

1. Einführung
2. Typenbezeichnung
  - 2.1 Bezeichnung der Anschlüsse
  - 2.2 Bauformen
  - 2.3 Typenbezeichnung
3. Elektrische Eigenschaften
  - 3.1 Vorwärtsrichtung (Schaltrichtung)
    - 3.1.1 Vorwärts-Sperrstrom  $i_D$
    - 3.1.2 Vorwärts-Sperrspannung  $v_D$ 
      - 3.1.2.1 Vorwärts-Spitzensperrspannung  $V_{DRM}$
      - 3.1.2.2 Vorwärts-Stoßspitzenspannung  $V_{DSM}$
      - 3.1.2.3 Vorwärts-Gleichsperrspannung  $V_D$
    - 3.1.3 Kippspannung  $V_{(BO)}$
    - 3.1.4 Nullkippspannung  $V_{(BO)0}$
    - 3.1.5 Haltestrom  $I_H$
    - 3.1.6 Einraststrom  $I_L$
    - 3.1.7 Durchlaßstrom  $I_{TAV}$
    - 3.1.8 Durchlaßspannung  $v_T$
    - 3.1.9 Durchlaßkennlinie
    - 3.1.10 Ersatzgerade mit  $V_{T(TO)}$  und  $v_T$
    - 3.1.11 Dauergrenzstrom  $I_{TAVM}$
    - 3.1.12 Durchlaßstrom-Spitzenwert  $I_{TM}$
    - 3.1.13 Durchlaßstrom-Grenzeffektivwert  $I_{TRMSM}$
    - 3.1.14 Stoßstrom-Grenzwert  $I_{TSM}$
    - 3.1.15 Grenzlastintegral  $\int i^2 dt$
  - 3.2 Rückwärtsrichtung (Sperrichtung)
    - 3.2.1 Rückwärts-Sperrstrom  $i_R$
    - 3.2.2 Rückwärts-Sperrspannung  $v_R$ 
      - 3.2.2.1 Periodische Rückwärts-Spitzensperrspannung  $V_{RRM}$
      - 3.2.2.2 Rückwärts-Stoßspitzensperrspannung  $V_{RSM}$
      - 3.2.2.3 Rückwärts-Gleichsperrspannung  $V_R$
  - 3.3 Steuereigenschaften
    - 3.3.1 Positive Ansteuerung
      - 3.3.1.1 Steuerstrom  $I_G$
      - 3.3.1.2 Steuerspannung  $V_G$
      - 3.3.1.3 Zündstrom  $I_{GT}$
      - 3.3.1.4 Zündspannung  $V_{GT}$
      - 3.3.1.5 Nicht zündender Steuerstrom  $I_{GD}$
      - 3.3.1.6 Nicht zündende Steuerspannung  $V_{GD}$
      - 3.3.1.7 Steuercharakteristik
      - 3.3.1.8 Steuergenerator
    - 3.3.2 Negative Ansteuerung
      - 3.3.2.1 Rückwärts-Steuerspannung  $V_{RG}$
      - 3.3.2.2 Rückwärts-Spitzensteuerspannung  $V_{RGM}$
      - 3.3.2.3 Negativer Steuerimpuls bei GAT-Thyristoren
  - 3.4 Trägheits- und Schaltverhalten
    - 3.4.1 Einschalten
      - 3.4.1.1 Zündverzug  $t_{gd}$
      - 3.4.1.2 Kritische Stromsteilheit  $(di/dt)_{cr}$
      - 3.4.1.3 Periodischer Einschaltstrom  $I_{T(RC)M}$
    - 3.4.2 Ausschalten
      - 3.4.2.1 Sperrverzögerungsladung  $Q_r$
      - 3.4.2.2 Rückstromspitze  $I_{RM}$
      - 3.4.2.3 Sperrverzögerungszeit  $t_{rr}$
      - 3.4.2.4 Sonstige Sperrverzögerungseigenschaften
      - 3.4.2.5 Freierdezeit  $t_q$
  - 3.5 Verlustleistungen
    - 3.5.1 Sperrverlustleistung  $P_O, P_R$
    - 3.5.2 Durchlaßverlustleistung  $P_T$
    - 3.5.3 Schaltverlustleistung  $P_S$ 
      - 3.5.3.1 Einschaltverlustleistung  $P_{TT}$
      - 3.5.3.2 Ausschaltverlustleistung  $P_{RQ}$
    - 3.5.4 Steuerverlustleistung  $P_G$

