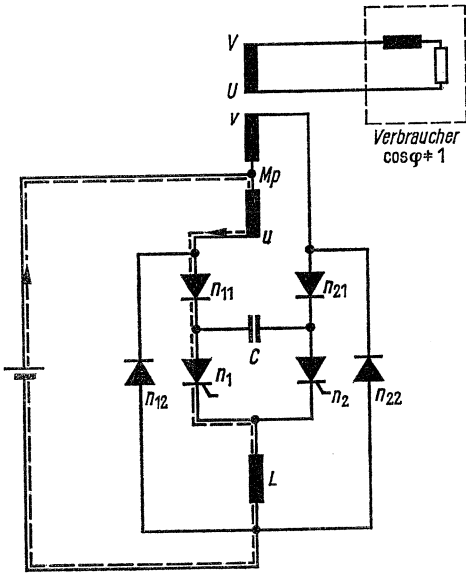


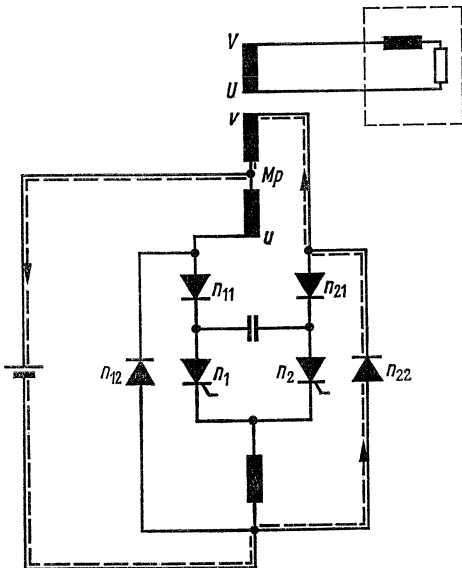
Bild 164  
Seriendioden beim selbstgeführten  
Wechselrichter

der Spannungsumkehr bzw. nach der Kommutierung noch in der bisherigen Richtung weiterfließen will. Auf der Gleichstromseite des Wechselrichters wäre der bisherige Stromweg nach dem Löschen des betreffenden Thyristors versperrt; es muß daher ein anderer Weg zur Verfügung gestellt werden. Dazu dienen die in Bild 165a hinzugefügten Dioden, die den Thyristorwegen gegenparallel geschaltet sind. War beispielsweise in der vorangegangenen Halbschwungung der Strom über die Teilwicklung  $M_p-u$  und den Thyristor  $n_1$  geflossen, so wird er, wenn er den Wert Null erreicht hat, über die Teilwicklung  $M_p-v$  von der Diode  $n_{22}$  übernommen (Bild 165b). Der Strom wird durch die Energie in der Induktivität im Lastkreis getrieben. Es handelt sich dabei um einen Blindstrom, das heißt, es wird ein Teil der in der Lastkreisinduktivität aufgespeicherten Energie in die Batterie bzw. die Gleichspannungsquelle zurückgeliefert. Man bezeichnet die Dioden  $n_{12}$  und  $n_{22}$  daher als „Blindstromdioden“. Mit solchen Blindstromdioden ist ein Wechselrichter auch für kapazitive Belastung geeignet [30]. Zur Veranschaulichung sind in Bild 166 für den Fall ohmisch-induktiver Belastung sämtliche im Wechselrichterbetrieb auftretenden zeitlich veränderlichen Größen in der vollständigen Schaltung nach Bild 165 untereinander dargestellt.

Beim Wechselrichter in Mittelpunktschaltung tritt entsprechend der Spannung des Kommutierungskondensators auch die doppelte Gleichspannung an den Thyristoren auf, sie kann sogar infolge von Schwingungsvorgängen zwischen dem Kondensator und der Streureaktanz des Transformators noch wesentlich höhere Werte erreichen.



a)



b)

Bild 165

Wirkungsweise der Blindstromdioden beim selbstgeführten Wechselrichter

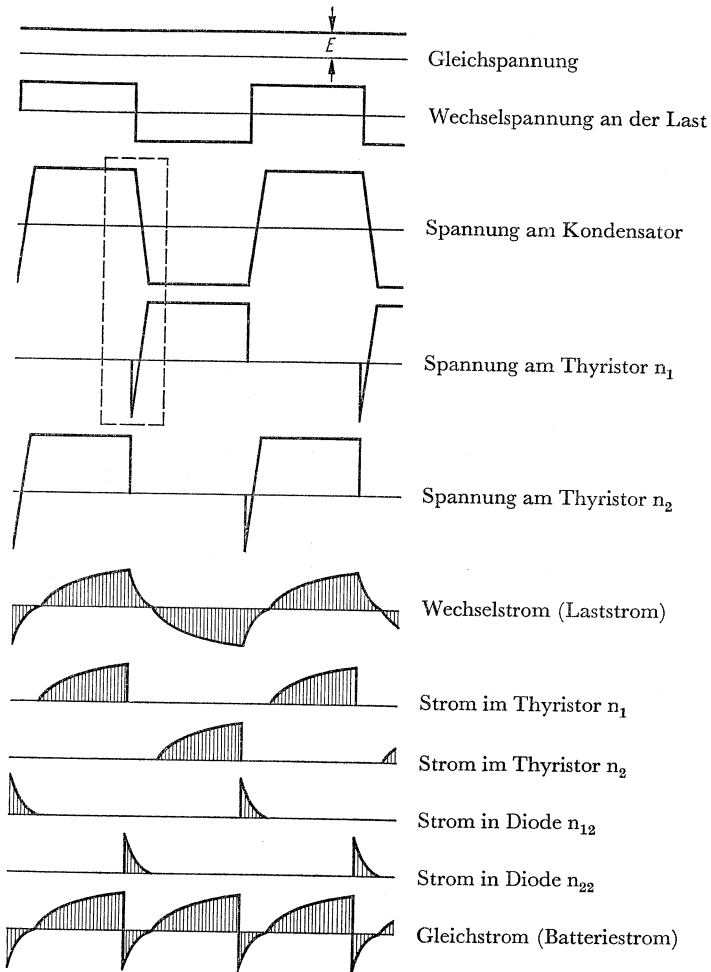


Bild 166

Spannungen und Ströme beim Wechselrichter nach Bild 165

Mit Rücksicht auf die Sperrfähigkeit der Thyristoren sind auch bei selbstgeführten Wechselrichtern ähnliche Sicherheiten bei der Wahl der zulässigen Gleichspannung vorzusehen wie bei den netzgeführten Stromrichtern. Einfach besetzte Ventilzweige in Mittelpunktschaltung lassen Wechselrichter für Gleichspannungen bis etwa 220 V zu. Bei höheren Gleichspannungen wendet man statt der Reihenschaltung von zwei Thyristoren je Ventilzweig in Analogie zu den Schal-

tungen bei netzgeführten Stromrichtern auch bei Wechselrichtern die Brückenschaltung (Bild 167) an. Man hat auch hier wieder den Vorteil, daß die ventilseitige Wicklung des Transformators gut ausgenutzt wird. Bei einer Gleichspannung von 440 V ergeben sich die gleichen Spannungsbeanspruchungen der Thyristoren wie bei einer Mittelpunktschaltung und 220 V.

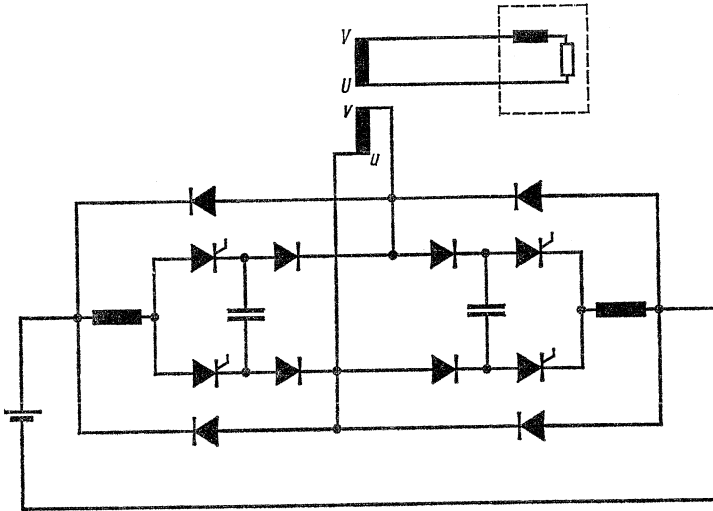


Bild 167  
Wechselrichter in Brückenschaltung mit Serien- und Blindstromdioden

## 2.2. Kommutierungskondensator und Drosselspule

Neben der Aufgabe, den Strom im zu löschenden Thyristor zu kompensieren und damit die Voraussetzung für eine Kommutierung zu schaffen, muß der Kommutierungskondensator eines Wechselrichters in seiner Dimensionierung so ausgelegt sein, daß eine Spannungsbeanspruchung in Durchlaßrichtung erst nach einer Zeit  $t_s$ , die größer sein muß als die Freiwerdezeit  $t_f$  des Thyristors, auftreten kann. Bild 168 zeigt schematisch den Verlauf der Spannungen am Kondensator und an einem Thyristor bei der gebräuchlichen Schaltung nach Bild 165. Der Aufwand für die Kommutierungseinrichtung kann bei selbstgeführten Wechselrichtern nur durch die Wahl von Thyristoren mit kleiner Freiwerdezeit ( $\leq 50 \mu s$ ) geringgehalten werden. Bei Wechselrichtern für den kHz-Bereich soll sie noch wesentlich geringer sein ( $\leq 10 \mu s$ ). Die erforderliche Mindestkapazität ergibt sich aus

$$C = \frac{I_d \cdot t_s}{U_c} \quad (t_s > t_f)$$

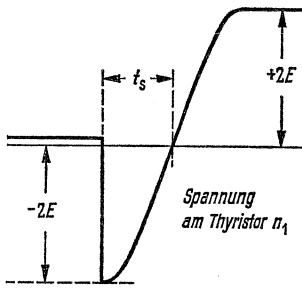
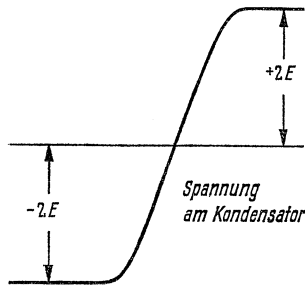


Bild 168  
 Zeitlicher Verlauf der Spannungen  
 am Kommutierungskondensator  
 und am Thyristor  $n_1$

wobei die Spannung  $U_c$  am Kondensator bei Mittelpunktschaltung die doppelte Spannung der Gleichstromquelle  $U_d$  ist. Bei Brückenschaltung liegt an jedem der beiden Kondensatoren die Spannung  $U_d$ .

Dabei ist vorausgesetzt, daß die Drosselspule so ausgelegt ist, daß während der Kommutierung der Augenblickswert des Gleichstroms  $i_d$  keine höheren Werte erreicht als etwa das 1,2fache seines Mittelwertes  $I_d$ . Die Drosselspule hat neben der Begrenzung des Kurzschlußstroms noch die Aufgabe, zu verhindern, daß sich der Kommutierungskondensator über die Blindstromdioden entlädt. Die Induktivität soll jedoch nicht zu groß sein, weil an ihr sonst während der Stromführungsdauer der Thyristoren eine zu große Spannung abfällt, so daß dann die Spannungsänderung des Wechselrichters bei Belastung zu groß ist. Für die Mittelpunktschaltung beträgt die Induktivität etwa

$$L = \frac{U_d \cdot t_s}{0,2 I_d}$$

Bei der Brückenschaltung hat jede der beiden Drosselspulen die halbe Induktivität. Zur Bemessung der Löscheinrichtung sind in jedem Fall die zulässigen Werte für  $du/dt$  und  $di/dt$  zu berücksichtigen.

### 2.3. Wechselrichter mit Drehstromausgang

Wechselrichteranordnungen zum Aufbau von Mehrphasen-, insbesondere Dreiphasensystemen, können aus drei einphasigen Wechselrichtern zusammengesetzt werden, deren Steuerimpulse aus einem Taktgeber mit der dreifachen Ausgangsfrequenz phasenrichtig aus gezählt werden. Es lassen sich jedoch auch Drehstromschaltungen analog zu den Schaltungen bei netzgeführten Stromrichtern ausführen. Bild 169 zeigt die Anordnung der Kommutierungskondensatoren bei einem Wechselrichter in dreipulsiger Mittelpunktschaltung. An die Ausgangsseite ist als Beispiel eine hochwertige Filteranordnung angeschlossen.

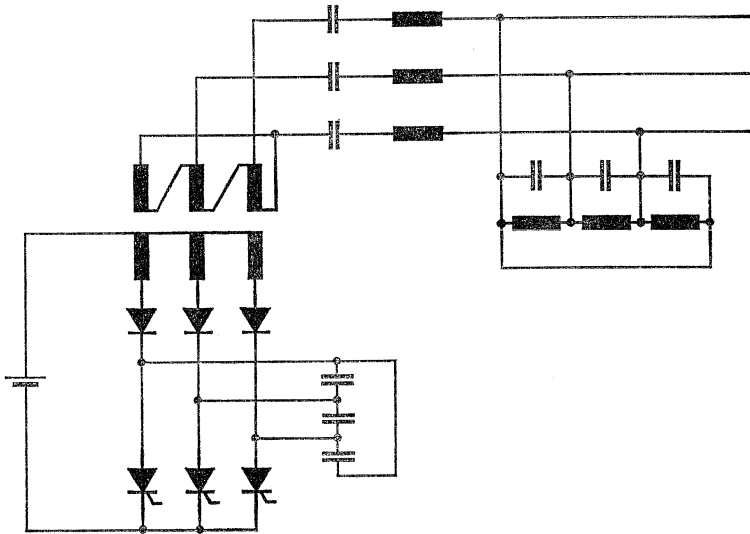


Bild 169

Anordnung der Kommutierungskondensatoren bei einem Wechselrichter mit dreiphasigem Ausgang mit Filter für die Ausgangsspannung

### 2.4. Taktgeber und Steuerung

Die Taktgeber für Wechselrichter kleiner Leistung, bei denen keine besonderen Forderungen bezüglich der Frequenzkonstanz bestehen, können sehr einfach sein. Bild 170 zeigt einen Rechteckimpulsgenerator, der bei 24-V-Wechselrichtern auch direkt an der Batterie liegt. Der Transformator wird über die beiden Si-Transistoren abwechselnd bis zur Sättigung magnetisiert. Ist die Sättigung erreicht, so geht der stromführende Transistor in Sperrung über, und der andere Transistor übernimmt den Strom zur Ummagnetisierung. Die an den

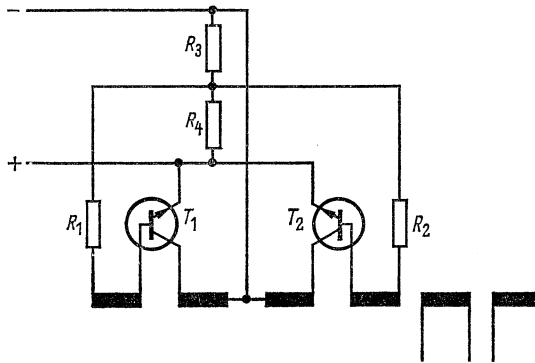


Bild 170

Prinzipschaltung eines Transistor-Taktgebers für Wechselrichter

beiden Sekundärwicklungen entstehenden Rechteckspannungen werden den Thyristoren des Wechselrichters direkt als Steuerimpulse zugeführt. Bei Wechselrichtern größerer Leistung, bei denen Thyristoren parallel arbeiten, werden aus der Wechselspannung des Taktgebers leistungstärkere Steuerimpulse in Impulserzeugerstufen gebildet. Taktgeber für höchste Frequenzkonstanz können aus quartzesteuerten Schwingaltungen nach entsprechender Umsetzungsstellung mit nachgeschalteten Impulserzeugerstufen zusammengesetzt werden. Zur Anschnittsteuerung erforderliche zusätzliche Steuerimpulse lassen sich über logische Schaltelemente (SIMATIC-Stufen) mit der Taktfrequenz synchronisieren, wobei die Steuerimpulsspannungen den verwendeten Reglerstufen angepaßt werden müssen.

### 3. Elektronische Gleichstromsteller

#### 3.1. Die Wirkungsweise des Gleichstromstellers

Das beim selbstgeführten Wechselrichter angewandte Prinzip, einen Gleichstrom periodisch in wechselnder Richtung durch einen Verbraucher zu leiten, läßt sich in noch einfacherer Weise ausnutzen, indem man durch einen Verbraucher nur Stromimpulse in einer Richtung fließen läßt. Liegt etwa die Aufgabe vor, aus einer festen Gleichspannung (z. B. einer Batterie) kontaktlos und verlustarm eine zwischen 0 und 100% steuerbare Gleichspannung zu bilden (z. B. zur Speisung eines Fahrzeugmotors), so kann das Prinzip des elektronischen „Gleichstromstellers“ vorteilhaft zur Anwendung kommen.

Der Gleichstromsteller (auch „chopper“ genannt) besteht in seiner einfachsten Form aus einem periodisch betätigten Schalter S und einer Freilaufdiode  $D_f$  (Bild 171). Bei geschlossenem Schalter liegt die Batteriespannung an der Last, und der Strom steigt entsprechend der Zeitkonstante  $L/R$  der Last an. Bei geöffnetem Schalter verschwindet die Spannung an der Last, aber nicht der Laststrom. Der Strom fließt über die Freilaufdiode weiter, wobei er mit der Zeitkonstante der Last abklingt. Durch das Verhältnis der Zeiten „Schalter geschlossen“ zu „Schalter geöffnet“ läßt sich der Mittelwert der Spannung an der Last steuern. Der Schalter kann zu diesem Zweck im Takt einer festen oder variablen Periodendauer betätigt werden [28].

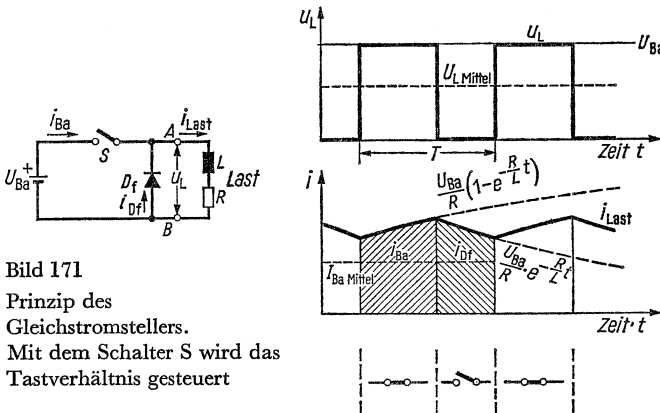


Bild 171

Prinzip des Gleichstromstellers.

Mit dem Schalter S wird das Tastverhältnis gesteuert

Mechanische Schalter sind wegen der erforderlichen hohen Schaltfrequenz (z. B. 400 Hz) und des Kontaktabbrandes ungeeignet. Man verwendet statt dessen steuerbare elektrische Ventile, insbesondere Thyristoren.



Ein Thyristor wird durch Zünden über seine Steuerelektroden durchlässig, er kann aber auf diesem Weg nicht wieder gesperrt werden. Hierzu ist eine Löscheinrichtung erforderlich. Diese hat die Aufgabe, dem Löschbefehl folgend, den Strom vom Thyristor auf einen Nebenweg zu kommutieren, bis der stromlos gewordene Thyristor wieder selbst in der Lage ist, den Strom zu sperren. Er muß dabei eine positive Sperrspannung aufnehmen. Das kann der Thyristor keineswegs sofort, nachdem sein Durchlaßstrom Null geworden ist, sondern erst nach Ablauf der Freiwerdezeit  $t_f$  (vgl. Seite 58).

Die Wirkungsweise der Löscheinrichtung soll mit der Darstellung in Bild 172a erklärt werden. Das Bild zeigt einen Gleichstromsteller mit einem Hauptthyristor und der dazugehörigen Löscheinrichtung, die über einen Hilfsthyristor geschaltet wird. Beim Zünden des Hilfsthyristors  $T_2$  kommutiert der Batteriestrom vom Hauptthyristor  $T_1$  (Strom  $i_1$ ) auf den Nebenweg C– $T_2$  (Strom  $i_2$ ). Der Kommutierungsvorgang in der Zeit  $t_1$  bis  $t_3$  spielt sich in ähnlicher Weise ab wie beim netzgeführten Stromrichter (vgl. Seite 225). Anstelle der Leiterspannung tritt hier die Spannung des geladenen Kondensators. Nachdem der Strom<sup>1)</sup> über den Thyristor  $T_1$  erloschen ist, erscheint die noch verbliebene Kondensatorspannung als negative Sperrspannung am Thyristor  $T_1$ . Der Kondensator  $C$  muß so groß sein, daß die „Schonzeit“  $t_s$ , das ist die Zeit negativer Sperrspannung am Thyristor nach dem Stromnulldurchgang, stets größer ist als die Freiwerdezeit  $t_f$  des Thyristors. Die negative Spannung am Thyristor  $T_1$  kürzt die notwendige Freiwerdezeit erheblich ab. Der Kondensator  $C$  wird bis zum Zeitpunkt  $t_4$  durch den Strom  $i_2$  über die Last und die Batterie völlig auf die Spannung  $U_{Ba}$  umgeladen. Der Laststrom, nunmehr von der Induktivität getrieben, kommutiert vom Hilfsthyristor  $T_2$  auf die Freilaufdiode  $D_f$  über. Insgesamt setzt sich der Laststrom zeitlich aus drei Abschnitten zusammen:

Strom  $i_1$  über den Hauptthyristor  $T_1$

Strom  $i_2$  über den Hilfsthyristor  $T_2$  (einsetzend im Zeitpunkt  $t_1$ )

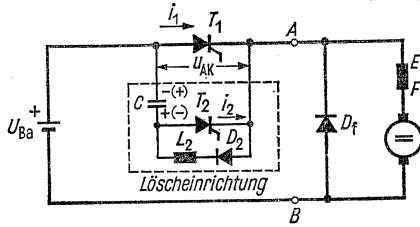
Strom  $i_{Df}$  über die Freilaufdiode

Die beiden ersten Abschnitte überdecken den Bereich des *geschlossenen* Schalters ( $i_{Ba}$ , Bild 171), während der Stromabschnitt  $i_{Df}$  der Zeitspanne des *offenen* Schalters zuzuordnen ist, in welcher der Laststrom aus der magnetischen Energie der Induktivität gespeist wird.

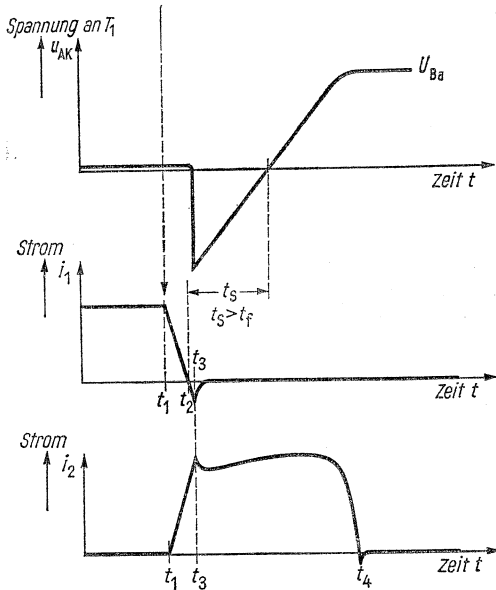
Beim nächsten Zünden des Hauptthyristors fließt durch diesen nicht nur der Laststrom, auch der Kondensator lädt sich abermals um: Die Ladung schwingt um über Hauptthyristor  $T_1$ , Diode  $D_2$  und Drosselspule  $L_2$ . Damit ist die Löscheinrichtung wieder löschbereit.

<sup>1)</sup> Er kehrt sogar kurzzeitig im Zeitpunkt  $t_3$  seine Richtung um, bis die in der Mittelzone gespeicherten Ladungsträger abgeflossen sind.

a) Schaltbild



b) Spannungs- und Stromdiagramme  
Löschbefehl (Zünden von  $T_2$ )



- $t_1$  Zünden des Hilfsthystors  $T_2$
- $t_3$  Die Kommutierung von  $T_1$  auf  $T_2$  ist beendet
- $t_4 - t_1$  Stromführungsdauer des Thyristors  $T_2$ , bei  $t_4$  ist der Strom zur Freilaufdiode kommutiert

Bild 172

Gleichstromsteller mit Thyristoren, Löschen des Hauptthyristors  $T_1$

Die Ausnutzung des Hauptthyristors im Gleichstromsteller ist günstiger als beim netzgeführten Stromrichter. Falls die Batterie-zuleitung keine Induktivität hat, ist die höchste Sperrspannung die Batteriespannung  $U_{Ba}$ . Da der Thyristor fast während der ganzen Periodendauer Strom führen kann, ist der Effektivwert des Durchlaßstroms

nicht höher als der Mittelwert bei voller Aussteuerung. Allerdings muß der Hauptthyristor eine kurze Freierdezeit haben. Das hat folgende Gründe:

Die Baugröße des Löschkondensators ist der Freierdezeit direkt proportional. Unter der Annahme eines konstanten Laststroms während des Kommutierungsvorgangs ist die Bedingung  $C > I_{L_{\text{last}}} \cdot t_f / U_{Ba}$  zu fordern.

Als Folge der Proportionalität zwischen Laststrom und Kapazität dürfte sonst der zulässige Mindeststrom durch die Last bei kleinster Aussteuerung nicht sehr klein sein. Das Umladen des Löschkondensators erfolgt durch den Strom  $i_2$ . Da die Stromhöhe  $i_2$  infolge des anschließenden, nur sehr langsam abklingenden Stroms durch die Freilaufdiode in der Last erhalten bleibt, ist der Mittelwert des so entstehenden Laststroms nicht gering. Je kleiner der Löschkondensator gewählt werden kann, desto kleiner ist dieser Mindeststrom.

Die Taktfrequenz des Gleichstromstellers müßte sonst niedrig gewählt werden, wodurch die Welligkeit des Laststroms zu groß wird.

Die Thyristoren im Gleichstromsteller werden in der Zeit unmittelbar nach dem Zünden sehr hart beansprucht: Der Durchlaßstrom steigt steil auf seinen Endwert an. Beim netzgeführten Stromrichter begrenzen die Streuinduktivitäten des Transformators oder des Netzes den Stromanstieg beim Kommutierungsvorgang auf verhältnismäßig geringe Werte. Beim Gleichstromsteller sind nur die sehr kleinen Schaltungsinduktivitäten wirksam, wenn keine Drosselspulen eingebaut werden sollen. Die beiden Kommutierungsvorgänge, Strom von  $T_1$  auf  $T_2$  (Bild 172) beim Zünden von  $T_2$  und Strom von  $D_f$  auf  $T_1$  beim Zünden von  $T_1$ , verlaufen daher mit sehr großen  $di/dt$ -Werten.

Nach dem Löschen des Hauptthyristors kehrt dessen positive Sperrspannung mit einer Steilheit wieder, die bei gegebener Batteriespannung der Schonzeit dieses Thyristors proportional ist. Verwendet man Thyristoren mit kleiner Freierdezeit, so kann man (durch Wahl des Löschkondensators) nur dann auch mit kleiner Schonzeit arbeiten, wenn der Thyristor den entsprechenden  $du/dt$ -Wert seiner wiederkehrenden positiven Sperrspannung verträgt.

Die Taktfrequenz des Gleichstromstellers richtet sich nach der Zeitkonstante der Last. Sie darf daher bei Feldspeisung von Generatoren wegen der großen Zeitkonstante niedrig (z. B. 50 Hz) und muß bei der Ankerspeisung von Motoren hoch (bis 1000 Hz) sein.

Es sei noch erwähnt, daß mit erweiterten Gleichstromstellern auch Mehrquadrantenbetrieb möglich ist, so daß zum Beispiel bei einer

Feldspeisung die Feldenergie auch rasch abgebaut und in die Gleichstromquelle zurückgespeist werden kann (Analogie zum Wechselrichterbetrieb des netzgeführten Stromrichters). Allerdings ist die Schaltung dann aufwendiger als nach Bild 172.

Bild 173 zeigt eine derartige Schaltung des Gleichstromstellers, mit dem Energie aus einer Gleichspannungsquelle niedrigerer Spannung (d. h. des als Generator arbeitenden Motors) in eine solche höherer Spannung (Batterie) gespeist werden kann. Das hat praktische Bedeutung bei der Nutzbremmung von Fahrmotoren.

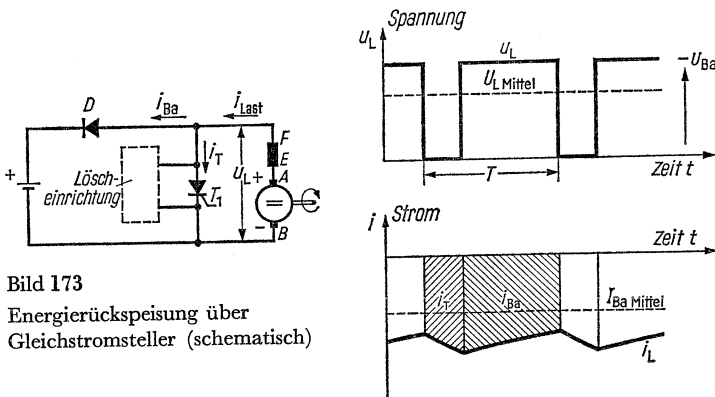


Bild 173  
Energierückspeisung über Gleichstromsteller (schematisch)

Nach dem Zünden treibt der als Generator arbeitende Fahrmotor einen Strom durch den Thyristor. Daraufhin wird der Thyristor gelöscht, aber die Induktivität des Generators treibt den Strom weiter. Er fließt nun über die Freilaufdiode als Ladestrom in die Batterie. Die Spannungsdifferenz zwischen Generator und der höheren Batteriespannung wird dabei von der Induktivität ( $di/dt < 0$ ) aufgebracht. Der Thyristor wird erneut gezündet, und das Spiel setzt sich fort. Die Welligkeit des Generatorstroms ist, wie im vorhergehenden Beispiel, durch die Taktfrequenz des Gleichstromstellers bestimmt.

### 3.2. Anwendungsgebiete

Das Hauptanwendungsgebiet des Gleichstromstellers ergibt sich aus der Möglichkeit, Gleichstromantriebe aus Gleichspannungsquellen fester Spannung verlustarm steuern zu können. Das ist besonders wichtig bei Batteriefahrzeugen aller Art, deren Aktionsradius dadurch größer wird. Dabei läßt sich mit Hilfe der in Bild 173 dargestellten Rückarbeitsschaltung auch eine Nutzbremmung erreichen [29]. Die Umschaltung des Stellers auf die Bremsschaltung durch einen stromlos betätigten Nockenschalter wird einfach bewerkstelligt.

Gleichstromstellerschaltungen lassen sich auch zu Umkehrstellern erweitern. Weiterhin ist der Steller geeignet für die Erregung von Maschinen, insbesondere von Steuergeneratoren bei dieselelektrischen Fahrzeug- oder Schiffsantrieben, wenn kein Drehstromnetz zur Verfügung steht.

Gegenüber diesen Anwendungsfällen, bei denen stillschweigend vorausgesetzt wurde, daß die Gleichspannungsquelle induktivitätsarm ist, lassen sich erweiterte Stellerschaltungen auch verwenden, wenn eine Induktivität mit der Gleichspannungsquelle verbunden ist, zum Beispiel bei Gleichstromfahrzeugen mit Fahrdrahtspeisung.

### **3.3. Taktgeber und Steuerung**

Beim Gleichstromsteller genügen als Taktgeber Schwingschaltungen einfachster Art wie beim Wechselrichter, in Verbindung mit Impulserzeugerstufen wie beim netzgeführten Stromrichter. Sie können beispielsweise direkt die Steuerimpulse für den Haupt- und den Hilfsthystor liefern, wogegen die Steuerimpulse für den Löschtystor in zeitlich einstellbarer Lage hierzu abgeleitet werden müssen. Für die Zusammenarbeit mit Regeleinrichtungen wird auch hier weitgehend von den logischen Schaltelementen (SIMATIC) Gebrauch gemacht.

## 4. Umrichter

Elektronische Einrichtungen, die direkt oder indirekt aus einem vorhandenen Wechselstromsystem beliebiger Phasenzahl, Frequenz und Spannung ein neues System bilden, das eine andere Phasenzahl und veränderliche Frequenz und Spannung haben kann, werden als Umrichter bezeichnet. Sie lassen sich immer auf netzgeführte Stromrichter, selbstgeführte Stromrichter und Gleichstromsteller in verschiedenen Kombinationen zurückführen. Für die Auswahl einer geeigneten Kombination ist es wesentlich, wie die im Umrichter umgeformte Energie verwendet wird und ob eine Energieflußrichtungs-umkehr berücksichtigt werden muß. Es sollen kurz einige Umrichter erklärt werden, die bereits Eingang in die Praxis gefunden haben oder ernsthaft diskutiert werden. Dabei wird Gebrauch gemacht von den in Bild 174 dargestellten Symbolen, die nur die Wirkungsweise der Schaltung andeuten, dabei aber offenlassen, welche spezielle Schaltung mit gleicher grundsätzlicher Wirkung verwendet werden kann.

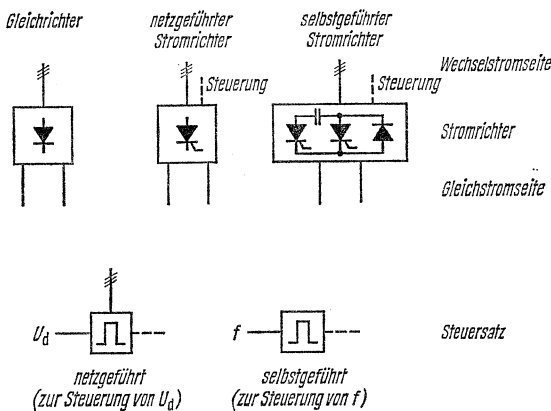


Bild 174  
Funktionssymbole der verschiedenen Stromrichter

### 4.1. Direkter Umrichter

Die einfachste Form eines direkten Umrichters, der aus einem dreiphasigen 50-Hz-Netz einen Einphasenverbraucher niedriger Frequenz speist, ist in Bild 175 dargestellt (Umkehrstromrichter nach Bild 152). Er besteht aus zwei netzgeführten Stromrichtern, die über netzsynchronisierte Steuersätze so gesteuert werden, daß im Lastkreis ein Wechselstrom erzwungen wird. Voraussetzung

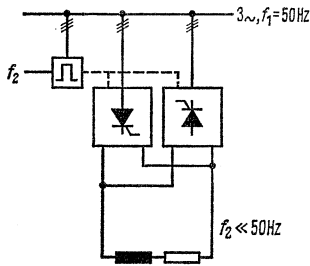


Bild 175  
Direkter Drehstrom-Einphasen-Umrichter

ist, daß der Einphasenstrom eine wesentlich kleinere Frequenz als 50 Hz hat. Ein Anwendungsgebiet ist beispielsweise die direkte Strombeheizung von Walzknüppeln bei niedriger, einstellbarer Frequenz, bei der dann der induktive Spannungsabfall auf der Einphasenseite gering ist und das Netz symmetrisch belastet wird. Der Umrichter wird so gesteuert, daß die Einphasenspannung trapezförmig verläuft, man erzielt dann einen hohen Effektivwert des Einphasenstroms.

Ein Drehstrom-Drehstrom-Umrichter zum verlustarmen Speisen und Regeln eines Induktionsmotors mit Käfigläufer [11] läßt sich nach Bild 176 aus drei Umkehrstromrichtern zusammensetzen. Bei dieser Schaltung ist ein Betrieb mit einer Ausgangsfrequenz von 0 bis 20 Hz möglich. Die drei Steuersätze werden in diesem Fall so geschaltet, daß man sinusförmige Ströme im zeitlichen Abstand einer Drittelperiode der Ausgangsfrequenz  $f_2$  erhält. Durch einen überlagerten Regelkreis

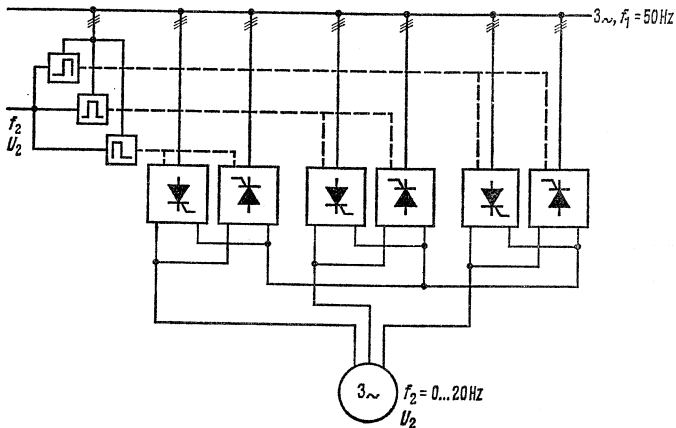


Bild 176  
Direkter Drehstrom-Drehstrom-Umrichter zur Speisung von Drehstrommaschinen

kann die Spannung an der Maschine so geführt werden, daß diese über den gesamten Drehzahlstellbereich ein konstantes Kippmoment aufweist. Der funktionelle Zusammenhang zwischen der EMK der Maschine und der Frequenz ist linear; die Eingangsspannung weicht um den Spannungsfall an der Eingangsimpedanz von der EMK ab. Ein Betrieb der Maschine in beiden Drehrichtungen einschließlich Nutzbremmung ist möglich.

Ein besonderes Merkmal der direkten Umrichter ist es, daß sie sich bezüglich der Kommutierung wie netzgeführte Stromrichter verhalten. Die Kommutierungsblindleistung wird aus dem Netz bezogen.

#### 4.2. Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis

Beim indirekten Umrichter, der stets einen Gleichstromzwischenkreis enthält, wird die Energie zweimal umgeformt. Nach der ersten Umformung in Gleichstrom kann durch eine Glättungseinrichtung erreicht werden, daß die beiden Wechselstromsysteme weitgehend entkoppelt arbeiten. Dadurch ist es möglich, auch Ausgangsfrequenzen zu erzielen, die wesentlich höher als 50 Hz sind. Eine Frequenzgrenze ist wieder durch die Freiwerdezeit der Thyristoren gesetzt.

Der einfachste Fall eines indirekten Umrichters liegt im Läuferkreis der untersynchronen Stromrichter-kaskade vor (Bild 177). Die Schlupfenergie der Induktionsmaschine wird über einen netzgeführten Stromrichter, der in diesem Fall ein ungesteuerter Gleichrichter ist, in Gleichstrom umgewandelt. Netzgeführter Betrieb liegt vor, weil der Läufer die Eigenschaften eines Netzes mit *veränderlicher* Spannung und *veränderlicher* Frequenz hat, das die Kommutierungs-

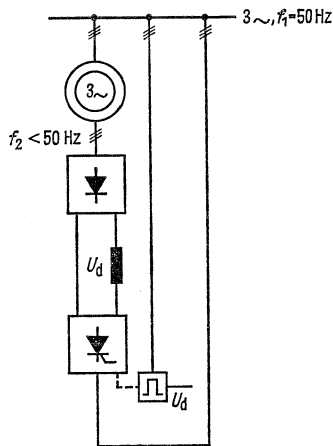


Bild 177  
Untersynchrone Stromrichter-kaskade



blindleistung für den Gleichrichter liefern kann. Die in Gleichstrom umgeformte Energie wird dann über einen netzgeführten Stromrichter, der als Wechselrichter arbeitet, ins Netz zurückgeliefert.

Über den Steuerwinkel des Wechselrichters kann die Drehzahl der Maschine ohne wesentliche Verluste stetig verändert werden [17].

Ebenfalls aus zwei netzgeführten Stromrichtern zusammengesetzt ist der Umrichter nach Bild 178 zur Netzkupplung zwischen Netzen verschiedener Frequenz, von denen das eine durch eine Synchronmaschine dargestellt sein kann. Ist diese konstant erregt, so zeigt sie das Verhalten einer fremderregten Gleichstrommaschine (Stromrichter-motor), ihre Drehzahl kann dann über die Gleichspannung im Zwischenkreis verändert werden. Auch Energieumkehr ist möglich, jedoch gelingt das Anfahren und Reversieren nicht ohne zusätzliche Maßnahmen, da bei der Drehzahl Null keine Spannung in der Maschine induziert wird und somit auch keine Kommutierung des zugehörigen Stromrichters stattfinden kann.

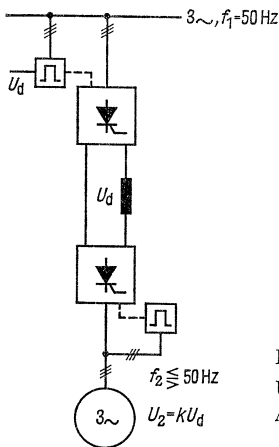


Bild 178

Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis,  
Ausgang netzgeführt

Ein selbstgeführter Stromrichter ist beim Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis nach Bild 179 dann erforderlich, wenn ein Blindleistungsverbraucher, also beispielsweise eine Induktionsmaschine gespeist werden soll. Die Frequenz des selbstgeführten Stromrichters und die Gleichspannung im Zwischenkreis können einander beliebig zugeordnet werden, so daß die Maschine auch bei sehr kleinen Frequenzen einschließlich Null mit vollem Drehmoment belastet werden kann. Andererseits kann die Maschine auch mit sehr hoher Drehzahl arbeiten, wobei die Frequenzgrenze wieder nur durch die Freiwerdezeit der Thyristoren gegeben ist.

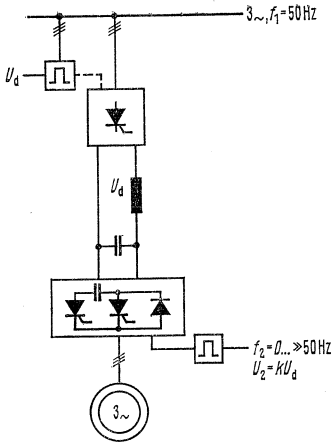


Bild 179  
 Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis  
 Ausgang selbstgeführt

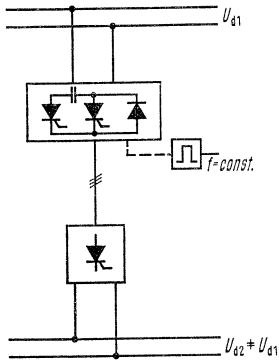


Bild 180  
 Gleichstromumrichter  
 mit Drehstromzwischenkreis

Kein Umrichter im engeren Sinne, aber trotzdem in dieses Gebiet gehörend, ist eine Kupplung zwischen zwei Gleichstromnetzen nach Bild 180, die man als Gleichstromumrichter mit Drehstrom- (Wechselstrom-) Zwischenkreis bezeichnen könnte. Er besteht aus einem selbstgeführten Stromrichter, der als Wechselrichter arbeitet, und einem nachgeschalteten, ungesteuerten Gleichrichter. Diese Anordnung, die im Prinzip dasselbe leistet wie ein Gleichstromsteller, ist dann sinnvoll, wenn die Höchstwerte der Gleichspannungen beider Seiten sehr unterschiedlich sind bzw. eine galvanische Trennung der Gleichstromnetze erforderlich ist. Eine Spannungsanpassung läßt sich dann einfach durch einen Transformator im Zwischenkreis erzielen.

## 5. Wechselstrom- und Drehstromsteller

Legt man in die Zuleitung eines Wechselstromverbrauchers antiparallele steuerbare Ventile, so läßt sich die Spannung am Verbraucher über netzsynchrone Steuerimpulse auf die Steuerelektroden der Ventile zwischen Null und dem vollen Wert der Spannung steuern. In Analogie zum Gleichstromsteller nennt man ein solches Paar antiparalleler Ventile Wechselstromsteller und eine Zusammenfassung mehrerer Wechselstromsteller in Drehstromkreisen Drehstromsteller. In manchen Fällen kann bei Drehstromstellern ein Ventil jeder Gruppe durch eine Diode ersetzt werden [8]. Wird der Steller nur *voll* angesteuert oder *gesperrt* betrieben, so erfüllt er die Aufgabe eines Schalters, der keine Kontakte enthält und infolgedessen keinem Verschleiß unterworfen ist. Im ausgeschalteten Zustand ist beim kontaktlosen Thyristorschalter allerdings keine sichtbare Trennstelle und wegen des Sperrwiderstands keine Potentialtrennung vorhanden.

Ein einfacher Wechselstromsteller nach Bild 181 kann beispielsweise zur Helligkeitssteuerung von Lampen verwendet werden, wobei entsprechend dem Steuerwinkel  $\alpha$  der Effektivwert der Wechselspannung bis zum Wert Null gesteuert werden kann. Beim Einschalten einer Anlage mit Wechselstromsteller kann eine hohe  $du/dt$ -Beanspruchung der Thyristoren auftreten; sie wird durch den angedeuteten Kondensator gemildert. Als höchste Sperrspannung tritt der Scheitelwert der Wechselspannung auf. Wenn die Lampen über Transformatoren angeschlossen werden (Leuchtstofflampen), müssen die Steuerimpulse genau symmetrisch liegen. Andernfalls kann durch zeitweise Sättigung des Transformators ein störendes Flimmern der Lampe auftreten. Die Genauigkeitsforderung wird erfüllt durch einen Steuersatz für die doppelte Netzfrequenz, dessen Steuerimpulse den Thyristoren abwechselnd zugeführt werden.

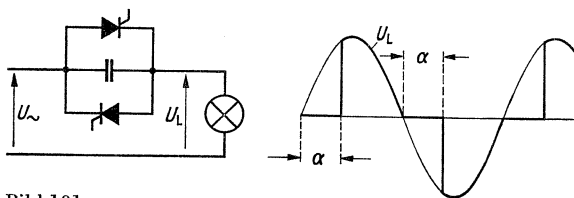


Bild 181

Wechselstromsteller für Lampensteuerung

Stromrichter für höchste Spannungen und kleine Ströme (bzw. umgekehrt), bei denen nur Gleichrichterbetrieb gefordert wird, würden einen unwirtschaftlichen Aufwand an Thyristoren bedeuten. Ein

Hochspannungsgleichrichter, etwa zur Senderstromversorgung (Bild 182), läßt sich über den vorgeschalteten Drehstromsteller einfach in der Spannung steuern. Durch Sperren der Steuerimpulse läßt sich der Gleichrichter außerordentlich schnell abschalten, wenn beispielsweise auf der Hochspannungsseite ein Überschlag erfolgt ist. Beim Wiedereinschalten wird über die Steuerung ein zu großer Stromstoß auf den Ladekondensator vermieden. Bei raschen Steuerwinkeländerungen können vorübergehende Unsymmetrien in der Magnetisierung des Transformators entstehen, die hohe Spitzen im Magnetisierungsstrom zur Folge haben und die Thyristoren gefährden können. Bei steller gesteuerten Gleichrichtern wählt man daher die Transformatorinduktion niedriger als bei normalen Transformatoren.

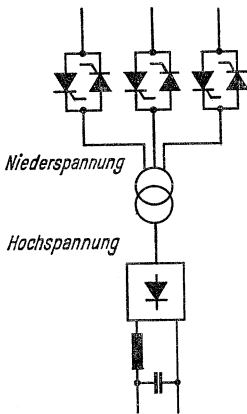


Bild 182  
Drehstromsteller zur Steuerung  
eines Hochspannungsgleichrichters

## V. Daten und Kennlinien

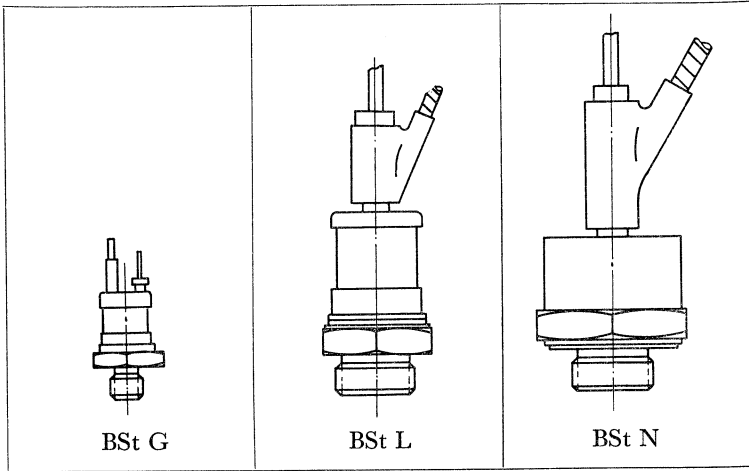
### 1. Typenreihen und Typenschlüssel

#### 1.1. Typenreihen der Thyristoren

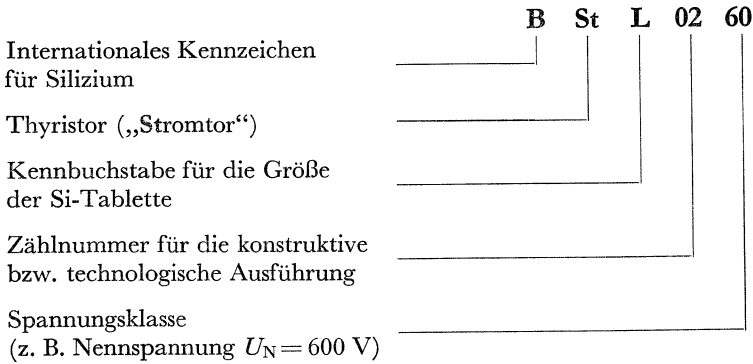
Table 15 Thyristoren der Reihen 02 und 03 (Stand 1. 4. 65)

Leistungsthyristoren der Reihe 02			
Typ	Typenstrom $I_{\text{Typ}}$	Nennspannung $U_N$	Typische Merkmale
BSt G 02	42 A	600 V 400 V 200 V	Niedrige Durchlaßspannung, hoher $I^2 t$ -Wert,  damit: bevorzugt geeignet für den Einsatz als steuerbarer Gleichrichter
BSt L 02	120 A	600 V 400 V 200 V	
BSt N 02	200 A	600 V 400 V 200 V	

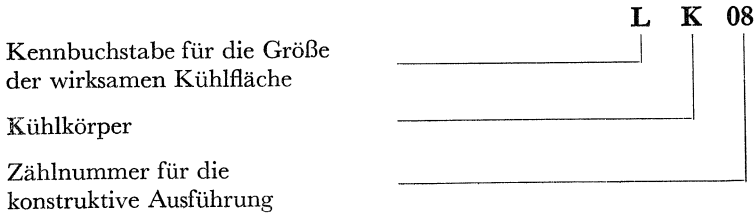
Schnelle Thyristoren der Reihe 03			
Typ	Typenstrom $I_{\text{Typ}}$	Nennspannung $U_N$	Typische Merkmale
BSt G 03	38 A	600 V 400 V 200 V	Kurze Freiwerdezeit, dafür höhere Durchlaßspannung, und niedriger $I^2 t$ -Wert  damit: bevorzugt geeignet für den Einsatz in Wechselrichtern und Gleichstromstellern
BSt L 03	100 A	600 V 400 V 200 V	
BSt N 03	170 A	600 V 400 V 200 V	



### 1.2. Typenschlüssel für die Thyristoren



### 1.3. Typenschlüssel für die Kühlkörper

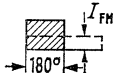


## 2. Strombelastbarkeit der Thyristoren

Die in den Belastungstabellen für Thyristoren der Reihe 02 und 03 aufgeführten Stromwerte gelten unter den Bedingungen:

- (1) Angegebene Stromform
- (2) Frequenz  $\geq 50$  Hz
- (3) Aufstellungshöhe  $\leq 1000$  m über NN
- (4) Umgebungs- bzw. Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40$  °C
- (5) Bei Selbstbelüftung  
für nebeneinander in einer Etage angeordnete Kühlkörper mit senkrechtstehenden Kühlrippen
- (6) Bei Fremdbelüftung  
für die angegebene Kühlluftmenge  $V$  je Kühlkörper.

Tabelle 16 Strombelastbarkeit in Einwegschaltung

Schnelle Thyristoren der Reihe 03	Kühlkörper	Kühlungsart		Dauergrenzstrom 
		S Selbstbelüftung	F Fremdbelüftung	
BSt G 03	FK 04	S		12 A
	GK 01 <sup>2)</sup> (Baustein)	S		11 A
			F ( $V = 10$ l/s)	
	HK 04	S		21 A
			F ( $V = 15$ l/s)	
BSt L 03	LK 08	S		60 A
			F ( $V = 35$ l/s)	100 A
	LK 09 (Baustein)	S		60 A
			F ( $V = 35$ l/s)	
BSt N 03	NK 01	S		95 A
			F ( $V = 55$ l/s)	170 A
	NK 06 <sup>1)</sup> (Baustein)	S		80 A
			F ( $V = 55$ l/s)	

<sup>1)</sup> Der Gußkühlkörper NK 06 wird in Zukunft ersetzt durch den in seinen Kühleigenschaften gleichwertigen Blechrippenkühlkörper NK 03.

<sup>2)</sup> Die Ströme gelten für  $\hat{U}_{AK} \leq 400$  V und senkrechten Einbau (Steckerleiste unten bzw. Einbau in Tiefeinschub).

Tabelle 17 Strombelastbarkeit in den Grundsaltungen : Grenzgleichströme  $I_{dM}$ 

Leistungstypen der Reihe 02	Kühlkörper	Kühlungsart S Selbstbelüftung F Fremdbelüftung	Einweg- schaltung	Mittel- punkt- schaltung	Brücken- schaltung	Stern- schaltung	Dreh- strom- Brücken- schaltung	Doppel- stern- schaltung	Doppel- stern- schaltung mit Saugdr. DSS
			E	M	B	S	DB	DS	
BSt G 02	FK 04	S	14 A	28 A	28 A	40 A	40 A	65 A	80 A
	GK 01 <sup>2)</sup> (Baustein)	S	13 A	26 A	26 A	36 A	36 A	60 A	72 A
		F ( $V = 10 \text{ l/s}$ )	27 A	54 A	54 A	75 A	75 A	118 A	150 A
	HK 04	S	24 A	48 A	48 A	70 A	70 A	110 A	140 A
BSt L 02	LK 08	F ( $V = 15 \text{ l/s}$ )	42 A	84 A	84 A	115 A	115 A	170 A	230 A
		S	75 A	150 A	150 A	210 A	210 A	340 A	420 A
	LK 09 (Baustein)	F ( $V = 35 \text{ l/s}$ )	120 A	240 A	240 A	340 A	340 A	510 A	680 A
		S	75 A	150 A	150 A	210 A	210 A	340 A	420 A
BSt N 02	NK 01	F ( $V = 35 \text{ l/s}$ )	120 A	240 A	240 A	340 A	340 A	510 A	680 A
		S	115 A	230 A	230 A	330 A	330 A	560 A	660 A
	NK 06 <sup>1)</sup> (Baustein)	F ( $V = 55 \text{ l/s}$ )	200 A	400 A	400 A	550 A	550 A	900 A	1100 A
		S	100 A	200 A	200 A	285 A	285 A	480 A	570 A
		F ( $V = 55 \text{ l/s}$ )	200 A	400 A	400 A	550 A	550 A	900 A	1100 A

1) Der Gußkühlkörper NK 06 wird in Zukunft ersetzt durch den in seinen Kühlungseigenschaften gleichwertigen Blechrippenkühlkörper NK 03.

2) Die Ströme gelten für  $\dot{U}_{AK} \cong 400 \text{ V}$  und senkrechten Einbau (Steckerleiste unten bzw. Einbau in Tiefenschub).



### 3. Die Thyristoren BSt G 02 und BSt G 03

Table 18 Datenblatt Thyristoren BSt G 02/G 03

		BSt G 02			BSt G 03			
		60	40	20	60	40	20	
		<i>I. Spannungsgrenzwerte</i>						
1.	Nennsperrspannung (V)	$U_N$	600	400	200	600	400	200
2.	Spitzensperrspannung (V)	$U_R$ } $U_B$ }	900	600	300	900	600	300
	Spitzenblockierspg. (V)							
3.	Zulässiger $du/dt$ -Wert	$du/dt$	$\leq 20 \text{ V}/\mu\text{s}^1$					
4.	Durchlaßspannung (V)	$u_F$	$u_F = 0,9 +$		$u_F = 1,1 +$			
			$+ \frac{8,3}{10^3} i_F$		$+ \frac{11,7}{10^3} i_F$			
		<i>II. Thermische Grenzwerte</i>						
5.	Zul. Tablettentemperatur	$\vartheta_T$	-40 °C bis +105 °C					
6.	Wärmewiderstand	$R_{Wi}$	$\leq 0,4 \text{ grd}/\text{W}$					
		<i>III. Stromgrenzwerte</i>						
7.	Typenstrom	$I_{TYP}$	42 A		38 A			
8.	Sperrstrom Blockierstrom	$i_R$ } $i_B$ }	$\leq 10 \text{ mA}$					
9.	Zulässiger $di/dt$ -Wert bei Anstieg auf 150 A	$di/dt$	$\leq 20 \text{ A}/\mu\text{s}$					
10.	Grenzlastintegral	$I^2 t$	2400 A <sup>2</sup> s bei +20 °C		1500 A <sup>2</sup> s bei +20 °C			
			1800 A <sup>2</sup> s bei +105 °C		1200 A <sup>2</sup> s bei +105 °C			
11.	Haltestrom	$I_H$	$\leq 100 \text{ mA}$ bei +105 °C $\leq 180 \text{ mA}$ bei +20 °C $\leq 300 \text{ mA}$ bei -40 °C					

<sup>1)</sup> Sondertypen mit  $du/dt \geq 100 \text{ V}/\mu\text{s}$  lieferbar.

		BSt G 02			BSt G 03		
		60	40	20	60	40	20
		<i>IV. Schaltzeiten</i>					
12.	Einschaltverzugszeit ( $di_G/dt$ etwa 3 A/ $\mu$ s)	$t_d$	0,8 bis 3,5 $\mu$ s bei $I_{GF} = 1$ A 0,5 bis 2 $\mu$ s bei $I_{GF} = 3$ A				
13.	Freiwerdezeit	$t_f$	80 bis 200 $\mu$ s			$\leq 50$ $\mu$ s (typ. 40 $\mu$ s)	
		<i>V. Grenzwerte des Steuerkreises</i>					
14.	Statischer Zündstrom	$I_{GT}$	$\leq 150$ mA bei + 105° C $\leq 300$ mA bei + 20° C $\leq 450$ mA bei - 40° C				
15.	Nichtzündende Steuerspannung	$U_{GB}$	0,2 V				
16.	Sperrspannung des Steuerkreises	$U_{GR}$	2 V				
17.	Sperrstrom bei $U_{GR}$	$i_{GR}$	$\leq 300$ mA				
18.	Spitzensteuerstrom	$I_{GFS}$	10 A				
19.	Zulässiger Steuerstrom bei anliegender Sperr- spannung - $U_{AK} = U_N$		2 A (während 50 $\mu$ s bei 50 Hz)				
		<i>VI. Mechanische Daten</i>					
20.	Gewicht des Thyristors		etwa 65 g				
21.	Gewinde		M 12				
22.	Schlüsselweite		SW 27				
23.	Anzugsdrehmoment		1,8 kpm				
24.	Isolationsgruppe bei 380 V (Effektivwert) nach VDE 0110		D				
25.	Rüttelfestigkeit		5 g				

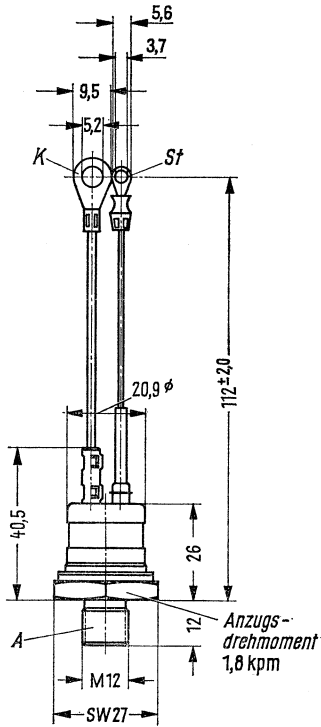


Bild 183  
 Maßbild für die Thyristoren  
 BSt G 02 und BSt G 03  
 Maße in mm

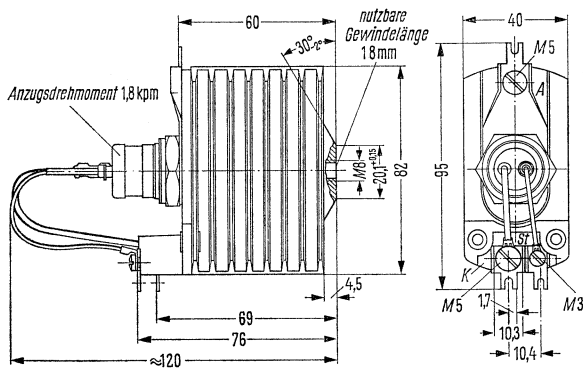
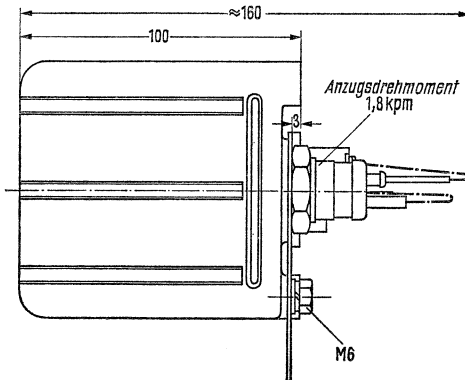
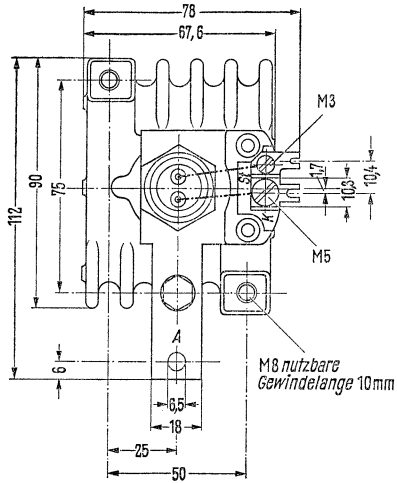


Bild 184  
 Maßbild für die Thyristoren  
 BSt G 02 und BSt G 03  
 mit Kühlkörper FK 04

A Anode  
 K Kathode  
 St Steueranschluß  
 Maße in mm



A Anode  
 K Kathode  
 St Steueranschluß  
 Maße in mm

Bild 185

Maßbild für die Thyristoren BSt G 02 und BSt G 03  
 mit Kühlkörper HK 04  
 (G-Thyristorbaustein teb-p7tg . 01-1  
 siehe Seite 383)

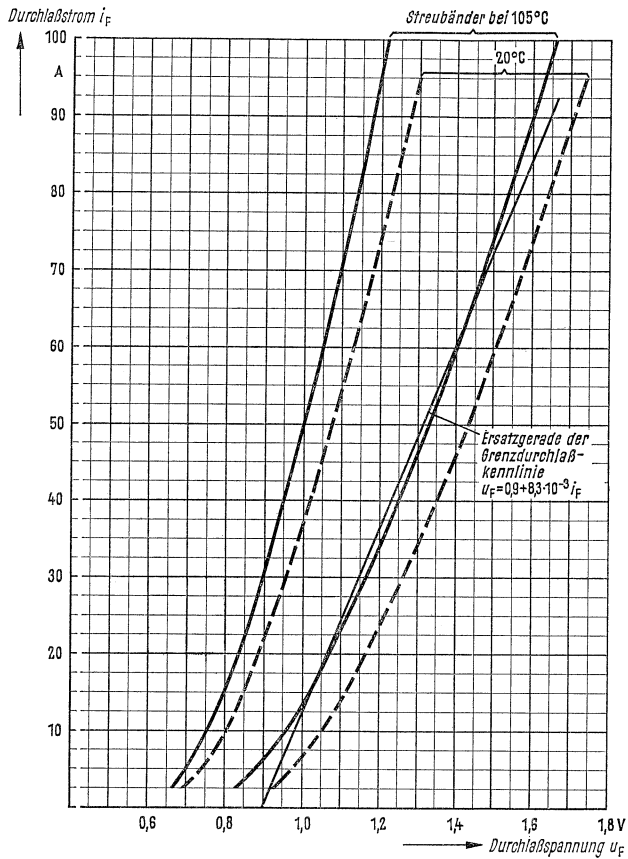


Bild 186

Durchlaßkennlinien der Thyristoren BSt G 02.  
Streubänder bei Tablettentemperaturen  
 $\vartheta_T = 20$  und  $105$  °C

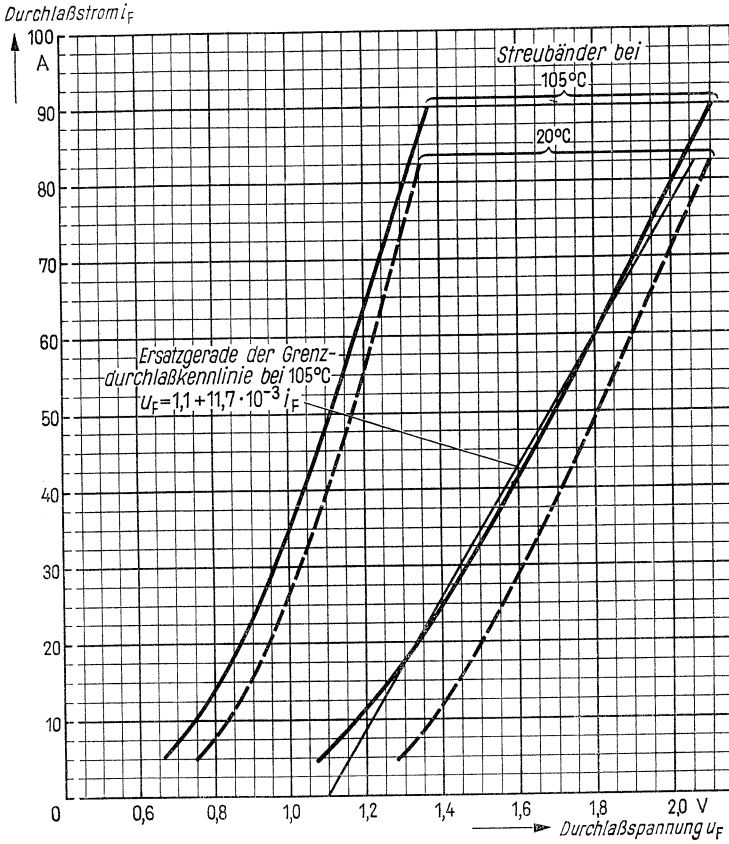


Bild 187

Durchlaßkennlinien der Thyristoren BSt G 03.  
Streubänder bei Tablettentemperaturen  
 $\vartheta_T = 20$  und  $105^\circ\text{C}$

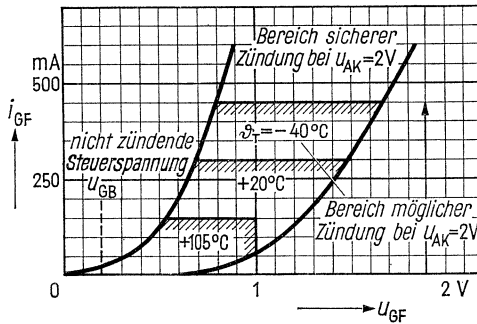
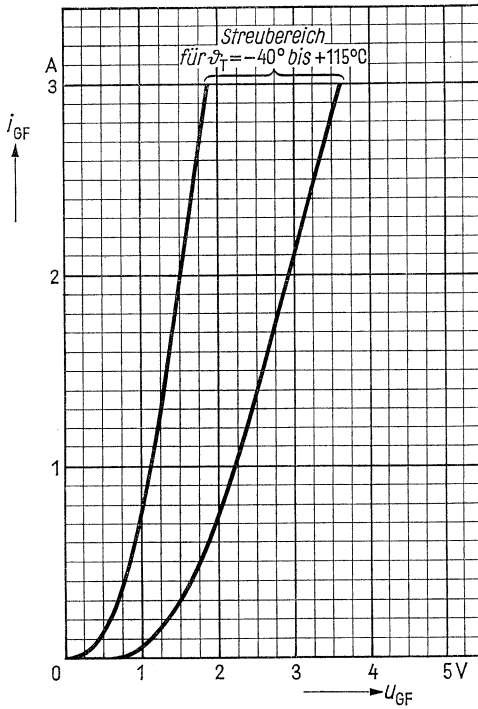


Bild 188

Durchlaßkennlinien des Steuerkreises und Bereiche sicherer bzw. möglicher Zündung für die Thyristoren BSt G 02 und BSt G 03.

Die eingetragenen Grenzen sind die statischen Mindestzündwerte bei der angegebenen Tablettentemperatur  $\vartheta_T$

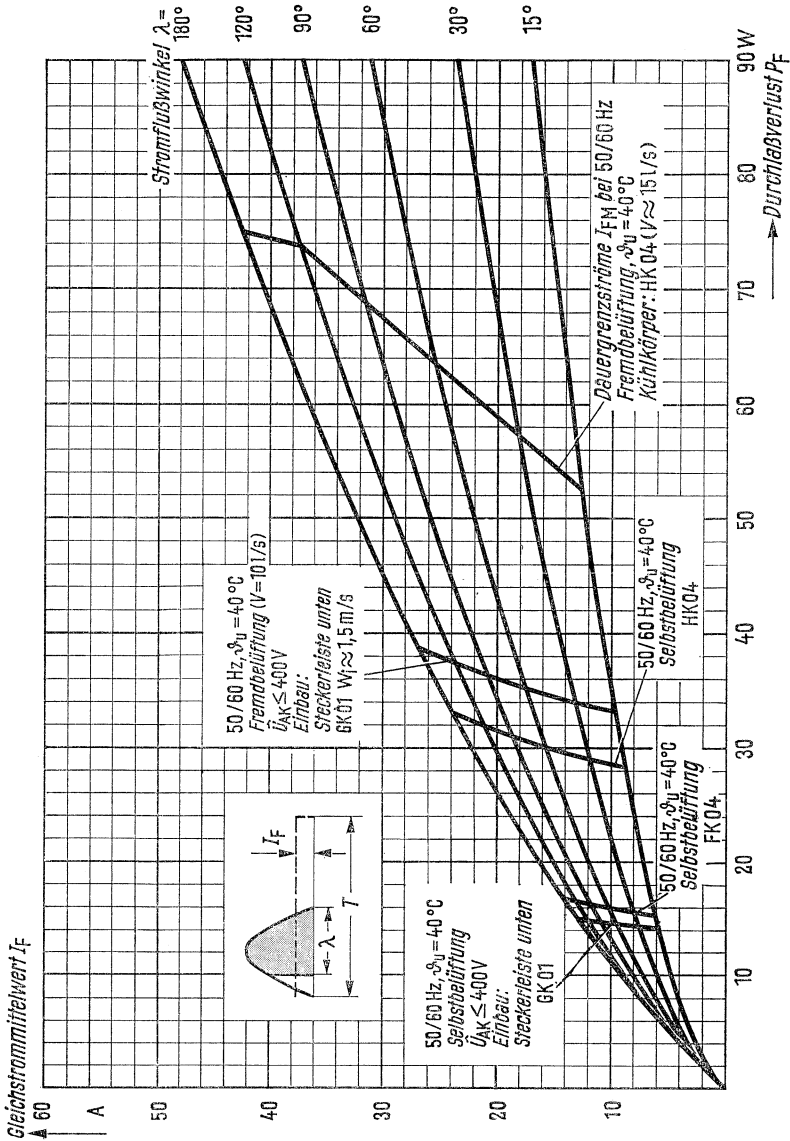


Bild 189

Verlustdiagramm für die Thyristoren BSt G 02. Gleichstrommittelwert  $I_F$  je Thyristor in Abhängigkeit vom mittleren Durchlaßverlust  $P_F$  und dem Stromflußwinkel  $\lambda$  bei sinusförmigem Stromverlauf





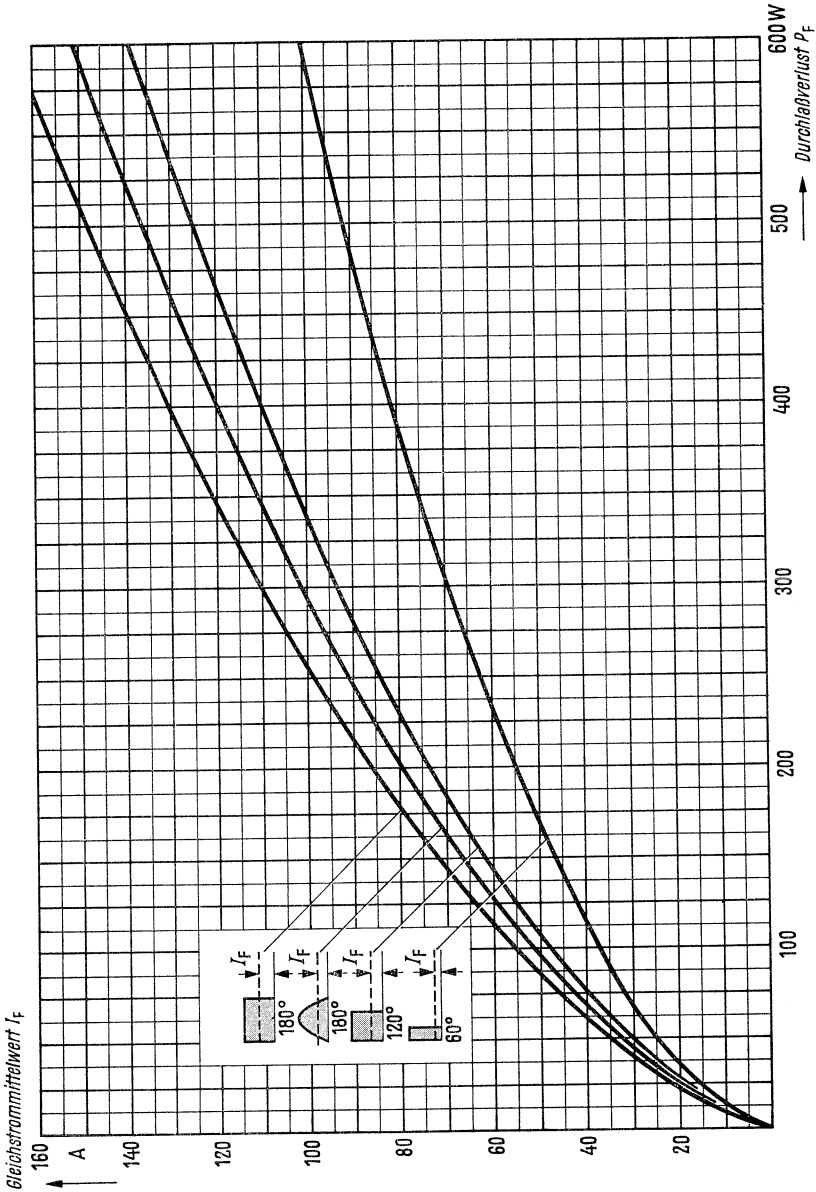


Bild 191

Verlustdiagramm zur Ermittlung der Überlastbarkeit von Thyristoren BSt G02. Gleichstrommittelwert  $I_F$  je Thyristor in Abhängigkeit vom mittleren Durchlaßverlust  $P_F$  für unterschiedliche Stromform und Stromflußdauer

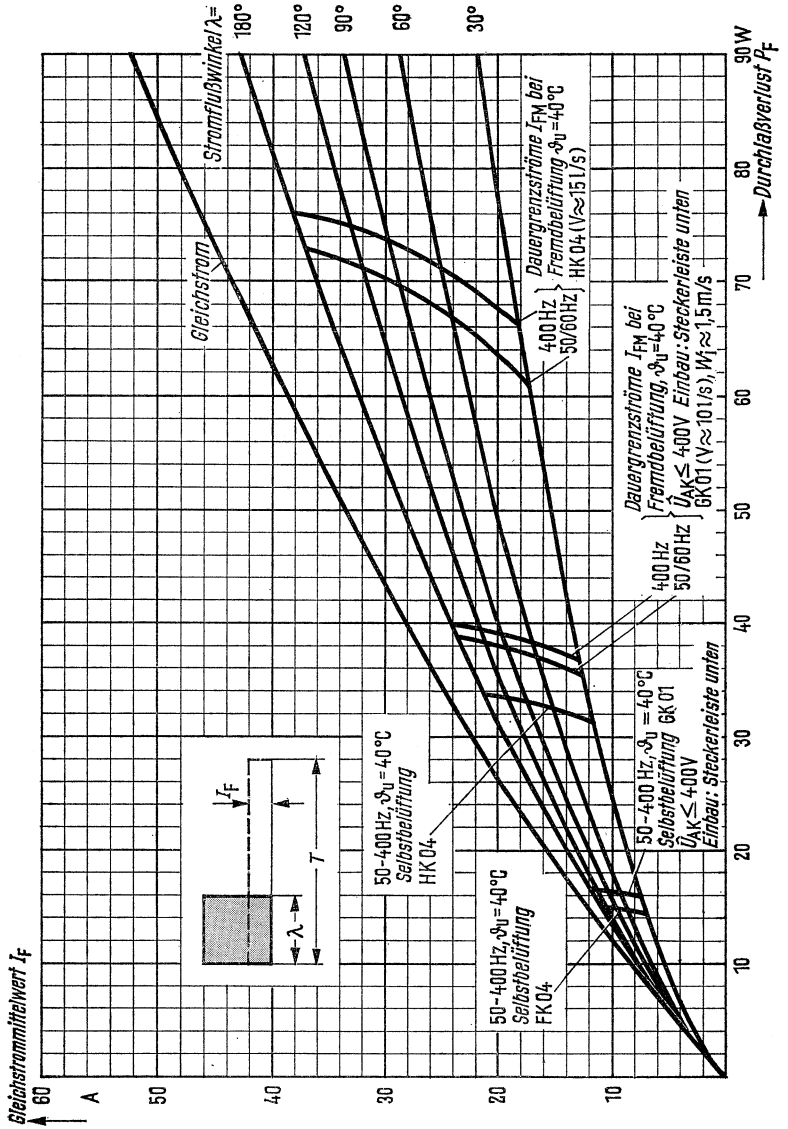


Bild 192

Verlustdiagramm für die Thyristoren BSt G 03.  
 Gleichstrommittelwert  $I_F$  je Thyristor in Abhängigkeit vom  
 mittleren Durchlaßverlust  $P_F$  und dem  
 Stromflußwinkel  $\lambda$  bei rechteckigem Stromverlauf

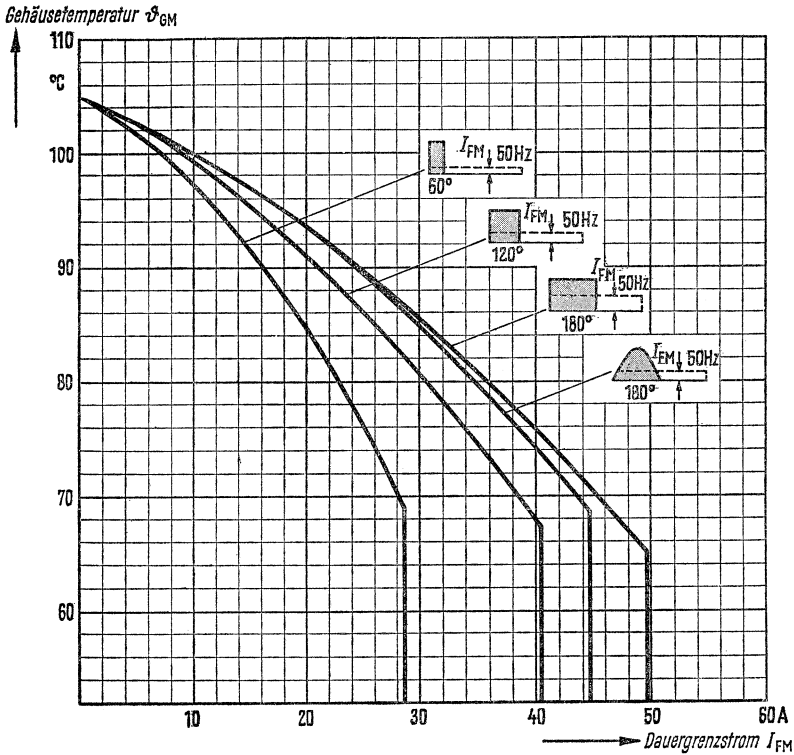


Bild 193

Höchstzulässige Gehäusetemperatur für die Thyristoren BSt G 02.

Maximale Gehäusetemperatur  $\theta_{GM}$  (gemessen am Sechskant)

in Abhängigkeit vom Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  je Thyristor.

Die Kennlinien gelten unabhängig von der Art der Kühlung und

berücksichtigen nur den Durchlaßverlust  $P_F$ .

Wird der Thyristor mit der angegebenen Gehäusetemperatur betrieben,

so ist er nicht mehr überlastbar

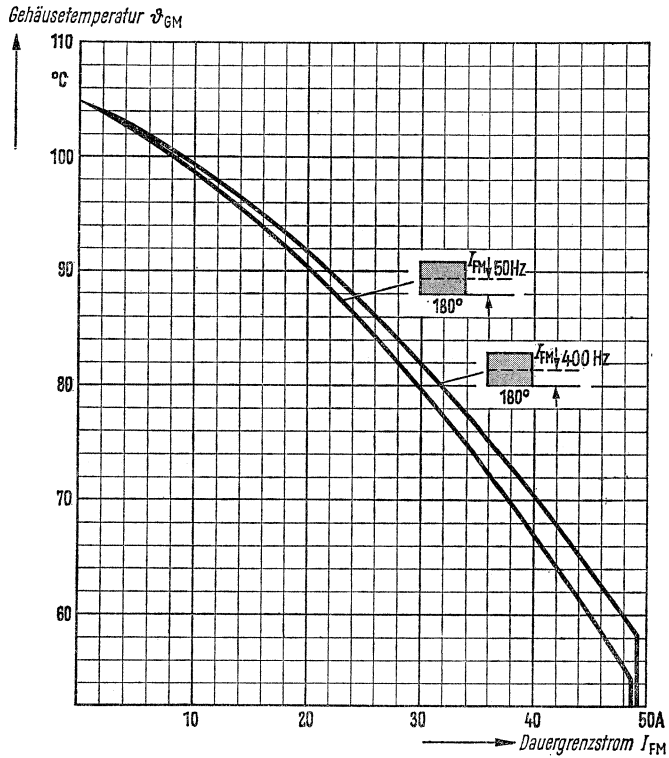


Bild 194

Höchstzulässige Gehäusetemperatur für die Thyristoren BSt G 03.

Maximale Gehäusetemperatur  $\vartheta_{GM}$  (gemessen am Sechskant)

in Abhängigkeit vom Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  je Thyristor.

Die Kennlinien gelten unabhängig von der Art der Kühlung und berücksichtigen nur den Durchlaßverlust  $P_F$ .

Wird der Thyristor mit der angegebenen Gehäusetemperatur betrieben, so ist er nicht mehr überlastbar

+ FK 04

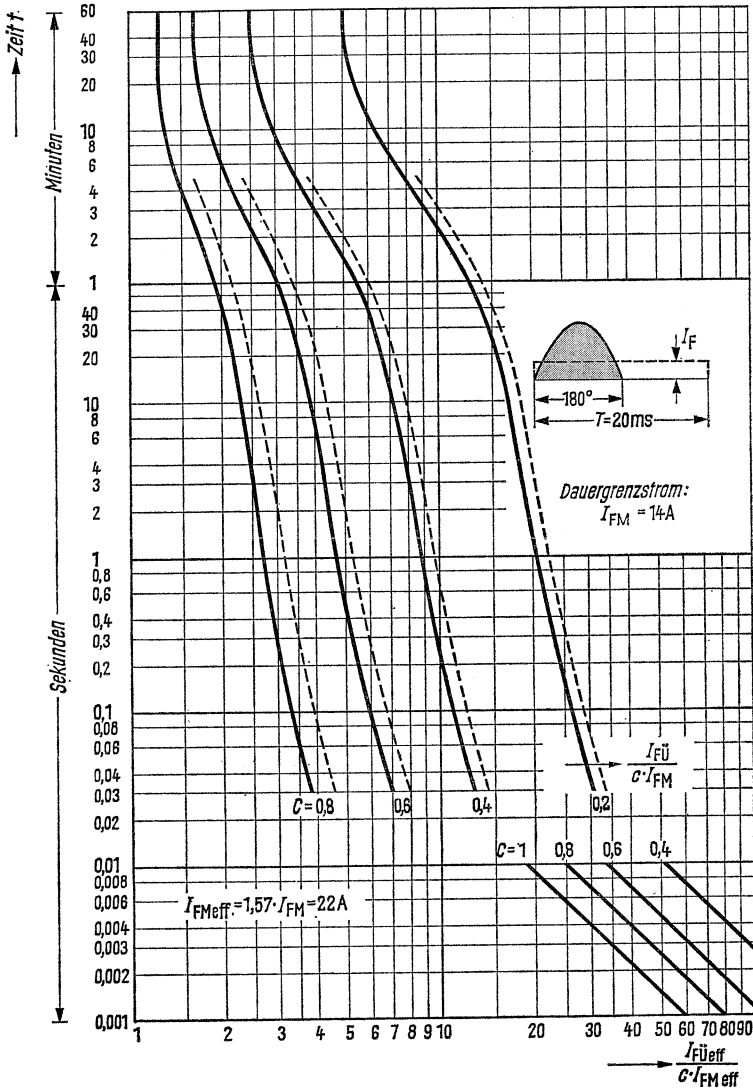


Bild 195  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 02  
mit Kühlkörper FK 04  
für Eigenbelüftung

Bedingungen:

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Sinusförmiger Stromverlauf
- Stromfußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50$  Hz
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ C$

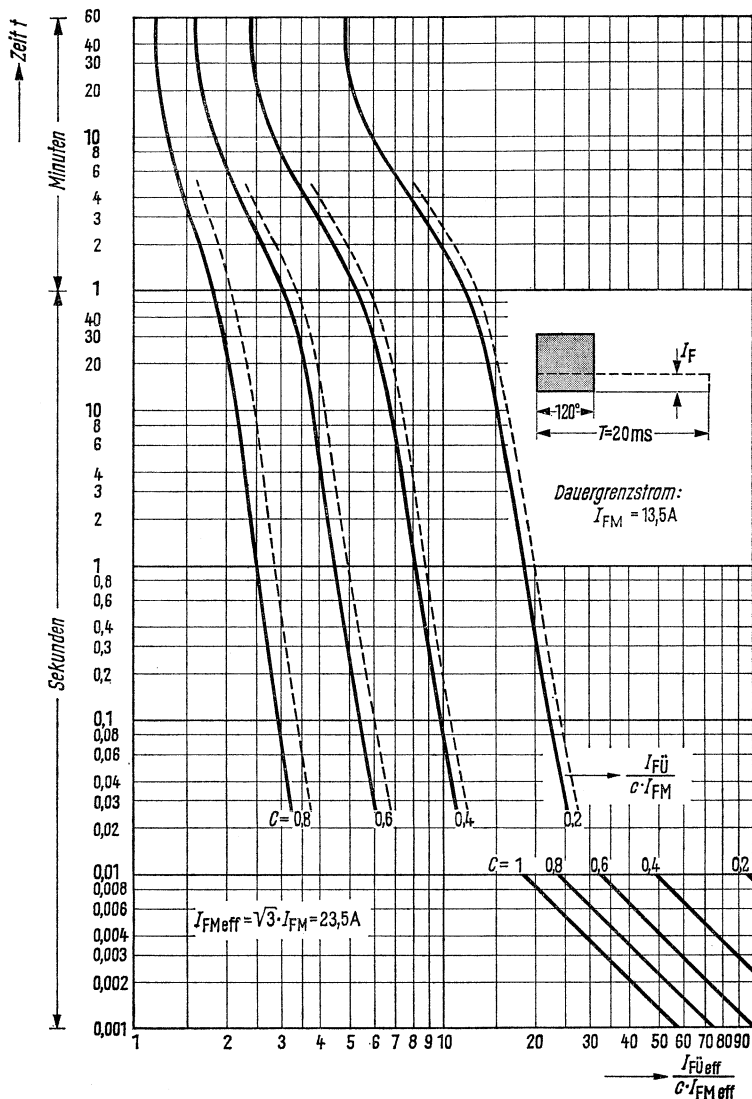


Bild 196  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 02  
mit Kühlkörper FK 04  
für Eigenbelüftung

Bedingungen:  
Ungehinderte Eigenkonvektion  
Rechteckiger Stromverlauf  
Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$   
Frequenz  $f \geq 50\text{ Hz}$   
Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ\text{C}$

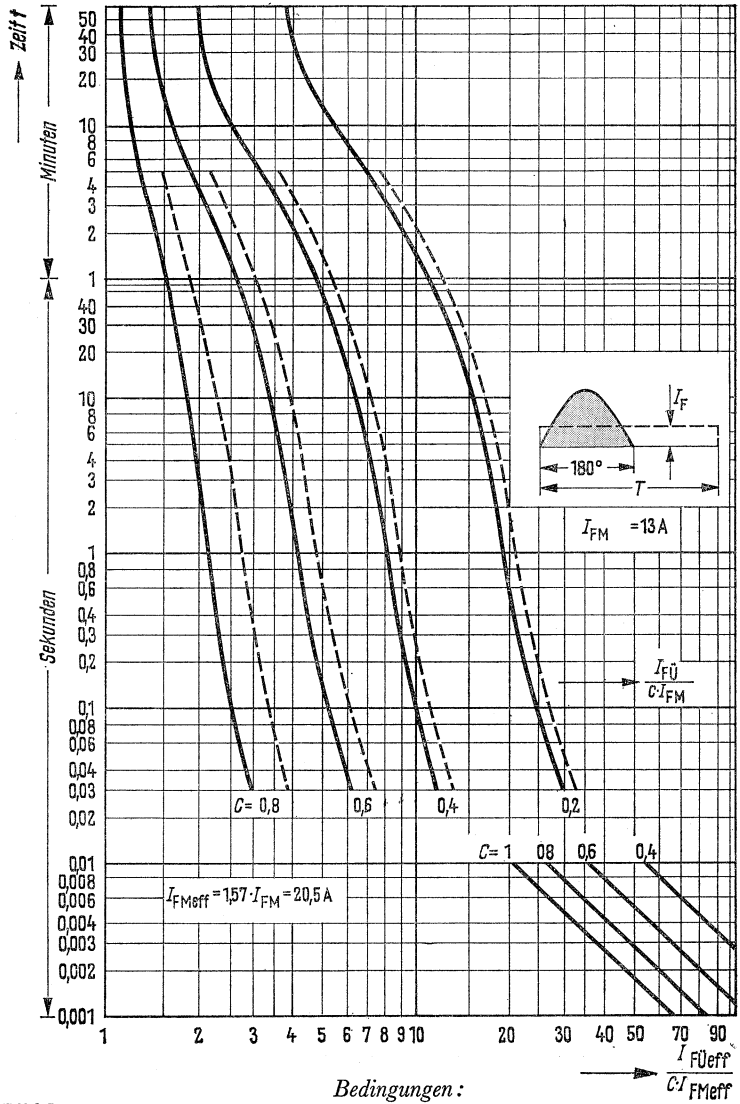


Bild 197  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 02  
mit Kühlkörper GK 01  
für Eigenbelüftung

- Bedingungen:
- Ungehinderte Eigenkonvektion
  - Sinusförmiger Stromverlauf
  - Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
  - Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$
  - Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ \text{ C}$
  - Anoden-Kathodenspannung  $\hat{U}_{AK} \leq 400 \text{ V}$
  - Einbau in Tiefeinschub (Steckerleiste unten)



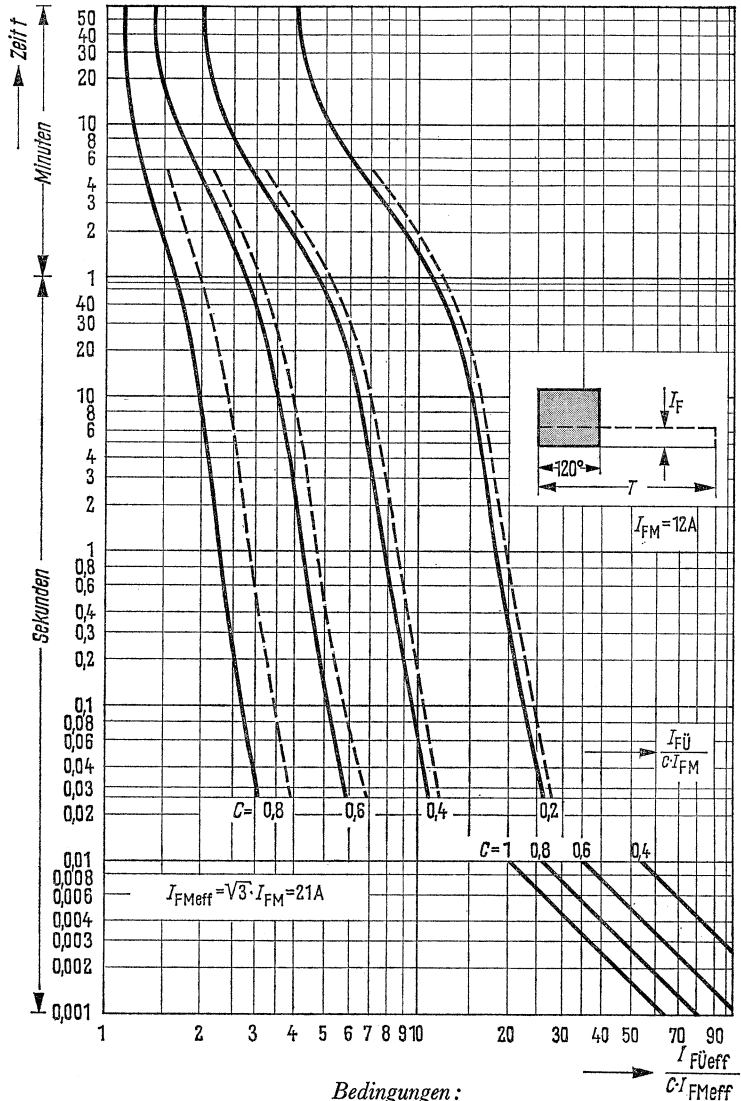


Bild 198  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 02  
mit Kühlkörper GK 01  
für Eigenbelüftung

**Bedingungen:**

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50$  Hz
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ C$
- Anoden-Kathodenspannung  $\hat{U}_{AK} \leq 400$  V
- Einbau in Tiefeinschub (Steckerleiste unten)

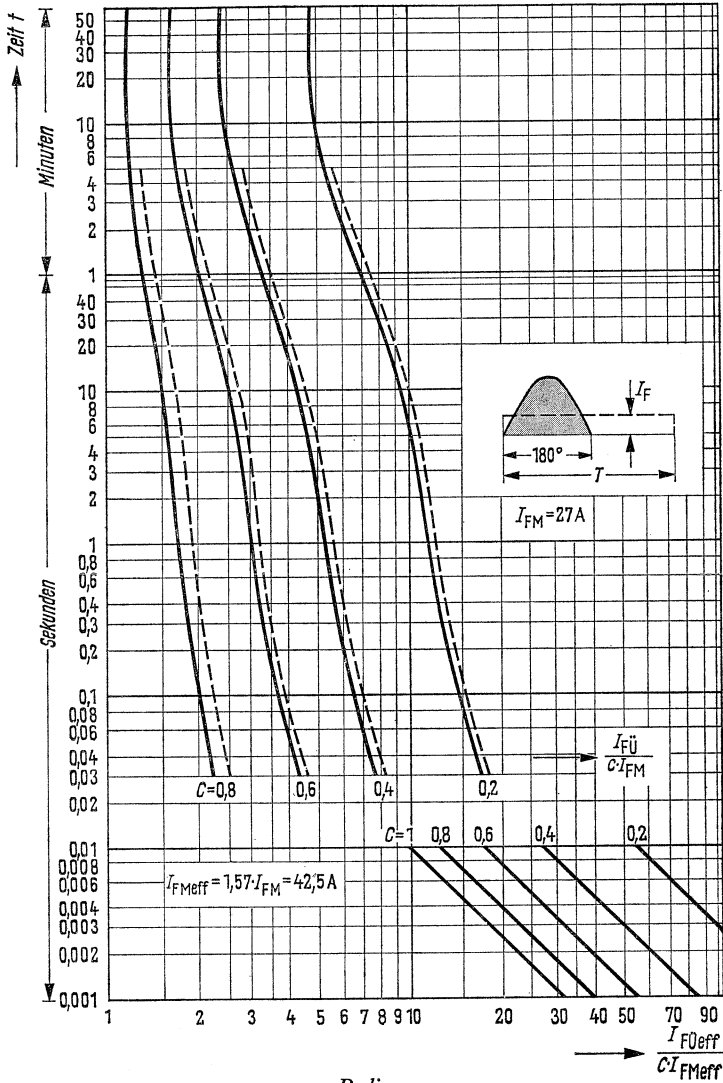


Bild 199  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 02  
mit Kühlkörper GK 01  
für Fremdbelüftung

- Bedingungen :
- Kühlluftmenge  $V = 10 \text{ l/s}$
  - Sinusförmiger Stromverlauf
  - Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
  - Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$
  - Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ C$
  - Anoden-Kathodenspannung  $\hat{U}_{AK} \leq 400 \text{ V}$
  - Einbau in Tiefschub (Steckerleiste unten)

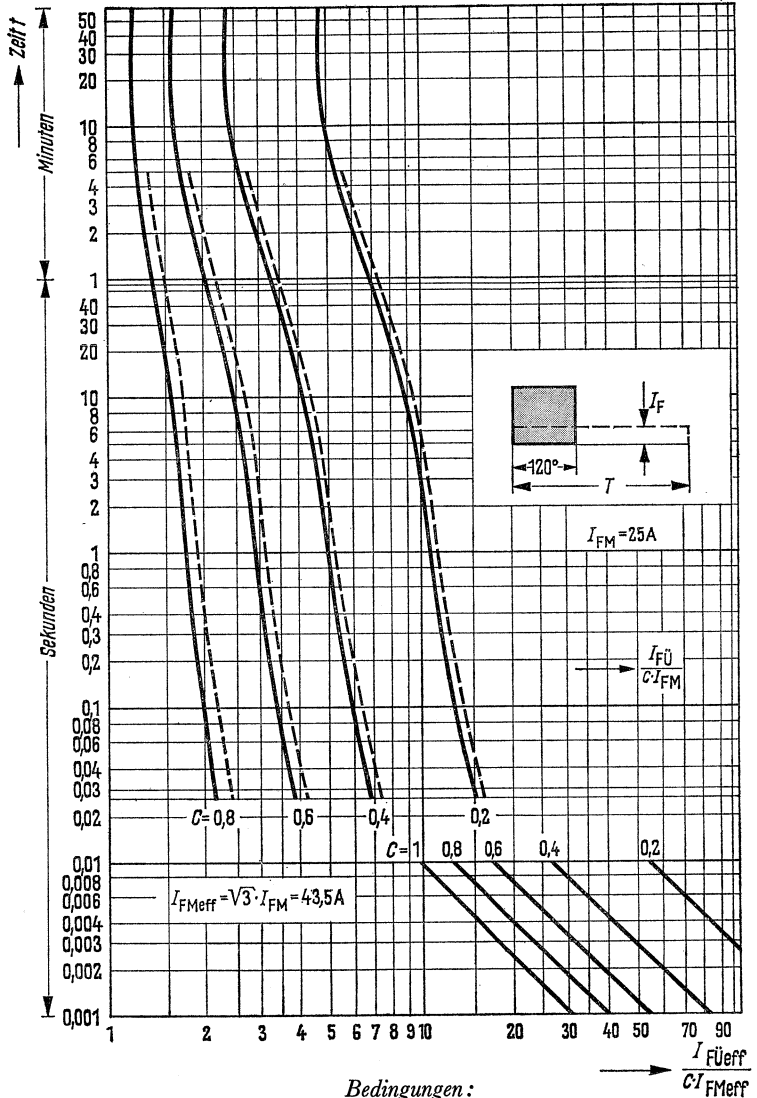


Bild 200  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 02  
mit Kühlkörper GK 01  
für Fremdbelüftung

Bedingungen:

- Kühlluftmenge  $V = 10\text{ l/s}$
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50\text{ Hz}$
- Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ\text{ C}$
- Anoden-Kathodenspannung  $\hat{U}_{AK} \leq 400\text{ V}$
- Einbau in Tiefenschub (Steckerleiste unten)

+ HK 04

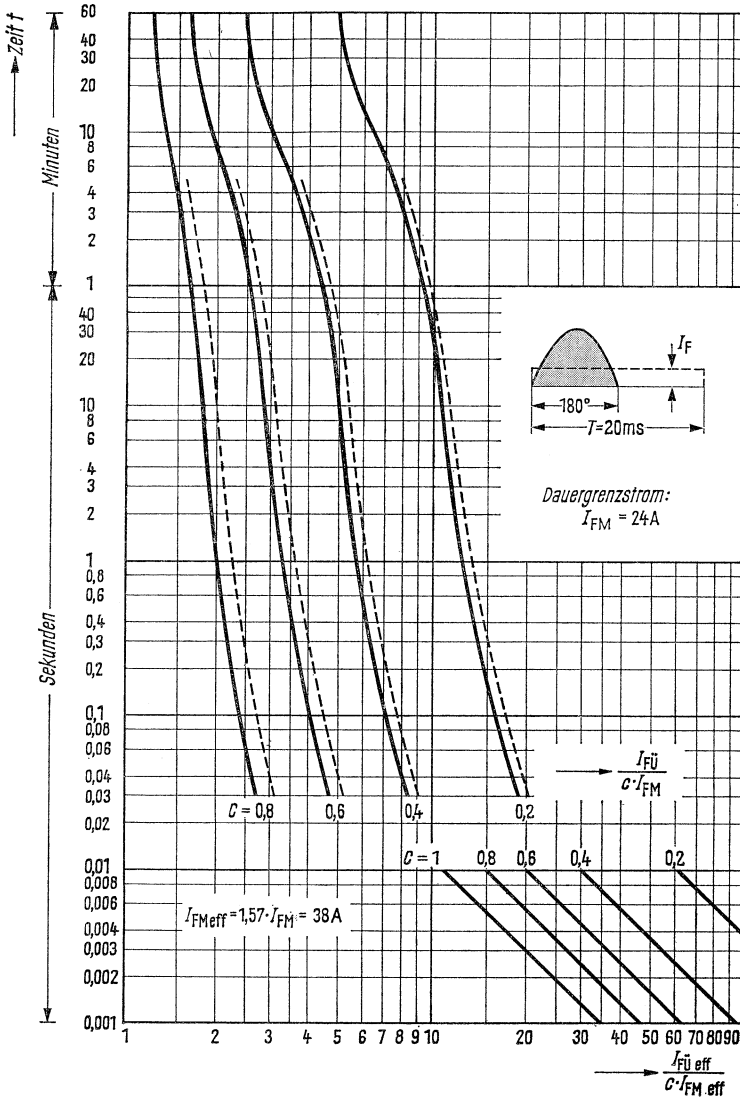


Bild 201  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 02  
mit Kühlkörper HK 04  
für Eigenbelüftung

Bedingungen:  
Ungehinderte Eigenkonvektion  
Sinusförmiger Stromverlauf  
Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$   
Frequenz  $f \geq 50$  Hz  
Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ C$