## Introduction

- Type designation
- Terminal coding
- Constructional details
- Type designation
- Electrical properties
- Forward direction
  - Off-state current  $i_D$
  - Off-state voltage  $v_D$ 
    - Repetitive peak forward off-state voltage  $V_{DRM}$
    - Non-repetitive peak forward off-state voltage  $V_{DSM}$
  - Forward direct off-state voltage  $V_O$
  - Forward breakover voltage  $V_{(BO)}$
  - Forward breakover voltage, gate open  $V_{(BO)0}$
  - Holding current  $I_H$
  - Latching current  $I_L$
  - Average on-state current  $I_{TAV}$
  - On-state voltage  $v_T$ 
    - Forward on-state characteristic
    - Straight line approximation with  $V_{T(TO)}$  and  $v_T$
  - Maximum average on-state current  $I_{TAVM}$
  - On-state current (peak value)  $I_{TM}$
  - Maximum RMS on-state current  $I_{TRMSM}$
  - Surge (non-repetitive) on-state current  $I_{TSM}$
  - $\int i^2 dt$ -value
- Reverse direction
  - Reverse current  $i_R$
  - Reverse voltage  $v_R$ 
    - Repetitive peak reverse voltage  $V_{RRM}$
    - Non-repetitive peak reverse voltage  $V_{RSM}$
  - Direct reverse voltage  $V_R$
- Gate trigger characteristics
  - Positive pulse triggering
    - Gate current  $I_G$
    - Gate voltage  $V_G$
    - Gate trigger current  $I_{GT}$
    - Gate trigger voltage  $V_{GT}$
    - Gate non-trigger current  $I_{GD}$
    - Gate non-trigger voltage  $V_{GD}$
  - Gate characteristic
  - Control circuit
    - Negative gate pulse
    - Reverse gate voltage  $V_{RG}$
    - Peak reverse gate voltage  $V_{RGM}$
    - Negative gate pulse at GAT-Thyristors
- Delay and switching characteristics
  - Turn-on
    - Gate controlled delay time  $t_{gd}$
    - Critical rate of rise of on-state current  $(di/dt)_{cr}$
    - Repetitive turn-on current  $I_{T(RC)M}$
  - Turn-off
    - Recovered charge  $Q_r$
    - Peak reverse recovery current  $I_{RM}$
    - Reverse recovery time  $t_{rr}$
    - Other reverse recovery characteristics
    - Circuit commutated turn-off time  $t_q$
- Power dissipation
  - Forward off-state and reverse blocking losses  $P_O, P_R$
  - On-state loss  $P_T$
  - Switching loss  $P_S$ 
    - Turn-on switching loss  $P_{TT}$
    - Turn-off switching loss  $P_{RQ}$
  - Gate loss  $P_G$