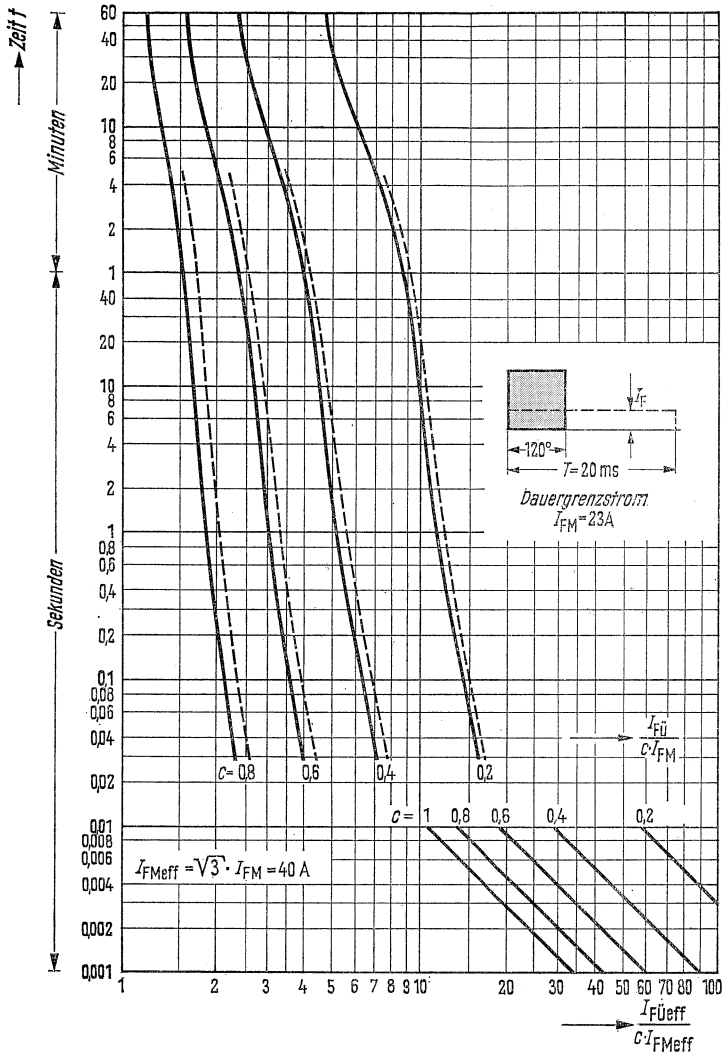


Bild 202  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 02  
mit Kühlkörper HK 04  
für Eigenbelüftung

**Bedingungen:**

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ \text{C}$

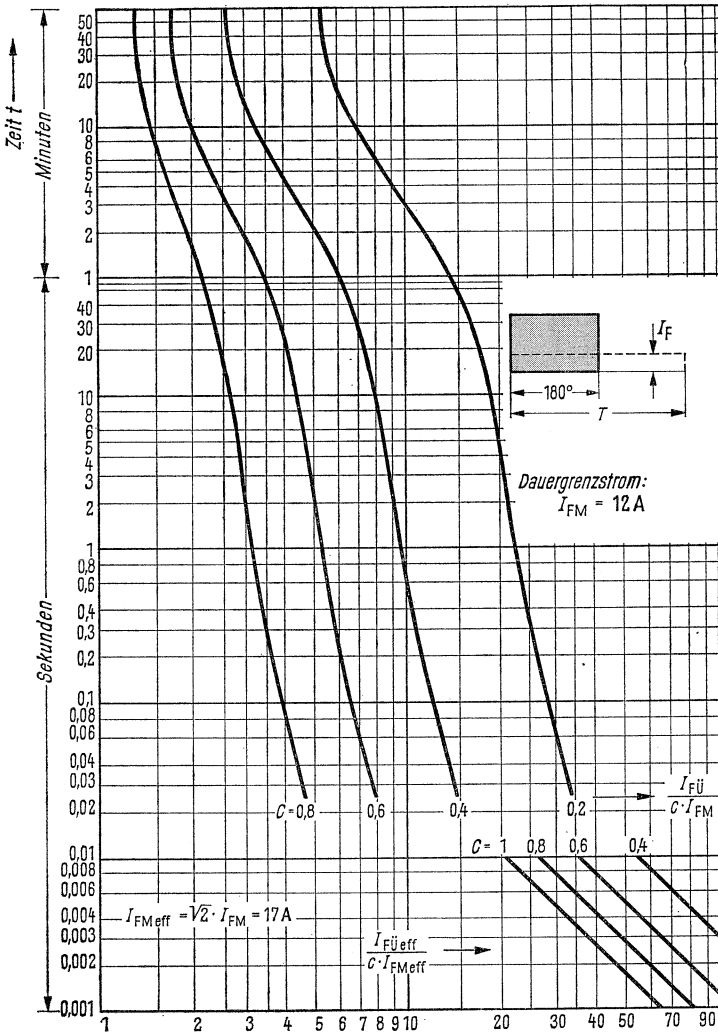


Bild 203  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 03  
mit Kühlkörper FK 04  
für Eigenbelüftung

- Bedingungen:**
- Ungehinderte Eigenkonvektion
  - Rechteckiger Stromverlauf
  - Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
  - Frequenz  $f \geq 50\text{ Hz}$
  - Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ\text{C}$

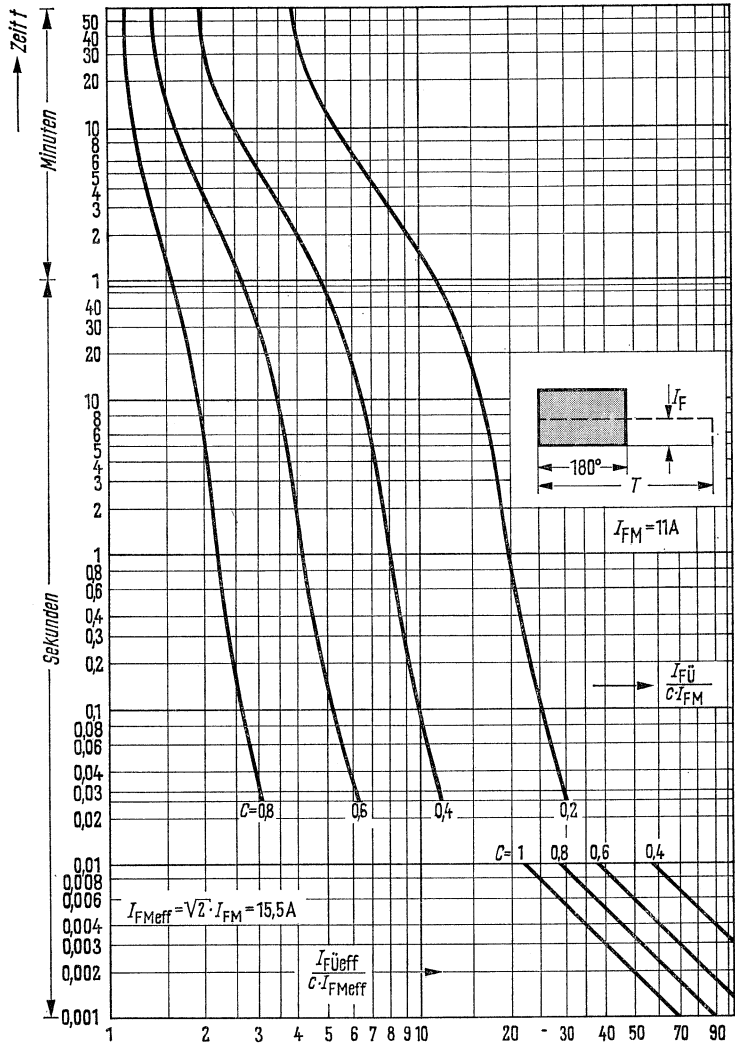


Bild 204  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 03  
mit Kühlkörper GK 01  
für Eigenbelüftung

**Bedingungen:**

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50$  Hz
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ C$
- Anoden-Kathodenspannung  $\hat{U}_{AK} \leq 400$  V
- Einbau in Tiefeinschub (Steckerleiste unten)

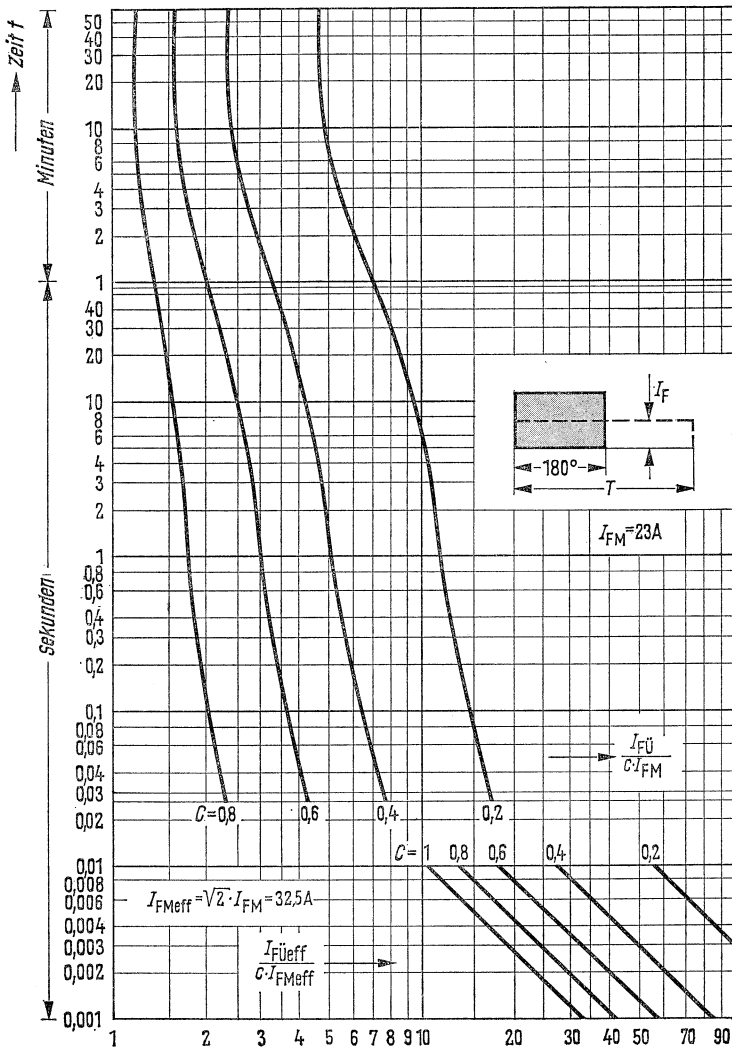


Bild 205

Überlastkennlinien  
 der Thyristoren BSt G 03  
 mit Kühlkörper GK 01  
 für Fremdbelüftung

*Bedingungen :*

- Kühlluftmenge  $V = 10 \text{ l/s}$
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$
- Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40 \text{ }^\circ\text{C}$
- Anoden-Kathodenspannung  $\hat{U}_{AK} \leq 400 \text{ V}$
- Einbau in Tiefeinschub (Steckerleiste unten)



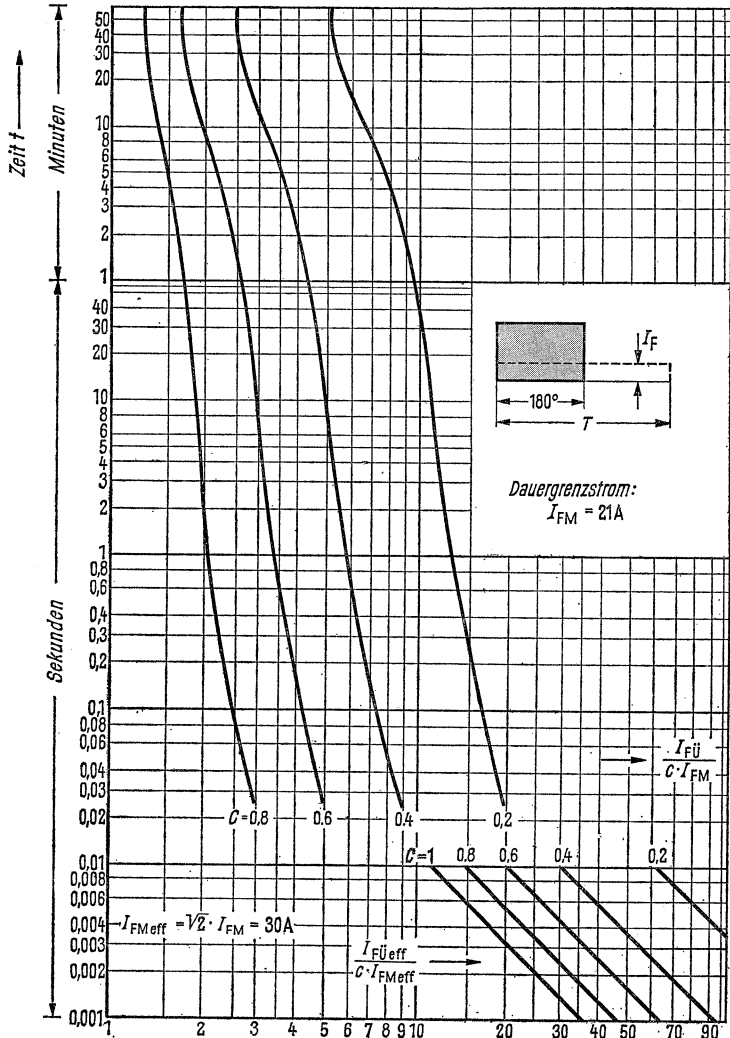


Bild 206  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt G 03  
mit Kühlkörper HK 04  
für Eigenbelüftung

*Bedingungen:*

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50\text{ Hz}$
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ\text{C}$

BSt G 02 / BSt G 03 Transiente Wärmewiderstände  $r$  und  $\rho$

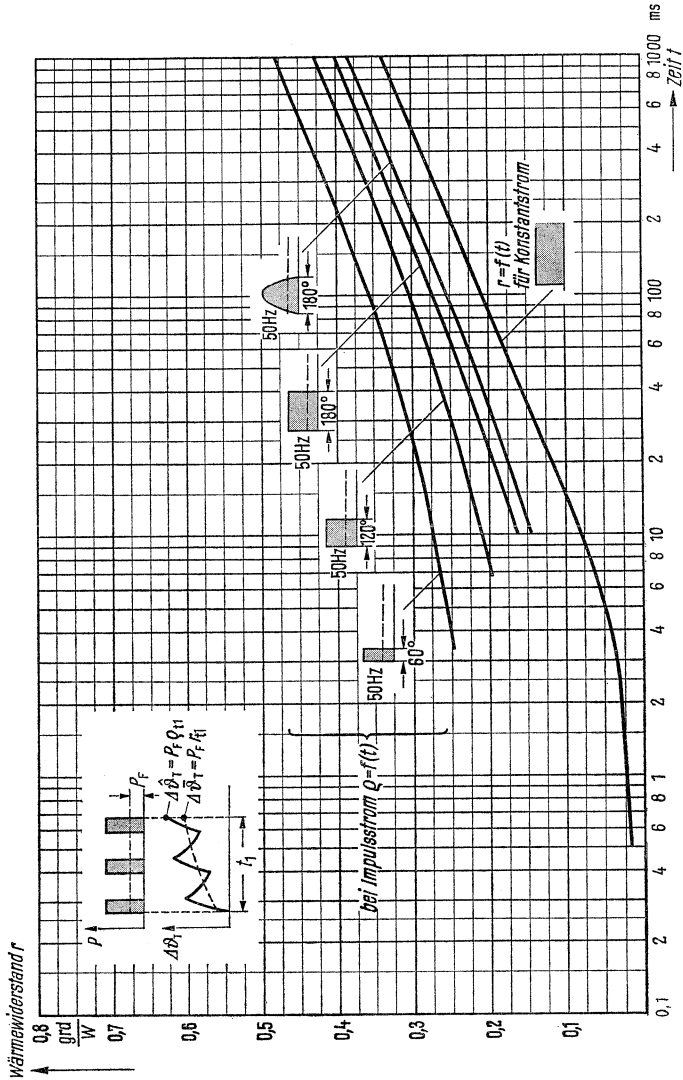
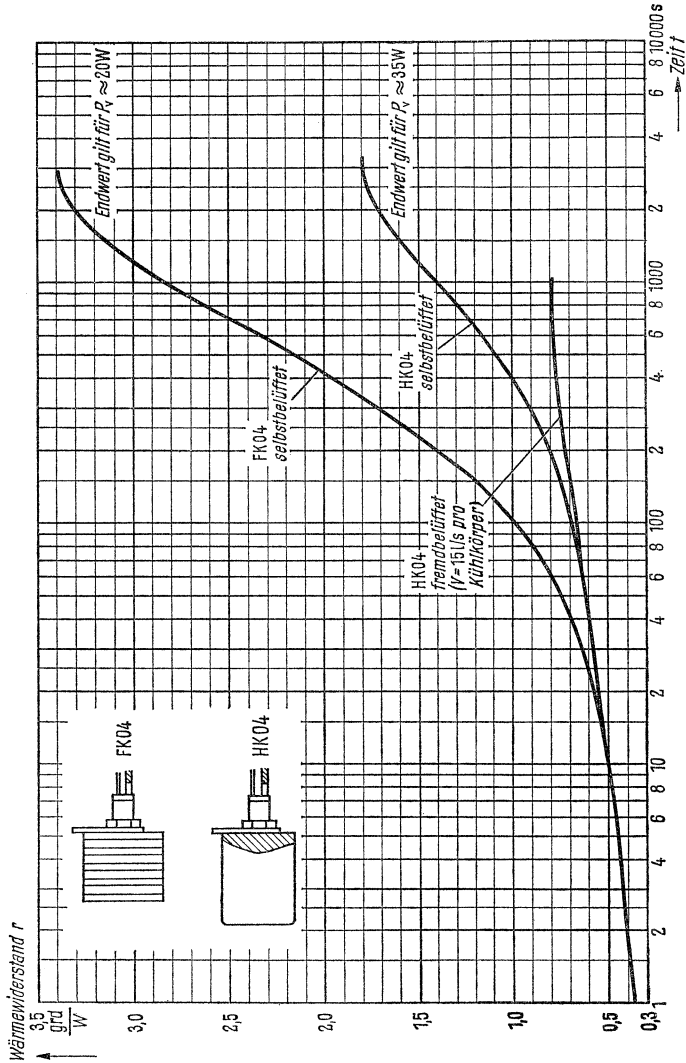


Bild 207

Transienter Wärmewiderstand der Thyristoren BSt G 02 und BSt G 03.  
 Das Diagramm gibt die transienten Wärmewiderstände für  
 Konstantstrom  $r$  und für Impulsstrom  $\rho$  für Zeiten  $t \leq 1$  s an.  
 Die Werte gelten unabhängig von der Kühlungsart

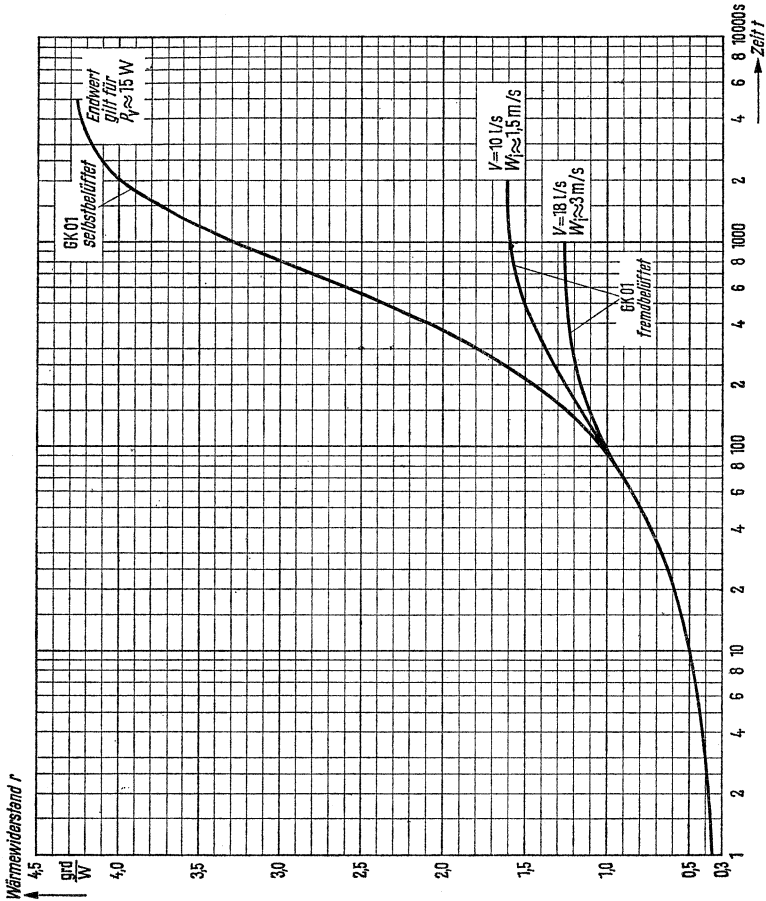


Transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom ( $t \geq 1$  s):

$$\rho_t = r_t + \Delta r_{\infty} \quad (\Delta r_{\infty} \text{ siehe Seite 299})$$

Bild 208

Transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r$   
 der Thyristoren BSt G 02 und BSt G 03  
 mit Kühlkörper FK 04 oder HK 04 ( $t \geq 1$  s)



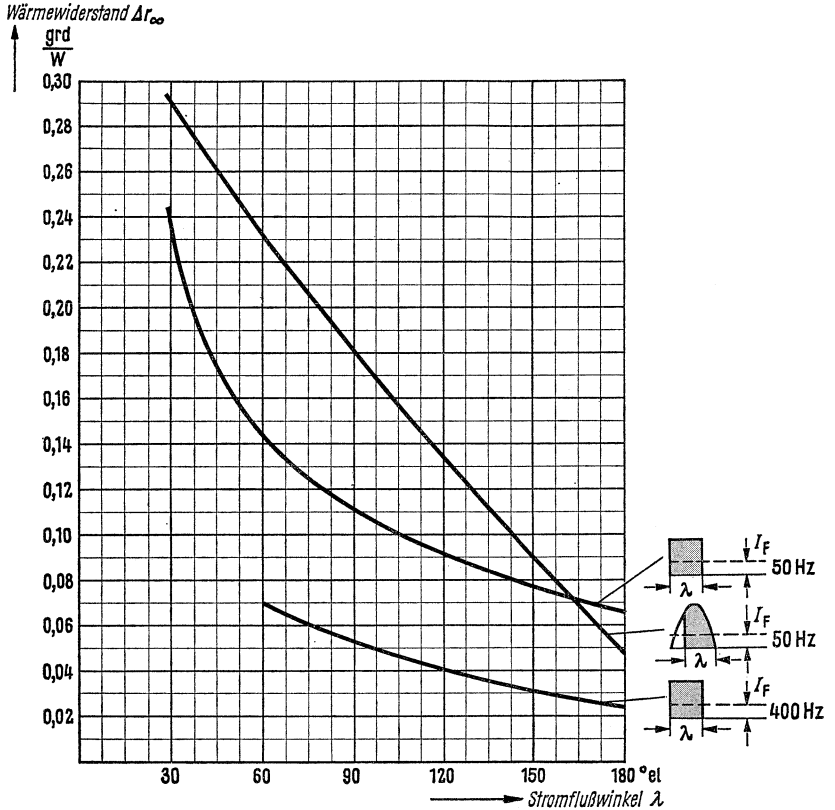
Transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom ( $t \geq 1$  s):

$$\varrho_t = r_t + \Delta r_{\infty} \quad (\Delta r_{\infty} \text{ siehe Seite 299})$$

Bild 209

Transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r$  der Thyristoren BSt G 02 und BSt G 03 mit Kühlkörper GK 01 ( $t \geq 1$  s)

Die Wärmewiderstandswerte gelten für  $\hat{U}_{AK} \leq 400$  V und senkrechten Einbau (Steckerleiste unten bzw. Einbau in Tiefeinschub)



$$\varrho_t = r_t + \Delta r_{\infty} \quad (t \geq 1 \text{ s})$$

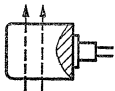
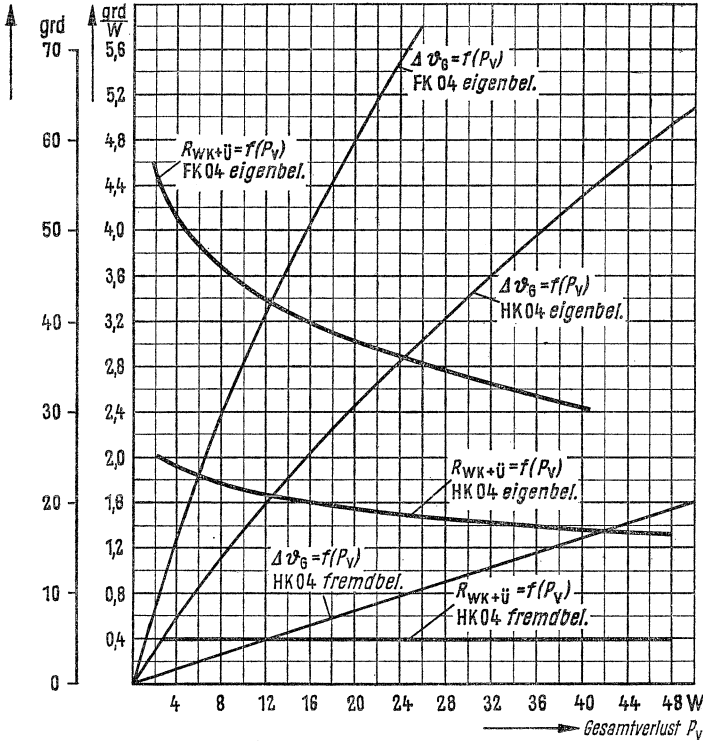
Bild 210

Hilfsgröße zur Ermittlung der Temperaturschwankungen an der Tablette für Thyristoren BSt G 02 und BSt G 03.

Wärmewiderstandswert  $\Delta r_{\infty}$  in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel  $\lambda$  für verschiedene Stromformen und Frequenzen

Übertemperatur  $\Delta\vartheta_6$

Wärmewiderstand  $R_{WK}+R_{WÜ}$



$\Delta\vartheta_6$  gemessen am Sechskant des Thyristors

z. B. HK 04

**Eigenbelüftung :**

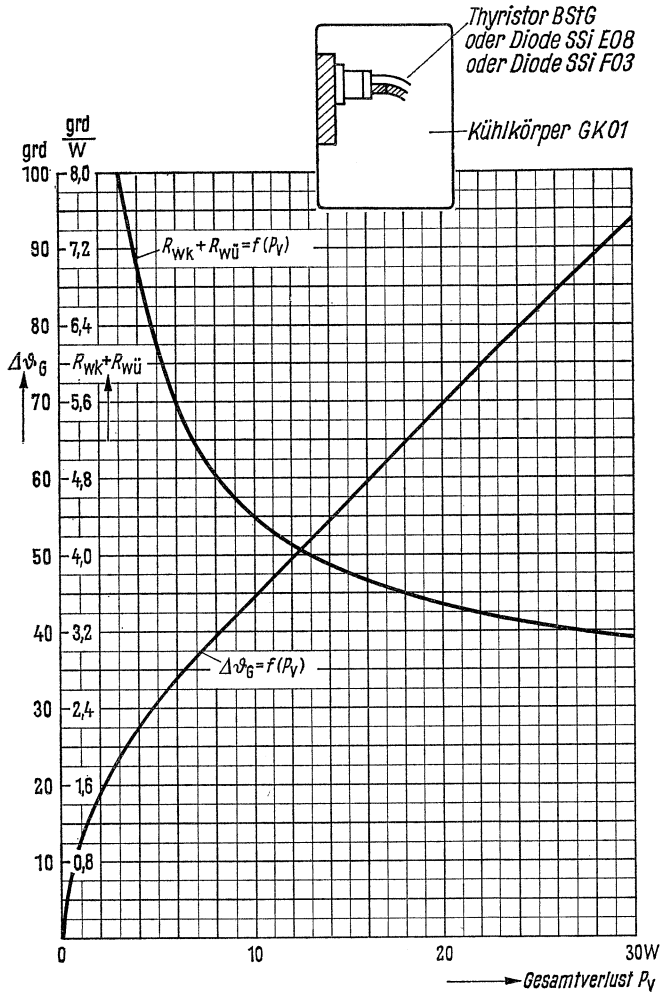
Ungehinderte Eigenkonvektion bei freier Aufstellung im Raum. In einer Etage nebeneinander angeordnete Kühlkörper mit senkrecht stehenden Kühlrippen

**Fremdbelüftung :**

Kühlluftmenge  $V = 15$  l/s  
je Kühlkörper  
Übergangswiderstand  $R_{WÜ} \approx 0,08$  grad/W

Bild 211

Kühlkennlinien für Kühlkörper FK 04 und HK 04. Übertemperatur  $\Delta\vartheta_G$  am Gehäuse und Wärmewiderstand des Kühlkörpers einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{WÜ}$ ) in Abhängigkeit von den abgeführten Verlusten  $P_V$



**Bedingungen :**

Ungehinderte Eigenkonvektion bei freier Aufstellung im Raum.  
 In einer Etage nebeneinander angeordnete Kühlkörper mit senkrecht stehenden Kühlrippen. – Übergangswiderstand  $R_{WÜ} \approx 0,08$  grad/W  
 Anoden-Kathodenspannung  $\hat{U}_{AK} \leq 400$  V  
 Einbau in Tiefeinschub (Steckerleiste unten)

**Bild 212**

Kühlkennlinien für Kühlkörper GK 01 bei Eigenbelüftung.  
 Übertemperatur  $\Delta\vartheta_G$  am Gehäuse und Wärmewiderstand des Kühlkörpers einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{WÜ}$ ) in Abhängigkeit von den abgeführten Verlusten  $P_V$

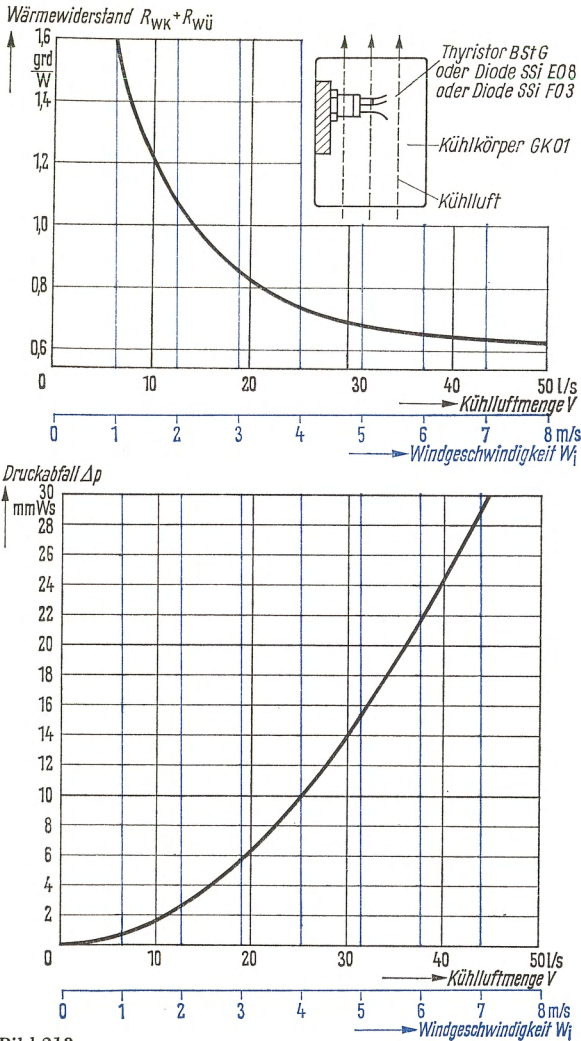


Bild 213

Kühlkennlinien für Kühlkörper GK 01 bei Fremdbelüftung.  
 Wärmewiderstand des Kühlkörpers einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{WÜ}$ ) in Abhängigkeit von der Luftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  im Luftschacht.  
 Druckabfall  $\Delta p$  in Abhängigkeit von der Luftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  im Luftschacht  
 Die Wärmewiderstandswerte gelten für  $\hat{U}_{AK} \leq 400$  V und senkrechten Einbau (Steckerleiste unten bzw. Einbau in Tiefeinschub)



Tabelle 19 Zeitkonstanten und Wärmewiderstände Thyristor BSt G

Zeitkonstanten	Wärmewiderstände	
der analytischen Erwärmungsfunktion im Zeitbereich $t = 10 \text{ ms bis } \rightarrow \infty$		
<i>Selbstbelüftung</i>		
Kühlkörper FK 04		
$\tau_1 = 720 \text{ s}$	$R_1 = 2,5$	} $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$
$\tau_2 = 172 \text{ s}$	$R_2 = 0,43$	
$\tau_3 = 3,6 \text{ s}$	$R_3 = 0,15$	
$\tau_4 = 465 \text{ ms}$	$R_4 = 0,1$	
$\tau_5 = 77 \text{ ms}$	$R_5 = 0,1$	
$\tau_6 = 12,8 \text{ ms}$	$R_6 = 0,1$	
$R_K = 0,02$		
$R_{W\text{Ges}} = 3,40$		
Kühlkörper GK 01 <sup>1)</sup>		
$\tau_1 = 827 \text{ s}$	$R_1 = 2,93$	} $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$
$\tau_2 = 478 \text{ s}$	$R_2 = 0,77$	
$\tau_3 = 2,5 \text{ s}$	$R_3 = 0,29$	
$\tau_4 = 103 \text{ ms}$	$R_4 = 0,131$	
$\tau_5 = 15 \text{ ms}$	$R_5 = 0,10$	
	$R_6 = 0,025$	
$R_K = 0,025$		
$R_{W\text{Ges}} = 4,25$		
Kühlkörper HK 04		
$\tau_1 = 921 \text{ s}$	$R_1 = 1,225$	} $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$
$\tau_2 = 26,26 \text{ s}$	$R_2 = 0,125$	
$\tau_3 = 3,31 \text{ s}$	$R_3 = 0,1225$	
$\tau_4 = 385 \text{ ms}$	$R_4 = 0,12$	
$\tau_5 = 53,5 \text{ ms}$	$R_5 = 0,1175$	
$\tau_6 = 10,56 \text{ ms}$	$R_6 = 0,07375$	
$R_K = 0,01625$		
$R_{W\text{Ges}} = 1,80$		

<sup>1)</sup> Die Werte gelten für  $\hat{U}_{AK} \leq 400 \text{ V}$  und senkrechten Einbau (Steckerleiste unten bzw. Einbau in Tiefeinschub).

*Fremdbelüftung*Kühlkörper GK 01 ( $V = 10 \text{ l/s}$ )<sup>1)</sup>

$\tau_1 = 208 \text{ s}$	$R_1 = 0,943$	} $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$
$\tau_2 = 35,33 \text{ s}$	$R_2 = 0,294$	
$\tau_3 = 518 \text{ ms}$	$R_3 = 0,172$	
$\tau_4 = 45,2 \text{ ms}$	$R_4 = 0,117$	
$\tau_5 = 9,6 \text{ ms}$	$R_5 = 0,069$	
	$R_K = 0,015$	
	$R_{\text{WGes}} = 1,61$	

Kühlkörper HK 04 ( $V = 15 \text{ l/s}$ )

$\tau_1 = 213,3 \text{ s}$	$R_1 = 0,2056$	} $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$
$\tau_2 = 22,73 \text{ s}$	$R_2 = 0,1722$	
$\tau_3 = 2,31 \text{ s}$	$R_3 = 0,1111$	
$\tau_4 = 360 \text{ ms}$	$R_4 = 0,1089$	
$\tau_5 = 50 \text{ ms}$	$R_5 = 0,1067$	
$\tau_6 = 13,6 \text{ ms}$	$R_6 = 0,0644$	
	$R_K = 0,0311$	
	$R_{\text{WGes}} = 0,80$	

Der Endwert  $R_K$  berücksichtigt als konstanter Summand die Erwärmung im Zeitbereich  $t < 10 \text{ ms}$ .

<sup>1)</sup> Die Werte gelten für  $\hat{U}_{\text{AK}} \cong 400 \text{ V}$  und senkrechten Einbau (Steckerleiste unten bzw. Einbau in Tiefeinschub).

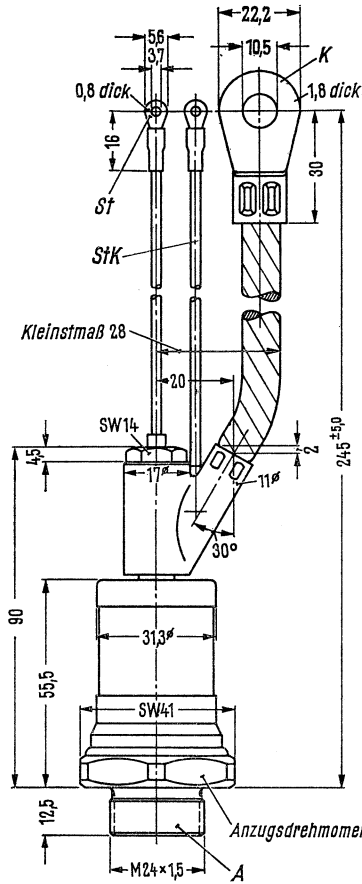
## 4. Die Thyristoren BSt L 02 und BSt L 03

Tabelle 20 Datenblatt Thyristoren BSt L 02/L 03

		BSt L 02			BSt L 03			
		60	40	20	60	40	20	
<i>I. Spannungsgrenzwerte</i>								
1.	Nennsperrspannung (V)	$U_N$	600	400	200	600	400	200
2.	Spitzensperrspannung (V)	$\left. \begin{matrix} U_R \\ U_B \end{matrix} \right\}$	900	600	300	900	600	300
	Spitzenblockierspg. (V)							
3.	Zulässiger $du/dt$ -Wert	$du/dt$	$\leq 20 \text{ V}/\mu\text{s}^1)$					
4.	Durchlaßspannung	$u_F$	$u_F = 0,76 + \frac{1,8}{10^3} i_F$		$u_F = 1,05 + \frac{2,5}{10^3} i_F$			
<i>II. Thermische Grenzwerte</i>								
5.	Zul. Tablettentemperatur	$\vartheta_T$	-40 °C bis +115 °C					
6.	Wärmewiderstand	$R_{Wi}$	$\leq 0,24 \text{ grad/W}$					
<i>III. Stromgrenzwerte</i>								
7.	Typenstrom	$I_{Typ}$	120 A			100 A		
8.	Sperrstrom Blockierstrom	$\left. \begin{matrix} i_R \\ i_B \end{matrix} \right\}$	$\leq 10 \text{ mA}$					
9.	Zulässiger $di/dt$ -Wert bei Anstieg auf 1000 A	$di/dt$	20 A/ $\mu\text{s}$			50 A/ $\mu\text{s}$		
10.	Grenzlastintegral	$I^2 t$	40000 A <sup>2</sup> s bei +20 °C			20000 A <sup>2</sup> s bei +20 °C		
			30000 A <sup>2</sup> s bei +115 °C			16000 A <sup>2</sup> s bei +115 °C		
11.	Haltestrom	$I_H$	$\leq 100 \text{ mA}$ bei +115 °C $\leq 180 \text{ mA}$ bei +20 °C $\leq 300 \text{ mA}$ bei -40 °C					

<sup>1)</sup> Sondertyp mit  $du/dt \geq 100 \text{ V}/\mu\text{s}$  lieferbar.

			BSt L 02			BSt L 03		
			60	40	20	60	40	20
	<i>IV. Schaltzeiten</i>							
12.	Einschaltverzugszeit ( $di_G/dt$ etwa 3 A/ $\mu$ s)	$t_d$	0,8 bis 3,5 $\mu$ s bei $I_{GF} = 1$ A 0,5 bis 2,0 $\mu$ s bei $I_{GF} = 3$ A					
13.	Freiwerdezeit	$t_f$	100 bis 300 $\mu$ s			$\leq 50 \mu$ s (typ. 40 $\mu$ s)		
	<i>V. Grenzwerte des Steuerkreises</i>							
14.	Statischer Zündstrom	$I_{GT}$	$\cong 150$ mA bei +115 °C $\cong 300$ mA bei +20 °C $\cong 450$ mA bei -40 °C					
15.	Nichtzündende Steuerspannung	$U_{GB}$	0,2 V					
16.	Sperrspannung des Steuerkreises	$U_{GR}$	2 V					
17.	Sperrstrom bei $U_{GR}$	$i_{GR}$	$\cong 300$ mA					
18.	Spitzensteuerstrom	$I_{GFS}$	10 A					
19.	Zulässiger Steuerstrom bei anliegender Sperr- spannung - $U_{AK} = U_N$		2 A (während 50 $\mu$ s bei 50 Hz)					
	<i>VI. Mechanische Daten</i>							
20.	Gewicht des Thyristors		etwa 400 g					
21.	Gewinde		M 24 $\times$ 1,5					
22.	Schlüsselweite		SW 41					
23.	Anzugsdrehmoment		6 kpm					
24.	Isolationsgruppe bei 1000 V (Effektivwert) nach VDE 0110		D					
25.	Rüttelfestigkeit		5 g					



A Anode  
 K Kathode  
 St Steueranschluß  
 Stk Hilfskathode  
 Maße in mm

Bild 214  
 Maßbild für die Thyristoren  
 BSt L 02 und BSt L 03

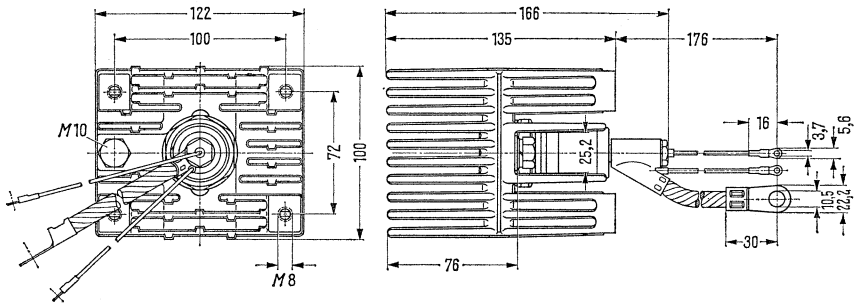


Bild 215

Maßbild für die Thyristoren BSt L 02 und BSt L 03 mit Kühlkörper LK 08  
 (L-Thyristorbaustein teb-h6tl . 01-1 siehe Seite 384)

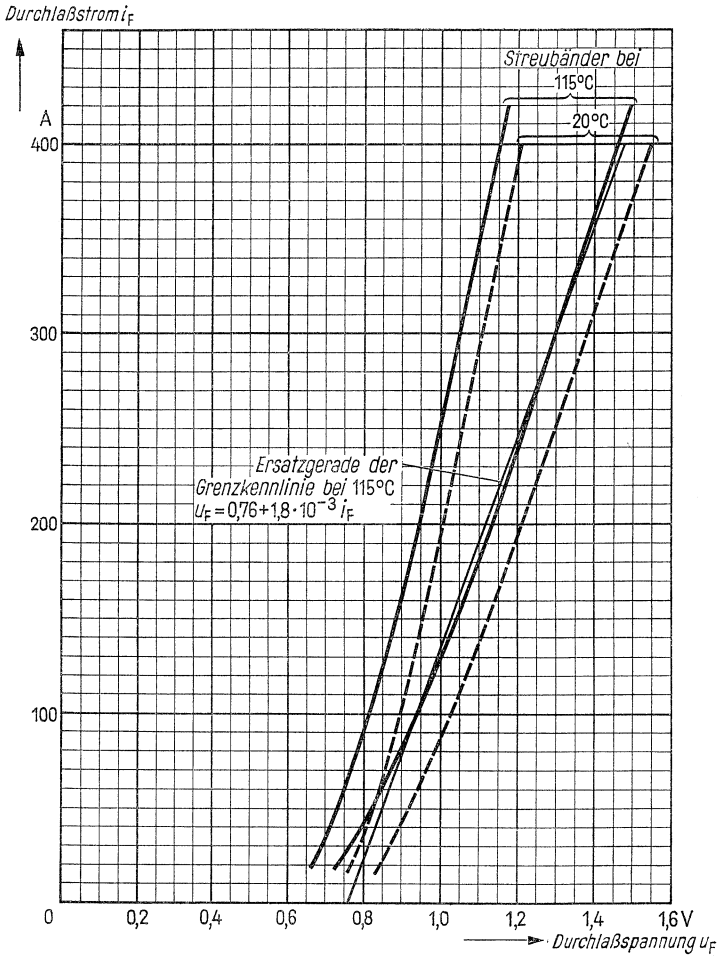


Bild 216

Durchlaßkennlinien der Thyristoren BSt L 02.

Streubänder bei Plattentemperaturen  $\vartheta_T = 20$  und  $115^\circ\text{C}$

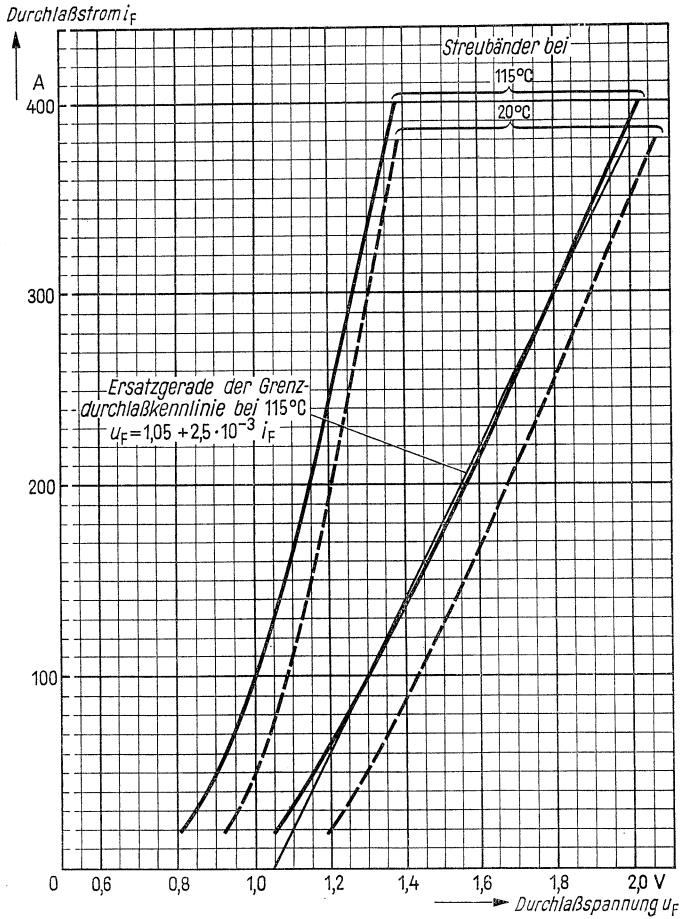


Bild 217

Durchlaßkennlinien der Thyristoren BSt L 03.

Strebänder bei Plattentemperaturen  $\vartheta_T = 20$  und  $115^\circ\text{C}$

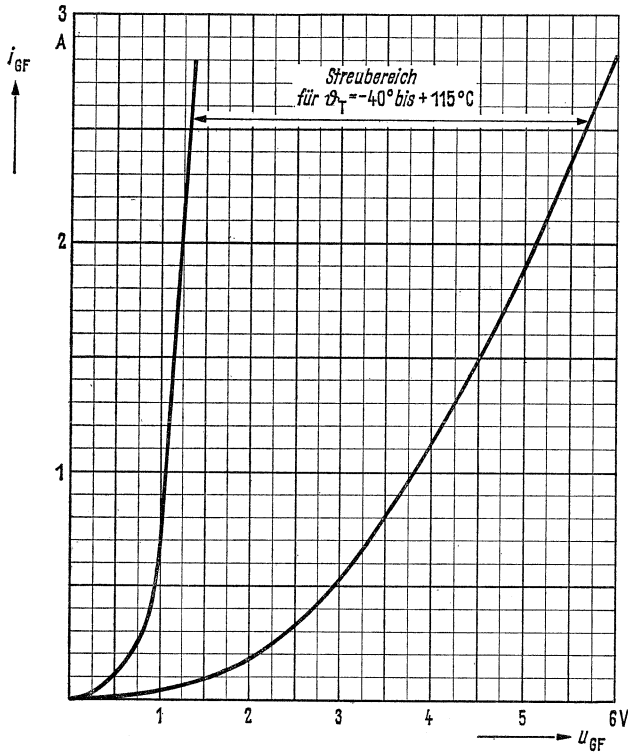


Bild 218

Durchlaßkennlinien des Steuerkreises für die Thyristoren BSt L 02 und BSt L 03



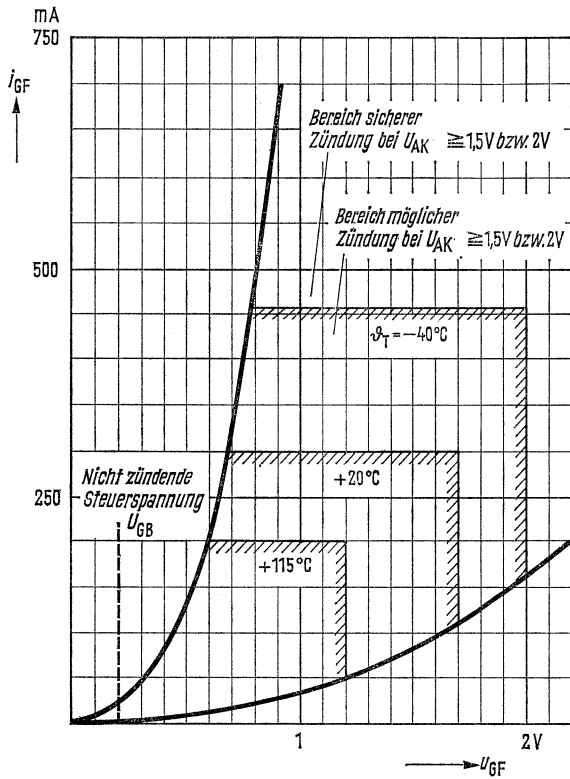


Bild 219

Zündbereiche der Thyristoren BSt L 02 und BSt L 03

Die eingetragenen Grenzen sind die statischen Mindestzündwerte bei der angegebenen Tablettentemperatur  $\vartheta_T$

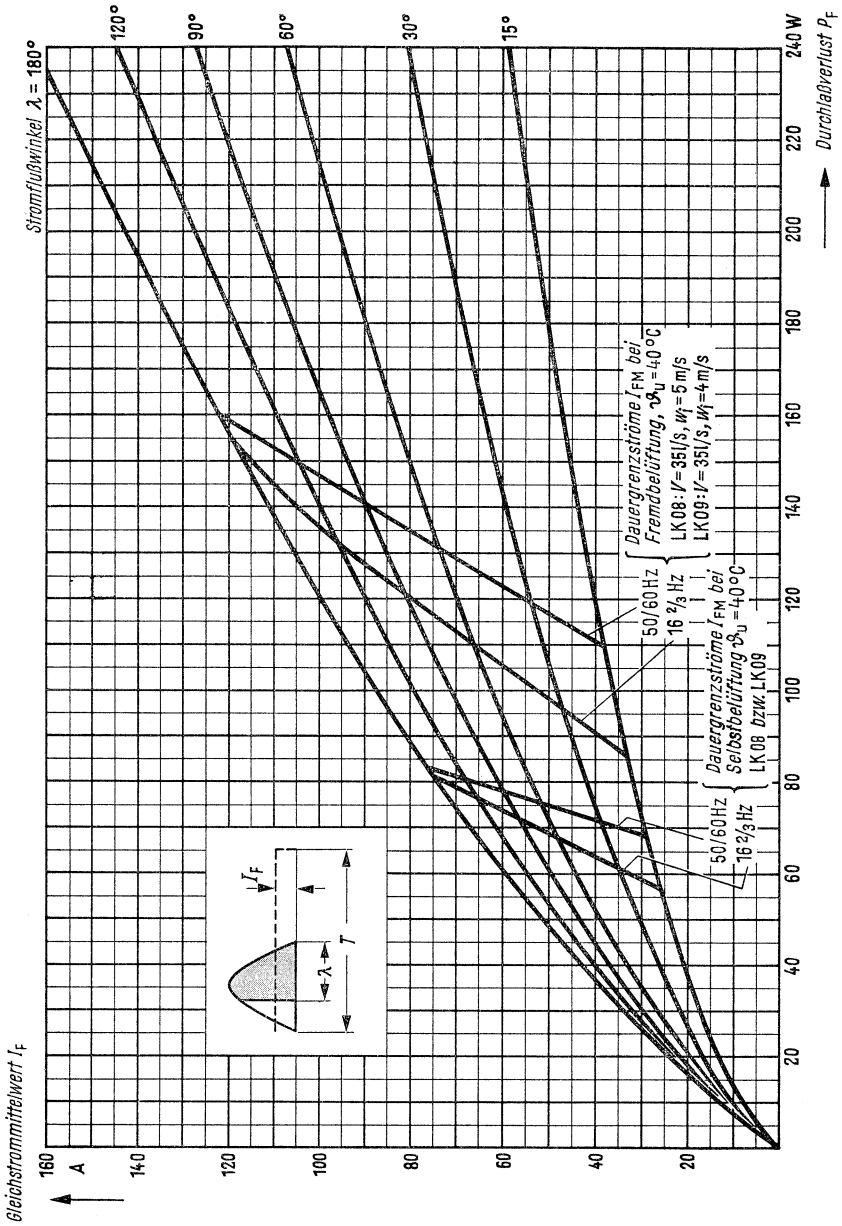


Bild 220

Verlustdiagramm für Thyristoren BSt L 02 bei sinusförmigem Strom,  $I_F = f(P_F, \lambda)$

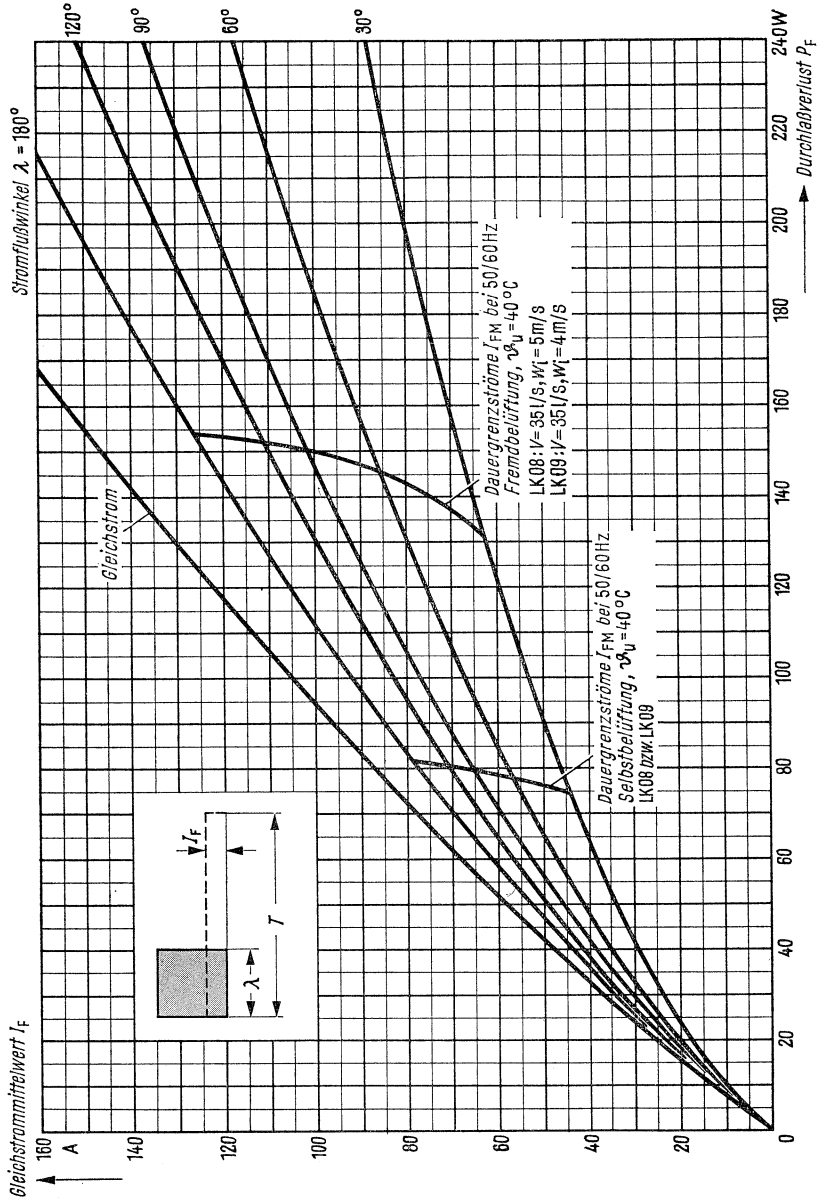


Bild 221

Verlustdiagramm für Thyristoren BSt L 02 bei rechteckigem Strom,  $I_F = f(P_F, \lambda)$

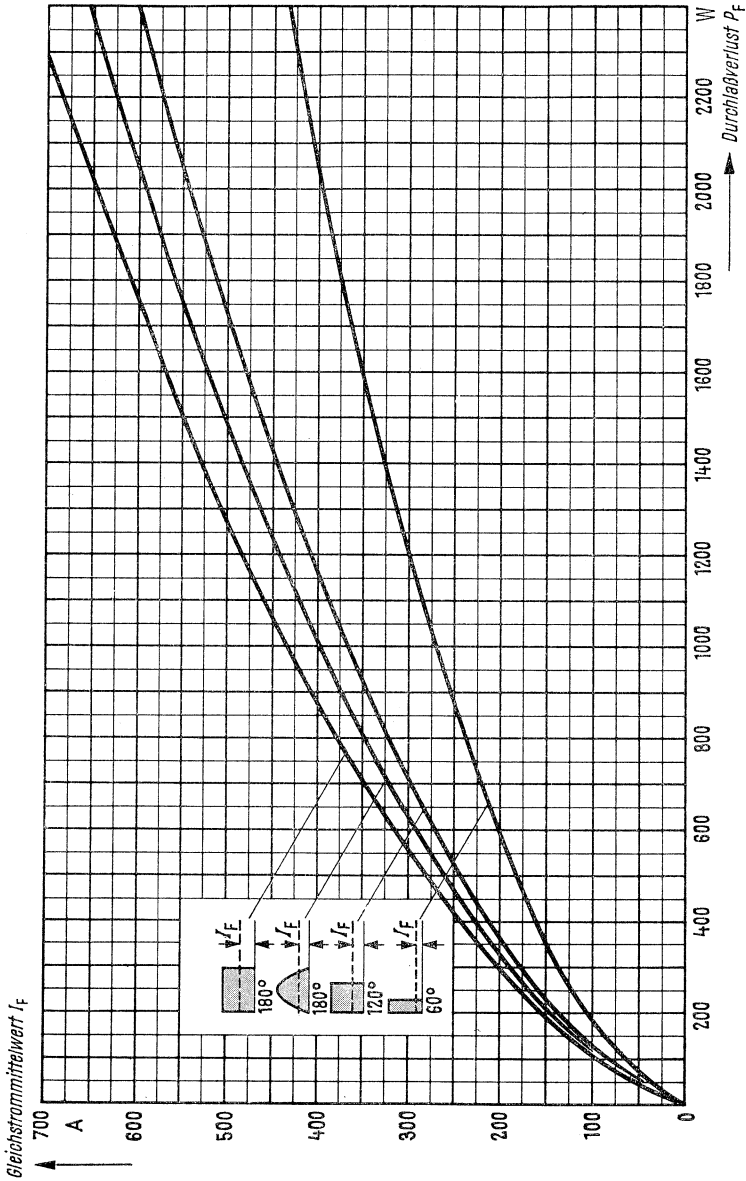


Bild 222

Verlustdiagramm zur Ermittlung der Überlastbarkeit von Thyristoren BSt L 02 für unterschiedliche Stromform und Stromfußdauer,  $I_F = f(P_F, \lambda)$

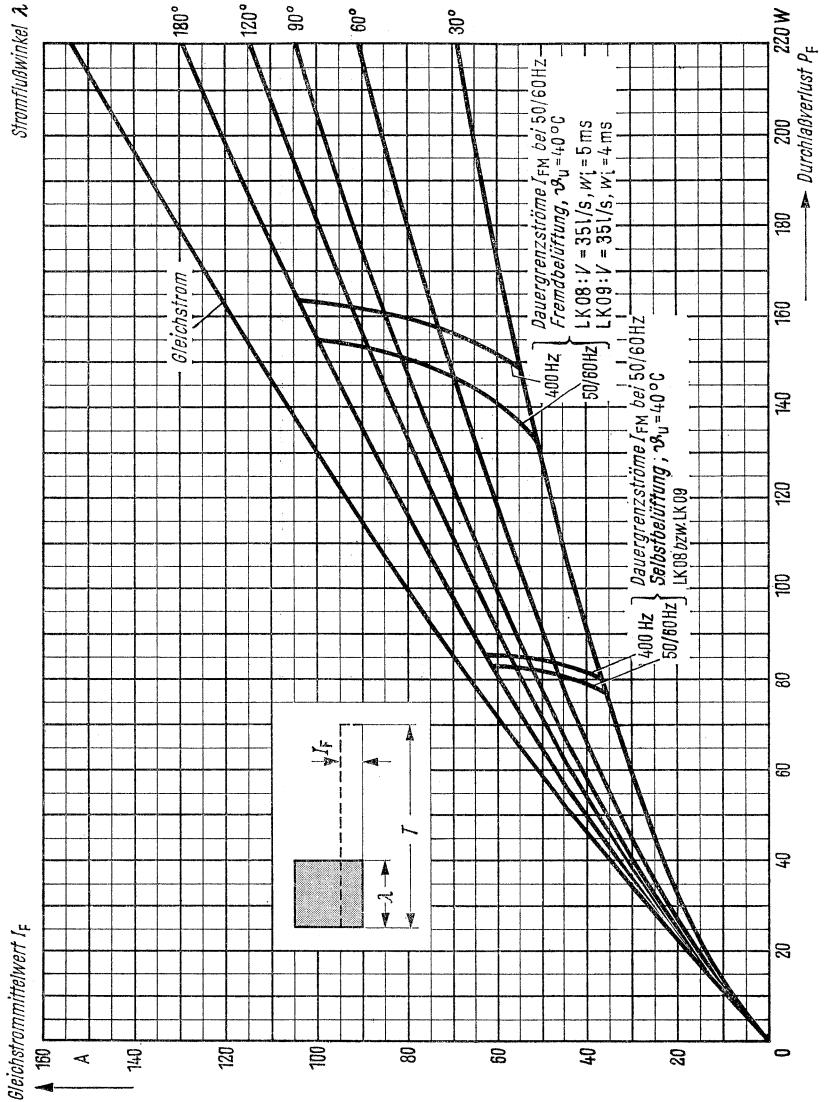
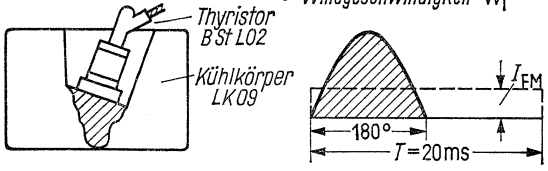
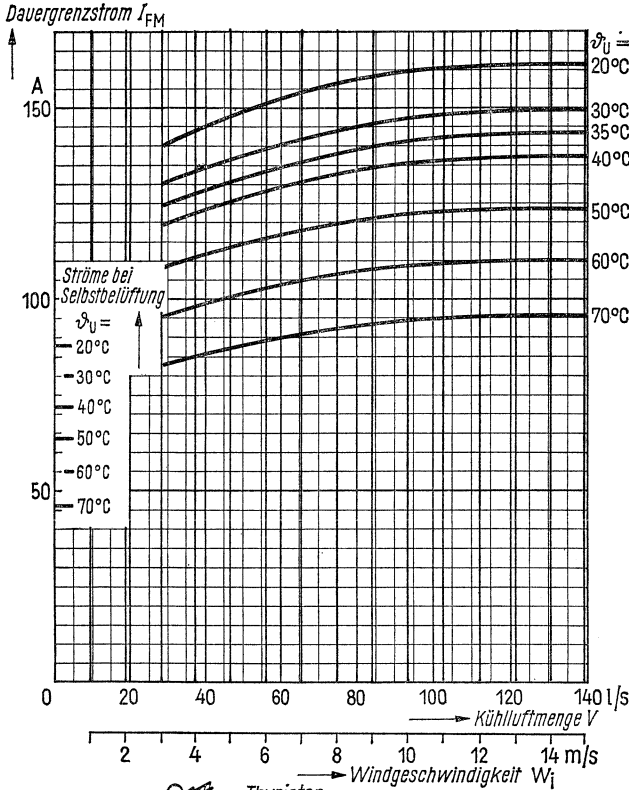


Bild 223

Verlustdiagramm für die Thyristoren BSt L 03 bei rechteckigem Stromverlauf,  $I_F = f(P_F, \lambda)$

+ LK 09

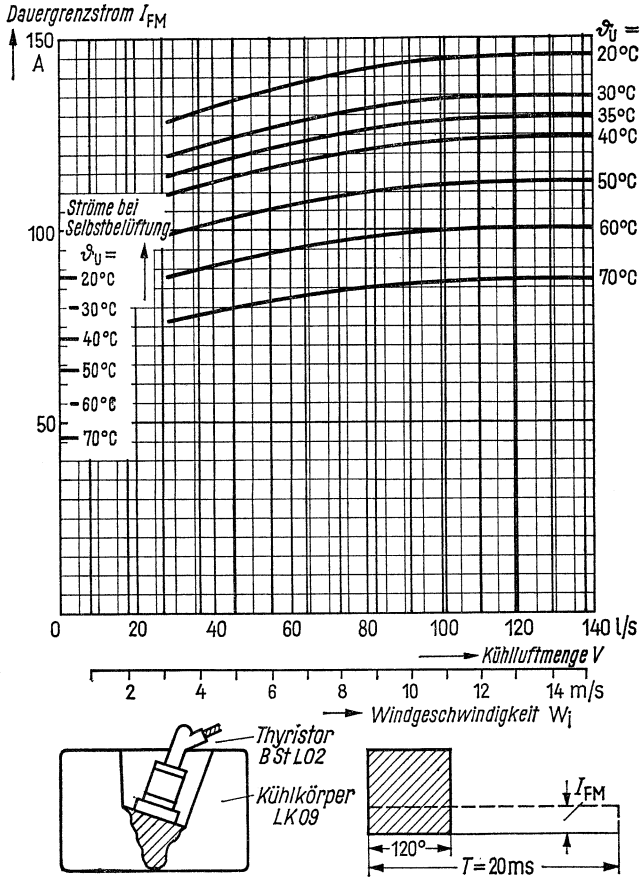


**Bedingungen :**

- Sinusförmiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f = 50 / 60 \text{ Hz}$
- (bei etwa 5% Stromabschlag auch für  $16\frac{2}{3} \text{ Hz}$ )

Bild 224

Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  der Thyristoren BSt L 02 mit Kühlkörper LK 09 bei Fremdbelüftung in Abhängigkeit von der Zulufttemperatur  $\vartheta_U$  und der Luftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen



**Bedingungen:**

Rechteckiger Stromverlauf

Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$

Frequenz  $f = 50\text{ Hz}$

**Bild 225**

Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  der Thyristoren BSt L 02 mit Kühlkörper LK 09 bei Fremdbelüftung in Abhängigkeit von der Zulufttemperatur  $\vartheta_U$  und der Luftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen

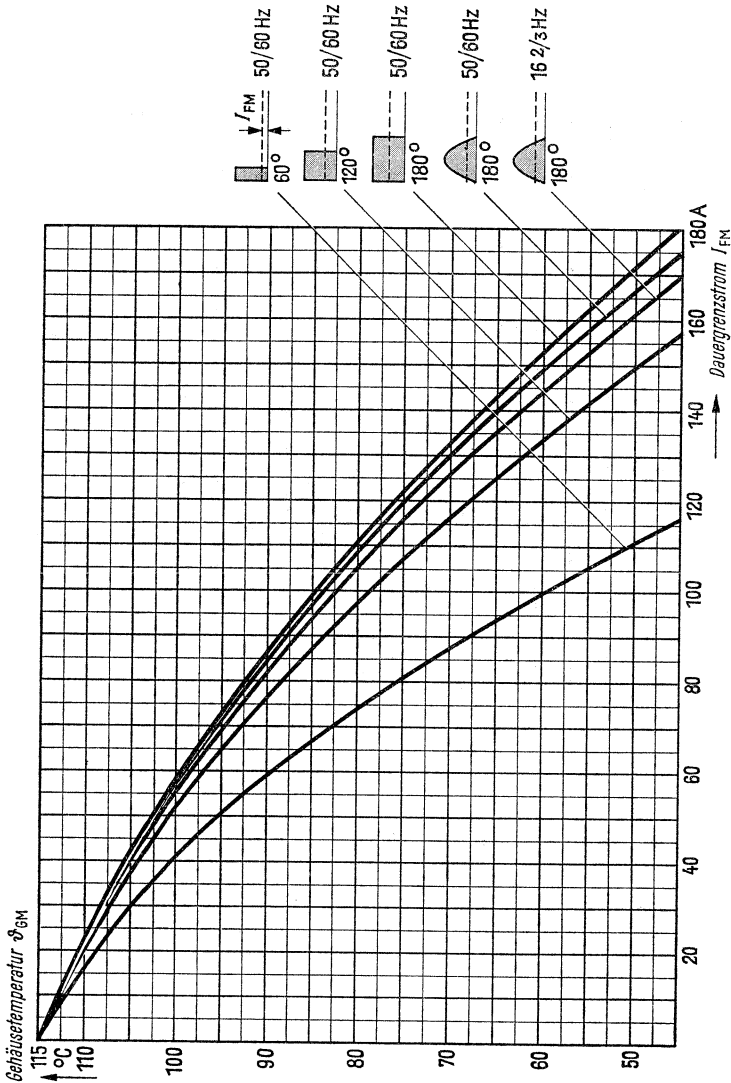


Bild 226

Höchstzulässige Gehäusetemperatur für die Thyristoren BSt L 02. Maximale Gehäusetemperatur  $\theta_{GM}$  (gemessen am Sechskant) in Abhängigkeit vom Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  je Thyristor. Die Kennlinien gelten unabhängig von der Art der Kühlung und berücksichtigen nur den Durchlaßverlust  $P_F$ . Wird der Thyristor mit der angegebenen Gehäusetemperatur betrieben, so ist er nicht mehr überlastbar



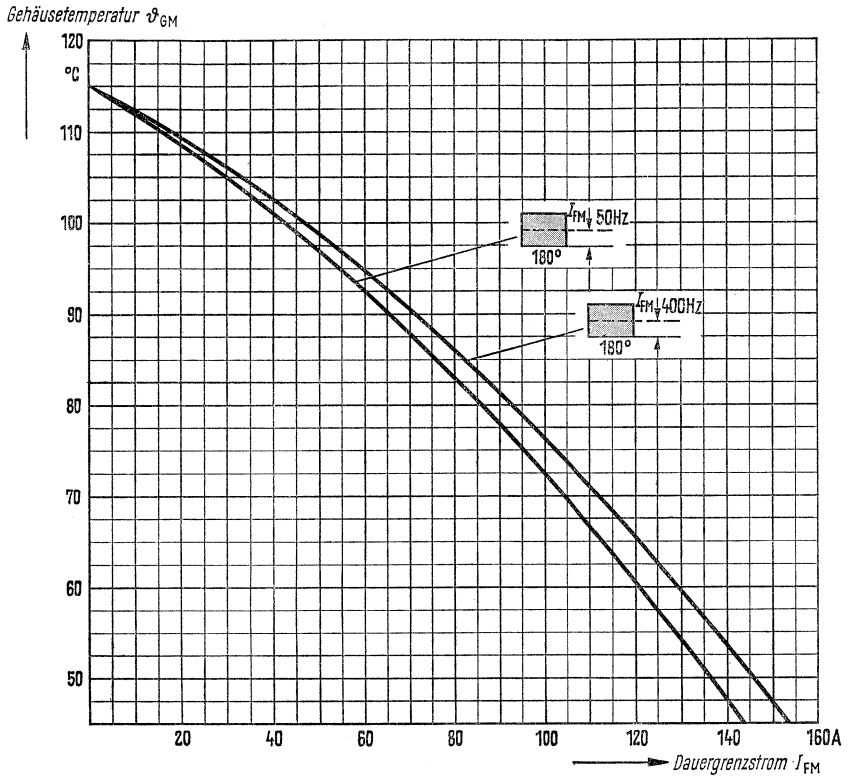


Bild 227

Höchstzulässige Gehäusetemperatur für die Thyristoren BSt L 03.

Maximale Gehäusetemperatur  $\vartheta_{GM}$  (gemessen am Sechskant)

in Abhängigkeit vom Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  je Thyristor.

Die Kennlinien gelten unabhängig von der Art der Kühlung und berücksichtigen nur den Durchlaßverlust  $P_F$ .

Wird der Thyristor mit der angegebenen Gehäusetemperatur betrieben, so ist er nicht mehr überlastbar

# BSt L 02

# Überlastkennlinien (Eigenbelüftung)

+ LK 08 / LK 09

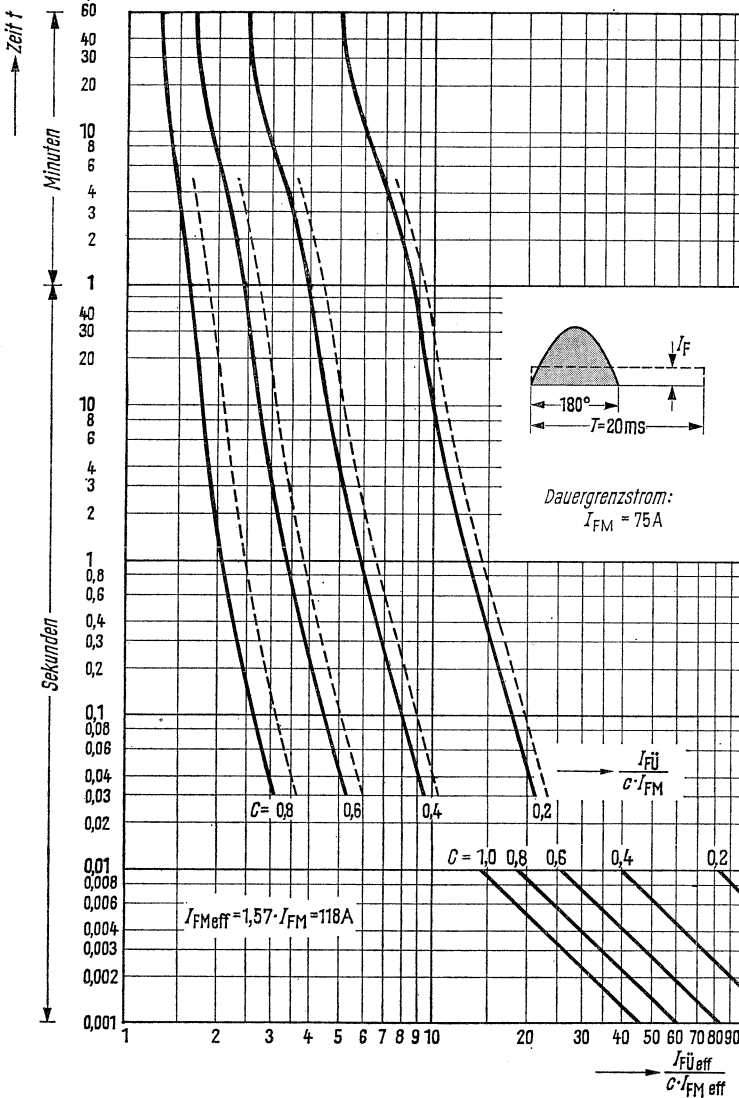


Bild 228

Überlastkennlinien der Thyristoren BSt L 02 mit Kühlkörper LK 08 oder LK 09 für Eigenbelüftung

### Bedingungen :

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Sinusförmiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50\text{ Hz}$
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ\text{C}$

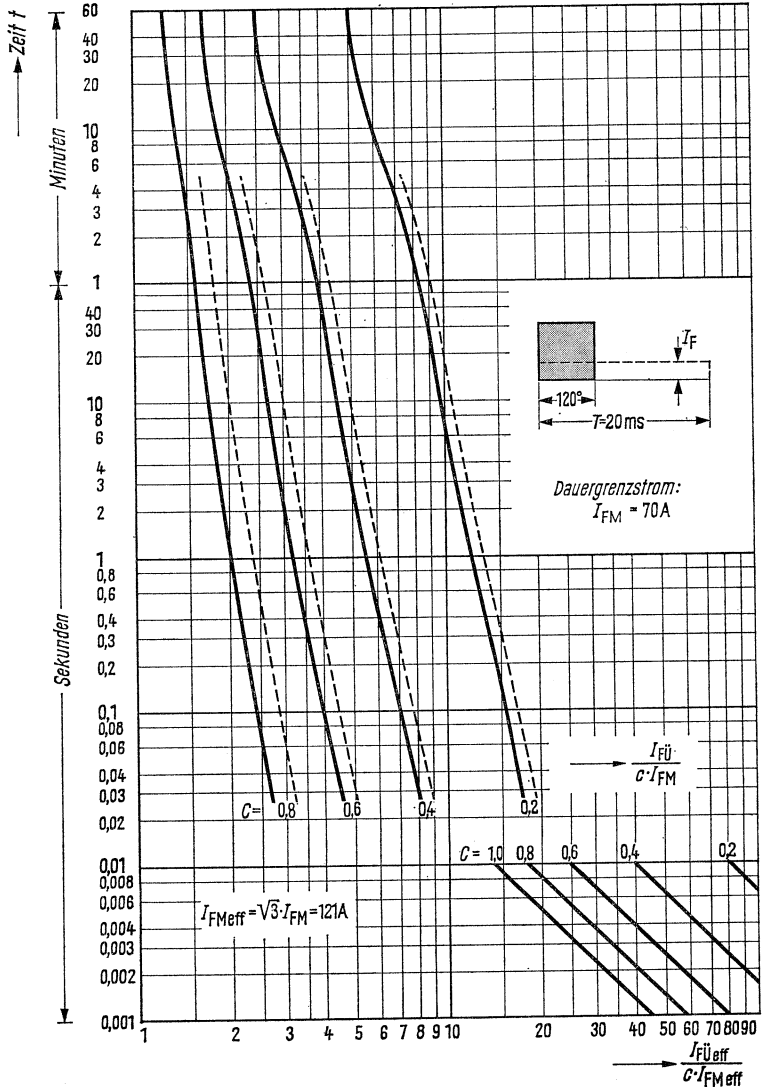


Bild 229  
Überlastkennlinien der  
Thyristoren BSt L02  
mit Kühlkörper LK08 oder  
LK 09 für Eigenbelüftung

**Bedingungen:**

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ \text{ C}$

# BSt L 02

## Überlastkennlinien (Fremdbelüftung)

+ LK 08 / LK 09

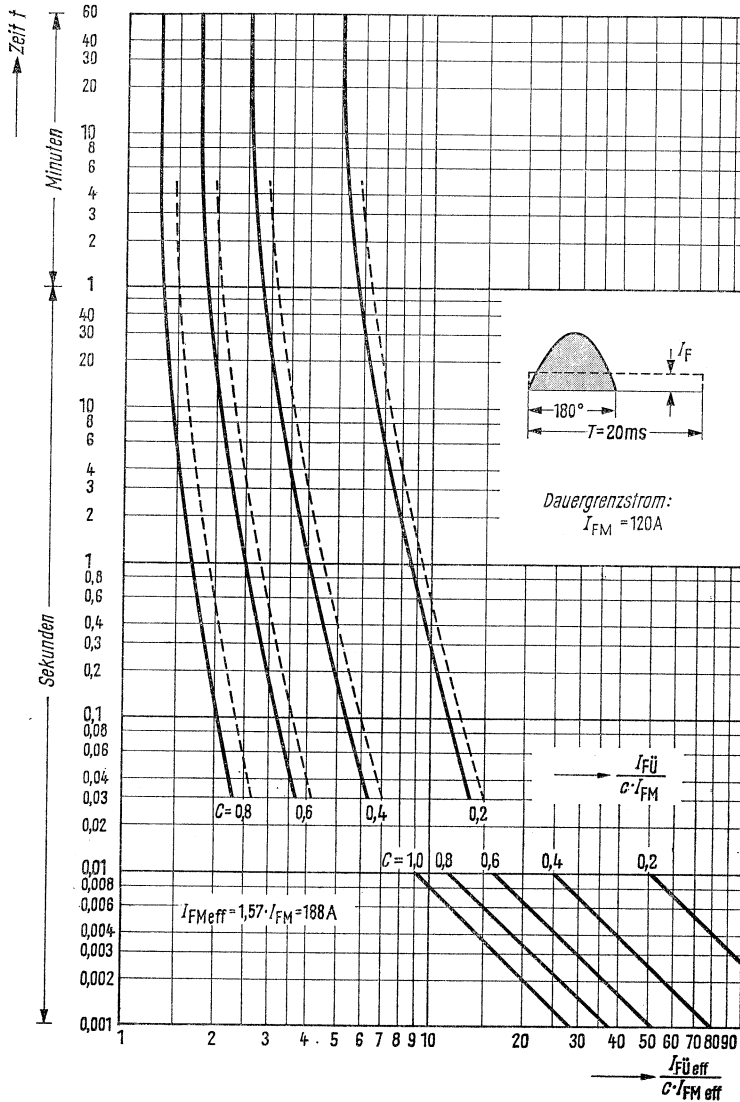


Bild 230

Überlastkennlinien der Thyristoren BSt L 02 mit Kühlkörper LK 08 oder LK 09 für Fremdbelüftung

### Bedingungen:

- Kühlluftmenge  $V = 35\text{ l/s}$
- Sinusförmiger Stromverlauf
- Stromfußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50\text{ Hz}$
- Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ\text{C}$

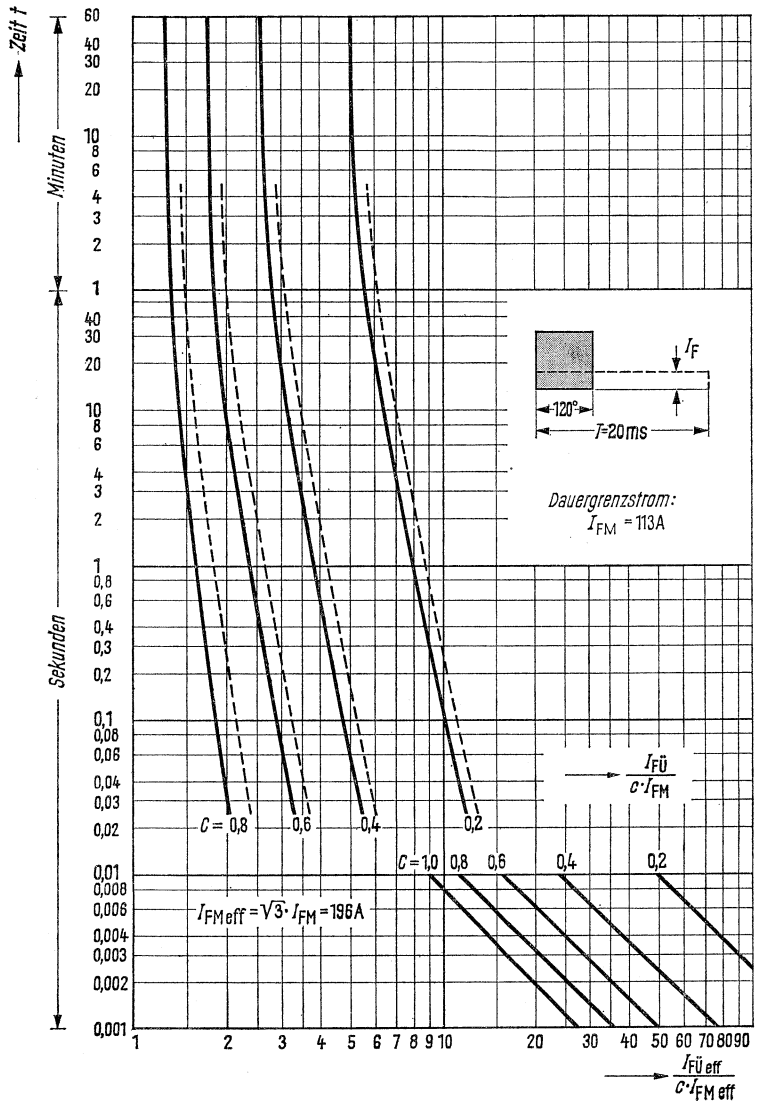


Bild 231  
Überlastkennlinien der  
Thyristoren BSt L 02  
mit Kühlkörper LK 08 oder  
LK 09 für Fremdbelüftung

**Bedingungen:**

- Kühlluftmenge  $V = 35 \text{ l/s}$
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$
- Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ \text{ C}$

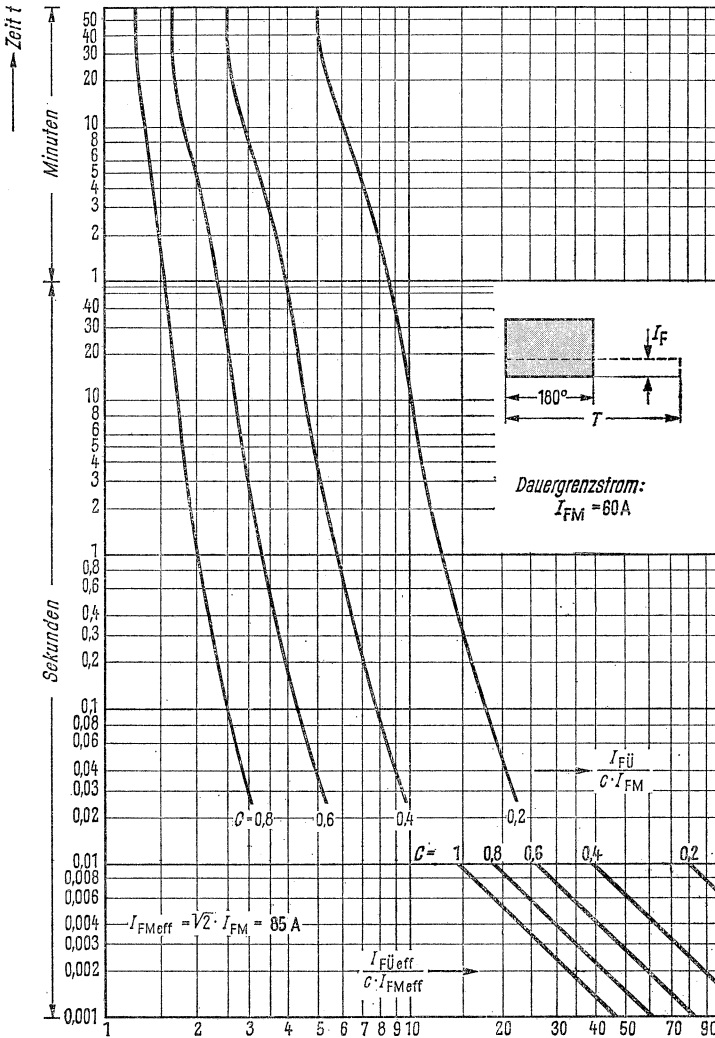


Bild 232

Überlastkennlinien der Thyristoren BSt L 03 mit Kühlkörper LK 08 oder LK 09 für Eigenbelüftung

**Bedingungen:**

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Sinusförmiger Stromverlauf
- Stromfußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ \text{ C}$

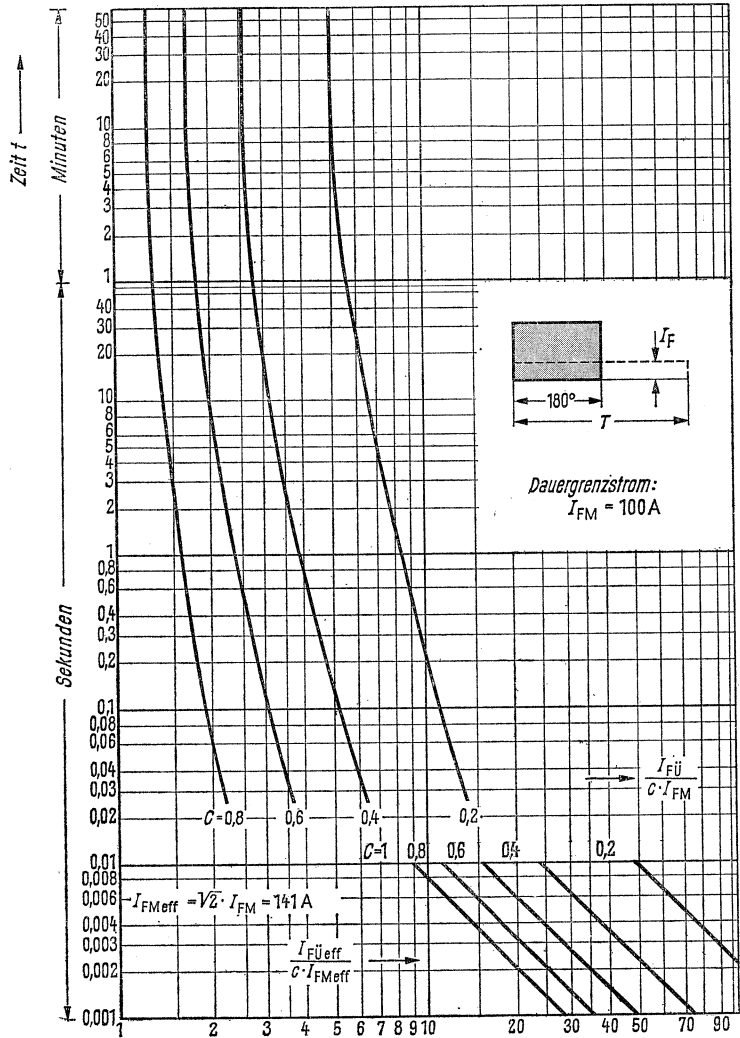


Bild 233  
Überlastkennlinien der  
Thyristoren BSt L 03  
mit Kühlkörper LK 08 oder  
LK 09 für Fremdbelüftung

**Bedingungen:**

- Kühlluftmenge  $V = 35 \text{ l/s}$
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromfußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$
- Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ \text{ C}$

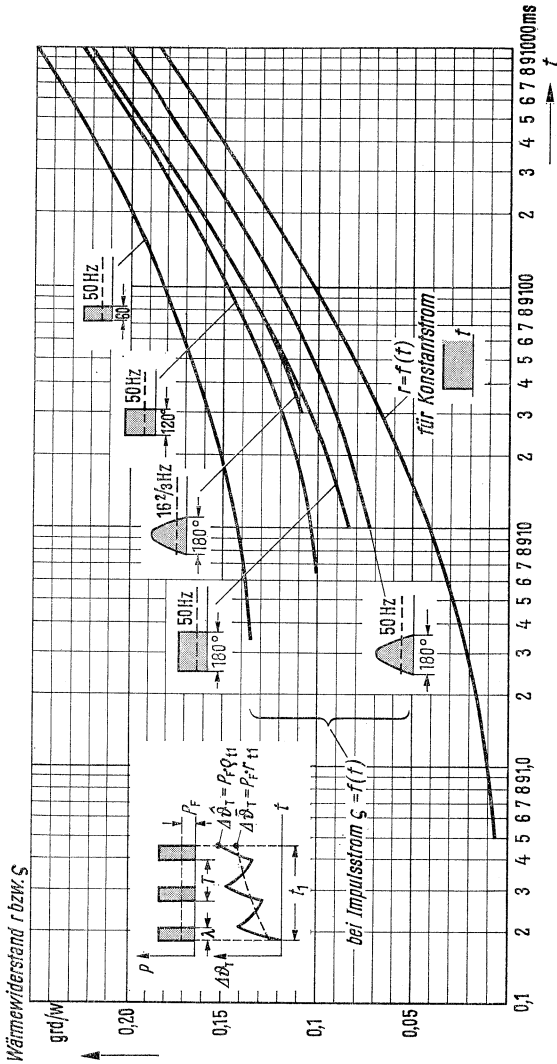
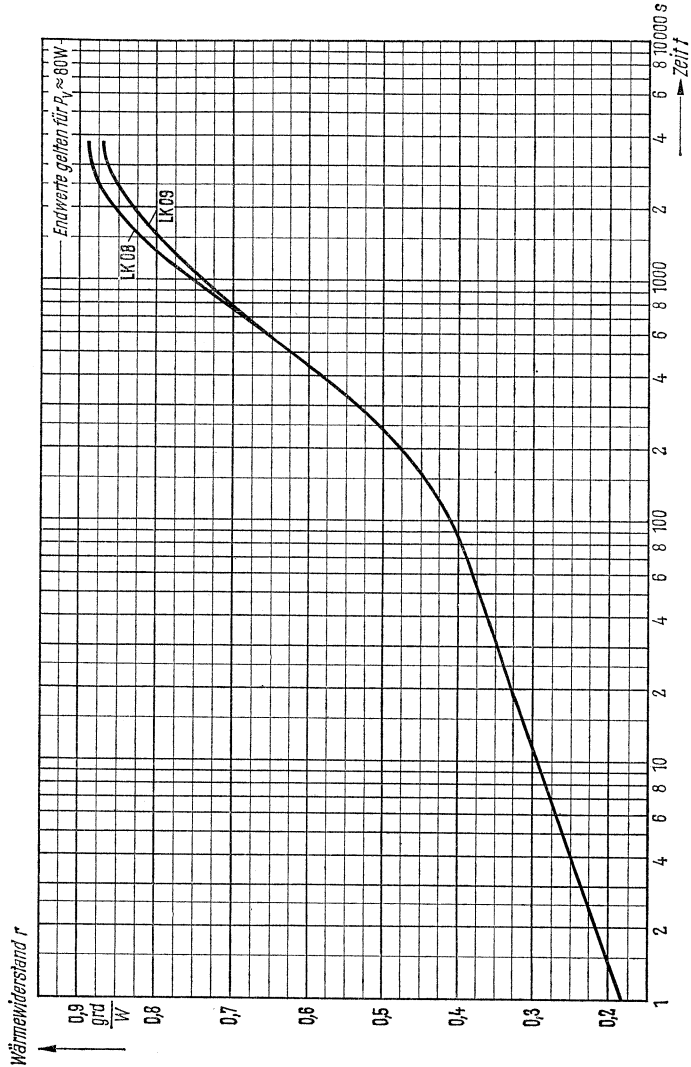


Bild 234

Transienter Wärmewiderstand der Thyristoren BSt L 02 und BSt L 03. Das Diagramm gibt die transienten Wärmewiderstände für Konstantstrom  $r$  und für Impulsstrom  $\rho$  für Zeiten  $t \leq 1$  s an. Die Werte gelten unabhängig von der Kühlungsart



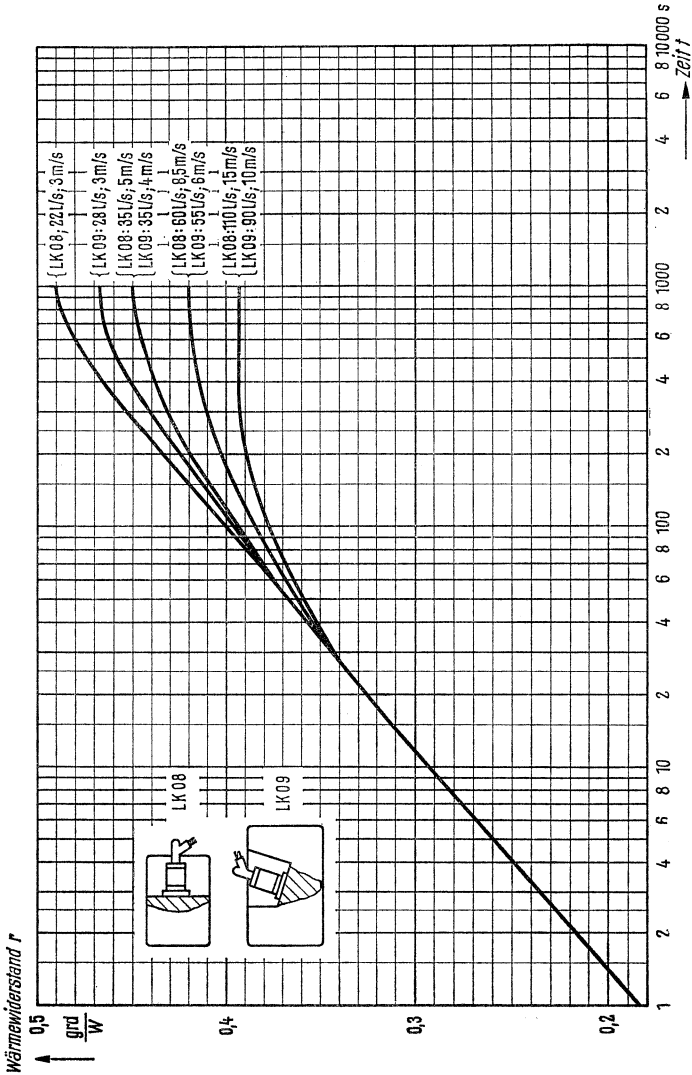


Transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom ( $t \geq 1s$ ):

$$r_t = r_{\infty} + \Delta r_{\infty} \quad (\Delta r_{\infty} \text{ siehe Seite 329})$$

Bild 235

Transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r$  der Thyristoren BSt L 02 und BSt L 03 mit Kühlkörper LK 08 oder LK 09 bei Eigenbelüftung ( $t \geq 1s$ )

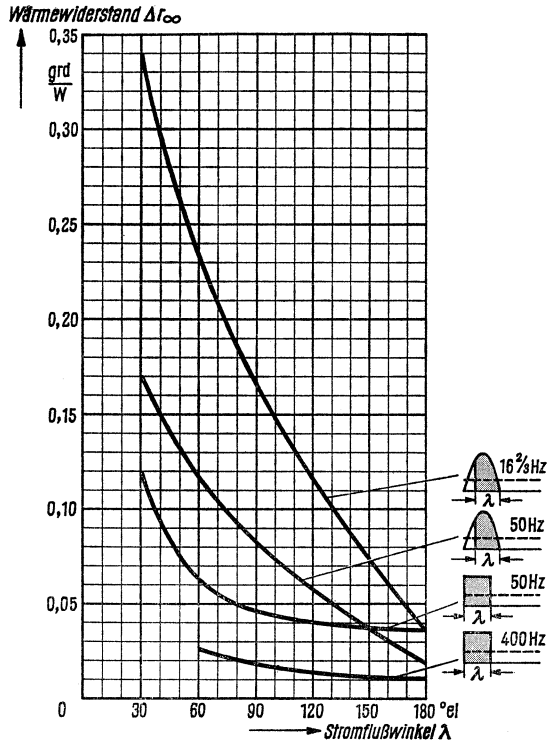


Transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom ( $t \geq 1 \text{ s}$ ):

$$r_t = r_i + \Delta r_\infty \quad (\Delta r_\infty \text{ siehe Seite 329})$$

Bild 236

Transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r$  der Thyristoren BSt L 02 und BSt L 03 mit Kühlkörper LK 08 oder LK 09 bei Fremdbelüftung ( $t \geq 1 \text{ s}$ )

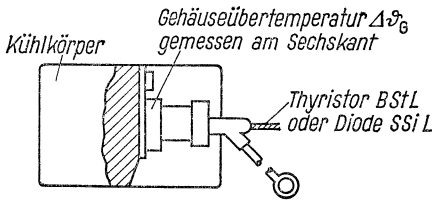
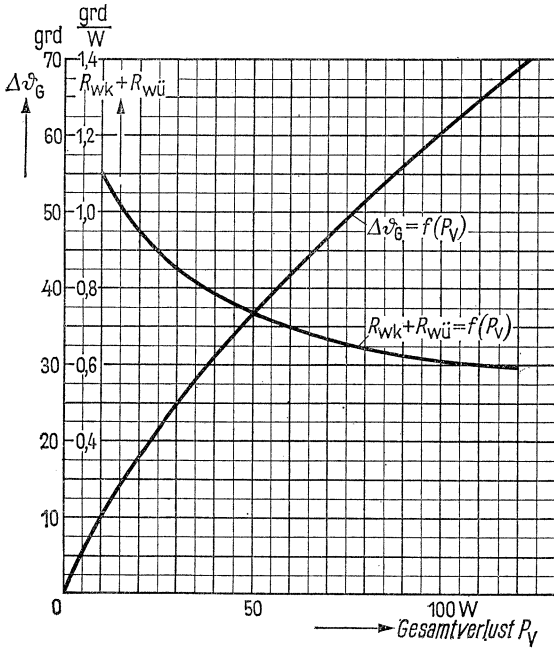


$$\varrho_t = r_t + \Delta r_{\infty} \quad (t \geq 1 \text{ s})$$

Bild 237

Hilfsgröße zur Ermittlung der Temperaturschwankungen an der Tablette für Thyristoren BSt L 02 und BSt L 03.

Wärmewiderstandswert  $\Delta r_{\infty}$  in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel  $\lambda$  für verschiedene Stromformen und Frequenzen



**Bedingungen :**

Ungehinderte Eigenkonvektion bei freier Aufstellung im Raum.

In einer Etage nebeneinander angeordnete Kühlkörper mit senkrechtstehenden Kühlrippen.

Übergangswiderstand  $R_{WÜ} \approx 0,04 \text{ grad/W}$

Bild 238

Kühlkennlinien für Kühlkörper LK 08 bei Eigenbelüftung.

Übertemperatur  $\Delta\theta_G$  am Gehäuse

und Widerstand des Kühlkörpers einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{WÜ}$ ) in Abhängigkeit von den abgeführten Verlusten  $P_V$

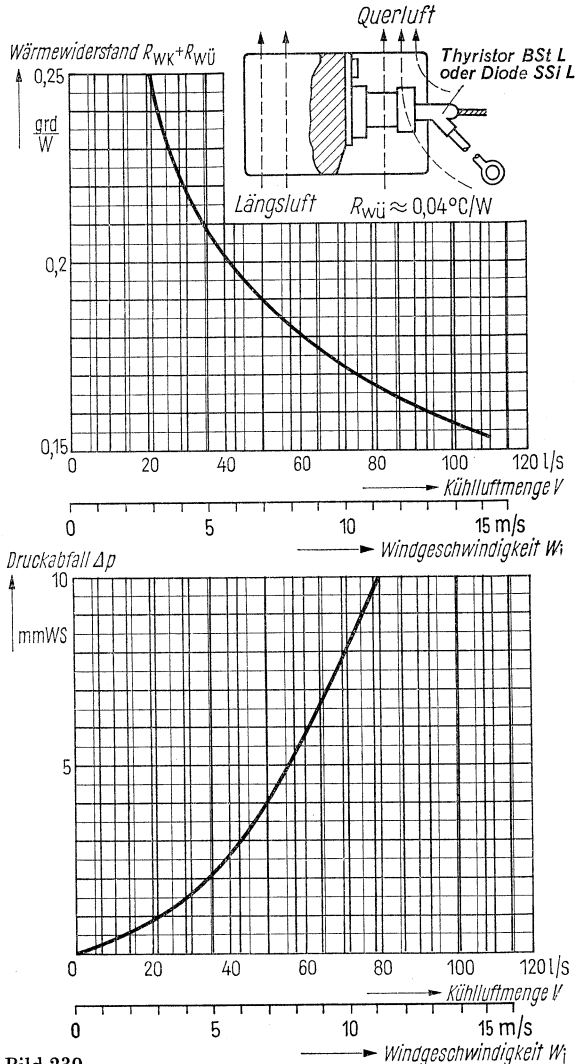
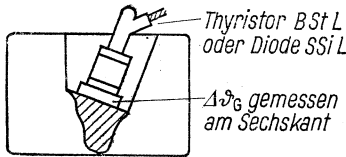
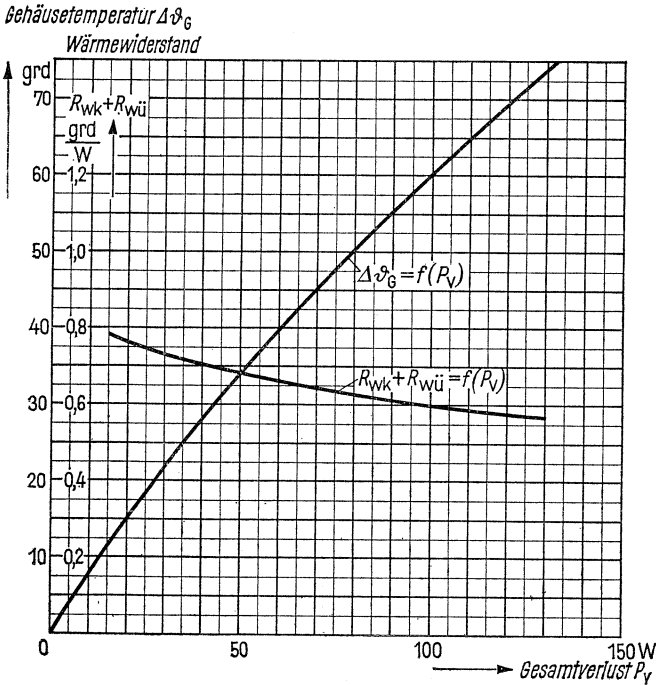


Bild 239

Kühlkennlinien für Kühlkörper LK 08 bei Fremdbelüftung.

Wärmewiderstand des Kühlkörpers einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{Wü}$ ) in Abhängigkeit von der Luftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen. Druckabfall  $\Delta p$  in Abhängigkeit von der Luftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen



**Bedingungen:**

Ungehinderte Eigenkonvektion bei freier Aufstellung im Raum.