4.	Thermische Eigenschaften	Thermal properties
4.1	Temperaturen	Temperatures
4.1.1	Sperrschichttemperatur $t_j$	Junction temperature $t_{vj}$
4.1.2	Gehäusetemperatur $t_c$	Case temperature $t_c$
4.1.3	Kühlmitteltemperatur $t_A$	Temperature of cooling medium $t_A$
4.1.4	Betriebstemperatur $t_{vj,op}$	Operating temperature $t_{,op}$
4.1.5	Lagertemperatur $t_{stg}$	Storage temperature $t_{stg}$
4.2	Wärmewiderstände	Thermal resistances
4.2.1	Innerer Wärmewiderstand $R_{thJC}$	Thermal resistance, junction to case $R_{thJC}$
4.2.2	Übergangswärmewiderstand $R_{thCK}$	Thermal resistance, case to heatsink $R_{thCK}$
4.2.3	Wärmewiderstand Gehäuse - Kühlmittel $R_{thCA}$	Thermal resistance, case to coolant $R_{thCA}$
4.2.4	Gesamtwärmewiderstand $R_{thJA}$	Total thermal resistance $R_{thJA}$
4.2.5	Transienter innerer Wärmewiderstand $Z_{(th)JC}$	Transient thermal impedance, junction to case $Z_{(th)JC}$
4.2.6	Transienter Wärmewiderstand Gehäuse - Kühlmittel $Z_{(th)CA}$	Transient thermal impedance, case to coolant $Z_{(th)CA}$
4.2.7	Transienter Gesamtwärmewiderstand $Z_{(th)JA}$	Transient total thermal impedance $Z_{(th)JA}$
4.3	Kühlung	Cooling
4.3.1	Luftselbstkühlung	Natural convection cooling
4.3.2	Verstärkte Luftkühlung	Forced air cooling
4.3.3	Wasserkühlung	Water cooling
5.	Mechanische Eigenschaften	Mechanical properties
5.1	Anzugsdrehmoment	Tightening torque
5.2	Anpreßkraft	Clamping force
5.3	Kriechstrecke	Creepage distance
5.4	Feuchteklasse	Moisture resistance
5.5	Schwingfestigkeit	Vibration resistance
6.	Einsatzhinweise	<b>Notes for applications</b>
6.1	Strombelastbarkeit	Current rating
6.2	Gehäusegrenzstrom $I_{RSM(case)}$	Case non-rupture current $I_{RSM(case)}$
6.3	Parallelschaltung	Parallel connection
6.4	Reihenschaltung	Series connection
7.	Schutzmaßnahmen	<b>Protection</b>
7.1	Überspannungsschutz	Overvoltage protection
7.2	Überstromschutz	Overcurrent protection
7.3	Reiheninduktivitäten im Hauptkreis von Thyristoren	Series inductances in the main circuit of thyristors
7.3.1	Betrieb mit Rückwärts-Sperrspannung	Operating with reverse blocking voltage
7.3.2	Betrieb mit schneller Inversdiode	Thyristor with fast inverse diode
7.4	Parasitäre Induktivitäten zwischen Thyristor und schneller Inversdiode	Parasitic inductors between the thyristor and fast inverse diode
7.5	Störimpulse im Steuerkreis reduzieren	Reduction of interference pulses in the gate circuit
8.	Montage	<b>Mounting</b>
8.1	Scheibengehäuse, Bauform T	Disc cases, case design T
8.1.1	Einseitige Kühlung	One sided cooling
8.1.2	Beidseitige Kühlung	Two sided cooling
8.2	Schraubsockelgehäuse, Bauform B	Stud type cases, case design B
8.3	Flachbodengehäuse, Bauform E	Flat base cases, case design E
8.4	Anordnung der Kühlkörper	Arrangement of heatsinks
8.5	Anschluß von Stromzuführungen	Connection to main terminals
8.6	Anschluß der Steuerleitungen	Connection to gate terminals
9.	Wartung	Maintenance
10.	Anwendungsbeispiele	Worked examples
10.1	Sinusförmiger Stromverlauf	Sinusoidal current waveform
10.1.1	Höchstzulässiger Scheitelwert der Sinus-Strompulse	Max. allowable peak value of sinusoidal current pulses
10.1.2	Gesamtverlustleistung $P_{tot}$	Total power dissipation $P_{tot}$
10.1.3	Wärmewiderstand der Kühleinrichtung $R_{thCA}$	Thermal resistance case to ambient $R_{thCA}$ of heat exchanger
10.2	Trapezförmiger Stromverlauf	Trapezoidal current waveform
10.2.1	Geeigneter Thyristortyp	Suitable type of thyristor
10.2.2	Höchstzulässige Gehäusetemperatur $t_c$	Max. allowable case temperature $t_c$
10.2.3	Gesamtverlustleistung $P_{tot}$	Total power dissipation $P_{tot}$
10.3	Sinus- oder trapezförmiger Stromverlauf bei abweichender Wiederholfrequenz	Sinusoidal or trapezoidal current waveform at deviating rate of repetition
10.4	Strombelastbarkeit auf Kühlkörpern	Current stress on heatsinks
10.5	GAT-Thyristor und Stromrichter-Wirkleistung	GAT-thyristor and real power dissipation of a converter
11.	Umrechnungstabelle (Mittelwert, Effektivwerte)	Circuit configurations and calculations ( <b>average</b> values, RMS values)
12.	Kurzzeichen	Letter <b>symbols</b>