In einer Etage nebeneinander angeordnete Kühlkörper mit senkrechtstehenden Kühlrippen.

Übergangswiderstand  $R_{WÜ} \approx 0,04 \text{ grad/W}$

Bild 240

Kühlkennlinien für Kühlkörper LK 09 bei Eigenbelüftung.

Übertemperatur  $\Delta\theta_G$  am Gehäuse

und Wärmewiderstand des Kühlkörpers einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{WÜ}$ ) in Abhängigkeit von den abgeführten Verlusten  $P_V$

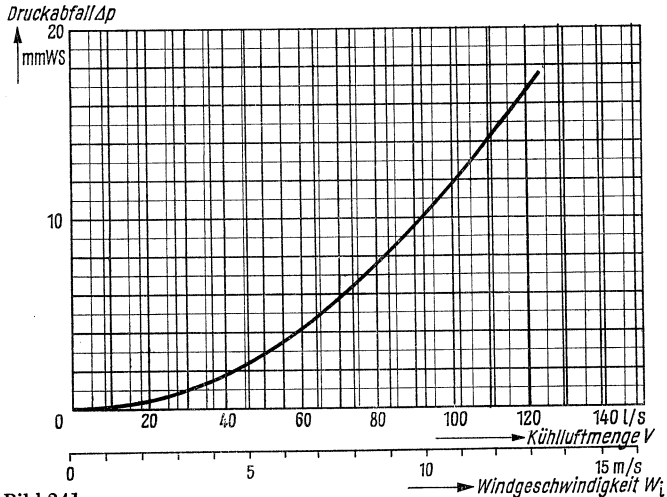
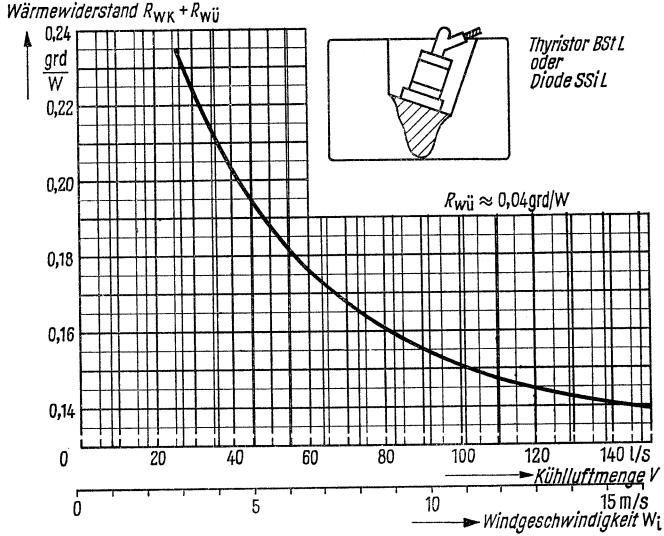


Bild 241

Kühlkennlinien für Kühlkörper LK 09 bei Fremdbelüftung.

Wärmewiderstand des Kühlkörpers einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{Wü}$ ) in Abhängigkeit von der Luftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen.

Druckabfall  $\Delta p$  in Abhängigkeit von der Luftmenge  $V$  pro Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen

Tabelle 21 Zeitkonstanten und Wärmewiderstände Thyristor BSt L

Zeitkonstanten	Wärmewiderstände
der analytischen Erwärmungsfunktion im Zeitbereich $t = 10 \text{ ms}$ bis $\rightarrow \infty$	
<i>Selbstbelüftung</i>	
Kühlkörper LK 08 (genügend genau auch für LK 09)	
$\tau_1 = 760 \text{ s}$ $\tau_2 = 193 \text{ s}$ $\tau_3 = 21,7 \text{ s}$ $\tau_4 = 5 \text{ s}$ $\tau_5 = 740 \text{ ms}$ $\tau_6 = 74 \text{ ms}$	$R_1 = 0,512$ $R_2 = 0,045$ $R_3 = 0,061$ $R_4 = 0,081$ $R_5 = 0,079$ $R_6 = 0,079$ $R_K = 0,033$ <hr/> $R_{WGes} = 0,89$
} $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$	
Der Endwert $R_K$ berücksichtigt als konstanter Summand die Erwärmung im Zeitbereich $t < 10 \text{ ms}$ .	
<i>Fremdbelüftung</i>	
Kühlkörper LK 08 bzw. LK 09 ( $V = 35 \text{ l/s}$ )	
$\tau_1 = 240 \text{ s}$ $\tau_2 = 60 \text{ s}$ $\tau_3 = 11 \text{ s}$ $\tau_4 = 1,77 \text{ s}$ $\tau_5 = 200 \text{ ms}$ $\tau_6 = 33 \text{ ms}$ $\tau_7 = 3,7 \text{ ms}$	$R_1 = 0,062$ $R_2 = 0,080$ $R_3 = 0,075$ $R_4 = 0,095$ $R_5 = 0,065$ $R_6 = 0,045$ $R_7 = 0,028$ <hr/> $R_{WGes} = 0,45$
} $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$	



## 5. Die Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03

Tabelle 22 Datenblatt Thyristoren BSt N 02/N 03

		BSt N 02			BSt N 03			
		60	40	20	60	40	20	
<i>I. Spannungsgrenzwerte</i>								
1.	Nennsperrspannung (V)	$U_N$	600	400	200	600	400	200
2.	Spitzensperrspannung (V)	$U_R \}$ $U_B \}$	900	600	300	900	600	300
	Spitzenblockierspg. (V)							
3.	Zulässiger $du/dt$ -Wert	$du/dt$	$\leq 20 \text{ V}/\mu\text{s}^1$					
4.	Durchlaßspannung	$u_F$	$u_F = 0,85 + \frac{0,83}{10^3} i_F$		$u_F = 1,1 + \frac{1,17}{10^3} i_F$			
<i>II. Thermische Grenzwerte</i>								
5.	Zul. Tablettentemperatur	$\vartheta_T$	-40 °C bis +115 °C					
6.	Wärmewiderstand	$R_{Wi}$	$\leq 0,17 \text{ grad/W}$					
<i>III. Stromgrenzwerte</i>								
7.	Typenstrom	$I_{Typ}$	200 A		170 A			
8.	Sperrstrom Blockierstrom	$i_R \}$ $i_B \}$	$\leq 10 \text{ mA}$					
9.	Zulässiger $di/dt$ -Wert bei Anstieg auf 1000 A	$di/dt$	$\leq 20 \text{ A}/\mu\text{s}$		$\leq 50 \text{ A}/\mu\text{s}$			
10.	Grenzlastintegral	$I^2 t$	240 000 A <sup>2</sup> s bei +20 °C		210 000 A <sup>2</sup> s bei +20 °C			
			200 000 A <sup>2</sup> s bei +115 °C		180 000 A <sup>2</sup> s bei +115 °C			
11.	Haltestrom	$I_H$	$\leq 100 \text{ mA}$ bei +115 °C $\leq 180 \text{ mA}$ bei +20 °C $\leq 300 \text{ mA}$ bei -40 °C					

<sup>1)</sup> Sondertypen mit  $du/dt \geq 100 \text{ V}/\mu\text{s}$  lieferbar.

			BSt N 02			BSt N 03		
			60	40	20	60	40	20
	<i>IV. Schaltzeiten</i>							
12.	Einschaltverzugszeit ( $di_G/dt$ etwa 3 A/ $\mu$ s)	$t_d$	0,8 bis 3,5 $\mu$ s bei $I_{GF} = 1$ A 0,5 bis 2 $\mu$ s bei $I_{GF} = 3$ A					
13.	Freiwerdezeit	$t_f$	100 bis 300 $\mu$ s			$\leq 50$ $\mu$ s (typ. 40 $\mu$ s)		
	<i>V. Grenzwerte des Steuerkreises</i>							
14.	Statischer Zündstrom	$I_{GT}$	$\leq 150$ mA bei +115 °C $\leq 300$ mA bei + 20 °C $\leq 450$ mA bei - 40 °C					
15.	Nichtzündende Steuerspannung	$U_{GB}$	0,2 V					
16.	Sperrspannung des Steuerkreises	$U_{GR}$	2 V					
17.	Sperrstrom bei $U_{GR}$	$i_{GR}$	$\leq 300$ mA					
18.	Spitzensteuerstrom	$I_{GFS}$	10 A					
19.	Zulässiger Steuerstrom bei anliegender Sperr- spannung - $U_{AK} = U_N$		2 A (während 50 $\mu$ s bei 50 Hz)					
	<i>VI. Mechanische Daten</i>							
20.	Gewicht des Thyristors		etwa 820 g					
21.	Gewinde		M 24 $\times$ 1,5					
22.	Schlüsselweite		SW 55					
23.	Anzugsdrehmoment		6 kpm					
24.	Isolationsgruppe bei 500 V (Effektivwert) nach VDE 0110		C					
25.	Rüttelfestigkeit		5 g					

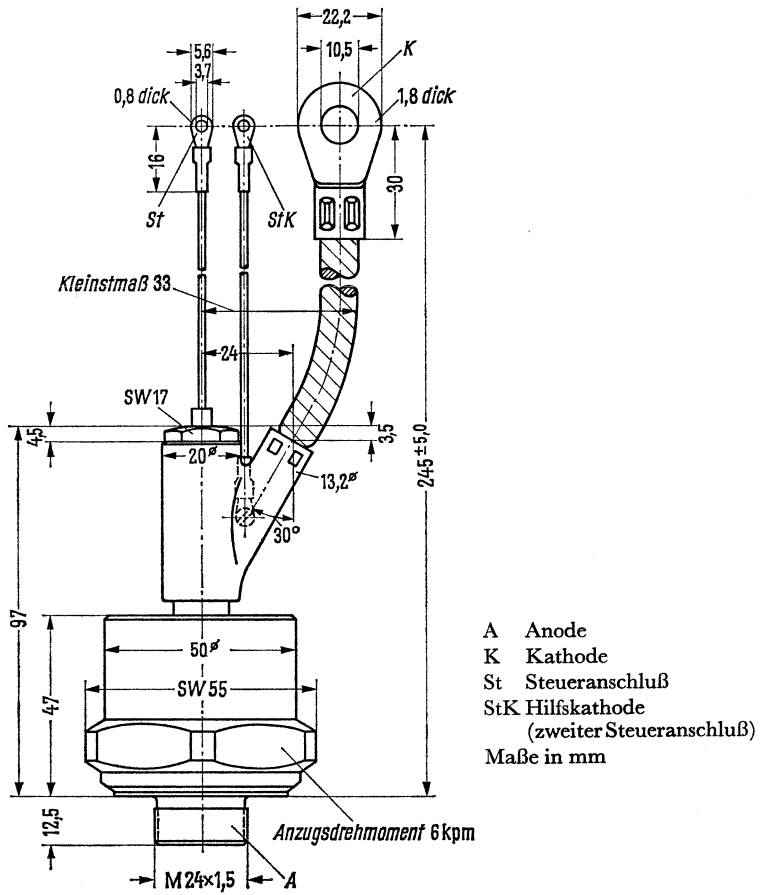
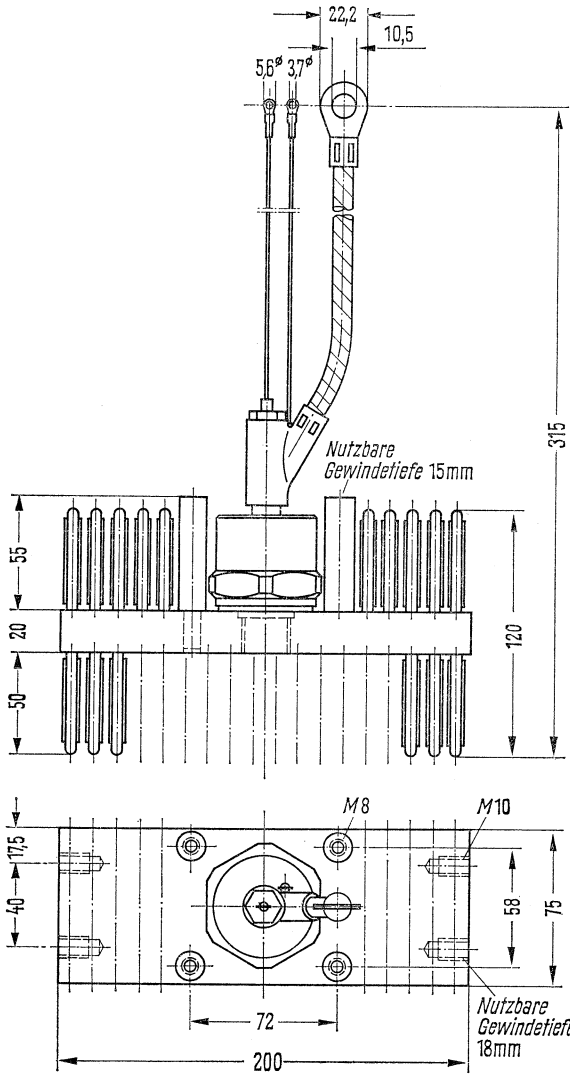


Bild 242

Maßbild für die Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03



Maße in mm

Bild 243

Maßbild für die Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03 mit Kühlkörper NK 01 (N-Thyristorbaustein tcb-h6tn . 02-1 siehe Seite 384)

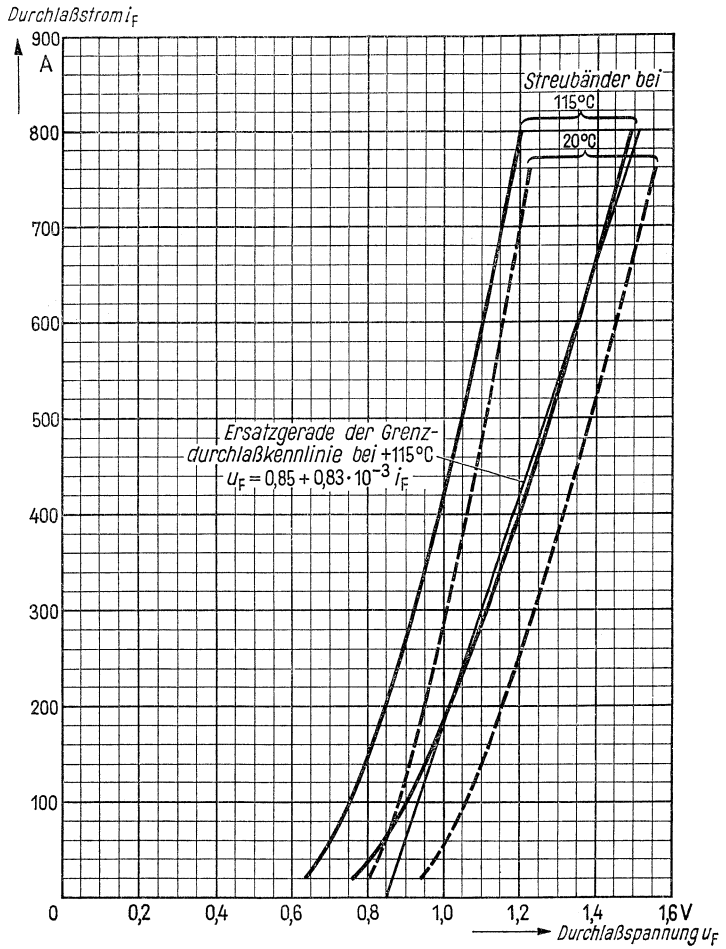


Bild 244

Durchlaßkennlinien der Thyristoren BSt N 02.

Streubänder bei Tablettentemperaturen  $\vartheta_T = 20$  und  $115^\circ\text{C}$

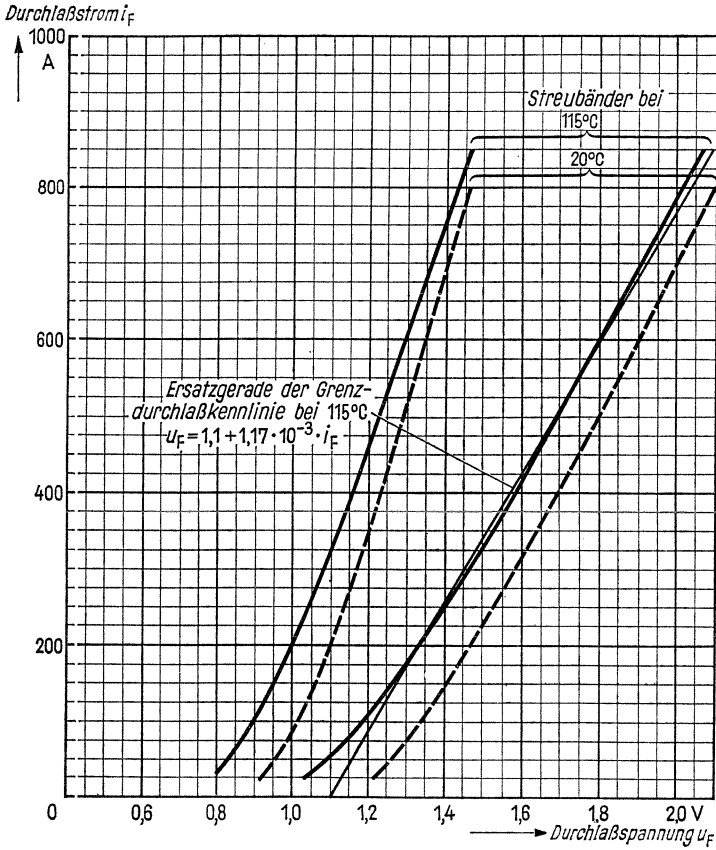


Bild 245

Durchlaßkennlinien der Thyristoren BSt N 03.

Streubänder bei Plattentemperaturen  $\vartheta_T = 20$  und  $115$  °C

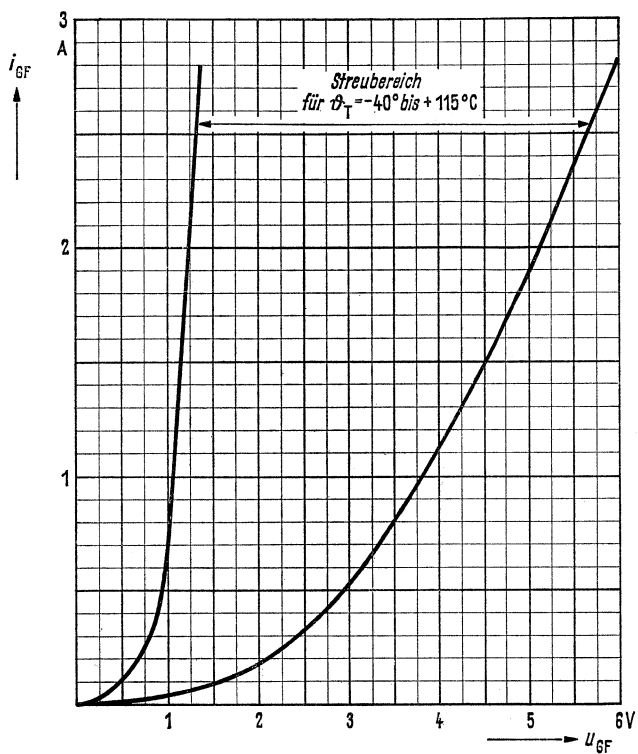


Bild 246

Durchlaßkennlinien des Steuerkreises für die Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03

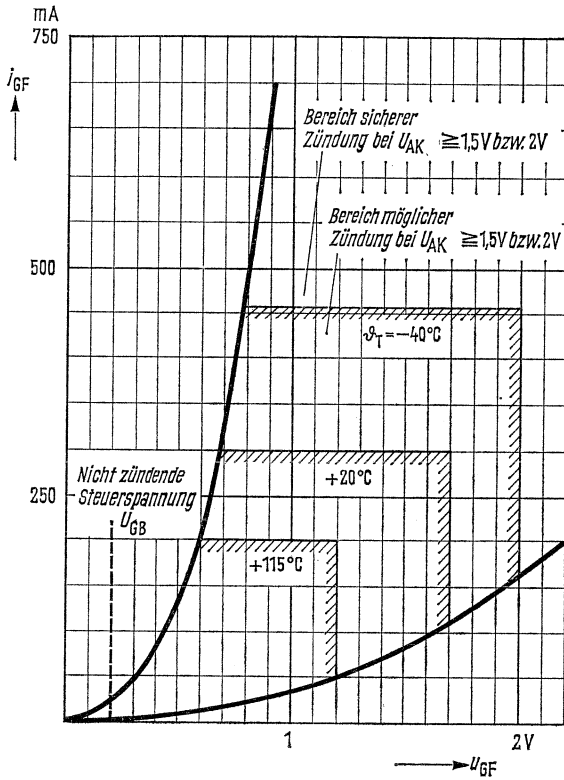


Bild 247

Zündbereiche der Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03.

Die eingetragenen Grenzen sind die statischen Mindestzündwerte bei der angegebenen Tablettentemperatur  $\vartheta_T$



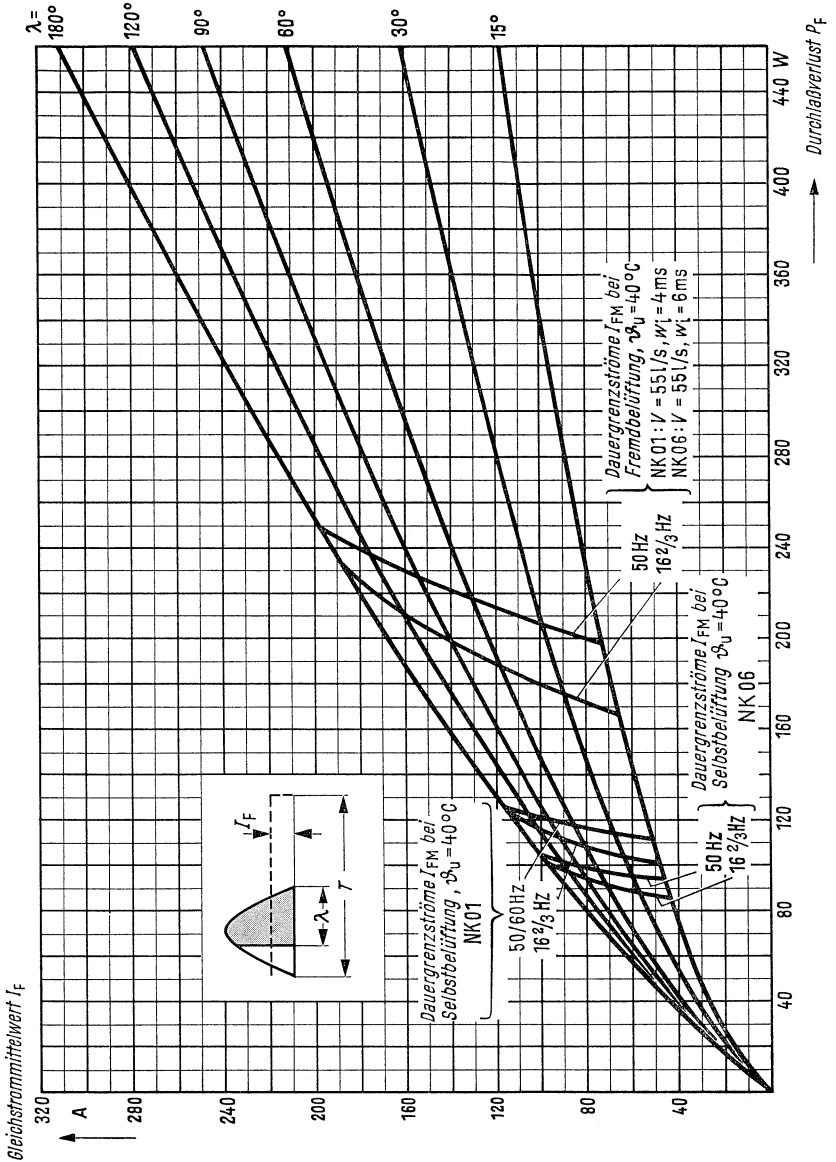


Bild 248

Verlustdiagramm für die Thyristoren BSt N 02.  
 Gleichstrommittelwert  $I_F$  je Thyristor  
 in Abhängigkeit vom mittleren Durchlaßverlust  $P_F$   
 und dem Stromflußwinkel  $\lambda$  bei sinusförmigem Stromverlauf

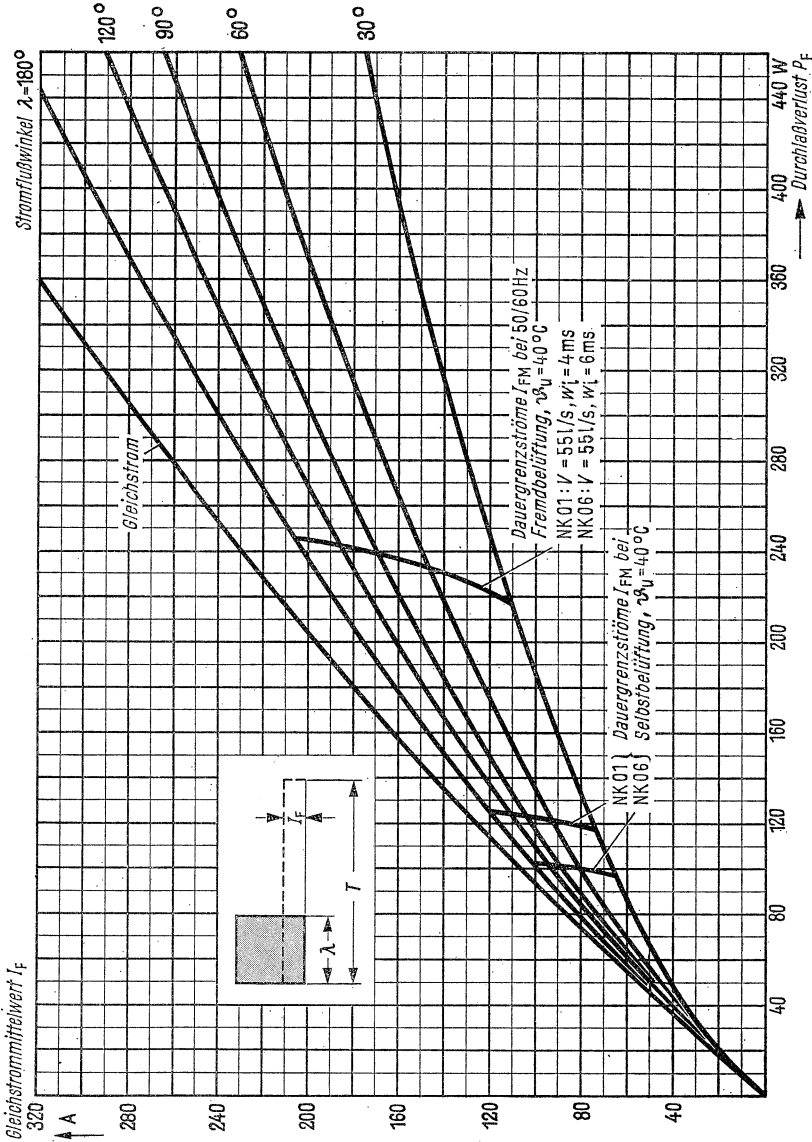


Bild 249

Verlustdiagramm für die Thyristoren BSt N 02.  
 Gleichstrommittelwert  $I_F$  je Thyristor  
 in Abhängigkeit vom mittleren Durchlaßverlust  $P_F$   
 und dem Stromflußwinkel  $\lambda$  bei rechteckigem Stromverlauf

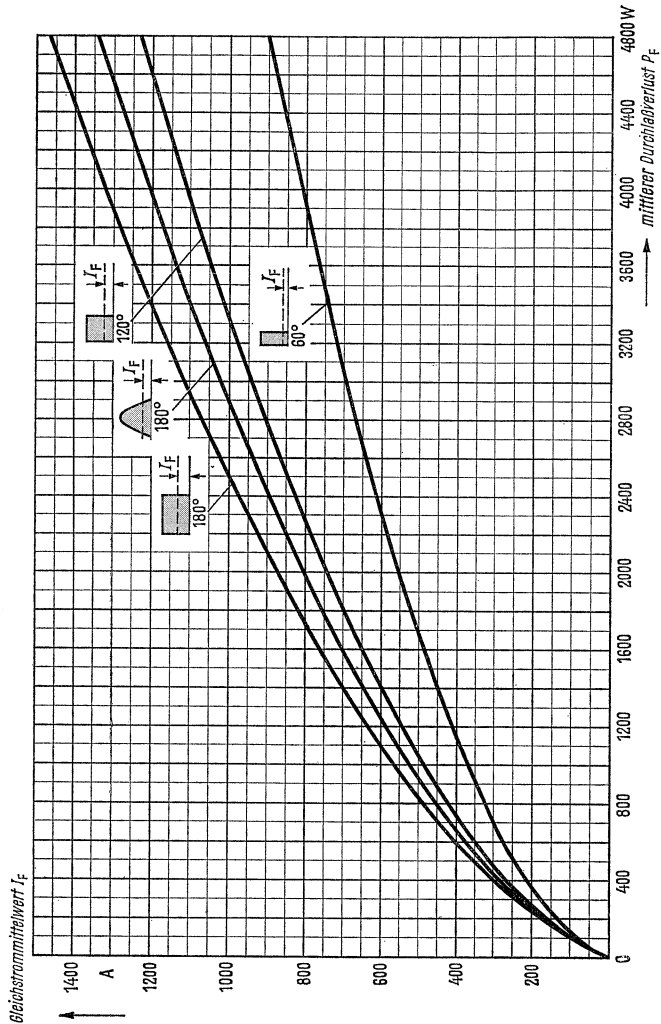


Bild 250

Verlustdiagramm zur Ermittlung der Überlastbarkeit von Thyristoren BSt N 02. Gleichstrommittelwert  $I_F$  je Thyristor in Abhängigkeit vom mittleren Durchlaßverlust  $P_F$  für unterschiedliche Stromform und Stromflußdauer

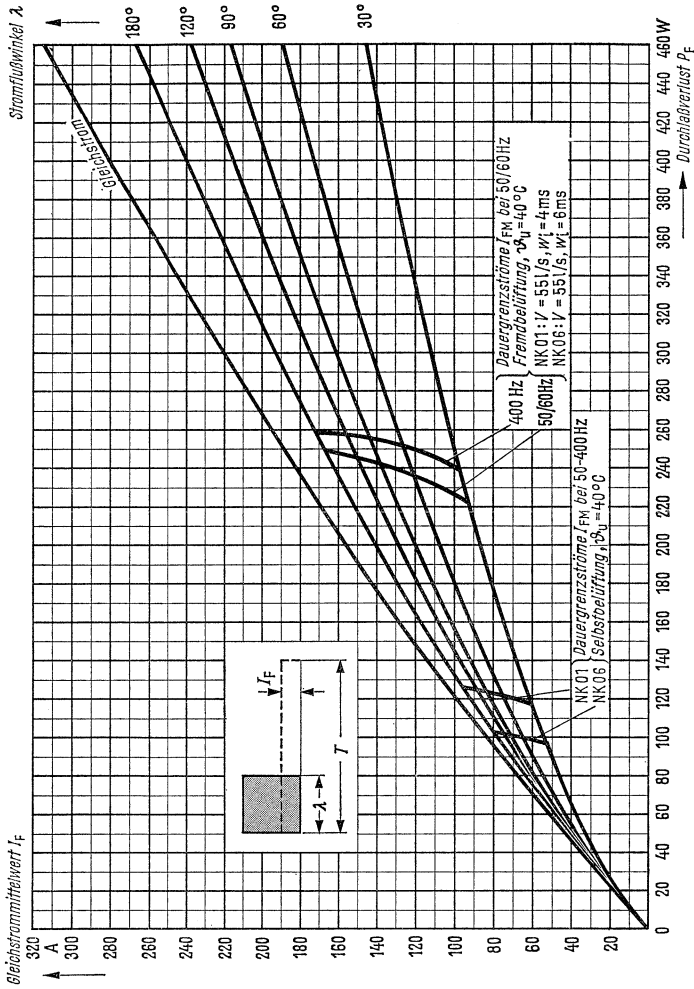
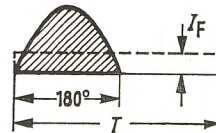
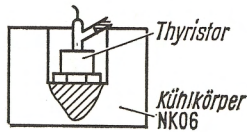
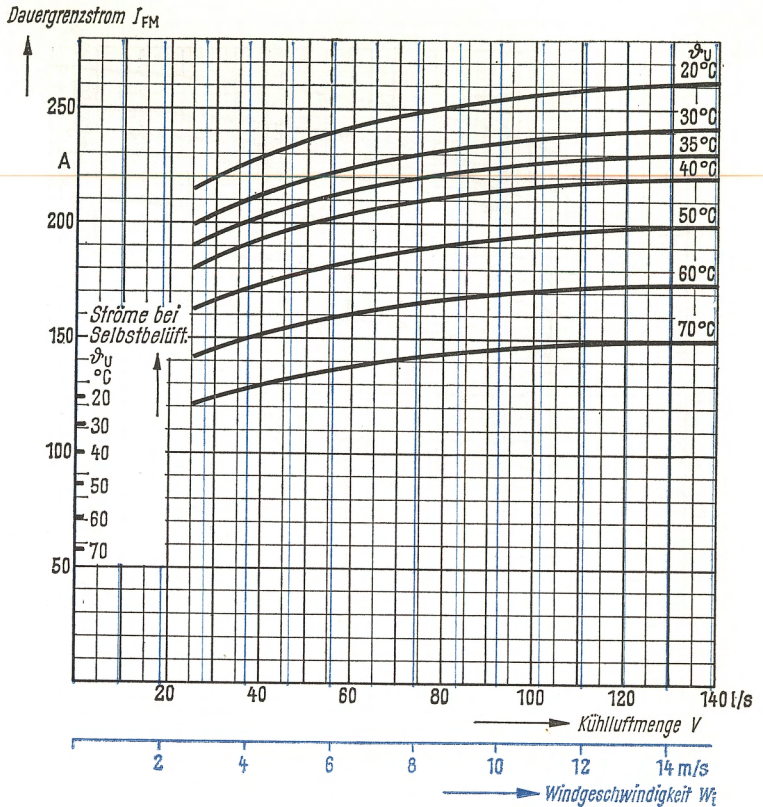


Bild 251

Verlustdiagramm für die Thyristoren BSt N 03.

Gleichstrommittelwert  $I_F$  je Thyristor

in Abhängigkeit vom mittleren Durchlaßverlust  $P_F$  und dem Stromflußwinkel  $\lambda$  bei rechteckigem Stromverlauf



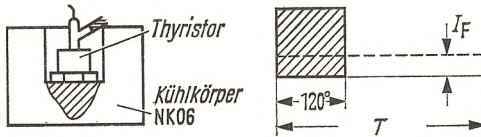
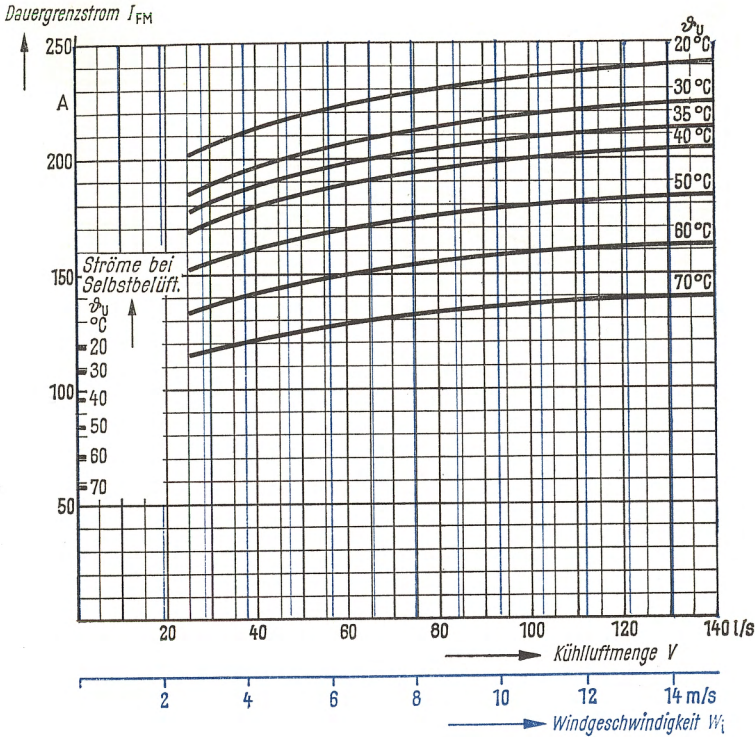
**Bedingungen:**

Sinusförmiger Stromverlauf  
 Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$

Frequenz  $f = 50/60$  Hz  
 (bei etwa 5% Stromabschlag  
 auch für  $16\frac{2}{3}$  Hz gültig)

Bild 252

Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  der Thyristoren BSt N 02 mit Kühlkörper NK 06 bei Fremdbelüftung in Abhängigkeit von der Zulufttemperatur  $\vartheta_U$  und der Luftmenge  $V$  Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen



Bedingungen:

Rechteckiger Stromverlauf

Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$

Frequenz  $f = 50/60$  Hz

Bild 253

Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  der Thyristoren BSt N 02 mit Kühlkörper NK 06 bei Fremdbelüftung in Abhängigkeit von der Zulufttemperatur  $\vartheta_U$  und der Kühlluftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen

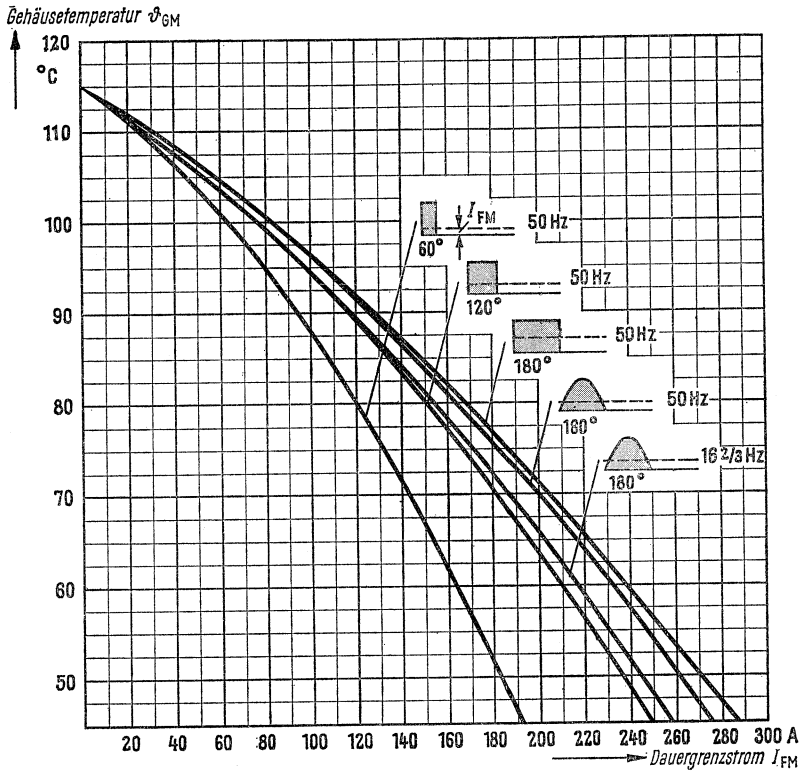


Bild 254

Höchstzulässige Gehäusetemperatur für die Thyristoren BSSt N 02.

Maximale Gehäusetemperatur  $\Theta_{GM}$  (gemessen am Sechskant)

in Abhängigkeit vom Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  je Thyristor.

Die Kennlinien gelten unabhängig von der Art der Kühlung und berücksichtigen nur den Durchlaßverlust  $P_F$ .

Wird der Thyristor mit der angegebenen Gehäusetemperatur betrieben, so ist er nicht mehr überlastbar

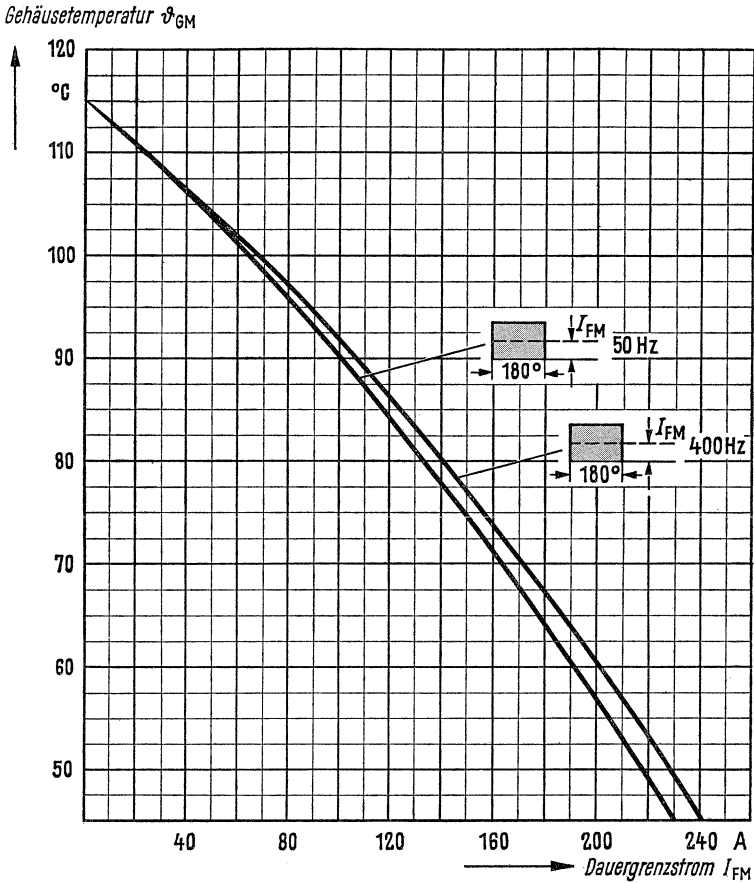


Bild 255

Höchstzulässige Gehäusetemperatur für die Thyristoren BSt N 03.

Maximale Gehäusetemperatur  $\theta_{GM}$  (gemessen am Sechskant)

in Abhängigkeit vom Dauergrenzstrom  $I_{FM}$  je Thyristor.

Die Kennlinien gelten unabhängig von der Art der Kühlung und berücksichtigen nur den Durchlaßverlust  $P_F$ .

Wird der Thyristor mit der angegebenen Gehäusetemperatur betrieben, so ist er nicht mehr überlastbar



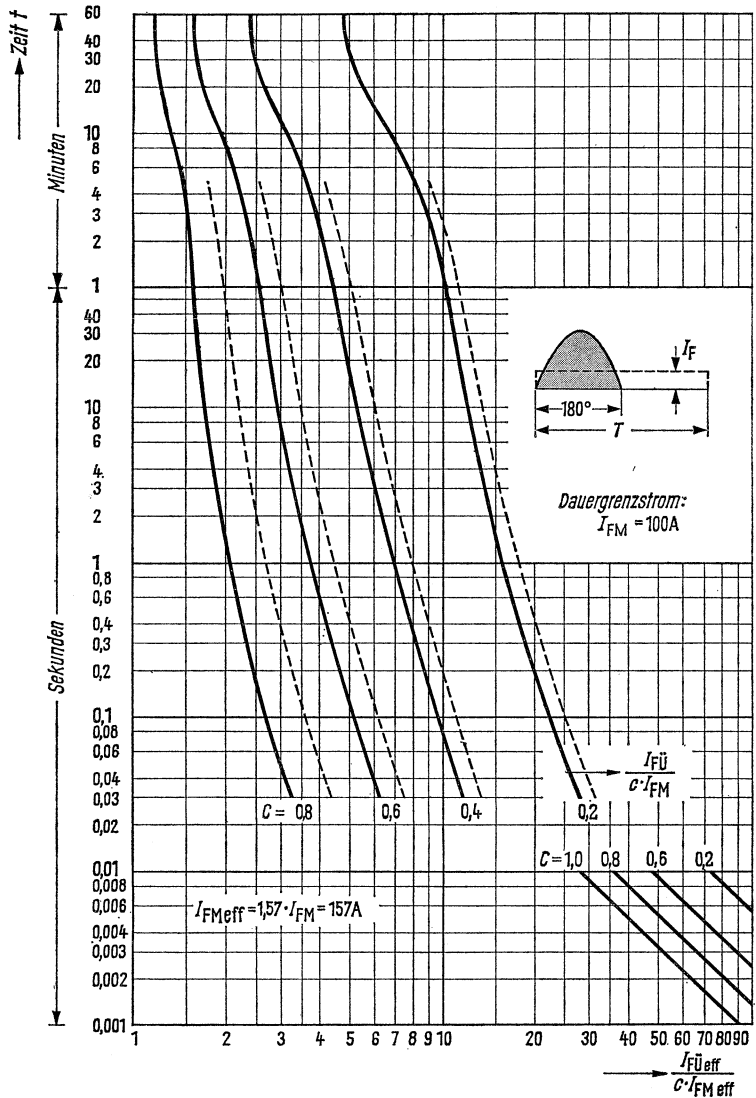


Bild 256  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt N 02  
mit Kühlkörper NK 06  
für Eigenbelüftung

**Bedingungen:**

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Sinusförmiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50\text{ Hz}$
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ\text{C}$

+ NK 06

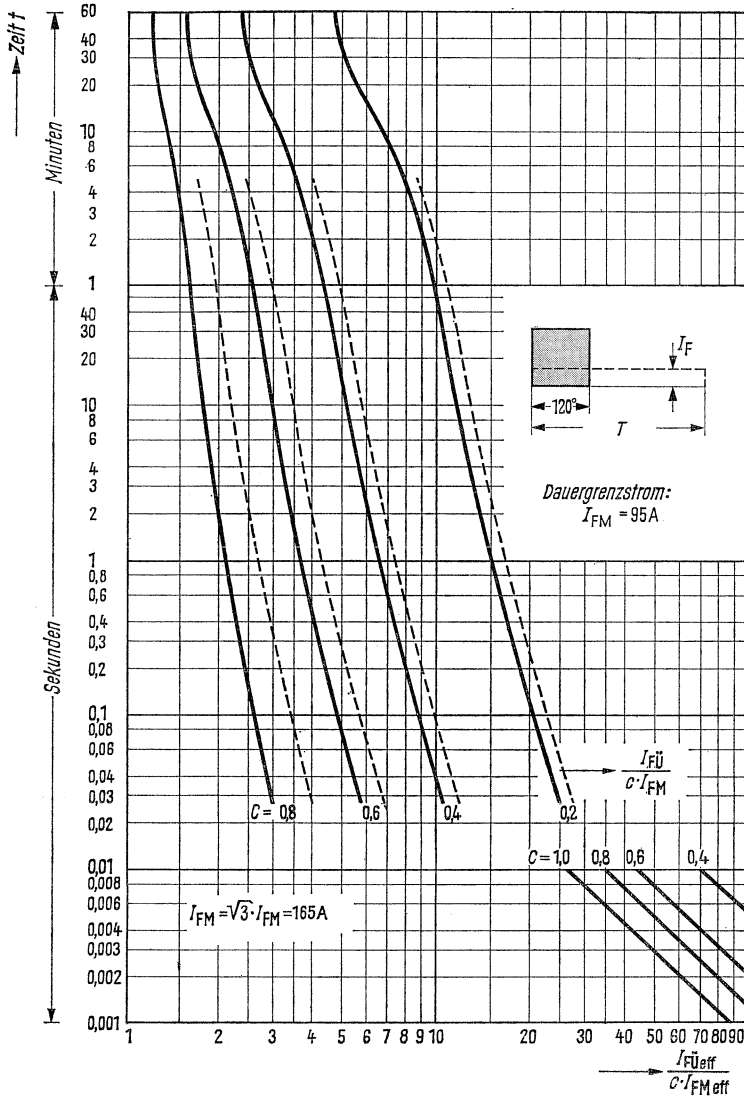


Bild 257

Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt N 02  
mit Kühlkörper NK 06  
für Eigenbelüftung

*Bedingungen:*

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50$  Hz
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ C$

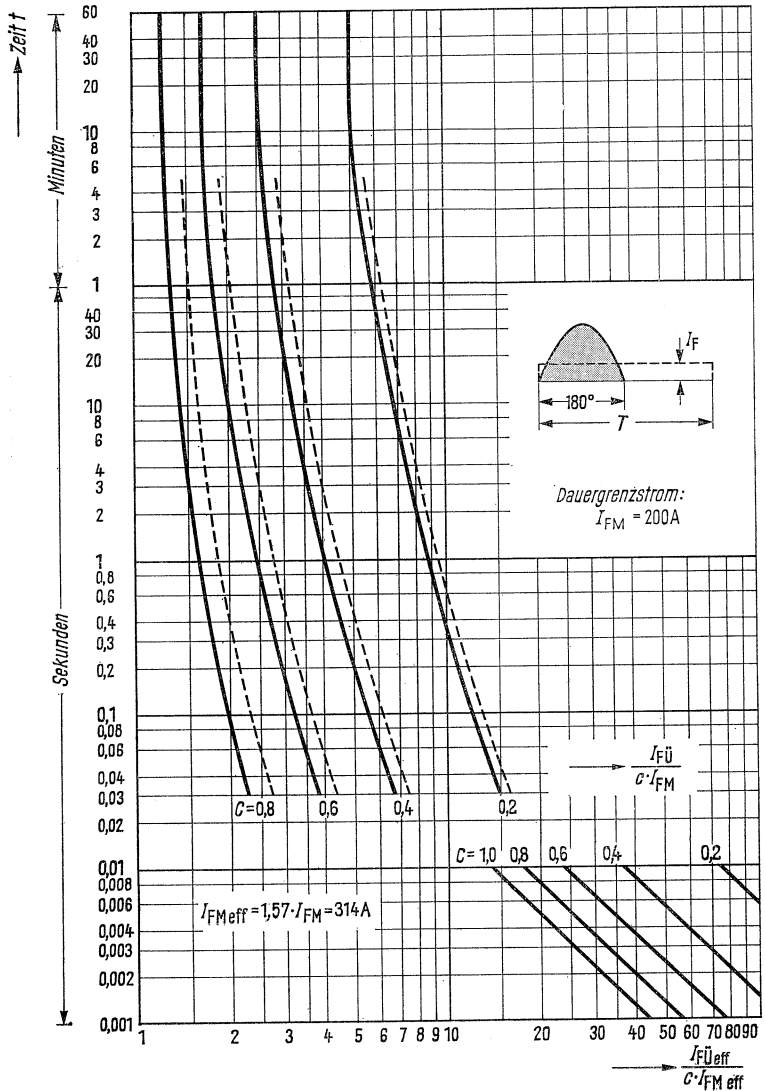


Bild 258  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt N 02  
mit Kühlkörper NK 01 oder  
NK 06 für Fremdbelüftung

Kühlluftmenge  $V = 55 \text{ l/s}$   
Sinusförmiger Stromverlauf  
Stromfußwinkel  $\lambda = 180^\circ$   
Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$   
Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ \text{C}$

# BSt N 02

## Überlastkennlinien (Fremdbelüftung)

+ NK 01 / NK 06

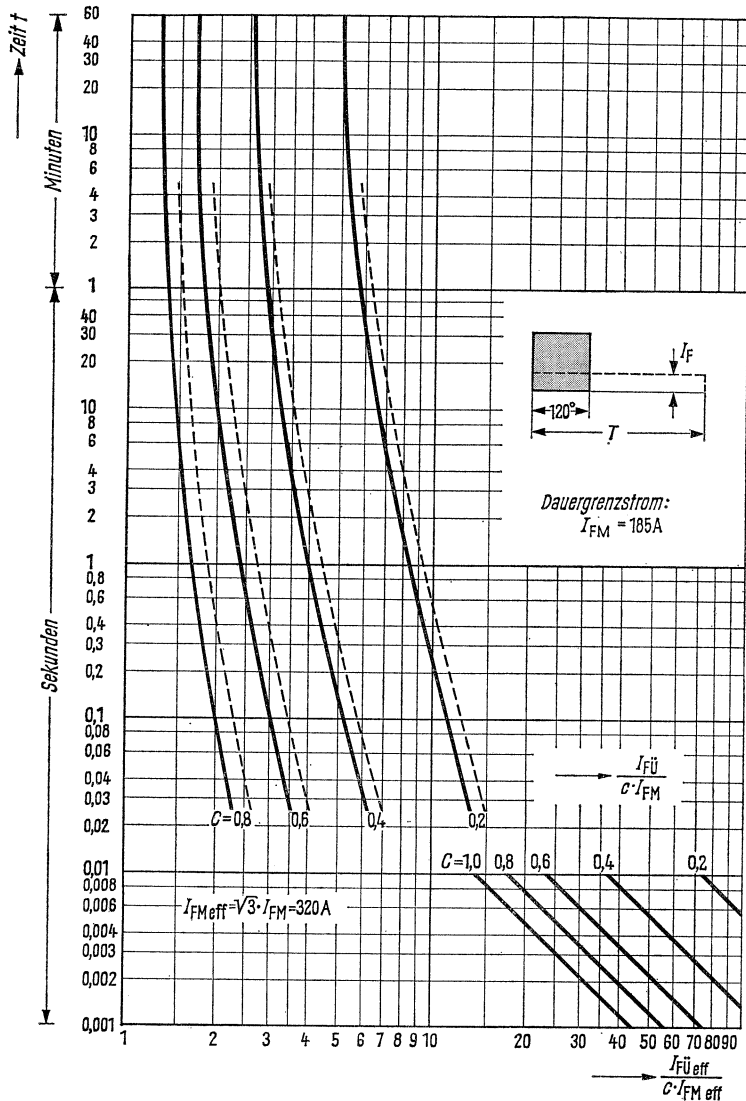


Bild 259  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt N 02  
mit Kühlkörper NK 01 oder  
NK 06 für Fremdbelüftung

Bedingungen:  
Kühlluftmenge  $V = 55 \text{ l/s}$   
Rechteckiger Stromverlauf  
Stromflußwinkel  $\lambda = 120^\circ$   
Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$   
Zulufitemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ \text{ C}$

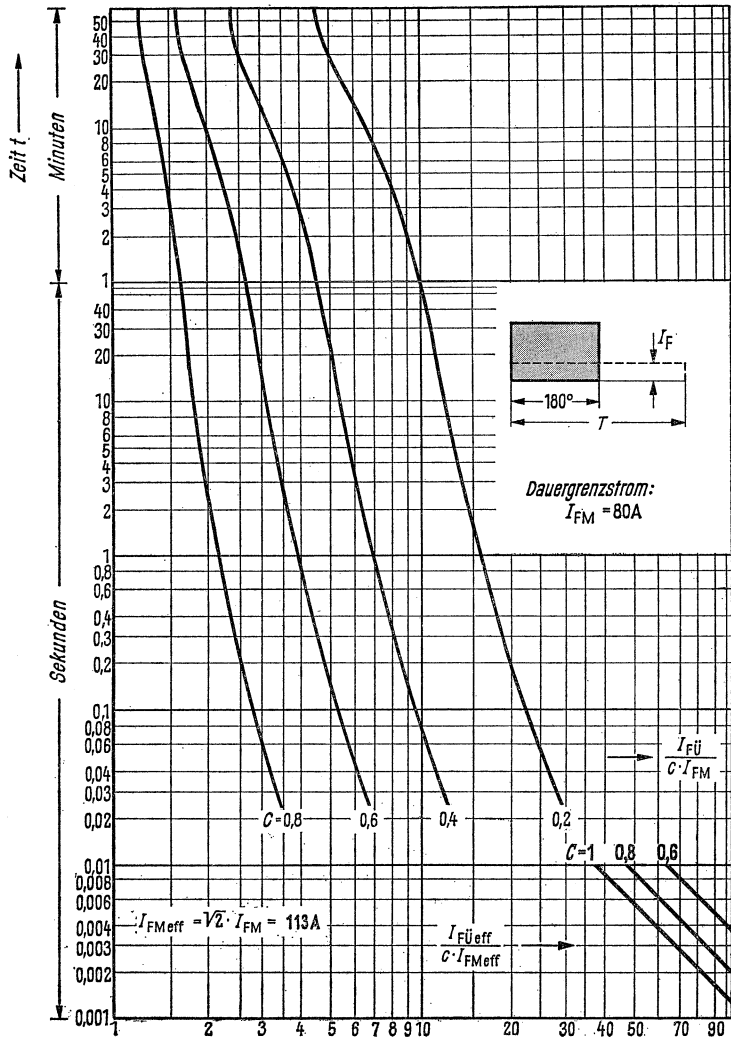


Bild 260  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt N 03  
mit Kühlkörper NK 06  
für Eigenbelüftung

**Bedingungen:**

- Ungehinderte Eigenkonvektion
- Rechteckiger Stromverlauf
- Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$
- Frequenz  $f \geq 50$  Hz
- Umgebungstemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ C$

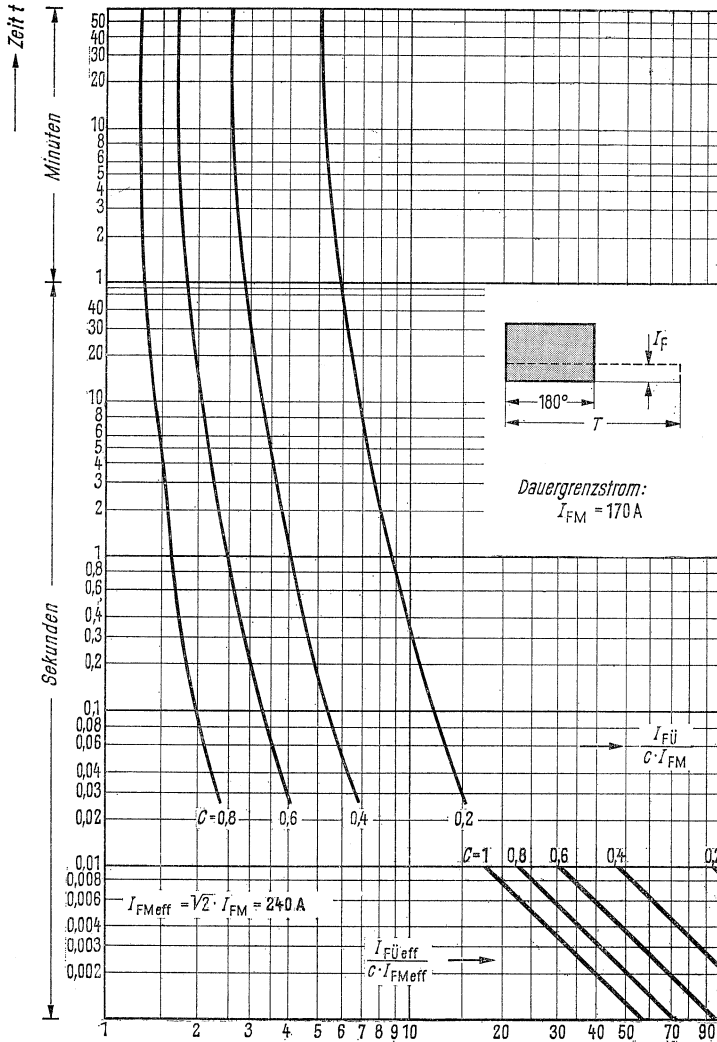


Bild 261  
Überlastkennlinien  
der Thyristoren BSt N 03  
mit Kühlkörper NK 01 oder  
NK 06 für Fremdbelüftung

Bedingungen:  
Kühlluftmenge  $V = 55 \text{ l/s}$   
Rechteckiger Stromverlauf  
Stromflußwinkel  $\lambda = 180^\circ$   
Frequenz  $f \geq 50 \text{ Hz}$   
Zulufttemperatur  $\vartheta_U = 40^\circ \text{C}$

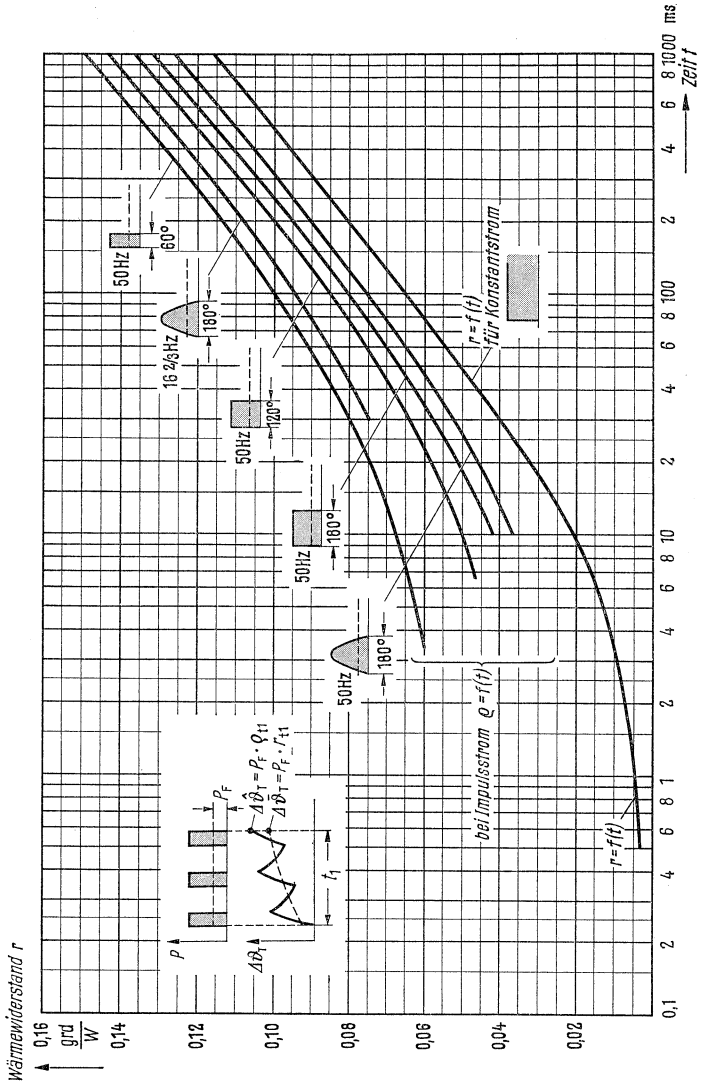
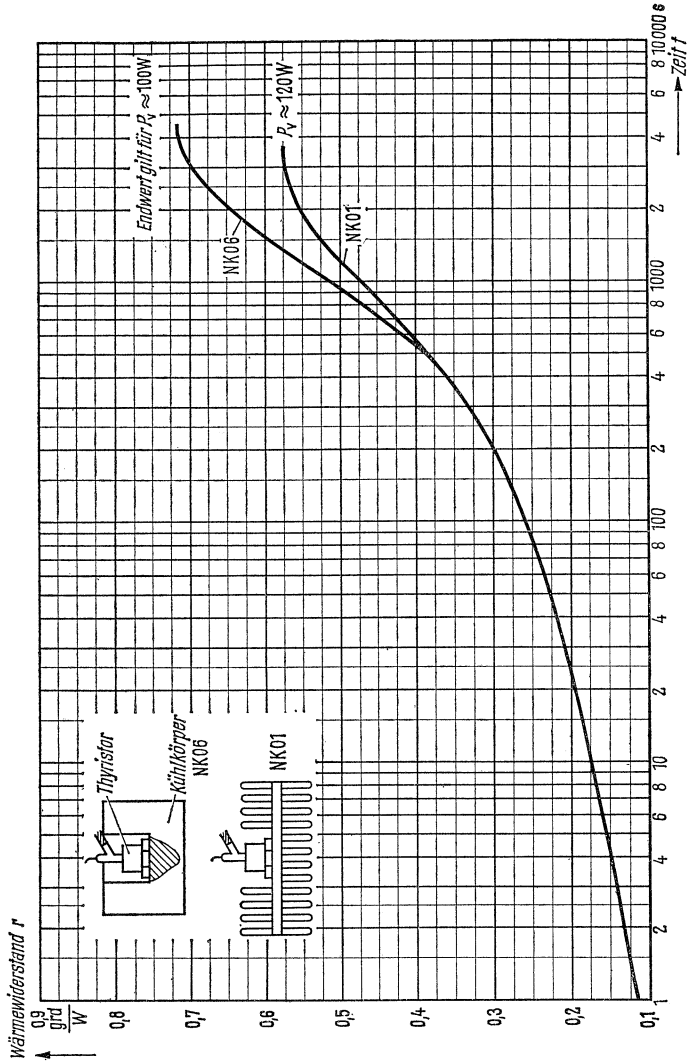


Bild 262

Transienter Wärmewiderstand der Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03. Das Diagramm gibt die transienten Wärmewiderstände für Konstantstrom  $r$  und für Impulsstrom  $\rho$  für Zeiten  $t \leq 1$  s an. Die Werte gelten unabhängig von der Kühlungsart



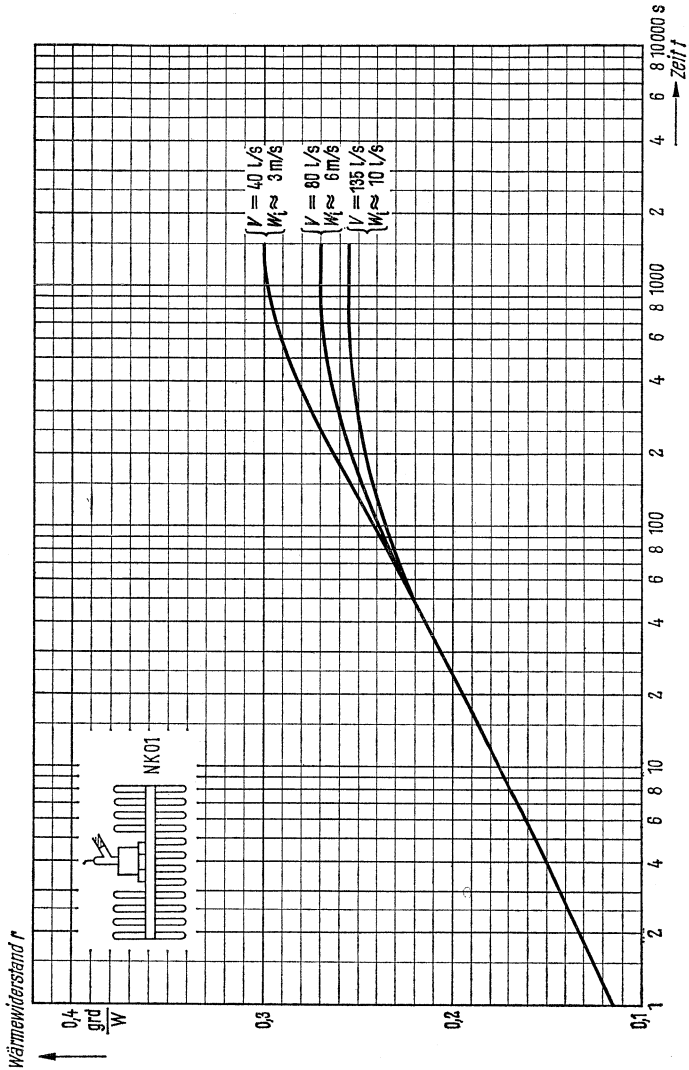
Transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom ( $t \geq 1s$ ):

$$r_t = r_t + \Delta r_{\infty} \quad (\Delta r_{\infty} \text{ siehe Seite 361})$$

Bild 263

Transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r$  der Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03 mit Kühlkörper NK 01 und NK 06 ( $t \geq 1s$ ) bei Eigenbelüftung



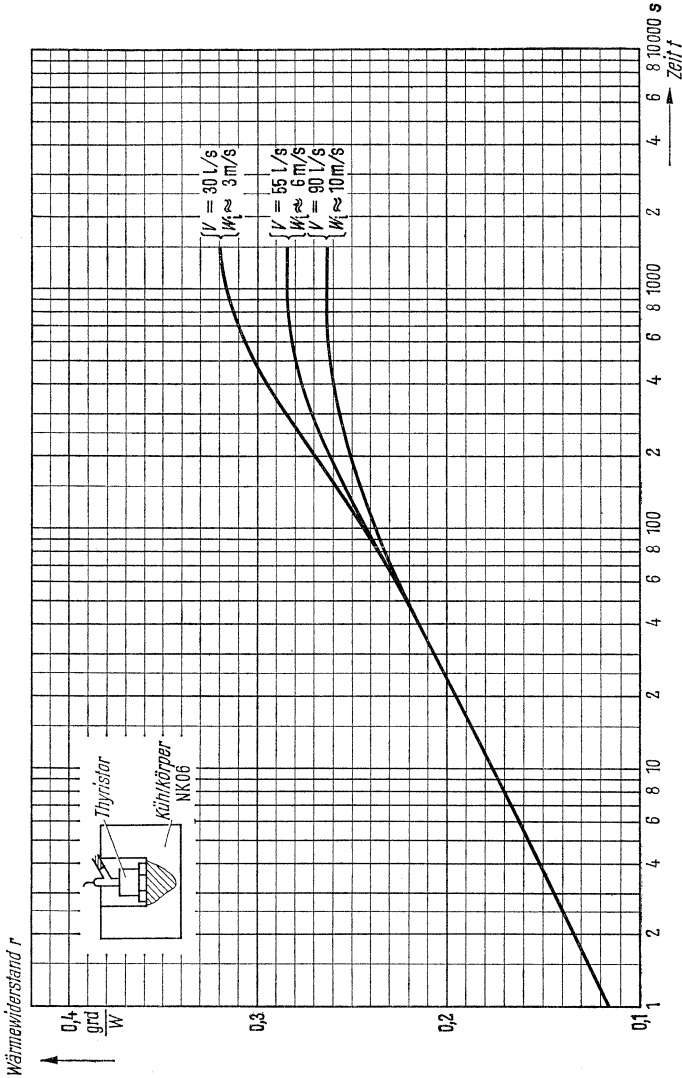


Transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom ( $t \geq 1 \text{ s}$ ):

$$r_t = r_1 + \Delta r_{\infty} \quad (\Delta r_{\infty} \text{ siehe Seite 361})$$

Bild 264

Transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r$  der Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03 mit Kühlkörper NK 01 ( $t \geq 1 \text{ s}$ ) bei Fremdbelüftung

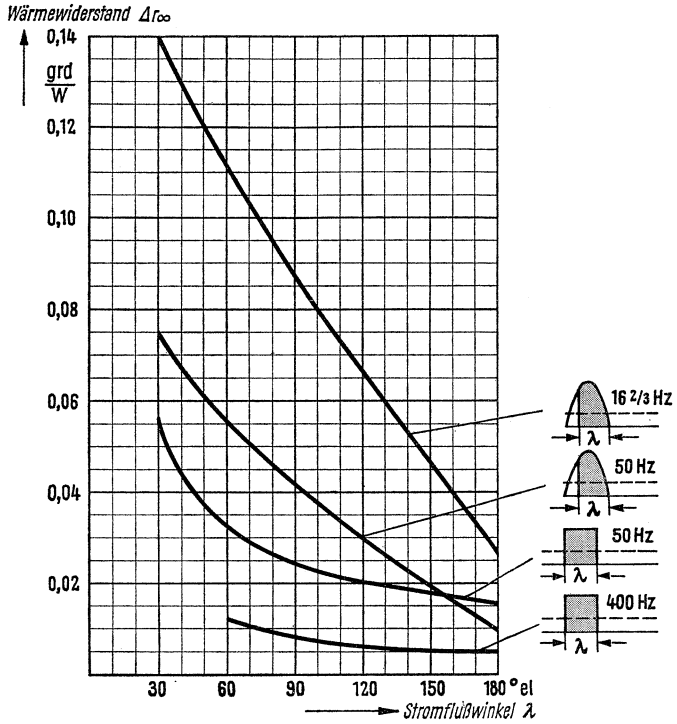


Transienter Wärmewiderstand für Impulsstrom ( $t \cong 1 \text{ s}$ ):

$$r_t = r_l + \Delta r_\infty \quad (\Delta r_\infty \text{ siehe Seite 361})$$

Bild 265

Transienter Wärmewiderstand für Konstantstrom  $r$  der Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03 mit Kühlkörper NK 06 bei Fremdbelüftung ( $t \cong 1 \text{ s}$ )

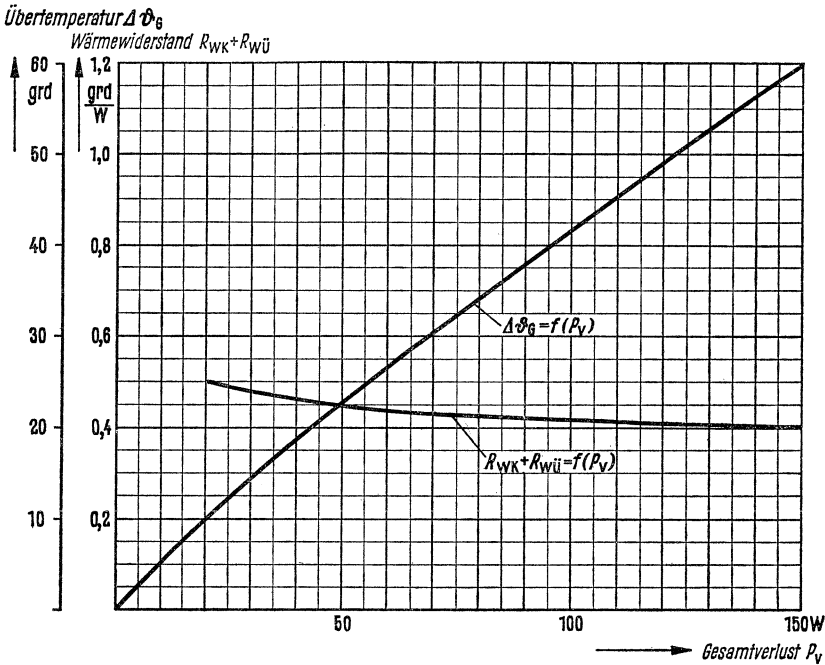


$$\varrho_t = r_t + \Delta r_{\infty} \quad (t \geq 1 \text{ s})$$

Bild 266

Hilfsgröße zur Ermittlung der Temperaturschwankungen an der Tablette für Thyristoren BSt N 02 und BSt N 03.

Wärmewiderstandswert  $\Delta r_{\infty}$  in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel  $\lambda$  für verschiedene Stromformen und Frequenzen



**Bedingungen:**

Ungehinderte Eigenkonvektion bei freier Aufstellung im Raum.

In einer Etage nebeneinander angeordnete Kühlkörper mit senkrechtstehenden Kühlrippen.

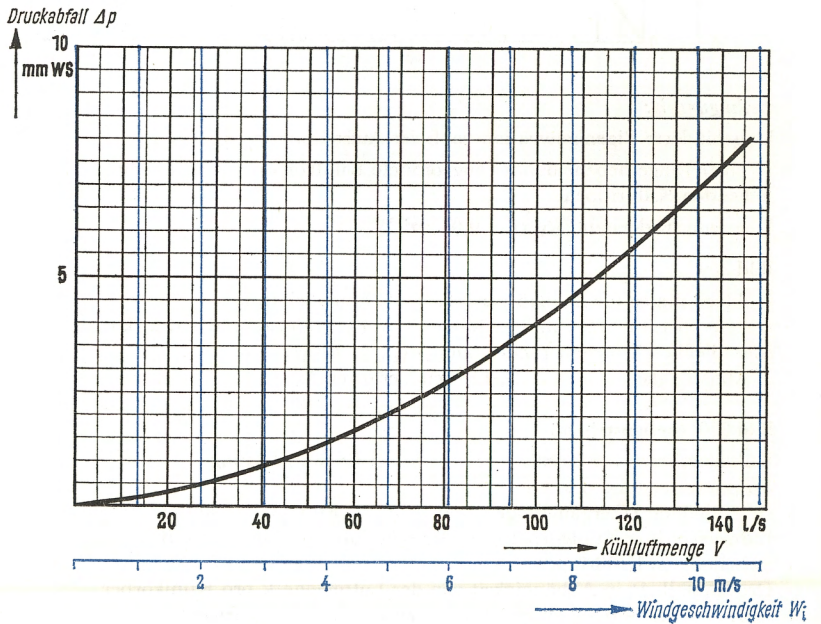
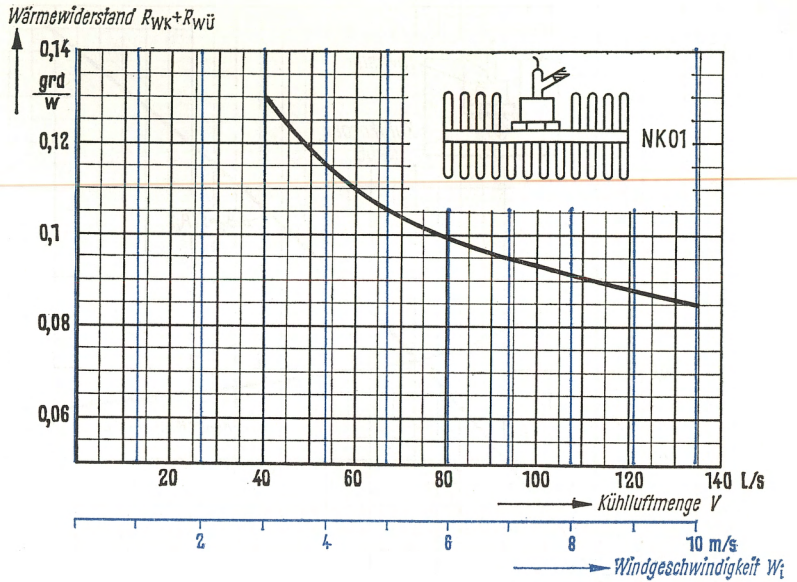
Übergangswiderstand  $R_{WÜ} \approx 0,02 \text{ grad/W}$

Bild 267

Kühlkennlinien für Kühlkörper NK 01 bei Eigenbelüftung. Übertemperatur  $\Delta\theta_G$  am Gehäuse (gemessen am Sechskant) und Wärmewiderstand des Kühlkörpers einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{WÜ}$ ) in Abhängigkeit von den abgeführten Verlusten  $P_V$

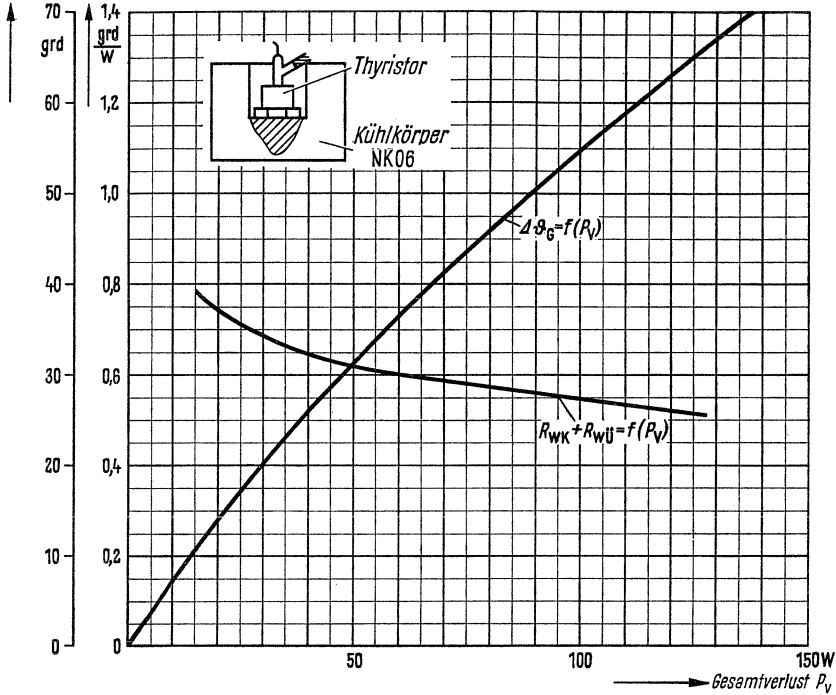
Bild 268 (nebenstehend)

Kühlkennlinien für Kühlkörper NK 01 bei Fremdbelüftung. Wärmewiderstand des Kühlkörpers einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{WÜ}$ ) in Abhängigkeit von der Luftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen. Druckabfall  $\Delta p$  in Abhängigkeit von der Luftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen



Übertemperatur  $\Delta\vartheta_G$

Wärmewiderstand  $R_{WK} + R_{WÜ}$



**Bedingungen:**

Ungehinderte Eigenkonvektion bei freier Aufstellung im Raum.

In einer Etage nebeneinander angeordnete Kühlkörper mit senkrecht stehenden Kühlrippen.

Übergangswiderstand  $R_{WÜ} \approx 0,02 \text{ grad/W}$

Bild 269

Kühlkennlinien für Kühlkörper NK 06 bei Eigenbelüftung.

Übertemperatur  $\Delta\vartheta_G$  am Gehäuse und Wärmewiderstand des Kühlkörpers einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{WÜ}$ ) in Abhängigkeit von den abgeführten Verlusten  $P_V$

Bild 270 (nebenstehend)

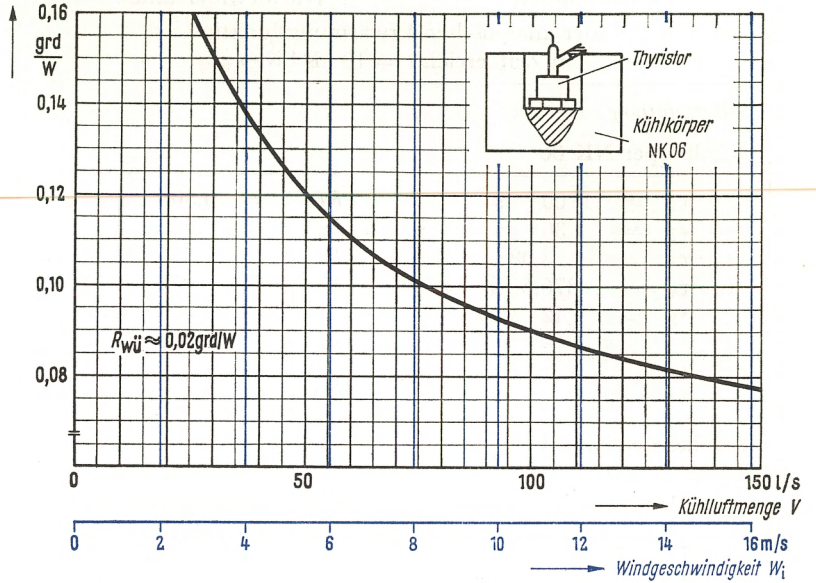
Kühlkennlinien für Kühlkörper NK 06 bei Fremdbelüftung.

Wärmewiderstand des Kühlkörpers

einschließlich Übergangswiderstand ( $R_{WK} + R_{WÜ}$ ) in Abhängigkeit von der Luftmenge  $V$  je Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen.

Druckabfall  $\Delta p$  in Abhängigkeit von der Luftmenge  $V$  pro Kühlkörper bzw. der Kühlluftgeschwindigkeit  $W_i$  zwischen den Kühlrippen

Wärmewiderstand  $R_{WK}+R_{WÜ}$



Druckabfall  $\Delta p$

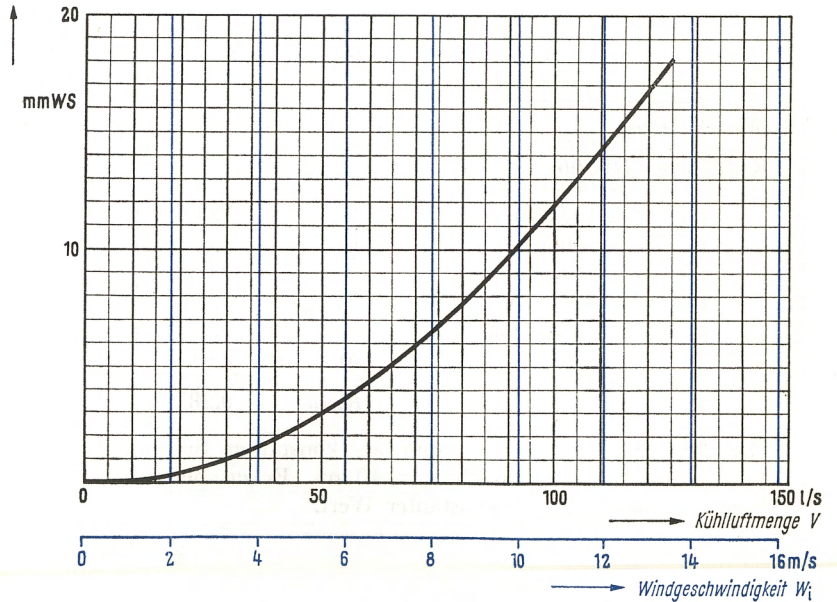
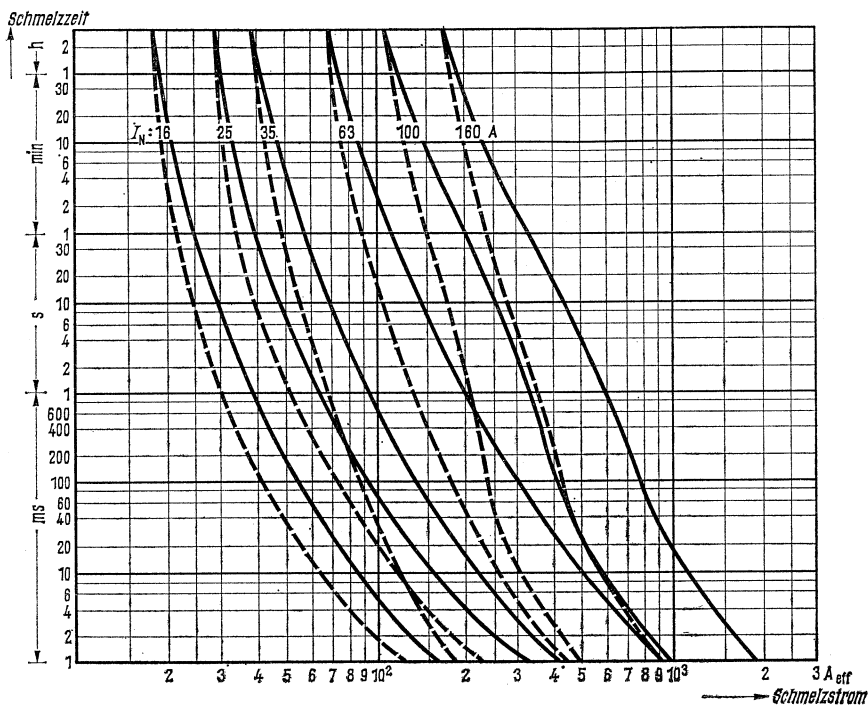


Tabelle 23 Zeitkonstanten und Wärmewiderstände Thyristor BSt N

Zeitkonstanten		Wärmewiderstände	
der analytischen Erwärmungsfunktion im Zeitbereich $t = 10 \text{ ms bis } \rightarrow \infty$			
<i>Selbstbelüftung</i>			
Kühlkörper NK 06			
$\tau_1 = 1100 \text{ s}$		$R_1 = 0,503$	} $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$
$\tau_2 = 30 \text{ s}$		$R_2 = 0,062$	
$\tau_3 = 3,08 \text{ s}$		$R_3 = 0,052$	
$\tau_4 = 376,6 \text{ ms}$		$R_4 = 0,05$	
$\tau_5 = 42 \text{ ms}$		$R_5 = 0,042$	
		$R_K = 0,011$	
		$R_{W\text{Ges}} = 0,72$	
Kühlkörper NK 01			
$\tau_1 = 836 \text{ s}$		$R_1 = 0,35$	} $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$
$\tau_2 = 41,3 \text{ s}$		$R_2 = 0,0667$	
$\tau_3 = 2,73 \text{ s}$		$R_3 = 0,0667$	
$\tau_4 = 230 \text{ ms}$		$R_4 = 0,0516$	
$\tau_5 = 23 \text{ ms}$		$R_5 = 0,04$	
		$R_K = 0,005$	
		$R_{W\text{Ges}} = 0,58$	
<i>Fremdbelüftung</i>			
Kühlkörper NK 06			
$\tau_1 = 197,3 \text{ s}$		$R_1 = 0,064$	} $\frac{\text{grad}}{\text{W}}$
$\tau_2 = 30,5 \text{ s}$		$R_2 = 0,06$	
$\tau_3 = 3,63 \text{ s}$		$R_3 = 0,052$	
$\tau_4 = 421 \text{ ms}$		$R_4 = 0,048$	
$\tau_5 = 143,4 \text{ ms}$		$R_5 = 0,044$	
		$R_K = 0,017$	
		$R_{W\text{Ges}} = 0,285$	
<p>Der Endwert <math>R_K</math> berücksichtigt als konstanter Summand die Erwärmung im Zeitbereich <math>t &lt; 10 \text{ ms}</math>. Er erscheint in allen Summenausdrücken als konstanter Wert.</p>			



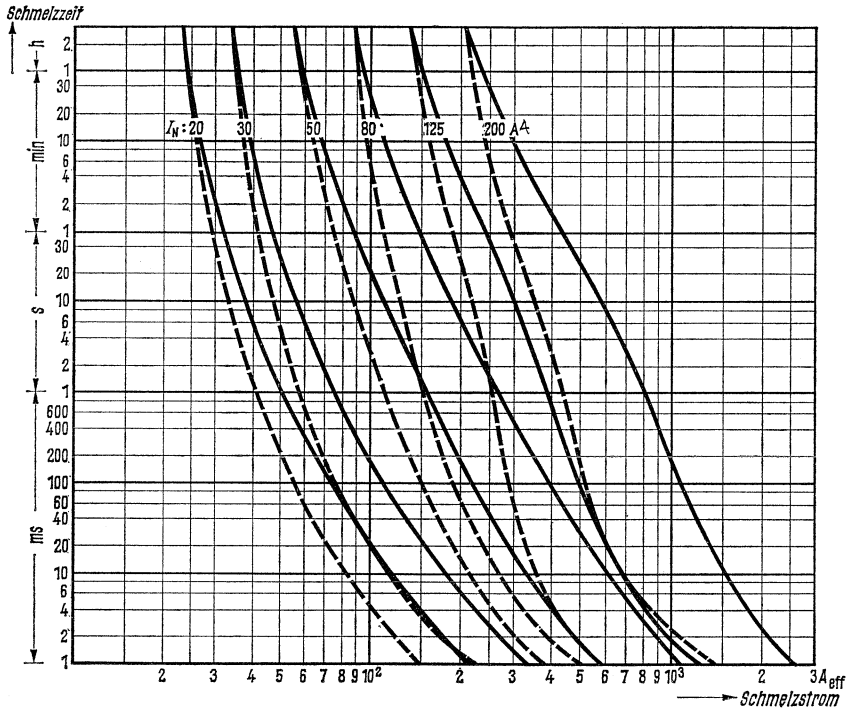


Gewinde des Sicherungssockels	Nenn- strom	Sicherungs- typ
E 27	16 A	5 SD 4 20
E 27	25 A	5 SD 4 40
E 33	35 A	5 SD 4 50
E 33	63 A	5 SD 4 70
R 1 <sup>1</sup> / <sub>4</sub> ''	100 A	5 SD 5 20
R 2''	160 A	5 SD 5 40

———— nicht vorbelastet  
 - - - - - vorbelastet mit Nennstrom

Bild 271

Schmelzeitkennlinien der SILIZED-Sicherungen 16 bis 160 A,  
 gültig bei 50 Hz, zulässige Betriebsspannung 500 V



Gewinde des  
Sicherungssockels

Nenn-  
strom

Sicherungs-  
typ

E 27

20 A

5 SD 4 30

E 27

30 A

5 SD 4 80

E 33

50 A

5 SD 4 60

R 1 1/4"

80 A

5 SD 5 10

R 2"

125 A

5 SD 5 30

R 2 1/2"

200 A

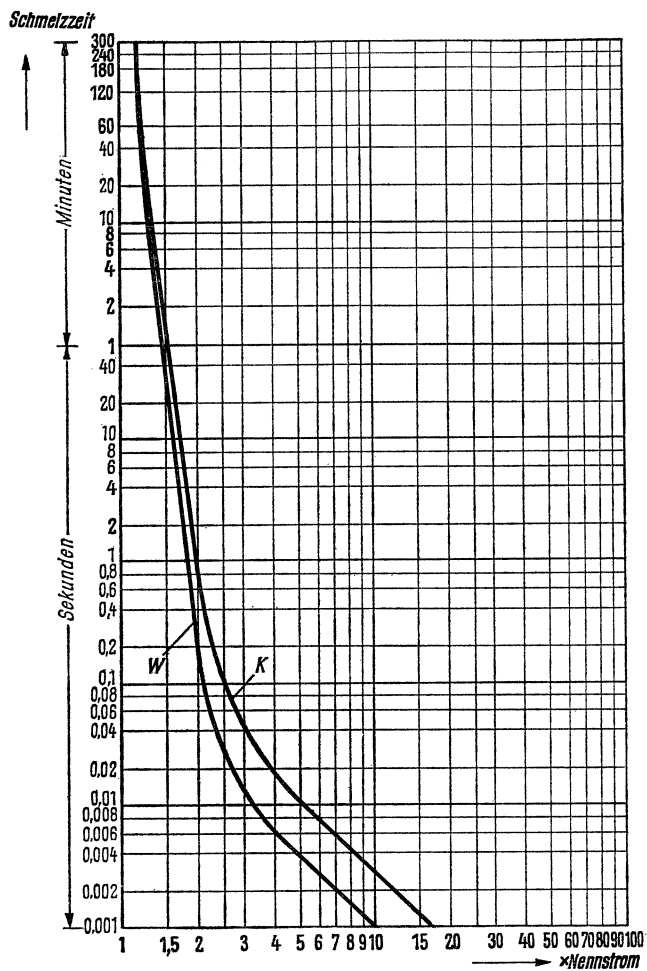
5 SD 5 50

———— nicht vorbelastet

- - - - - vorbelastet mit Nennstrom

Bild 272

Schmelzzeitkennlinien der SILIZED-Sicherungen 20 bis 200 A,  
gültig bei 50 Hz, zulässige Betriebsspannung 500 V

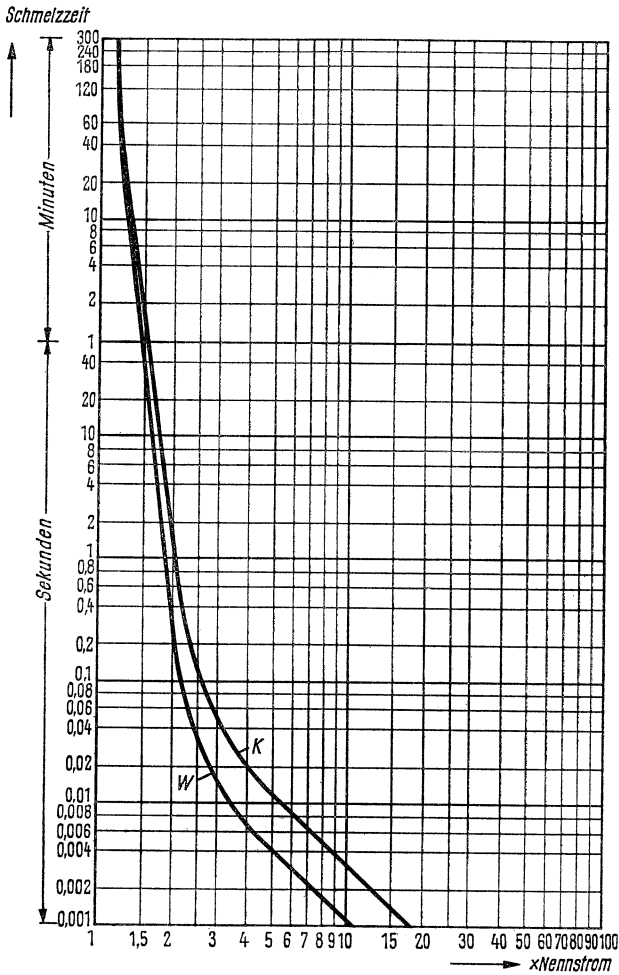


K nicht vorbelastet      W vorbelastet mit Nennstrom

Bild 273

Schmelzeitkennlinien der Sicherung R 1243-3/150, gültig bei 50 Hz, Sicherungsnennstrom 150 A, zulässige Betriebsspannung 500 V

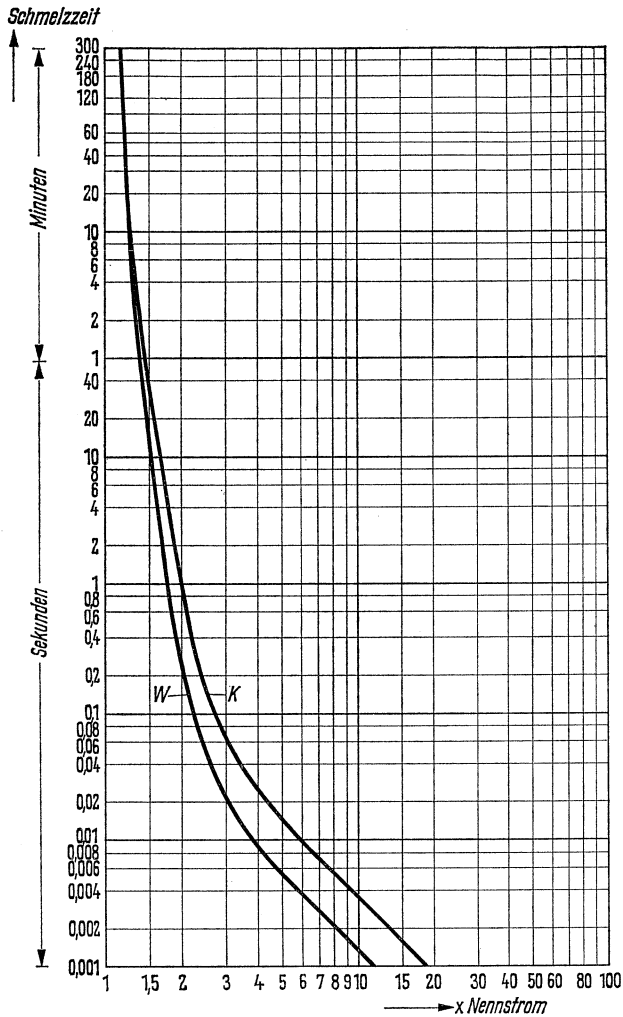
Sicherung



K nicht vorbelastet      W vorbelastet mit Nennstrom

Bild 274

Schmelzeitkennlinien der Sicherung R 1243-3/200, gültig bei 50 Hz, Sicherungsnennstrom 200 A, zulässige Betriebsspannung 500 V

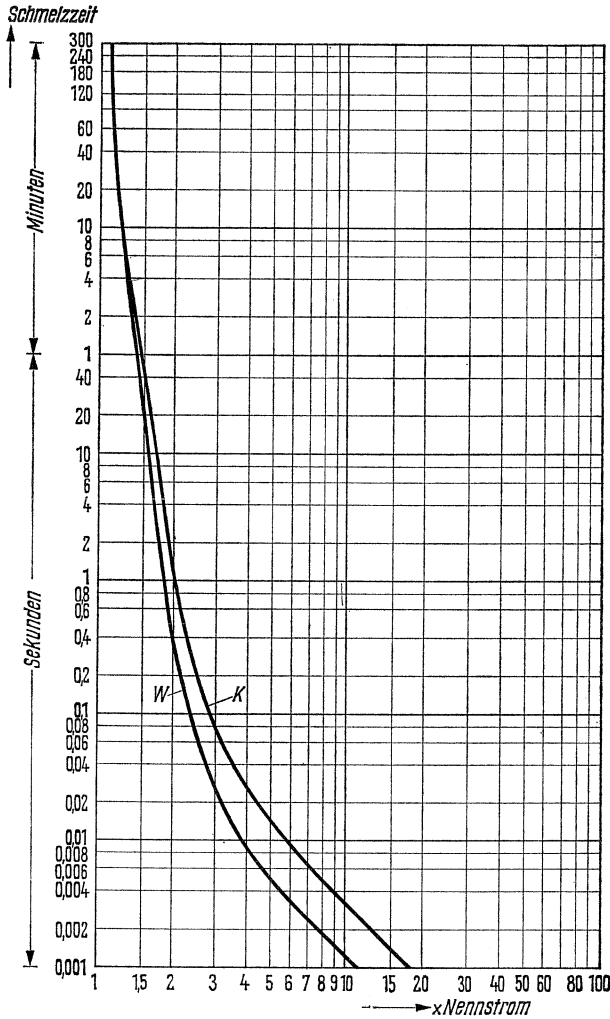


K nicht vorbelastet      W vorbelastet mit Nennstrom

Bild 275

Schmelzeitkennlinien der Sicherung R 1243-3/250, gültig bei 50 Hz, Sicherungsnennstrom 250 A, zulässige Betriebsspannung 500 V

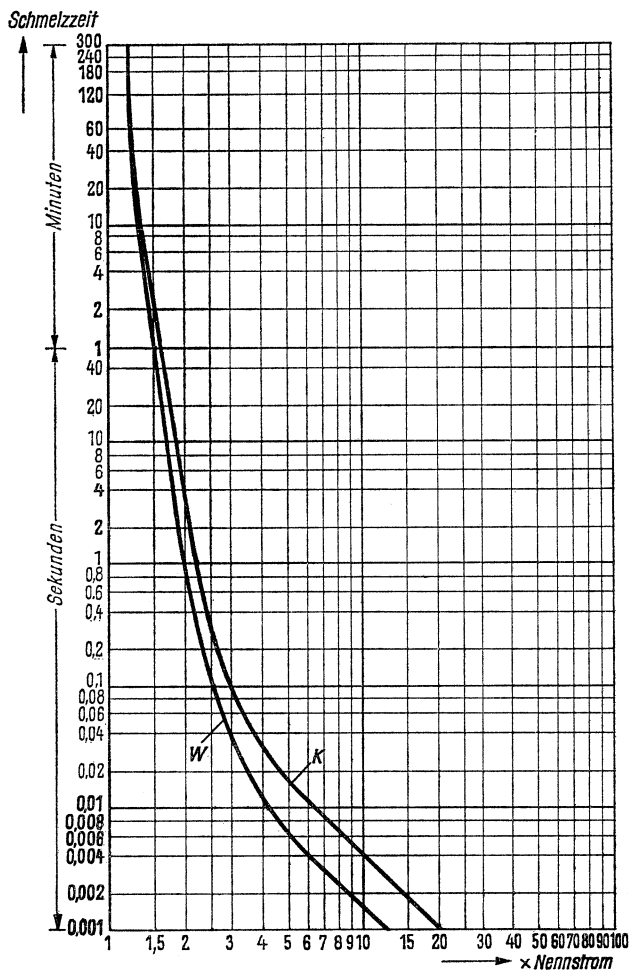
Sicherung



K nicht vorbelastet      W vorbelastet mit Nennstrom

Bild 276

Schmelzzeitkennlinien der Sicherung R 1243-3/300, gültig bei 50 Hz, Sicherungsnennstrom 300 A, zulässige Betriebsspannung 500 V

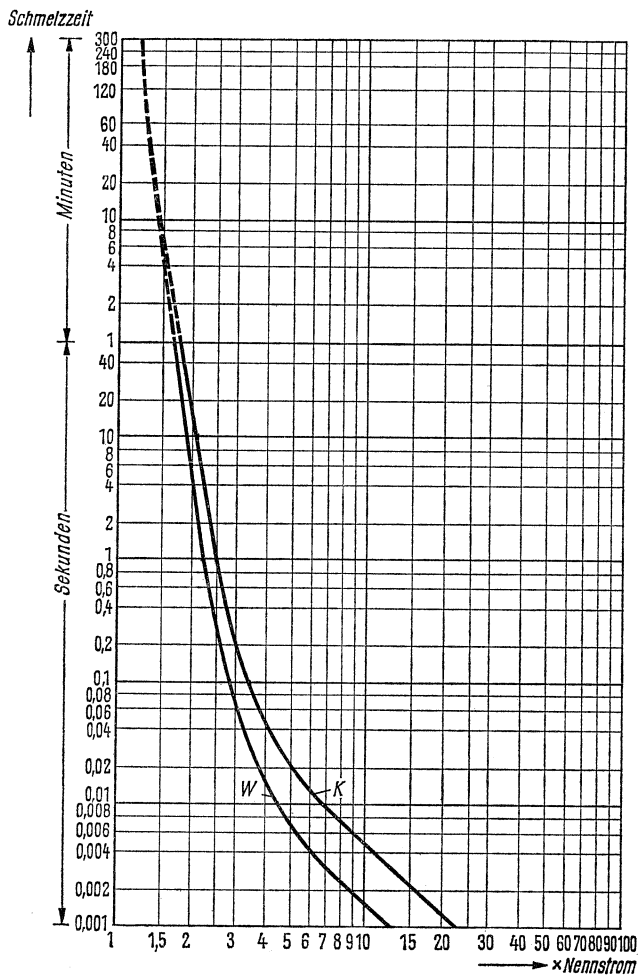


K nicht vorbelastet      W vorbelastet mit Nennstrom

Bild 277

Schmelzeitkennlinien der Sicherung R 1243-3/350, gültig bei 50 Hz, Sicherungsnennstrom 350 A, zulässige Betriebsspannung 500 V