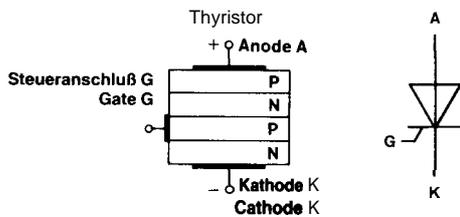
**Begriffe, Kurzzeichen, Datenblattangaben**

Zum besseren Verständnis sind im folgenden in geraffter Form die Wirkungsweise des Thyristors und die zu seiner Verwendung besonders zu beachtenden Dinge beschrieben. Begriffe, Kurzzeichen und Datenblattangaben entsprechen weitgehend DIN IEC 747, Teil 1 und 6. Da diese Norm bei der Abfassung der Datenblattangaben einen bestimmten Spielraum bei den Meßbedingungen läßt, werden die genauen Meßbedingungen, soweit erforderlich, bei den Einzeldaten angegeben.

**1. Einführung**

Ein Thyristor ist ein Bauelement mit insgesamt vier abwechselnd aufeinanderfolgenden P- und N-leitenden Halbleiterzonen. Diese bilden somit drei PN-Übergänge (Bild 1).

Die Kennlinien eines konventionellen, symmetrisch sperrenden Thyristors (SCR) sind in Bild 2 dargestellt. Sie bestehen aus drei Ästen: der Sperrkennlinie und der Durchlaßkennlinie in Vorwärtsrichtung und der Sperrkennlinie in Rückwärtsrichtung.



Bild/Fig. 1  
Schematischer Aufbau eines Thyristor-Systems  
Schematic representation of a thyristor structure

Bei Anlegen von Vorwärtsspannung und Rückwärtsspannung im Bereich bis zu mehreren kV fließen nur kleine Sperrströme über die Hauptanschlüsse Anode und Kathode. Ein zusätzlicher Strom  $I_G$  durch den Steueranschluß bewirkt bei anliegender Vorwärtsspannung  $V_D$ , daß der Thyristor zündet, d.h. auf die Durchlaßkennlinie einschaltet. Er kann jedoch über den Steueranschluß nicht wieder ausgeschaltet werden. Erst wenn der Durchlaßstrom durch Änderungen im äußeren Stromkreis den Haltestrom  $I_H$  unterschreitet, sperrt der Thyristor wieder.

Bei schnellen Thyristoren ist zwischen folgenden Konzepten zu unterscheiden:

- **Symmetrisch sperrende Thyristoren (SCR)**  
Diese Thyristoren haben etwa gleiche Sperrfähigkeit in beiden Richtungen. Die einzelnen Typen sind im Sperrvermögen und in der Stromtragfähigkeit sowie in der Freierzeit und in der Gate-Kathoden-Struktur verschieden.
- **Symmetrisch sperrende Thyristoren (SCR) mit GAT**  
Diese Thyristoren besitzen einen zusätzlichen Steueranschluß mit dessen Hilfe die Freierzeit durch negatives Ansteuern während des Ausschaltvorgangs verkürzt wird. (GAT = Gate Assisted Turn-Off).
- **Asymmetrisch sperrende Thyristoren (ASCR)**  
Thyristoren mit voller Sperrfähigkeit in Vorwärtsrichtung und geringer Sperrfähigkeit in Rückwärtsrichtung. Vorteile gegenüber symmetrisch sperrenden Thyristoren (SCR) sind die kürzere Freierzeit bei gleicher Durchlaßspannung oder die niedrigere Durchlaßspannung bei gleicher Freierzeit.