Sicherung

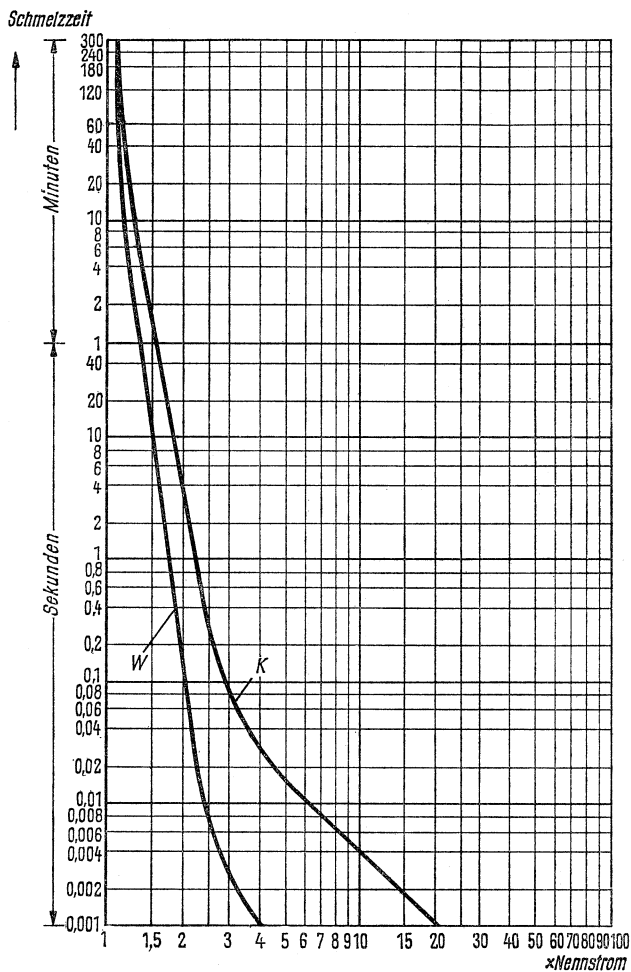


K nicht vorbelastet W vorbelastet mit Nennstrom

Bild 278

Schmelzzeitkennlinien der Sicherung R 1243k - 3/400, gültig bei 50 Hz, Sicherungsnennstrom 400 A, zulässige Betriebsspannung 500 V

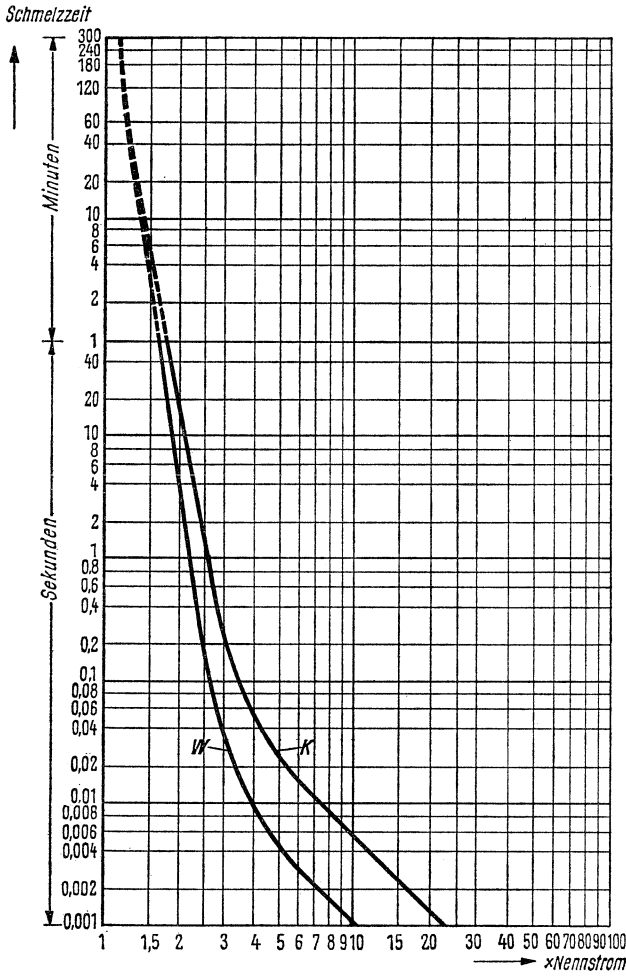




K nicht vorbelastet    W vorbelastet mit Nennstrom

Bild 279

Schmelzeitkennlinien der Sicherung R 1244-3/350, gültig bei 50 Hz, Sicherungsnennstrom 350 A, zulässige Betriebsspannung 800 V



K nicht vorbelastet      W vorbelastet mit Nennstrom

Bild 280

Schmelzeitkennlinien der Sicherung R 1244k-3/400, gültig bei 50 Hz, Sicherungsnennstrom 400 A, zulässige Betriebsspannung 800 V

Tabelle 24 Kondensatoren für die TSE-Beschaltung von Thyristoren

<p>0,25 <math>\mu\text{F}</math> <math>\pm 20\%</math>            Typ: B 25990 –            A 254 – M 1</p>	
<p>0,5 <math>\mu\text{F}</math> <math>\pm 10\%</math>            Typ: B 25990 –            A 504 – K</p>	
<p>2 <math>\mu\text{F}</math> <math>\pm 10\%</math>            Typ: B 25990 –            A 205 – K 6</p>	
<p><b>Daten der Kondensatoren:</b></p> <p>(1) Zulässige Einsatzspannung 350 V Gleichspannung +350 V überlagerte Wechselspannung</p> <p>(2) Frequenz 50 Hz</p> <p>(3) Zulässige Betriebstemperatur <math>-55</math> bis <math>+70</math> °C</p> <p>(4) Kapazitätstoleranz Falls erforderlich, sind die Kondensatoren auch mit eingengten Toleranzen lieferbar:            0,25 <math>\mu\text{F}</math> <math>\pm 5\%</math>            0,5 <math>\mu\text{F}</math> bzw. 2 <math>\mu\text{F}</math> <math>\pm 2,5\%</math>            Kennzeichnung durch Farbpunkte</p> <p><b>Mechanische Ausführung:</b>            Cupalbecher mit Befestigungsbolzen M 8 <math>\times</math> 11 mm am Gehäuse            Eingebaute Abreißsicherung für unzulässige Überlastungen</p>	

**Tabelle 25** Kühlkörper für Thyristoren und Kombinierbarkeit mit Si-Dioden

Thyristor- typ	Kühl- körper-	Ausführung	Gewinde	Gewicht	Kombinierbar mit
BSt G 02 BSt G 03	FK 04	Al-Druckguß Normalkühlkörper	M 12	etwa 260 g	Diode SSi E 08 + Kühlkörper EK 02/EK 03 Diode SSi F 03 + Kühlkörper FK 06/FK 07
	GK 01	Al-Druckguß Baustein-Kühlkörper	M 12	—	Diode SSi E 08 + Baustein-Kühlkörper GK 02 Diode SSi F 03 + Baustein-Kühlkörper GK 02
BSt L 02 BSt L 03	HK 04	Al-Druckguß Normalkühlkörper	M 12	etwa 700 g	Diode SSi F 03 + Kühlkörper HK 06 Diode SSi H 02 + Kühlkörper HK 02
	LK 08	Al-Druckguß Normalkühlkörper	M 24 × 1,5	etwa 1,7 kg	Diode SSi L 05 + Kühlkörper LK 08
	LK 09	Al-Druckguß Baustein-Kühlkörper	M 24 × 1,5	—	Diode SSi L 05 + Kühlkörper LK 09
BSt N 02 BSt N 03	NK 01	Cu-Grundplatte mit aufgelöteten Cu-Blechrippen	M 24 × 1,5	etwa 4,8 kg	Diode SSi L 05 + Kühlkörper NK 01 Thyristor BSt L + Kühlkörper NK 01
	NK 06 <sup>1)</sup>	Cu-Guß Baustein-Kühlkörper	M 24 × 1,5	—	Diode SSi L 05 + Kühlkörper LK 09 Thyristor BSt L + Kühlkörper LK 09

<sup>1)</sup> Der Gußkühlkörper NK 06 wird in Zukunft ersetzt durch den in seinen Kühleigenschaften gleichwertigen Blechrippenkühlkörper NK 03.

## VI. Stromrichterbausteine und Steuersätze

Die modernen Halbleiterventile, Dioden und Thyristoren, die sowohl für sich allein als auch in Kombinationen miteinander vorkommen, benötigen zur ordnungsgemäßen Funktion fast immer Hilfseinrichtungen. Hierzu gehören der Kühlkörper, die TSE-Beschaltung und häufig die Sicherung. Zusätzlich benötigt der Thyristor noch den Steuerimpulsübertrager.

Es liegt daher nahe, das Ventil mit seinen Hilfseinrichtungen zu einer prüf- und austauschbaren Funktionseinheit zusammenzufassen und dafür die konstruktive Form des Bausteins zu wählen.

Für die Siemens-Thyristoren wurden angepaßt an das Schranksystem SS 61 und die konstruktive Gestaltung des TRANSIDYN-B- bzw. SIMATIC-N-Systems Thyristor- und Diodenbausteine entwickelt. Damit lassen sich in den Systemschränken beliebige Kombinationen von Baugruppen der Steuerungs- und Regelungstechnik mit Steuersätzen und Thyristor- bzw. Diodenbausteinen herstellen.

Kleine Bauelemente, zum Beispiel für Steuersätze, sind auch beim Bausteinsystem für die Leistungselektronik in der Form steckbarer Flachbaugruppen zusammengefaßt<sup>1)</sup>.

Bauelemente, die in gedruckten Schaltungen nicht mehr aufgebaut werden können, sind in steckbaren Einsatzbaugruppen angeordnet<sup>1)</sup>.

Sowohl Flachbaugruppe als auch Einsatzbaugruppe können wahlweise in Tiefeinschüben<sup>1)</sup> oder in Flachbaurahmen<sup>1)</sup> untergebracht werden. Für L- und N-Thyristorbausteine wurde eine dem Tiefeinschub ähnliche Bauweise gewählt.

In einem Schrank können Einschübe, Flachbaurahmen und Bausteine in sechs Etagen übereinander angeordnet werden. Durch einen eingebauten Lüfter ist die Abführung der Verlustleistung sichergestellt.

### 1. Stromrichterbausteine

Thyristor- und Diodenbausteine für netzgeführte Stromrichter werden *Stromrichterbausteine* genannt. Auch für Zwangskommutierungsschaltungen (Wechselrichter, Gleichstromsteller) sind Bausteine, unter Umständen jedoch mit abgeänderter Schaltung, verwendbar.

<sup>1)</sup> Vergleiche die Bildtafeln im Anschluß an Seite 394

## 1.1. Aufbau der Stromrichterbausteine

Dem Thyristor unmittelbar zugeordnet sind der Kühlkörper, die TSE-Beschaltung und der Steuerimpulsübertrager. Soweit erforderlich, kann auch eine Sicherung als Kurzschlußschutz mit Meldeeinrichtung vorgesehen werden. Für die Zusammenfassung zu einem Thyristorbaustein bietet sich beim G-Thyristor wegen seines gedrängten Aufbaus die Flachbaugruppe an.

Ein Aluminiumkühlkörper (Typ GK 01) trägt den Thyristor mit dem Impulsübertrager und der TSE-Beschaltung. Der Impulsübertrager ist für 24 V Gleichspannung ausgelegt. Er kann einen Impuls von 10 ms Dauer ( $180^\circ$  bei 50-Hz-Betrieb) übertragen.

Der L-Thyristorbaustein ist ähnlich einem Tiefeinschub, jedoch in Sechstelteilung der Systembauweise ausgeführt. In einen Aluminium-Kühlkörper (Typ LK 09) ist der Thyristor eingeschraubt. Auf seiner Rückseite sind die TSE-Beschaltung, die Impulsübertragung und gegebenenfalls die Meldeeinrichtung für die Sicherungsüberwachung angeordnet. Die Impulsübertrager können sowohl mit 24 V Gleichspannung als auch mit 48 V ( $\pm 24$  V) Gleichspannung gespeist werden. Zur Impulsbildung sind zwei Übertrager eingebaut, von denen der eine einen kurzen, sehr steilen Impuls mit starkem Überschießen des statischen Zündstroms abgibt, und der andere für einen 10 ms langen Impuls ( $180^\circ$  bei 50 Hz) ausgelegt ist. Durch den steilen Impuls wird ein gleichzeitiges Durchschalten von in Reihe oder parallel liegenden Thyristoren erreicht, wogegen der Langimpuls den Thyristor durchlässig hält, auch wenn keine sofortige Stromübernahme erfolgt.

Auf der Vorderseite des Bausteins ist die Sicherung angebracht. Bei der Ausführung ohne Sicherung werden deren Anschlüsse durch eine Kupferschiene überbrückt. Die Hilfsstromkreise sind zu einer Steckerleiste geführt, und der Hauptstromkreis ist mit Schraubanschlüssen versehen. Der Baustein ist für Fremdbelüftung bestimmt.

Der N-Thyristorbaustein ist in der gleichen Ausführung wie der L-Thyristorbaustein aufgebaut, er hat jedoch einen Kupferkühlkörper (Typ NK 06<sup>1)</sup>). Ergänzt werden die Thyristorbausteine durch Diodenbausteine, bei denen lediglich die Thyristoren durch entsprechende Dioden ersetzt sind, wobei natürlich die Impulsübertragung entfällt.

## 1.2. Typenübersicht der Stromrichterbausteine

Die Tabelle 26 zeigt eine Typenübersicht der einzelnen Stromrichterbausteine. Für jeden Typ ist sowohl die zulässige Spitzenspannung als auch die empfohlene Scheitelspannung angegeben, die unter Berück-

<sup>1)</sup> Der Gußkühlkörper NK 06 wird in Zukunft ersetzt durch den in seinen Kühleigenschaften gleichwertigen Blechrippenkühlkörper NK 03.

sichtigung von Schaltüberspannungen in den Netzen nicht überschritten werden soll. Die zulässigen Ströme werden als Dauergrenzströme für Eigen- und Fremdbelüftung angegeben. Die Eintrittstemperatur der Kühlluft darf bis zu 40 °C betragen.

*Tabelle 26* Typenübersicht der Stromrichterbausteine

Typ	Spitzen- span- nung	Empfohlene Scheitel- spannung	Dauergrenzstrom eigen- fremd- belüftet belüftet		Bemer- kungen
<u>G-Thyristor</u> (bei Fremdbelüftung: $V = 10 \text{ l/s}$ )					
teb-p7tg 601-1	900 V	360 V	13 A	27 A	ohne Siche- rung
teb-p7tg 401-1	600 V	240 V	13 A	27 A	
teb-p7tg 201-1	300 V	120 V	13 A	27 A	
<u>L-Thyristor</u> (bei Fremdbelüftung: $V = 35 \text{ l/s}$ )					
teb-h6tl 601-3	900 V	360 V	75 A	120 A	ohne Siche- rung
teb-h6tl 401-1	600 V	240 V	75 A	120 A	
teb-h6tl 201-1	300 V	120 V	75 A	120 A	
teb-h6tl 602-3	900 V	360 V	75 A	120 A	mit Siche- rung
teb-h6tl 402-1	600 V	240 V	75 A	120 A	
teb-h6tl 202-1	300 V	120 V	75 A	120 A	
<u>N-Thyristor</u> (bei Fremdbelüftung: $V = 55 \text{ l/s}$ )					
teb-h6tn 601-3	900 V	360 V	100 A	200 A	ohne Siche- rung
teb-h6tn 401-1	600 V	240 V	100 A	200 A	
teb-h6tn 201-1	300 V	120 V	100 A	200 A	
teb-h6tn 602-3	900 V	360 V	100 A	200 A	mit Siche- rung
teb-h6tn 402-1	600 V	240 V	100 A	200 A	
teb-h6tn 202-1	300 V	120 V	100 A	200 A	
<u>E 08-Diode</u> (nur bei Selbstbelüftung <sup>1)</sup> )					
teb-p7ae 601-1	900 V	360 V	19 A		ohne Siche- rung
teb-p7ae 401-1	600 V	240 V	19 A		
teb-p7ae 201-1	300 V	120 V	19 A		
<u>L 05-Diode</u> (bei Fremdbelüftung: $V = 35 \text{ l/s}$ )					
teb-h6al 601-3	900 V	600 V	165 A	240 A	ohne Siche- rung
teb-h6al 401-1	600 V	400 V	165 A	240 A	
teb-h6al 201-1	300 V	200 V	165 A	240 A	
teb-h6al 602-3	900 V	600 V	165 A	240 A	mit Siche- rung
teb-h6al 402-1	600 V	400 V	165 A	240 A	
teb-h6al 202-1	300 V	200 V	165 A	240 A	

<sup>1)</sup> Für Fremdbelüftung werden die Bausteine mit der Diode SSi F 03 bestückt. Dauergrenzstrom 30 A bei Kühlluftmenge  $V = 10 \text{ l/s}$ .

### 1.3. Kombinationsmöglichkeiten

Die Thyristorbausteine können hintereinander und auch parallel geschaltet werden. Da die Spannungsaufteilung in Reihe geschalteter Bausteine durch die Toleranz der Beschaltungselemente gegeben ist, ist bei Reihenschaltung von den zulässigen Spannungswerten ein Abschlag von 10% vorzunehmen, der entfallen kann, wenn der empfohlene Spannungswert nicht überschritten wird. Die Anzahl der in Reihe geschalteten Bausteine ist nicht begrenzt, jedoch muß die an der Reihenschaltung anliegende Spannung der Prüfspannung des Bausteins gegen Masse genügen. Diese beträgt 2,5 kV für die Typen teb-p7 und 3,5 kV für die Typen teb-h6. Außerdem darf bei den Bausteinen mit Sicherung die für die Sicherung zulässige Spannung nicht überschritten werden. Da die Sicherung nur als Kurzschlußschutz dient, ist für höhere Spannungen eine Reihenschaltung von Sicherungen zulässig. Im übrigen ist die Schutzfrage für den jeweiligen Anwendungsfall gesondert zu betrachten (vgl. Seite 148 ff.).

Direkte Parallelschaltung ist nur bis zu 3 Thyristorbausteinen zulässig. Da sich der Strom infolge ungleicher innerer Spannungsabfälle unter Umständen nicht gleichmäßig auf die Parallelschaltung aufteilt, ist die zulässige Strombelastung um 20% zu verringern. Bei höherer Parallelschaltung müssen die Thyristoren in Gruppen von max. 3 Bausteinen untergliedert werden. Diese Teilgruppen sind dann durch Vorschalten von linearen Drosseln induktiv zu entkoppeln (siehe Seite 143).

In den halbgesteuerten Schaltungen können die Thyristorbausteine teb-p7tg... mit den Diodenbausteinen teb-p7ae... und die Thyristorbausteine teb-h6tl... und teb-h6tn... mit den Diodenbausteinen teb-h6al... kombiniert werden.

### 1.4. Einbau

Die Thyristorbausteine teb-p7tg... und die Diodenbausteine teb-p7ae... sind als Flachbaugruppen ausgeführt; sie werden in Tief einschübe oder Flachbaurahmen eingesteckt. Ihr Platzbedarf beträgt sieben Teilungen. Als Kurzschlußschutz sind Zweigsicherungen vorzusehen (vgl. Seite 157 ff.).

Die Thyristor- und Diodenbausteine teb-h6... sind so aufgebaut, daß sechs Bausteine nebeneinander in einer Etage des 600 mm breiten und 550 mm tiefen Systemschranks untergebracht werden können.



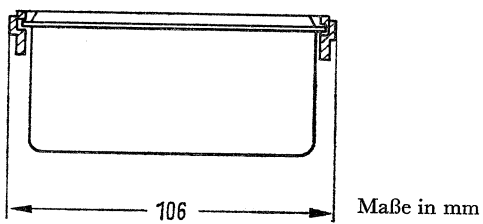
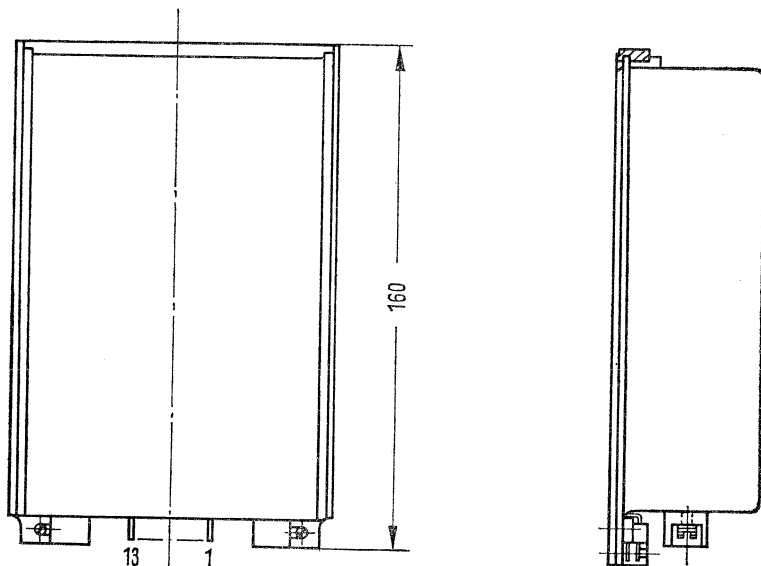
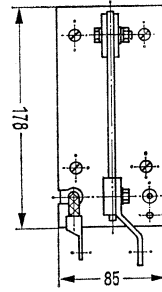
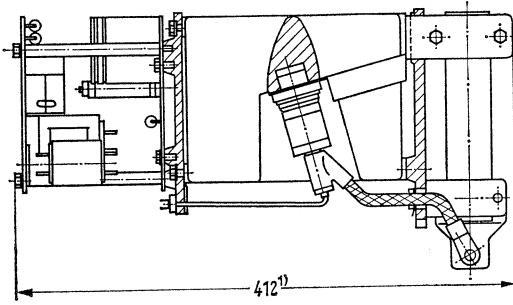
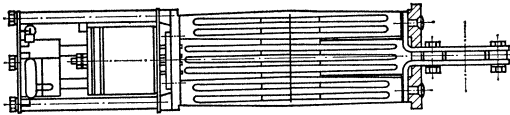


Bild 281

Maßbild für G-Thyristorbaustein teb-p7tg . 01-1 (Al-Kühlkörper GK 01).  
 Die Außenmaße gelten auch für den E- und F-Diodenbaustein teb-p7ae . 01-1



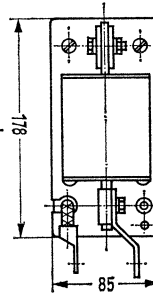
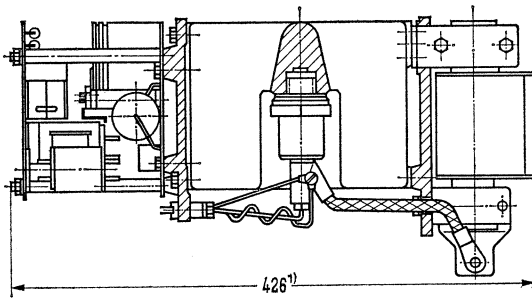
Maße in mm



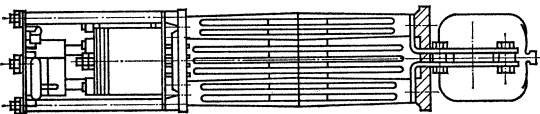
- 1) Beim entsprechenden L-Diodenbaustein teb-h6al . 01-1 beträgt die Gesamtlänge 352 mm

Bild 282

Maßbild für L-Thyristorbaustein teb-h6tl . 01-3 (Al-Kühlkörper LK 09).  
Die Außenmaße gelten auch für den N-Thyristorbaustein teb-h6tn . 01-3



Maße in mm



- 1) Beim entsprechenden L-Diodenbaustein teb-h6al . 02-1 beträgt die Gesamtlänge 367 mm

Bild 283

Maßbild für N-Thyristorbaustein teb-h6tn . 02-1 (Cu-Kühlkörper NK 06<sup>2</sup>).  
Die Außenmaße gelten auch für den L-Thyristorbaustein teb-h6tl . 02-1

- 2) Auch gültig für Kühlkörper NK 03

## 2. Steuersätze

Der Steuersatz ist das Bindeglied zwischen einem Steuersignal und dem Thyristor. Das Steuersignal kann von einem Regler ausgehen und ist als Gleichspannung im Bereich zwischen  $-10\text{ V}$  und  $+10\text{ V}$  bereitzustellen. Das Gleichspannungssignal wird im Steuersatz in periodisch wiederkehrende Impulse umgesetzt. Der zeitliche Einsatz der Impulse innerhalb der Perioden wird durch die Höhe der Signalspannung bestimmt. Mit steigender Signalspannung wird der Einsatz des Impulses zum Ende der Periode hin verschoben. Die Steuersätze sind für eine Netzfrequenz von  $50\text{ Hz}$  ausgelegt.

### 2.1. Aufbau der Steuersätze

Der Steuersatz besteht je nach Schaltung aus einer oder mehreren Steuereinheiten und der Stromversorgung, die die erforderlichen Spannungen sowohl für die Steuereinheit als auch für die Impulswandler der von der Steuereinheit direkt angesteuerten Thyristorbausteine bereitstellt. Sollen mehr Thyristorbausteine angesteuert werden, als der Ausgangsleistung der Steuereinheit entspricht, so ist je Puls ein Impulsverstärker vorzusehen. Den erhöhten Strombedarf der Impulsverstärker liefert eine zusätzliche, für alle Verstärker gemeinsame Stromversorgung.

Sämtliche Baugruppen sind entsprechend der Systembauweise als Flachbaugruppen oder Einsatzbaugruppen steckbar ausgeführt. Zusammengehörige Gruppen, wie zum Beispiel Steuereinheit mit Stromversorgung, Impulsverstärker und ihre gemeinsame Stromversorgung, sind in Tiefeinschüben zusammengefaßt.

### 2.2. Steuereinheiten

Der eigentliche Signalumsetzer, der die anfallende Steuergleichspannung in periodisch wiederkehrende Impulse verwandelt, ist die Steuereinheit. In ihr wird das Potential des verstärkten Eingangssignals mit dem eines Sägezahns verglichen, der beim Nulldurchgang der Wechselspannung gestartet wird. Wenn das Sägezahnpotential das des Eingangssignals erreicht hat, wird der Impuls gebildet. Der Verlauf des Sägezahns ist positiv, so daß ein Steuersignal von  $-10\text{ V}$  voller Gleichrichteraussteuerung und  $+10\text{ V}$  voller Wechselrichteraussteuerung entspricht.

#### *Die Steuereinheit teb-p4se 401-2*

hat zwei Ausgänge, deren Impulse durch denselben Sägezahn-generator gebildet werden. Durch eine Synchronisier-Wechselspannung wird aber jeweils nur ein Ausgang zur Impulsbildung freigegeben. Die Steuereinheit gibt somit zwei Impulse ab, die ohne Winkelfehler um  $180^\circ$  verschoben sind. Sie ist zur Aussteuerung von Brückenschaltungen und Wechselstromstellern geeignet. An jedem Ausgang kann ein G-, L- oder N-Thyristorbaustein unter Verwendung des Langimpulses für 24 V Gleichspannung angeschlossen werden. Die Impulse haben eine Länge von nahezu  $180^\circ - \alpha$ . Der Steuerwinkel  $\alpha$  läßt sich von etwa  $8$  bis  $170^\circ$  verschieben.

#### *Die Steuereinheit teb-p10se 501-2*

hat drei Ausgänge, denen je ein Sägezahn-generator zugeordnet ist, die untereinander auf einen Winkelfehler  $\leq 2^\circ$  abgeglichen sind. Jeder Sägezahn hat eine Laufzeit  $\geq 210^\circ$ . Durch eine Synchronisier-Wechselspannung können die einzelnen Sägezahngeneratoren um  $120^\circ$  versetzt gestartet werden. Die Steuereinheit ist somit für dreipulsige Schaltungen geeignet. An jedem Ausgang kann ein G-, L- oder N-Thyristorbaustein unter Verwendung des Langimpulses für 24 V Gleichspannung angeschlossen werden. Die Impulse haben eine Dauer entsprechend etwa  $30^\circ$  el. Der Steuerwinkel  $\alpha$  läßt sich um  $210^\circ$  verschieben.

Mit zwei Steuereinheiten teb-p10se 501-2 kann eine sechspulsige Schaltung aufgebaut werden.

Mit Hilfe äußerer Spannungen von  $-10$  V bis  $0$  bzw.  $0$  bis  $+10$  V lassen sich Begrenzungen für den Bereich der Gleich- und Wechselrichteraussteuerung einstellen. Durch eine Fremdspannung von  $+10$  V kann eine Impulsverschiebung an die Wechselrichtertrittgrenze und durch etwa  $+2$  V bei teb-p4se 401-2 bzw.  $0$  bis  $-1$  V bei teb-p10se 501-2 eine Impulslöschung vorgenommen werden.

#### *Die Steuereinheiten teb-p4se 402-2 und teb-p10se 502-2*

sind gegenüber den Einheiten teb-p4se 401-2 und teb-p10se 501-2 für verstärkte Ausgangsleistung ausgerüstet. Mit ihnen können je Puls vier G-Thyristorbausteine oder drei L- bzw. N-Thyristorbausteine unter Verwendung des Steil- und Langimpulses für 24 V Gleichspannung angeschlossen werden. Da der G-Thyristorbaustein nur mit dem Langimpulsübertrager ausgerüstet ist, dürfen je Zweig der Stromrichterschaltung nicht mehr als zwei Bausteine in Reihe oder parallel vorgesehen werden, wenn nicht durch besondere Maßnahmen ein gleichzeitiges Zünden erreicht wird.

Sämtliche Steuereinheiten sind als Flachbaugruppen ausgeführt.

### 2.3. Stromversorgungen der Steuereinheiten

Die Stromversorgungen der Steuereinheiten stellen sämtliche Hilfs- und Hilfswechselspannungen für die zugehörigen Steuereinheiten und die an sie angeschlossenen Thyristorbausteine bereit. Darüber hinaus enthalten sie noch Gegenspannungen, um Überspannungen an den Endtransistoren der Steuereinheiten während der Abmagnetisierung der Impulswandler zu vermeiden. Die Prüfspannung der Netzanschluß-Transformatoren beträgt 2,5 kV.

*Die Stromversorgungen teb-g16n 109-1 und teb-g20n 104-1*

sind außerdem mit Potentiometern für die Begrenzung der Gleichrichter- und Wechselrichteraussteuerung ausgerüstet.

Sie sind für die zweipulsigen Schaltungen zum Anschluß an Einphasenwechselspannung 220 V, 50 Hz mit Anzapfung für 380 V ausgelegt.

*Die Stromversorgung teb-g30n 105-1*

ist dagegen für drei- und sechspulsige Schaltungen zum Anschluß an Drehstrom 380 V, 50 Hz vorgesehen. Die zugeführte Netzspannung kann um +15 bis -20 % schwanken.

Die Zuordnung der Stromversorgungen zu den entsprechenden Steuereinheiten kann der Tabelle 27 entnommen werden.

Sämtliche Stromversorgungen sind als steckbare Großbausteine ausgeführt.

### 2.4. Impulsverstärker

Soll eine größere Anzahl von L- oder N-Thyristorbausteinen angesteuert werden, als der Leistung der Steuereinheit entspricht, so ist je Puls ein *Impulsverstärker* teb-p5vs 101-1 vorzusehen. Bei den Thyristorbausteinen ist hierfür die Einspeisung für 48 V Gleichspannung unter Verwendung der Steil- und Langimpulsübertragung zu wählen. Die Impulsverstärker können von den Steuereinheiten teb-p4se 401-2 oder teb-p10se 501-2 angesteuert werden. An ihren Ausgängen entsteht ein verstärktes Abbild des Eingangssignals. Bei Aussteuerung durch die Steuereinheit teb-p4se 401-2 beträgt auch das Ausgangssignal  $180^\circ - \alpha$ , wohingegen es bei Ansteuerung durch die Steuereinheit teb-p10se 501-2 auf  $30^\circ$  begrenzt ist.

Die Leistung des Impulsverstärkers teb-p5vs 101-1 ist so bemessen, daß bis zu 18 Thyristorbausteine angeschlossen werden können.

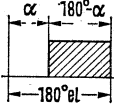

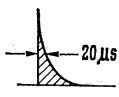
Der Impulsverstärker ist als steckbare Flachbaugruppe ausgeführt.

Tabelle 27 Vollständige Steuersätze und Impulsverstärker

Typen- bezeichnung teb	Strom- versorgung teb	Steuer- einheit teb	Impuls- (Zahl) Abstand	Impuls- Leistung	Per. zul. Spitzen- str. f. Steil- impuls	
Steuersätze						
1b22 <sup>1)</sup> st 401-1	g16 n109-1	p4se 401-2	<sup>(2)</sup> 180° el	24 V 600 mA	—	
1b22 st 402-1	g20 n104-1	p4se 402-2	<sup>(2)</sup> 180° el	24 V 1,8 A	9 A	
2b22 <sup>1)</sup> st 403-1	g30 n105-1	3× p4se 401-2	<sup>(6)</sup> 60° el	24 V 600 mA	—	
2b22 st 404-1	g30 n105-1	3× p4se 402-2	<sup>(3)</sup> 120° el	24 V 1,2 A	9 A	
2b22 st 501-1	g30 n105-1	p10se 501-2	<sup>(3)</sup> 120° el	24 V 850 mA	—	
2b22 st 502-1	g30 n105-1	p10se 502-2	<sup>(3)</sup> 120° el	24 V 1,8 A	9 A	
2b22 st 503-1	g30 n105-1	2× p10se 501-2	<sup>(6)</sup> 60° el	24 V 850 mA	—	
2b22 st 504-1	g30 n105-1	2× p10se 502-2	<sup>(6)</sup> 60° el	24 V 1,8 A	9 A	
Impulsverstärker						
1b22 vs 101-1 <sup>2)</sup>			1, 3, 6, wie Steu- ersatz	48 V 6 A	72 A	
1b22 n 107-1	g42n 107-1		1, 3, 6, wie Steu- ersatz	48 V, 3 A Dauer- leistung		
1d22 <sup>1)</sup> n 108-1	1d22n 108-1		1, 3, 6, wie Steu- ersatz	48 V, 6 A Dauer- leistung		
Vereinfachter Steuersatz						
Bau- stein p 11	ST- GR 1/E GR 1/D <sup>3)</sup>	enthalten	enthalten	schal- tungs- abhängig	24 V 500 mA	—

<sup>1)</sup> 1b22 oder 1d22 = 1/4 Tiefeinschub  
2b22 = 1/2 Tiefeinschub

<sup>2)</sup> Verdrahteter Leereinschub zur Aufnahme von  
max. 6 Impulsverstärkern teb-p5vs 101-2.

Impulsform	Steuerbereich	Steuer- gleich- spannung	Netzanschluß	Bemerkungen
	165° el	± 10 V	220/380V - 20% + 15 % 1~50 Hz	
	165° el	± 10 V	220 V - 20% + 15 % 1~50 Hz	
	165° el	± 10 V	380 V - 20% + 15 % 3~50 Hz	
	165° el	± 10 V	380 V - 20% + 15 % 3~50 Hz	
	> 210° el	± 10 V	380 V - 20% + 15 % 3~50 Hz	
	> 210° el	± 10 V	380 V - 20% + 15 % 3~50 Hz	
	> 210° el	± 10 V	380 V - 20% + 15 % 3~50 Hz	
	> 210° el	± 10 V	380 V - 20% + 15 % 3~50 Hz	
	wie Steuer- satz	24 V 10 mA		Die Verstärker- einheit ist einpulsig, es ist also je Steuer- imp. eine Verstärker- einh. zu setzen
			380 V - 20% + 15 % 3~50 Hz	Stromversorgung für 1b22 vs...
			380 V - 20% + 15 % 3~50 Hz	Stromversorgung für 1b22 vs...
	schal- tungs- abhängig	10 V		Steuersatz enthält Regelverst. u. Soll- wert-Istwertgeber

<sup>3)</sup> Einphasenbetrieb ST-GR 1/E  
Drehstrombetrieb ST-GR 1/D

Impulsabstand 180° el, Steuerbereich 165° el  
Impulsabstand 120° el, Steuerbereich 105° el

## 2.5. Stromversorgung für Impulsverstärker

Zur Stromversorgung der Impulsverstärker werden  $\pm 24$  V Gleichspannung benötigt. Die Gleichspannungen werden in den *Stromversorgungen* teb-g42n 107-1 oder teb-1d22n 108-1 bereitgestellt. Die Impulsverstärker der verschiedenen Pulse einer Schaltung können von einer Stromversorgung gespeist werden. Die Stromversorgung teb-g42n 107-1 ist für einen mittleren Gleichstrom von 3 A und teb-1d22n 108-1 für 6 A in jeder Teilspannung bemessen. Die Anzahl der anschließbaren Thyristorbausteine je Puls ist von der Stromrichter-schaltung und der für diese erforderlichen Impulsdauer abhängig.

Die Stromversorgung teb-g42n 107-1 ist als steckbare Einsatzbaugruppe und teb-1d22n 108-1 als Vierteileinschub ausgeführt. Sie sind an Drehstrom 380 V, 50 Hz anzuschließen. Netzspannung kann um  $+15$  bis  $-20\%$  schwanken. Die Netzanschluß-Transformatoren sind für eine Prüfspannung von 2,5 kV ausgelegt.

## 2.6. Zusammenfassen von Steuereinheiten zu Steuersätzen

Die Steuereinheiten mit zugehörigen Stromversorgungen sind zu Steuersätzen in Tiefeinschüben oder Flachbaurahmen zusammengefaßt, wobei Überstromauslöser mit Meldekontakt in der Impulsleitung und — soweit noch nicht im Stromversorgungsteil vorgesehen — Potentiometer zum Einstellen der Gleich- und Wechselrichterbereichsgrenzen hinzukommen (vgl. Tabelle 27).

Für einfache Anwendungsfälle steht der *Steuersatz* ST-GR 1 in den zwei Ausführungen ST-GR 1/E für Einphasenbetrieb und ST-GR 1/D für Drehstrombetrieb zur Verfügung. Er ist mit einem Regelverstärker kombiniert.

Das Signal ist als geglättete Gleichspannung mit etwa 5 V zur Verfügung zu stellen. Im Regelverstärker erfolgt der Sollwert-Istwert-Vergleich mit Verstärkung der Regelabweichung, die mit einer Sägezahnspannung überlagert ist. Die Laufzeit des Sägezahns beträgt bei Einphasenbetrieb etwa  $180^\circ$  el und bei Drehstrombetrieb etwa  $120^\circ$  el. Beim Nulldurchgang der Summenspannung wird der Zündimpuls gebildet, der über einen gemeinsamen Impulsübertrager den Steuerelektroden der Thyristoren zugeführt wird.

Der Impuls ist nadelförmig mit einer mittleren Breite von etwa  $20 \mu\text{s}$  und erscheint auch an den mit negativer Sperrspannung beaufschlagten Thyristoren. Hierdurch ist die Anwendung des Steuersatzes ST-GR 1 für Einphasenbetrieb auf Steuerwinkelverschiebungen kleiner als  $180^\circ$  und für Drehstrombetrieb auf solche kleiner als  $120^\circ$  begrenzt. Durch erforderliche Kondensatorumladungen ergibt sich als nutzbarer Bereich  $165^\circ$  bei Einphasenbetrieb und  $105^\circ$  bei Drehstrombetrieb. Ferner muß sichergestellt sein, daß



während des kurzen Steuerimpulses am zu steuernden Thyristor Blockierspannung anliegt und bei Stromübernahme mindestens der Haltestrom erreicht wird.

Der Steuersatz ST-GR 1 enthält bereits die erforderliche Stromversorgung und den Impulsübertrager. Er ist daher nicht für die Speisung der Thyristorbausteine gedacht. Seine Leistung ist ausreichend, um in halbgesteuerter Brücken- oder Drehstrom-Brückenschaltung zwei Thyristoren je Zweig oder in vollgesteuerten Schaltungen einen Thyristor je Zweig auszusteuern. Eine Beschaltung am Reglerteil kann angebracht werden. Auch ist ein Betrieb ohne Regler möglich. Steuersatz ST-GR 1 ist als Flachbaugruppe ausgeführt.

In der Einsatzbaugruppe ST-GRZ S1 bzw. S2 sind der Steuersatz ST-GR 1 mit zugehörigem Netztransformator zum Anschluß an Einphasenwechselspannung 220 V bzw. Drehstrom 380 V, 50 Hz enthalten. Ferner sind eine Strombegrenzung und eine Anlaufschaltung vorgesehen, die beim Einschalten den Steuerimpuls verzögert von geringster Aussteuerung in Richtung Vollaussteuerung verschiebt.

### 3. Typenschlüssel für Bausteine und Einschübe

#### *Bausteine*

Beispiel:		teb-p	4	sc	401-1
Kennzeichnung des Gerätes	_____				
Bausteininform	_____				
Vorgesehene Bezeichnungen:					
p Flachbaugruppe					
g Einsatzbaugruppe					
Kennziffer für Dicke des Bausteins	_____				
Elektrische Funktion	_____				
Zählnummer	_____				
Entwicklungsstand	_____				

## Einschübe

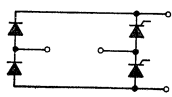
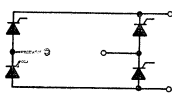
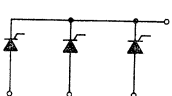
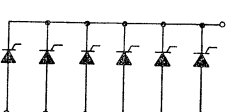
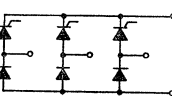
Beispiel:

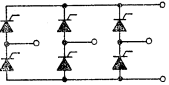

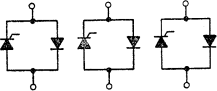
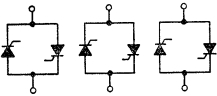
	teb-1b	22	st	401-1
Kennzeichnung des Gerätes				
Thyristoren und Elektronik-Bausteine				
Kennzeichnung für Einschubbreite				
Mögliche Kennzeichnung				
1 Vierteileinschub				
2 Halbeinschub				
4 Ganzeinschub				
h Sonderteilung				
h6 Sechstelteilung				
Konstruktive Merkmale				
Elektrische Funktion				
Vorgesehene Bezeichnungen:				
ae Diodenbaustein, bestückt mit E-Dioden				
al Diodenbaustein, bestückt mit L-Dioden				
n Netzgerät und Versorgungsteil				
se Steuereinheit				
st Steuersatz				
vs Impulsverstärker				
tg Thyristorbaustein, bestückt mit G-Thyristor				
tl Thyristorbaustein, bestückt mit L-Thyristor				
tn Thyristorbaustein, bestückt mit N-Thyristor				
Zählnummer				
Entwicklungsstand				

## 4. Zusammenstellung von Stromrichterschaltungen

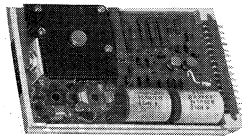
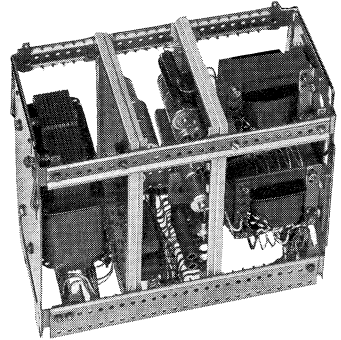
In der Tabelle 28 sind die Baueinheiten für die häufigsten Stromrichterschaltungen zusammengestellt. Die notwendige Anzahl der Baueinheiten ist in den einzelnen Zeilen angegeben, um die in den letzten beiden Spalten aufgeführten Thyristorbausteine je Zweig der Stromrichterschaltung aussteuern zu können.

Table 28 Schaltungen mit Stromrichterbausteinen

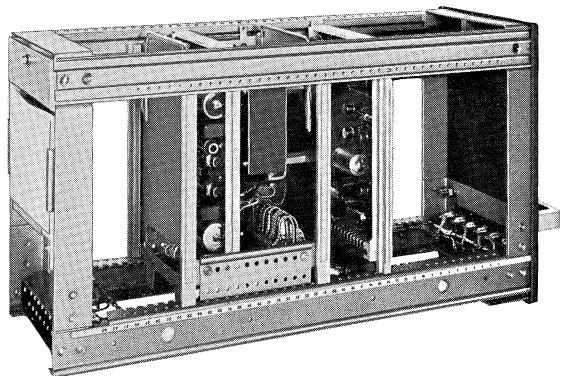
Schaltung	teb-p4se 401-1	teb-p4se 402-1	teb-p10se 501-1	teb-p10se 502-1	teb-g16n 109-1	teb-g20n 104-1	teb-g30n 105-1	teb-p5vs 101-1	teb-g42n 107-1	teb-ld22n 108-1	je Zweig	teb-p7tg... teb-h6.....
<b>Halbgesteuerte Brückenschaltung</b> 	1				1							1
	1				1							1
		1				1						2
		1				1						3
	1				1			2	1			10
	1				1			2		1		18
<b>Vollgesteuerte Brückenschaltung</b> 		1				1						1
		1				1						1
	1				1			2	1			5
	1				1			2		1		10
<b>Sternschaltung</b> 			1			1						1
			1			1						1
				1		1						2
				1		1						3
				1		1	3	1				18
<b>Doppelsternschaltung</b> 			2			1						1
			2			1						1
				2		1						2
				2		1						3
				2		1	6	1				18
				2		1						3
<b>Halbgesteuerte Drehstrom-Brückenschaltung</b> 			1			1						1
			1			1						1
				1		1						2
				1		1						3
		1				1	3	1				18

Schaltung	teb-p4sc 401-1		teb-p4sc 402-1		teb-p10sc 501-1		teb-p10sc 502-1		teb-g16n 109-1		teb-g20n 104-1		teb-g30n 105-1		teb-p5vs 101-1		teb-g42n 107-1		teb-ld22n 108-1		teb-p7tg... je Zweig		teb-h6.....			
<b>Vollgesteuerte Drehstrom- Brückenschaltung</b>  			2								1									1						
			2								1												1			
				2							1										2					
				2							1												3			
			2								1	6	1										8			
			2								1	6							1				16			
<b>Wechselstromsteller</b>  	1						1													1						
	1						1															1				
		1							1												2					
		1							1														3			
	1							1				2	1										10			
	1							1				2		1									18			
<b>Halbgesteuerter Drehstromsteller</b>  	3										1									1						
	3										1											1				
		3										1									2					
		3										1											2			
	3											1	3	1									6			
	3											1	3		1								12			
<b>Vollgesteuerter Drehstromsteller</b>  	3										1									1						
	3										1											1				
	3										1	6	1									3				
	3										1	6							1			6				

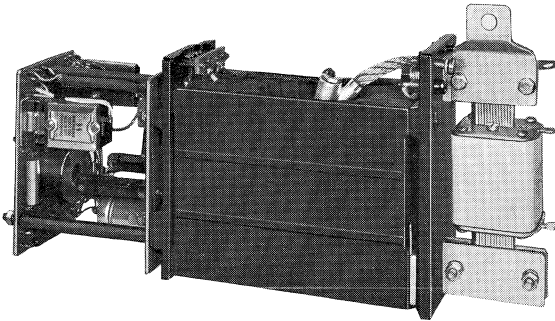
Großbaustein  
(Stromversorgung)



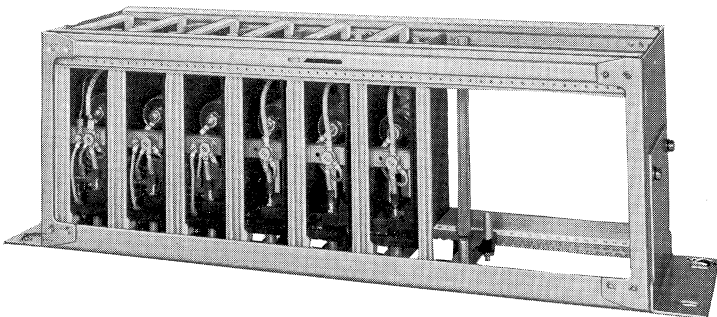
Flachbaustein (Impulsverstärker)



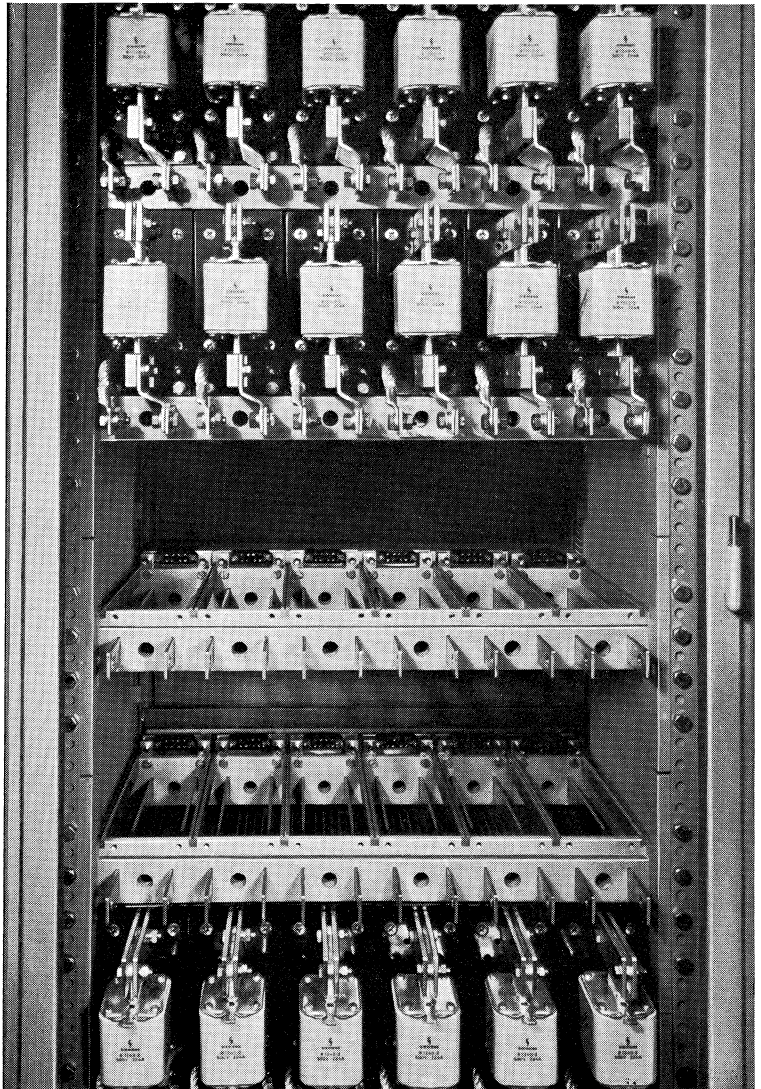
Tiefenschub mit Flach- und Großbaustein bestückt



L-Thyristorbaustein



Flachbaurahmen mit Flachbausteinen bestückt



Systemschrank mit Thyristorbausteinen





# Anhang

## Siliziumgleichrichterzellen

Tabelle 29 Siliziumgleichrichterzellen in Einpreßbauform

Typ	Nennstrom bei $\vartheta_U = 50^\circ\text{C}$	Nennspannung	Anschl.-Spannung	Spitzenspannung	Stoßspitzspannung	Gleichspannung	Maße in mm	
SSi	$I_N$ A	$U_N$ V	$U_2$ V	$U_R$ V	$U_{RS}$ V	$U_{Rd}$ V		
E11/1205	20	50	30	75	100	50		
E11/1210	20	100	60	150	200	100		
E11/1215	20	150	95	225	270	150		

Typ	Dauer-grenzstrom	Höchstzul.per. Spitzenstrom	Stoßstrom	Dauer-gleichstrom	Höchstzu.Ta-blet-ten-temp.	Ge-wicht	An-merkung: Am Gehäuse liegt	Größtzul. Kurz-schluß-sicherung
SSi	$I_{FM}$ A	$I_{Fr}$ A	$I_{FSM}$ A	$I_F$ A	$\vartheta_{TM}^\circ\text{C}$	g		
E11/1205	25	100	300	30	175	10	Kathode bei E 11	5 SD 460 (50 A)
E11/1210	25	100	300	30	175	10	Anode bei E 12	
E11/1215	25	100	300	30	175	10		

Tabelle 30 Siliziumkleingleichrichter in Einphasen-Brückenschaltung

Typ	Nennstrom bei $\vartheta_U = 50^\circ\text{C}$	Nennspannung	Anschl.-Spannung	Stoßspitzspannung ( $\leq 10\text{ms}$ )	Maße in mm	
SSi	$I_N$ A	$U_N$ V	$U_2$ V	$U_{RS}$ V		
4C10-B 40 C 2200	2,2 } bei 2 } C- 1,5 } Last	65	40	100		
4C10-B 80 C 2000		125	80	190		
4C10-B 125 C 1500		200	125	300		

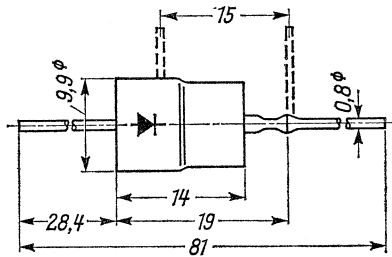
  

Typ	Dauer-grenzstrom	Höchstzul.per. Spitzenstrom	Stoßstrom	Ge-wicht	TSE-Beschaltung Kondensator Typ R 4000	Größtzul. Kurz-schluß-sicherung
SSi	$I_{FM}$ A	$I_{Fr}$ A	$I_{FSM}$ A	g		
4C10-B 40 C 2200	2,2 } bei 2 } C- 1,5 } Last	15	100	17	15 nF $\pm 20\%$ Rd 4 $\times$ 30 $U_{st}$ 700 V-	NDz 6 A
4C10-B 80 C 2000		15	100			
4C10-B 125 C 1500		12	100			

Tabelle 31 Siliziumkleingleichrichter, Übersicht und technische Daten

Typ	Nennwerte			Spannungswerte		
	Nennstrom bei $\vartheta_{\text{U}} = 50^{\circ}\text{C}$ $I_{\text{N}} \text{ A}$	Nennspannung $U_{\text{N}} \text{ V}$	Anschlußspannung $U_2 \text{ V}$	Spitzen-sperrspannung $U_{\text{R}} \text{ V}$	Stoß-Spitzen-sperrspannung ( $\cong 10 \text{ ms}$ ) $U_{\text{RS}} \text{ V}$	Gleich-sperrspannung $U_{\text{Rd}} \text{ V}$
SSi B 0180	0,7	800	500	1000	1250	800
SSi B 0160		600	380	900	1000	600
SSi B 0140		400	250	600	650	400
SSi B 0120		200	125	300	360	200
SSi B 0110		100	60	150	180	100
SSi C 0880	0,85	800	500	1000	1250	800
SSi C 0860		600	380	900	1100	600
SSi C 0840		400	250	600	720	400
SSi C 0820		200	125	300	360	200
SSi C 0810		100	60	150	180	100
SSi C 1180	1,1	800	500	1000	1250	800
SSi C 1160		600	380	900	1100	600
SSi C 1140		400	250	600	720	400
SSi C 1120		200	125	300	360	200
SSi C 1110		100	60	150	180	100
SSi C 1280	1,7	800	500	1000	1250	800
SSi C 1260		600	380	900	1100	600
SSi C 1240		400	250	600	720	400
SSi C 1220		200	125	300	360	200
SSi C 1210		100	60	150	180	100

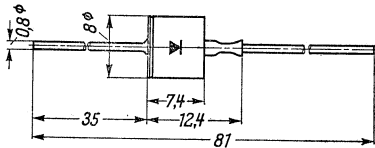
Abmessungen:



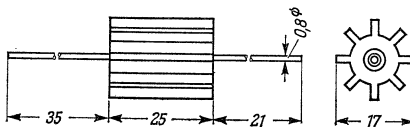
SSi C 11  
(gestrichelt:  
Rastermaß für  
gedruckte  
Schaltung)

Maße in mm

Stromwerte				Temperatur	Ge- wicht	Schutz																	
Dauer- grenz- strom	Höchst- zul.per. Spitzen- strom	Stoß- strom	Dau- er- gleich- strom	Höchst- zul. Ta- bletten- temp.		TSE- Beschaltung	Größtzul. Kurz- schluß- sicherung																
$I_{FM}$ A	$I_{Fr}$ A	$I_{FSM}$ A	$I_d$ A	$\vartheta_{TM}$ °C	g	Konden- sator Typ																	
} 0,85	6	44	0,8	180	2	R 4000 15 nF ±20% Rd 4×30 Ust 700 V-	NDz 2 od. mittel- träge Glassich. 1,25 A																
								} 1	10	80	1	180	2	R 4000 15 nF ±20% Rd 4×30 Ust 700 V-	NDz 2 od. mittel- träge Glassich. 2 A								
																} 1,3	12	80	1,3	180	3,2	R 4000 15 nF ±20% Rd 4×30 Ust 700 V-	NDz 2 od. mittel- träge Glassich. 2 A



SSi B 01; SSi C 08



SSi C 12

Tabelle 32 Silizium-Leistungsgleichrichterzellen

Nennwerte				Spannungswerte		
Typ	Nennstrom bei $\vartheta_U = 50^\circ\text{C}$	Nennsperrspannung	Anschlußspannung	Spitzen-sperrspannung	Stoß-Sperrspannung ( $\cong 10\text{ ms}$ )	Gleich-sperrspannung
SSi	$I_N\text{ A}^1)$	$U_N\text{ V}$	$U_2\text{ V}$	$U_R\text{ V}$	$U_{RS}\text{ V}$	$U_{Rd}\text{ V}$
C 1380 K.. <sup>2)</sup>	} 3	800	500	1000	1250	800
C 1360 K..		600	380	900	1100	600
C 1340 K..		400	250	600	720	400
C 1320 K..		200	125	300	360	200
C 1310 K..		100	60	150	180	100
E 0860 K..	} 12	600	380	900	1100	600
E 0840 K..		400	250	600	720	400
E 0820 K..		200	125	300	360	200
E 0860 FK..	} 16	600	380	900	1100	600
E 0840 FK..		400	250	600	720	400
E 0820 FK..		200	125	300	360	200
F 0360 K..	} 20	600	380	900	1000	600
F 0340 K..		400	250	600	800	400
F 0320 K..		200	125	300	500	200
F 0360 HK..	} 30	600	380	900	1000	600
F 0340 HK..		400	250	600	800	400
F 0320 HK..		200	125	300	500	200
H 0260 K 02	} 45 (90)	600	380	900	1000	600
H 0240 K 02		400	250	600	800	400
H 0220 K 02		200	125	300	500	200
L 0570 K 08	} 100 (210)	700	440	1050	1300	700
L 0560 K 08		600	380	900	1100	600
L 0540 K 08		400	250	600	800	400
L 0520 K 08		200	125	300	500	200
L 10100 K 08 <sup>3)</sup>	} 100 (210)	1000	650	1500	1800 <sup>4)</sup>	1000
L 1080 K 08		800	500	1200	1450 <sup>4)</sup>	800
L 11100 K 08 <sup>3)</sup>	} 90 (180)	1000	650	1500	1800 <sup>4)</sup>	1000
L 1180 K 08		800	500	1200	1450 <sup>4)</sup>	800
L 12100 K 08 <sup>3)</sup>	} 100 (210)	1000	650	1500	1700	1000
L 1280 K 08		800	500	1200	1400	800
L 13100 K 08 <sup>3)</sup>	} 90 (180)	1000	650	1500	1700	1000
L 1380 K 08		800	500	1200	1400	800

<sup>1)</sup> Klammerwerte gelten bei Fremdbelüftung

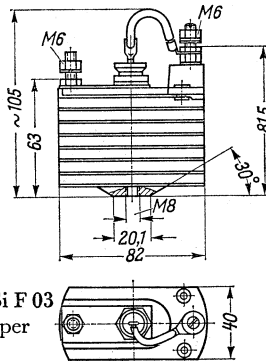
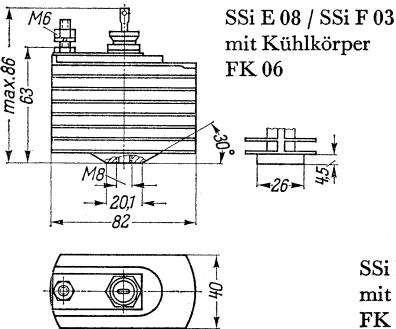
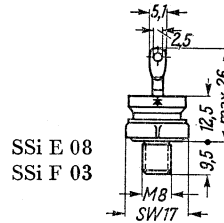
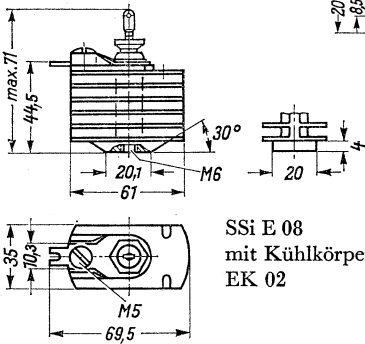
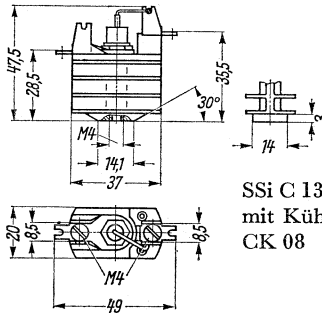
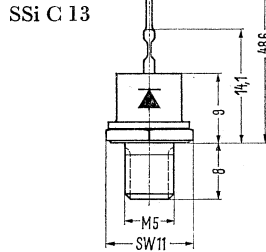
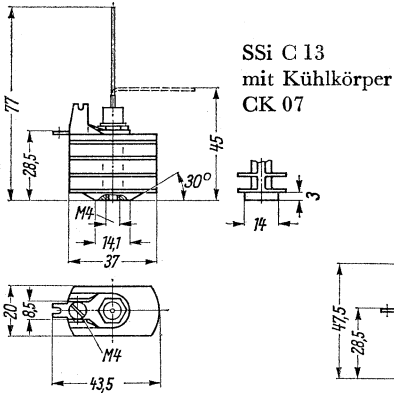
<sup>2)</sup> z. Z. noch SSi C 09 mit Gewinde M 6

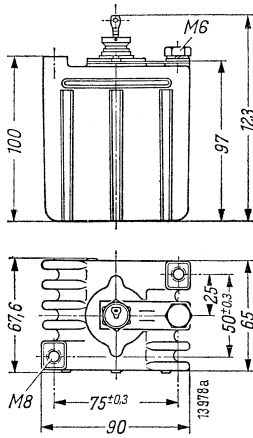
<sup>3)</sup> Bei SSi L 10 und SSi L 12: Zellenboden  $\triangleq$  Anode  
Bei SSi L 11 und SSi L 13: Zellenboden  $\triangleq$  Kathode  
Zellen SSi L 10 und SSi L 11: stoßfest („controlled – avalanche“ – Dioden)

<sup>4)</sup> Mindestwert der Durchbruchspannung

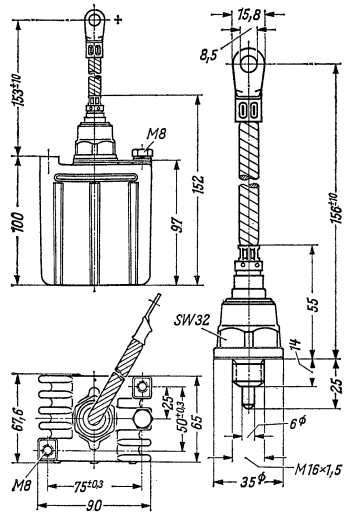
Stromwerte				Temperatur	Gewicht	Schutz		
Dauer- grenz- strom	Höchst- zul.per. Spitzen- strom	Stoß- strom	Dau- er- gleich- strom	Höchst- zul. Ta- bletten- temp.		TSE- Beschaltung	Größtzul. Kurz- schluß- sicherung	
$I_{FM}$ A	$I_{Fr}$ A	$I_{FSM}$ A	$I_d$ A	$\vartheta_{TM}$ °C	g	Konden- sator Typ		
}	3,6	27	80	3,6	150	40	R 4000 25 nF $\pm$ 20% R2d 4 $\times$ 30 USt 700 V-	NDz 6
	}	14,5	90	260	14	150	125	0,1 $\mu$ F B 23612 A 0104 - K
}		19	90	260	19	150	230	0,1 $\mu$ F B 23612 A 0104 - K
	}	24	225	750	24	150	300	0,25 $\mu$ F B 25990 A 254 - M 1
}		36	225	750	36	150	800	0,25 $\mu$ F B 25990 A 254 - M 1
	}	56 (110)	450	1500	53 (106)	140	960	0,5 $\mu$ F B 25990 A 504 - K
}		140 (250)	1350	4200	120 (250)	160	2150	2 $\mu$ F B 25990 A 205 - K 6
	}	140 (250)	1350	4200	120 (250)	160	2150	
}		130 (210)	1350	4200	110 (210)	160	2150	
	}	140 (250)	1350	4200	120 (250)	160	2150	
}		130 (210)	1350	4200	110 (210)	160	2150	

# Maßbilder der Leistungsgleichrichterzellen

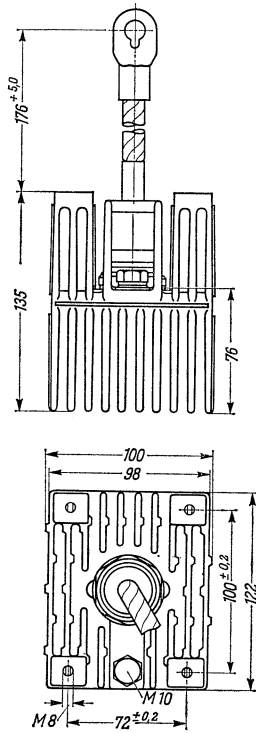




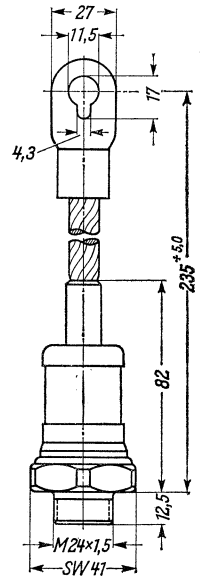
SSi F 03 mit Kühlkörper HK 06



SSi H 02 und SSi H 02  
mit Kühlkörper HK 02



SSi L 05 bis SSi L 13 mit Kühlkörper LK 08



SSi L 05 bis SSi L 13

Tabelle 33 Siliziumgleichrichtersäulen

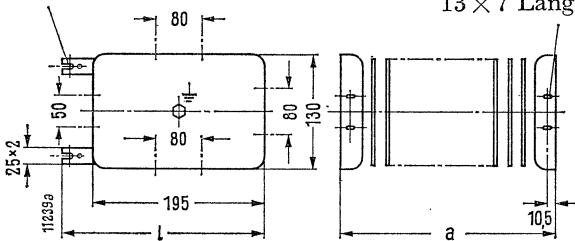
Typ	Nennwerte			Spannungswerte		
	Nennstrom bei $\vartheta_U = 50^\circ\text{C}$ $I_N \text{ A}^2)$	Nennspannung $U_N \text{ V}$	Anschlußspannung $U_2 \text{ V}$	Spitzen- spannung $U_R \text{ V}$	Stoß- spannung ( $< 10 \text{ ms}$ ) $U_{RS} \text{ V}$	Gleich- spannung $U_{Rd} \text{ V}$
K 0260 K 03 K 0240 K 03 K 0220 K 03	} 35 (90)	600	380	900	1100	600
		400	250	600	800	400
		200	125	300	500	200
K 0260 K 01 K 0240 K 01 K 0220 K 01	} 55 (125)	600	380	900	1100	600
		400	250	600	800	400
		200	125	300	500	200
K 0260 K 02 K 0240 K 02 K 0220 K 02	} 85 (180)	600	380	900	1100	600
		400	250	600	800	400
		200	125	300	500	200

1) Siliziumgleichrichtersäulen mit 2, 4 und 6 Zellen bei der Ausführung SSi K 02... K 03, 2 bis 7 Zellen bei der Ausführung SSi K 02... K 01, 2 bis 6 Zellen bei der Ausführung SSi K 02... K 02.

2) Klammerwerte gelten für Fremdbelüftung.

Anschluß für M 8 × 15

13 × 7 Langloch



Siliziumgleichrichtersäule SSi K



Stromwerte				Temperatur	Schutz	
Dauer- grenz- strom	Höchst- zul. per. Spitzen- strom	Stoß- strom	Dauer- gleich- strom	Höchst- zul. Ta- bletten- temp.	TSE- Beschal- tung	Größtzul. Kurzschluß- sicherung
$I_{FM}$ A	$I_{Fr}$ A	$I_{FSM}$ A	$I_d$ A	$\vartheta_{TM}$ °C	Kondensator Typ	
} 40 (105)	} 1000	2800	—	150	0,5 $\mu$ F	5 SD 550 (200 A) R 1243-3/300
					B 25990	
					A 504 - K	
} 65 (150)	} 1000	2800	—	150	0,5 $\mu$ F	5 SD 550 (200 A) R 1243-3/300
					B 25990	
					A 504 - K	
} 100 (210)	} 1000	2800	—	150	0,5 $\mu$ F	5 SD 550 (200 A) R 1243-3/300
					B 25990	
					A 504 - K	

Typ	a	l
SSi 2 K 02 .. K 01	118	} 220
SSi 3 K 02 .. K 01	146	
SSi 4 K 02 .. K 01	174	
SSi 6 K 02 .. K 01	230	
SSi 7 K 02 .. K 01	258	
SSi 2 K 02 .. K 02	173	} 220
SSi 3 K 02 .. K 02	230	
SSi 4 K 02 .. K 02	285	
SSi 6 K 02 .. K 02	397	
SSi 2 K 02 .. K 03	104	} 220
SSi 4 K 02 .. K 03	132	
SSi 6 K 02 .. K 03	160	

Maße in mm

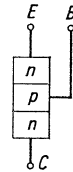
# Siliziumtransistoren

Tabelle 34 Daten der Siliziumtransistoren BTr F01

		BTr F0125	BTr F0122
<i>Grenzwerte</i>			
a) Kollektor-Emitter-Sperrfähigkeit	$U_{CER}$	$\geq 420 \text{ V}$	$\geq 360 \text{ V}$
empfohlene max. Einsatzspannung	$U_{CER}$	$\leq 250 \text{ V}$	$\leq 220 \text{ V}$
b) Basis-Emitter-Sperrfähigkeit	$U_{EBO}$	$\geq 25 \text{ V}$	$\geq 25 \text{ V}$
c) Kollektorstrom	$I_C$	10 A	
d) Basisstrom	$I_B$	5 A	
e) Mittlere Verlustleistung	$P_V$	100 W	
f) Tabletttemperaturbereich	$\vartheta_T$	- 40 bis	
<i>Kennwerte</i>			
a) Stromverstärkung	B	$\geq 15$	$\geq 15$
in Emitterschaltung		$\geq 5$	$\geq 5$
b) Restspannung	$U_{CERest}$	$\leq 0,7 \text{ V}$	$\leq 0,7 \text{ V}$
c) Kollektor-Emitter-Sperrstrom	$I_{CER}$	$\leq 1 \text{ mA}$	$\leq 1 \text{ mA}$
bei $U_{CER}$		250 V	220 V
d) Basis-Emitter-Sperrstrom	$I_{EBO}$	$\leq 2 \text{ mA}$	$\leq 2 \text{ mA}$
e) Grenzfrequenz	$f_B$	$\geq 7 \text{ kHz}$	
in Emitterschaltung		$\geq 10 \text{ kHz}$	
f) Innerer Wärmewiderstand	$R_{Wi}$	$\leq 0,6 \text{ }^\circ\text{C/W}$	
g) Schaltzeiten (typ. Werte)			
Verzögerungszeit	$t_d$	1 $\mu\text{s}$	
Anstiegszeit	$t_r$	20 $\mu\text{s}$	
Speicherzeit	$t_s$	3 $\mu\text{s}$	
Abfallzeit	$t_f$	60 $\mu\text{s}$	

*Anmerkung*

- Die angegebenen Spannungswerte gelten bei einem äußeren Basis-Emitter-Widerstand von  $R_{BE} = 100 \Omega$ .
- Die Transistoren dürfen im Schaltbetrieb periodisch für eine Dauer von 50  $\mu\text{s}$  mit vollem Strom  $I_C = 10 \text{ A}$  und empfohlener Einsatzspannung belastet werden. Die dabei auftretenden Schaltverluste sind in der Verlustbilanz zu berücksichtigen. Die mittlere Tabletttemperatur darf 100  $^\circ\text{C}$  nicht überschreiten.
- Die angegebenen Schaltzeiten gelten in Emitterschaltung, bei Betrieb im aktiven Bereich, ohne Ausräumung und bei ohmscher Last.
- Geeignete Kühlkörper Typ FK 04 und HK 04



BTr F0111	Bedingung	$\vartheta_T$	Abmessungen:
$\cong 200\text{ V}$	$R_{BE} \cong 100\ \Omega, I_C = 10\text{ mA}, I_B = 0$	100 °C	
$\cong 110\text{ V}$		100 °C	
$\cong 15\text{ V}$	$I_{EBO} = 10\text{ mA}, I_C = 0$	100 °C	
10 A			
5 A			
100 W	$\vartheta_G = 40\text{ °C}$	100 °C	
+100 °C			
$\cong 15$	$I_C = 2\text{ A}, U_{CE} = 3\text{ V}$	25 °C	
$\cong 5$	$I_C = 10\text{ A}, U_{CE} = 3\text{ V}$	25 °C	
$\cong 0,7\text{ V}$	$I_C = 8\text{ A}, I_B = 2,5\text{ A}$	25 °C	
$\cong 1\text{ mA}$	$R_{BE} \cong 100\ \Omega$	100 °C	
110 V	$U_{EBO} = 10\text{ V}, R_{BE} = \infty$	100 °C	
$\cong 5\text{ mA}$			
$\cong 7\text{ kHz}$	$I_C = 2\text{ A}, U_{CE} = 3\text{ V}$		
$\cong 10\text{ kHz}$	$I_C = 10\text{ A}, U_{CE} = 3\text{ V}$		
$\cong 0,6\text{ °C/W}$			
1 $\mu\text{s}$	$\left. \begin{array}{l} I_C = 10\text{ A} \\ U_{CE} = 3\text{ V} \end{array} \right\}$		
20 $\mu\text{s}$			
3 $\mu\text{s}$			
60 $\mu\text{s}$			
			<p>Anzugsdrehmoment 1,8 kpm Gewicht etwa 70 g</p>

Maße in mm

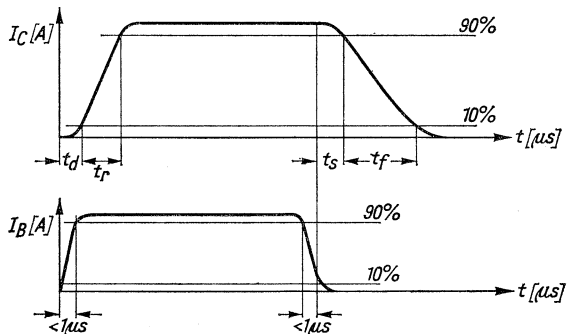
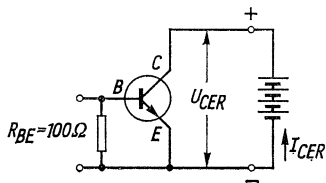






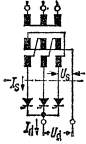


Tabelle 35 Stromrichterschaltungen

Schaltungs-Nr.	1	2a	2b	2c	2d
Schaltgruppe nach VDE 0555	M2/0	M3/0	M3/30	M3/60	M3/90
Schaltungsbezeichnung des Transformators nach IEC	li0	Dz0	Yz5	Dz6	Yz11
Schaltung des Transformators					
Schaltbild					
$\frac{U_1}{U_{di}}$	—	—			
$\frac{U_s}{U_{di}}$	1,11	0,86			
$\frac{I_s}{I_d}$	0,71	0,58			
$\frac{P_L}{U_{di} I_d}$	1,11	1,23			
$\frac{P_{Tr}}{U_{di} I_d}$	1,34	1,46			
$\frac{D_x}{U_{di} w_{Kt}}$	1,41	0,866			
Bezeichnung der Stromrichterschaltung nach DIN 41 761	M Mittelpunkt- schaltung	S Sternschaltung			

Anmerkungen:

$I_s$  Effektivstrom im Ventilzweig















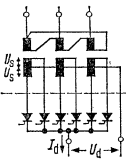
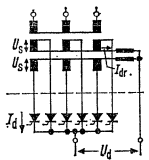
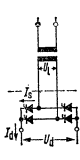
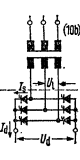
$I_d$  Gleichstrom

$U_s$  Ventilseitige Sternspannung

$U_1$  Ventilseitige Leiterspannung

$U_d$  Gleichspannung

$U_{di}$  Leerlaufgleichspannung

3	5a	5b	9	10a	10b	10c	10d
M6/30	M6/30	M6/0	B2/0				
(F1)	(F2)	(G2)	li0	Dd0	Yy0	Yd5	Dy5
 	 	 	 	 	 	 	 
							
—	—	1,11	0,74				
0,74	0,86	—	—				
0,41	0,29	0,71	0,58				
1,05	1,05	1,11	1,05				
1,55	1,26	1,11	1,05				
1,5	0,5	0,707	0,5				
DS Doppelstern- schaltung	DSS Doppelsternschaltung mit Saugdrossel ( $I_{dr} = 0,5 I_d$ )	B Brücken- schaltung	DB Drehstrom- Brücken- schaltung				

$P_L$  Netzseitige Anschlußleistung des Transformators

$P_{Tr}$  Bauleistung des Transformators

$D_x$  Induktive Spannungsänderung bei Nennlast

$u_{Kt}$  Kurzschlußspannung nach VDE 0555

Tabelle 36 Übersicht über das Thyristor-Programm

$I_{FM}$  Dauergrenzstrom bei Gehäusetemperatur

$T_G=70^\circ\text{C}$  (bei D-Thyristor  $T_G=85^\circ\text{C}$ )

$U_R$  Spitzensperrspannung } jeweils die höchstsperrende

$U_B$  Spitzenblockierspannung } Gruppe des Typs betreffend

$t_f$  Freiwerdzeit, typische Werte

Stand: April 1968

Kennzeichen →				02	03	04	05	06
↓	wirksame Fläche			Leistungs-thyristor	schneller Thyristor	schneller Schaltthyristor	hochsperr. Leistungs-thyristor	Hochspannungs Leistungs-thyristor
	mm <sup>2</sup>							
B	2	$I_{FM}$ $U_R, U_B$ $t_f$	A V $\mu\text{s}$	2,5 700 $\approx 50$				
D	7	$I_{FM}$ $U_R, U_B$ $t_f$	A V $\mu\text{s}$	8,5 <sup>1)</sup> 900 $\approx 100$				
F	20	$I_{FM}$ $U_R, U_B$ $t_f$	A V $\mu\text{s}$			28 900 $\approx 20$	28 1650 $\approx 150$	
G <sup>2)</sup>	40	$I_{FM}$ $U_R, U_B$ $t_f$	A V $\mu\text{s}$	44 900 $\approx 150$	38 900 $\approx 40$			
H	50	$I_{FM}$ $U_R, U_B$ $t_f$	A V $\mu\text{s}$			58 900 $\approx 20$	58 1650 $\approx 150$	
L	150	$I_{FM}$ $U_R, U_B$ $t_f$	A V $\mu\text{s}$	120 900 $\approx 150$	100 <sup>2)</sup> 900 $\approx 40$	110 900 $\approx 20$	115 1650 $\approx 200$	75 <sup>3)</sup> 2700 $\approx 250$
N	300	$I_{FM}$ $U_R, U_B$ $t_f$	A V $\mu\text{s}$	200 900 $\approx 150$	170 900 $\approx 40$		180 1650 $\approx 200$	
P	600	$I_{FM}$ $U_R, U_B$ $t_f$	A V $\mu\text{s}$	635 900 $\approx 150$	490 900 $\approx 40$		515 1650 $\approx 200$	350 <sup>3)</sup> 2700 $\approx 250$

1) Bei Gehäusetemperatur  $T_G = 85^\circ\text{C}$

2) Auslaufende Fertigung, Nachfolgetypen  
 BSt G 02 wird ersetzt durch BSt H 05; BSt G 03  
 durch BSt H 04; BSt L 03 durch BSt L 04

3) Wirksame Fläche verringert

Nicht für  
Neuent-  
wicklung

in Vor-  
bereitung

## Nachwort

Bei der Überarbeitung der dritten Auflage des Thyristor-Handbuches ist auf die an sich notwendige Ergänzung der Kapitel V und VI verzichtet worden. Es erscheint sinnvoll, in einem Handbuch, dessen überwiegender Teil sich mit der Erklärung der elektrischen Eigenschaften von Thyristoren ganz allgemein und der Erläuterung der für die Projektizierung erforderlichen Daten befaßt, die für die einzelnen Bauelemente speziell zutreffenden detaillierten Daten und Kennlinien in getrennter Form zu veröffentlichen. Diese Unterteilung weist vor allem den Vorteil auf, daß aufgrund eines erweiterten Programmes bzw. technischer Verbesserungen der Thyristoren nicht jeweils eine entsprechende Überarbeitung des Thyristor-Handbuches notwendig wird. Da jedoch im vorliegenden Text an mehreren Stellen zur Erläuterung des Bauelementeverhaltens auf die Kennlinien hingewiesen wird, wurden die Kapitel V und VI in der bisherigen Form unverändert beibehalten.

Der Leser wird gebeten, diese Kapitel nur als in diesem Sinne unerläßlich und als Information über die Art und Vielfalt der technischen Angaben anzusehen, die jeweils gültigen Daten der Thyristoren bzw. der Gerätetechnik den Siemens-Preislisten SR zu entnehmen. Die Tabelle 36 gibt eine Übersicht über das seit der ersten Auflage des Buches erweiterte Thyristorprogramm.

Die Thyristoren G 02, G 03 und L 03 laufen zugunsten der Typen H 05 bzw. H 04 sowie L 04 im Programm aus.

Die Thyristoren L 02 und N 02 werden nach wie vor gefertigt, da die Dauerbelastbarkeit etwas höher als die der entsprechenden Thyristoren der Reihe 05 ist. Für die Entwicklung neuer Geräte sollten jedoch aufgrund der besseren dynamischen Eigenschaften in der Regel die Thyristoren der Reihe 05 bevorzugt werden.

Fortschritte auf dem Gebiet der Silizium-Einkristallherstellung ermöglichten die Stromtragfähigkeit des größten Thyristors bis auf 700 A Dauergrenzstrom zu erhöhen. Verbesserungen in der Diffusions- und Legierungstechnik resultierten in Bauelementen mit wesentlich verbesserten dynamischen Eigenschaften, die Freiwerdezeit konnte bei den schnellen Thyristoren auf 25  $\mu\text{s}$ , die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit auf 200 V/ $\mu\text{s}$  und die Stromanstiegsgeschwindigkeit auf 100 A/ $\mu\text{s}$  erhöht werden.

Ein Ausweiten der Thyristortechnik auch zu kleinen Stromstärken hin wurde durch die Entwicklung der Typen mit Dauergrenzströmen im Bereich von 2 bis 30 A Rechnung getragen. Zur besseren Ausnutzung der großflächigen P-Thyristoren wurde ein Gehäuse in Scheibenbauform entwickelt, das eine beidseitige Wärmeabfuhr ermöglicht.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß die Entwicklungen der letzten Zeit das Typenprogramm in folgender Weise ergänzen:

1. Von der elektrischen Belastbarkeit her gesehen:
  - größere Si-Tabletten bei P-Thyristoren;
  - kleinere Si-Tabletten bei B-, D- und F-Thyristoren;
  - schnelle Schaltthyristoren mit kurzer Freiwerdezeit, Reihe 04;
  - höhersperrende Thyristoren Reihe 05 und 06.
2. Von der Bauform her gesehen:
  - Scheibenbauform bei den P-Thyristoren;
  - Kleinthyristoren in Kunststoffumhüllung.



## Schrifttum

- [1] Bernuth, G. v., Meissen, W., und Wesselak, F.: Das Silizium-Stromtor BSt G 01. Siemens-Z. 36 (1962), S. 215–217
- [2] Bernuth, G. v., und Raithel, K.: Das Silizium-Stromtor BSt L 03. Siemens-Z. 38 (1964) S. 235–257
- [3] Dosse, J.: Der Transistor. 4. Aufl. München: Oldenbourg 1962
- [4] Dunlap, W. C.: An Introduction to Semiconductors. New York: J. Wiley & Sons 1957
- [5] Emeis, R., und Geyer, K. H.: Der großflächige Edelmetall-Druckkontakt in der Silizium-Gleichrichterzelle SSi L 05. Siemens-Z. 37 (1963) S. 295–297
- [6] Fischer, R., und Geissing, H.: Halbleiterstromrichter in kreisstromfreier Gegenparallelschaltung für Umkehrantriebe. Siemens-Z. 38 (1964) S. 240–242
- [7] Frankenberg, W., und Schoreitz, R.: Silizium-Stromrichter in Einschubbauweise, Siemens-Z. 36 (1962) S. 218–219
- [8] Geissing, H., und Kohaut, J.: Trägheitslose Steuerung von Halbleitergleichrichtern für hohe Spannungen. Siemens-Z. 36 (1962) S. 251–252
- [9] Gerlach, W., und Seid, F.: Wirkungsweise der steuerbaren Siliziumzelle. ETZ A 83 (1962) S. 270–277
- [10] Hall, R. N.: Power Rectifier and Transistors. Proc. I. R. E., N. Y. 40 (1952) S. 1512–1518
- [11] Heck, R., und Meyer, M.: Die asynchrone Umrichtermaschine, ein kontaktloser, drehzahlregelbarer Umkehrantrieb. Siemens-Z. 37 (1963) S. 287–290
- [12] Hengsberger, J., Putz, U., und Vettors, L.: Thyristor-Stromrichter für Bahnmotoren. AEG-Mitt. 54 (1964) S. 435–442
- [13] Herlet, A., Raithel, K., und Spenke, E.: Das Silizium-Stromtor BSt L 02. Siemens-Z. 37 (1963) S. 291–294
- [14] Herlet, A., und Spenke, E.: Gleichrichter mit p-i-n bzw. mit p-s-n-Struktur unter Gleichstrombelastung. Z. angew. Physik 7 (1955) S. 99–107, 149–163, 195–212
- [15] Kessler, C., Meinhardt, W., Neuffer, I., und Rube, G.: Die Gleichstrom-Fördermaschine mit Siemens-TRANSIDYN-Regelung. Siemens-Z. 32 (1958) S. 555–562
- [16] Mackintosh, L. M.: The Electrical Characteristics of Silicon P-N-P-N Triodes. Proc. I. R. E., N. Y. 46 (1958) S. 1229–1235
- [17] Meyer, M.: Über die untersynchrone Stromrichter-kaskade. ETZ A 82 (1961) S. 589–596

- [18] Meyer, M., Möltgen, G., und Wesselak, F.: Der Quecksilberdampf-Stromrichter als Stellglied in Regelkreisen. Siemens-Z. 34 (1960) S. 592–597
- [19] Möltgen, G.: Gleich- und Wechselrichter am Drehstromnetz. Druckschrift 500.46/211 der Siemens-Schuckertwerke AG
- [20] Möltgen, G.: Reversierzeiten bei stromrichtergespeisten Umkehrantrieben. Siemens-Z. 28 (1954) S. 396–399
- [21] Möltgen, G.: Stromrichter in Kreuzschaltung und Gegenparallelschaltung. Siemens-Z. 30 (1956) S. 580–585
- [22] Moll, J. L., Tannenbaum, M., Goldey, J. M., und Holonyak, N.: P-N-P-N-Transistor Switches. Proc. I. R. E., N. Y. 44 (1956) S. 1174–1182
- [23] Schüssler, P., und Eckermann, C.: Gleichstrom-Leistungsregler mit Stromimpulsen. ETZ B 15 (1963) S. 400–403
- [24] Shockley, W.: The Theory of p-n Junctions in Semiconductors and p-n Junction Transistors. The Bell System. Techn. Journal XXVIII (1949) S. 435–489
- [25] Shockley, W.: Electrons and Holes in Semiconductors with Applications to Transistor Electronics. 4. Aufl. New York: van Nostrand 1954
- [26] Spenke, E., Pfaffenberger, J., und Zenneck, R.: Silizium-Gleichrichter. Druckschrift 426/206 der Siemens-Schuckertwerke AG
- [27] Spenke, E.: Elektronische Halbleiter. Berlin: Springer 1956
- [28] Wagner, R.: Elektronischer Gleichstromsteller für die Geschwindigkeitssteuerung elektrischer Triebfahrzeuge. Siemens-Z. 38 (1964) S. 14–19
- [29] Wagner, R., und Wolski, A.: Batterie-Triebfahrzeuge mit Gleichstromsteuerung über Silizium-Stromtore. Elektr. Bahnen 35 (1964) S. 294–301
- [30] Winkler, H.: Wechselstromrichter mit Silizium-Stromtoren zum Speisen von Leuchtstofflampen in Fahrzeugen. Siemens-Z. 37 (1963) S. 860–864

## Stichwortverzeichnis

- Abkühlkurve 80
- Abschmelzcharakteristik,  
Sicherungen 150, 367 ff.
- Akzeptor 9
- Anstiegsgeschwindigkeit,  
Blockierspannung 50  
Laststrom 54
- Anzugsdrehmoment 200
- Augenblickswert-  
Synchronisation 133
- Ausschaltverhalten 58
- Ausschaltverlust 63, 91
- Aussetzbetrieb 72, 99, 108
- Aussetzbetriebsfall,  
Berechnungsbeispiel 116
  
- Berechnungsschema,**  
Strombelastbarkeit 111
- Bergbausicherung 149
- Beschaltungskapazität 169
- Beschaltungswiderstand 169, 176
- Bimetallauslöser 159
- Blindleistung 234 ff.
- Blindstromdioden 247
- Blockierfähigkeit 39, 86
- Blockierkennlinie 19, 34, 37
- Blockierkennlinie, Messung 121
- Blockierstrom 41
- Blockierverlust 90
- Brückenschaltung 230
- Brückenschaltung,  
halbgesteuert 236
  
- Dämpfungswiderstand 187, 189**
- Dauerbelastbarkeit 91
- Dauerbetriebstemperatur 67
- Dauergrenzstrom 81, 92, 94,  
316, 317, 347, 348
- Defektelektron 7, 21
  
- $di/dt$ -Verhalten 54
- Diffusionsspannung 12
- Donator 9
- Dotieren 9
- Drehstromsteller 265
- Druckabfall, statischer 206, 302,  
331, 332, 362, 364
- Druckkontakt 25
- $du/dt$ -Verhalten 42, 50, 62, 217
- Durchbruchspannung 31, 41
- Durchgangsprüfer 119
- Durchlaßkennlinie,  
Lastkreis 17, 31, 275, 276,  
308, 309, 339, 340  
Messung 121  
Steuerkreis 43, 277, 310,  
311, 341, 342
- Durchlaßspannung 31, 137
- Durchlaßverlust 88
- Durchschaltzeit 53
  
- Eigenleitfähigkeit 8
- Eigenleitungsichte 8
- Einquadrantenbetrieb 237
- Einschaltverhalten 53
- Einschaltverlust 56, 91
- Einschaltverzugszeit 47, 53, 144
- Einschaltzeit 53
- Einwegschaltung  
mit induktiver Last 179
- Ersatzbild,  
thermisches 67, 71, 74
- Ersatzgerade 32
- Erwärmungsfunktion,  
analytische 73
- Erwärmungskurve 72
  
- Fehlerquellen 215
- Flachbaurahmen 379
- Flachbausteine 379

Folgesteuerung 235, 241  
 Formfaktor 89  
 Freilaufdioden 238  
 Freiwerdezeit 59, 250  
 Freiwerdezeit, Messung 126  
 Fremdbelüftung 201, 206  
 Funktionstüchtigkeit,  
     Prüfung 118  
  
**Gegenparallelschaltung** 232  
**Gegenspannungsbetrieb** 135  
**Gehäusetemperatur,**  
     höchstzulässige 94, 282,  
     283, 318, 319, 349, 350  
**Gesamtverlust** 88  
**Gesamtwärmewiderstand,**  
     statischer 70  
**Gesamt- $I^2t$ -Wert** 151  
**Gittersperre** 136, 159  
**Glättungsdrossel** 220  
**Gleichrichterbetrieb** 220, 224  
**Gleichspannungsquelle,**  
     steuerbare 223  
**Gleichsperrspannung** 41  
**Gleichstromsteller** 60, 66, 254  
**Grenzbelastbarkeit** 81  
**Grenzbelastungskurve** 92, 316,  
     317, 347, 348  
**Grenzdurchlaßkennlinie** 34, 91  
**Grenzgleichstrom** 83  
**Grenzlastintegral** 84, 97, 148  
**Grenzlaststoßstrom** 85  
**Grenztemperatur** 64  
**Großbausteine** 379  
**Grunddotierung** 10  
  
**Halbleiter** 7  
**Haltestrom** 48, 87  
**Haltestrom, Messung** 124  
**Horizontalsteuerung** 44  
  
**Impulsbreite** 132  
**Impulsgenauigkeit** 134  
  
**Impulsstrom** 71, 77  
**Impulsverstärker** 387  
**Induktivitäten, Beschaltung** 190  
**Injizieren** 15  
  
**Kathodenfalleiter** 198  
**Kathodenstrahl-Oszillograph**  
     121  
**Kennlinienmessung** 121  
**Kennlinienzweige** 19  
**Kippen** 21  
**Kollektor** 15  
**Kommutierung** 141, 166, 221,  
     225, 227  
**Kommutierungsdauer** 227  
**Kommutierungsdrossel** 230  
**Kommutierungskondensator**  
     250  
**Kommutierungskurzschluß** 67  
**Kondensatoren,**  
     Überspannungsschutz 189,  
     196, 377  
**Kontaktfläche der Thyristoren**  
     214  
**Kontaktierung der Thyristoren**  
     24, 204  
**Kreuzschaltung** 232  
**Kühlblech,**  
     Berechnung 209  
**Kühlkörper** 199  
**Kühlkörper,**  
     angepaßter 199  
**Kühlkörper,**  
     Eigenschaften 203  
**Kühlkörpertypen** 200  
**Kühlkörperwärmewiderstand**  
     200  
**Kühlluftaufwärmung** 207  
**Kühlluftmenge** 206  
**Kühlrippe,**  
     Wärmewiderstand 201  
**Kühlung der Thyristoren** 199  
**Kurzimpuls** 131  
**Kurzschlußschutz** 148  
**Kurzzeitüberlastbarkeit** 95

- Ladungsträger 7
- Laststromsteilheit 54, 57
- Lawinendurchbruch 35
- Legierungsprozeß 10, 23
- Leistungsthyristor 1, 267
- Leitfähigkeit 7
- Leitfähigkeitsschicht 10
- Leitungselektron 7
- Löcher 7
- Löschkondensator 250
- Lösch- $I^2t$ -Wert 151
- Löschwinkel 228
- LRC-Glied 186
- Lüfter 208
  
- Mehrquadrantenbetrieb 257
- Mittelpunktschaltung,
  - zweispulig 230
  - dreispulig 220
  - sechsspulig 228
- Momentanverlust 88
- Montagehinweise 214
  
- Nenngleichstrom 83
- Nennspannung 39
- Nennstrom 82
- Netzbelastung
  - durch Stromrichter 232
- Neuerzeugung
  - von Ladungsträgern 7
- NH-Sicherung 149
- n-leitend 9
- Nullkippspannung 37, 41, 57
- Nullpunkt-Synchronisation 134
- Nutzbremmung 224
  
- Oberschwingung 232
  
- Parallelschaltfaktor 137
- Parallelschaltung 129, 137, 228
- Pausenzeit zwischen
  - Überlastungen 97, 115
  
- p-leitend 9
- pn-junktion 12
- pn-Übergang 12, 17
- pn-Übergang,
  - symmetrischer 13
  - unsymmetrischer 13
- Potentialverlauf in der
  - Thyristortablette 18
- Primärabschaltung (leer-
  - laufender Transformator) 188
- psn-Diode 13
- Pulszahl von Stromrichtern 232
  
- Querleitfähigkeit der
  - Thyristortablette 43
  
- Rampenfunktion bei
  - $du/dt$ -Messung 52
- Raumladungsschicht 12
- Reihenschaltung 129, 144, 239
- Rekombination 8, 21
- Rippenwirkungsgrad 201, 212
- Rückstrom 58, 168, 177
  
- Saugdrossel 228
- Saugdrosselschaltung 228
- Schaltspannung von
  - Sicherungen 152
- Schaltüberspannungen 182
- Scheitelwert-Synchronisation
  - 134
- Schichtstruktur 10
- Schleusenspannung 13, 33
- Schmelzkennlinie von
  - Sicherungen 152, 367 ff.
- Schmelz- $I^2t$ -Wert 151
- Schnellschalter 156
- Schonzeit 250, 255
- Schutz, vollangepaßt 151
- Selbstbelüftung 201, 204
- Selenbleiter 186, 197
- Seriendiioden bei
  - Wechselrichtern 247

Sicherung,  
   Abschaltzeit 150  
   Parallelschaltung 153  
   Reihenschaltung 153  
 Sicherungen 149  
 SILIZED-Sicherung 149  
 Siliziumgleichrichter-  
   zellen 399 ff.  
 Siliziumkristall 7  
 Siliziumscheibe 23  
 Spannungsänderung,  
   induktive 227  
 Spannungsanstiegs-  
   geschwindigkeit 50  
 Spannungsanstiegsgeschwin-  
   digkeit, Messung 124  
 Spannungsanstiegsgeschwin-  
   digkeit, zulässige 179  
 Spannungsaufteilung,  
   dynamische 144  
   statische 144  
 Spannungsbeanspruchung,  
   unzulässige 217  
 Spannungskorrosion,  
   elektrolytische 203  
 Spannungssicherheitsfaktor  
   41, 164  
 Spannungssteuerung 130  
 Sperrbeanspruchung  
   bei Aussteuerung 220  
 Sperrfähigkeit der  
   Anoden-Kathoden-Strecke  
   35, 120, 223  
   Steuerstrecke 43  
 Sperrkennlinie  
   der Anoden-Kathoden-  
   Strecke 34, 49, 121  
   des Steuerkreises 43  
 Sperrstrom 41, 49  
 Sperrstromniveau 35  
 Sperrverlust 49, 90  
 Sperrverzögerungszeit 58, 146  
 Spitzenblockierspannung 39  
 Spitzensperrspannung 39  
 Spitzensteuerstrom 48  
 Sprungspannung 166, 179  
 Standardbeschaltung 178  
 Sternspannung 220  
 Steuereinheit 129, 385  
 Steuerimpuls, Verschiebung  
   130  
 Steuerimpulsformen 132  
 Steuerkreis 43  
 Steuerkreis, Strom-  
   belastbarkeit 48  
 Steuerkreiskennlinie 43  
 Steuerkreiskennlinie,  
   Messung 121  
 Steuern 129  
 Steuersätze, komplett 385, 388  
 Steuersatz, vereinfachter 388  
 Steuerstrom,  
   Steilheit 143, 147  
 Steuerverlust 90  
 Steuerwinkel 223  
 Störstelle 8  
 Störstellenleitung 8  
 Störung, Fehlerquellen 215  
 Stoßstrom 84  
 Strangsicherung 154  
 Streuinduktivität 173  
 Stromanstiegsgeschwindigkeit  
   54  
 Stromaufteilung,  
   dynamische 141  
   statische 137  
 Strombegrenzung 159  
 Strombelastbarkeit 81  
 Strombelastbarkeit,  
   Dauerbetrieb 91  
   beliebige Belastungsfälle 99  
 Stromführungsdauer 229  
 Stromregelung 159  
 Stromrichter,  
   netzgeführt 219  
   selbstgeführt 243  
 Stromrichterbausteine 379  
 Stromrichterschaltung 231, 410  
 Stromrichtertransformator  
   219, 231, 239

- Strom-Spannungs-Diagramm,
  - Gleichrichter 65, 221, 222
  - Wechselrichter 66, 225
- Stromteilerdrossel 140
- Stromversorgung für
  - Impulsverstärker 390
- Stromverstärkung 20
- Superpositionsprinzip 99
- Synchronisation 133
- Systembauweise 379
- Systemkennlinie 208
  
- Tablettentemperatur,
  - höchstzulässige 67
- Tablettentemperatur-
  - schwankung 71
- Tablettenübertemperatur
  - 69, 70
- Taktfrequenz bei
  - Gleichstromstellern 257
- Taktgeber beim
  - Gleichstromsteller 259
  - Wechselrichter 252
- Teilwärmewiderstand 74,
  - 303, 334, 366
- Teilzeitkonstanten 74,
  - 303, 334, 366
- Temperaturgefälle im
  - Thyristor und Kühlkörper
    - 69, 201
- Temperaturgrenze,
  - obere 64
  - untere 64
- Temperaturkoeffizient
  - der Durchlaßspannung 34
- Temperaturschwankung 65, 66
- Temperaturschwankung,
  - Aussetzbetrieb 108
  - Hilfsgröße 299, 329, 361
- Temperaturwechsel 25
- Thyatron 5
- Tiefeinschub 379
- Trägerspeichereffekt 58, 165
- TRANSIDYN-Prinzip 220
- Transistor 14, 20, 22, 408
  
- Trittgrenze 228, 236
- TSE-Beschaltung 167 ff.
- TSE-Beschaltung,
  - empfohlene 178
- Typenstrom 81
  
- Übergangswiderstand
  - Thyristor auf Kühlkörper 200
- Überlappungswinkel 227
- Überlastbarkeit 76, 81, 95
- Überlastdauer 95
- Überlastfaktor 95, 115
- Überlastkennlinie 95, 148,
  - 284 ff., 320 ff., 351 ff.
- Überlastkennlinie,
  - Berechnung 115
- Überlaststoßstrom 86
- Überspannung, kapazitiv
  - übertragene 191
- Überspannungsschutz 164
- Überstromauslöser,
  - magnetischer 159
- Überstromschutz 148
- Überstromschutz,
  - unzureichender 217
- Umkehrantrieb 232, 239
- Umkehrstromrichter 232
- Umrichter,
  - direkter 260
  - indirekter 262
  
- Verarmungsschicht 12
- Verlustdiagramm 91,
  - 278 ff., 312 ff., 343 ff.
- Vertikalsteuerung 44
- Vierschichtstruktur der
  - Si-Tablette 23
- Vorbelastungsfaktor 97
  
- Wärmekapazität 68, 213
- Wärmeleitfähigkeit 201
- Wärmeübergangswiderstand
  - 200, 213

- Wärmeübergangszahl 201
- Wärmeübergangszahl (Konvektion) 211
- Wärmeübergangszahl (Strahlung) 210
- Wärmewiderstand, innerer 200
- statischer 67, 70, 199
- Wärmewiderstand, transienter 98, 103
- Wärmewiderstand, transienter, für Impulsstrom 77, 79, 296, 326, 357
- für Konstantstrom 75, 79, 296 ff., 326 ff., 357 ff.
- eines Kühlblechs 213
- Wärmewiderstandskurve, transiente 77
- Wanderwellen 182
- Wartung 215
- Wechselrichter, selbstgeführter 66, 243
- Wechselrichterbetrieb, netzgeführt 224
- Wechselrichtertrittgrenze 135, 386
- Wechselstromschalter, kontaktlos 2, 21
- Wechselstromsteller 265
- Widerstand, differentieller 33
- spannungsabhängiger 196
- spezifischer 8
- Windgeschwindigkeit 206
- Windgeschwindigkeit, Einfluß auf Dauergrenzstrom 93
- Winkelgenauigkeit der Zündimpulse 133
- Wirkungsgrad, Thyristor und Diode 199
- Zündgrenze, untere 46
- Zündimpuls, Mindestdauer 48
- Zündkennlinie 45
- Zündvorgang 20, 54
- Zündwert, statischer 46
- Zusatzverluste 88
- Zweigsicherung 154