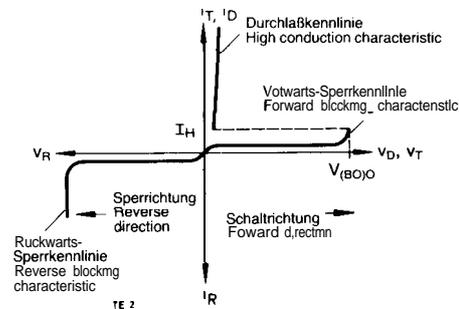
**Terminology, letter Symbols, specifications**

For better understanding the theory of Operation of the thyristor and important considerations of its use are discussed in the following brief summary. Terminology, letter symbols and specifications apply largely to IEC 747, part 1 and 6. Since these Standards give a certain latitude of measurement conditions, the exact measurement conditions are given together with individual data, where required.

**1. Introduction**

The thyristor is a device with a total of four alternate layers of P and N type semiconductor materials. These form three PN junctions (Figure 1).

The voltage-current characteristics of a conventional (reverse blocking) thyristor are shown in Figure 2. The characteristics consist of three branches: the blocking and conducting characteristics in forward direction and the blocking characteristic in reverse direction.



Bild/Fig. 2  
Kennlinien eines Thyristors  
V-I characteristics of a thyristor

When applying forward voltage and reverse voltage in the Order of up to several kV, only small leakage currents flow through the main terminals anode and cathode. An additional current  $I_G$  through the gate terminal Causes the thyristor to turn on, that means it switches to the forward conducting characteristic. It can, however, not be turned off again by means of the gate. Only if the anode current reduces below the holding current  $I_H$  due to changes in the external circuit, the thyristor reverts to its forward blocking state.

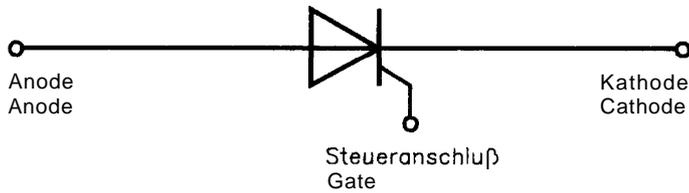
On the fast thyristor you can different between the following concepts:

- **Symmetrical blocking thyristors (SCR)**  
These thyristors have the same blocking capability in both directions. The single types are different in blocking and current capability as well as turn-off time and gate-cathode structure.
- **Symmetrical blocking thyristors (SCR) with GAT**  
These thyristors have an additional gate-connection to cut the turn-off time through negative triggering during the turn-off process. (GAT = Gate Assisted Turn-Off).
- **Asymmetrical blocking thyristors (ASCR)**  
Thyristors with full blocking capability in forward direction and low blocking capability in reverse direction. Advantages compared with symmetrical blocking thyristors (SCR) are a shorter turn-off time at equal on-state voltage or lower on-state voltage at the same turn-off time.

2. Typen- und Polaritätsbezeichnung

2.1 Bezeichnung der Anschlüsse

Anode ist derjenige Hauptanschluß, bei dem der Durchlaßstrom eintritt.  
 Kathode ist derjenige Hauptanschluß, bei dem der Durchlaßstrom austritt.  
 Steueranschluß ist der Anschluß an der für die Steuerung des Thyristors verwendeten Halbleiterschicht.



2.2 Bauformen (3. Kennbuchstabe der Typenbezeichnung)

Das Halbleitersystem ist in ein Gehäuse eingebaut und so vor schädlichen Einflüssen der äußeren Umgebung geschützt.  
 Soweit die Bauformen mit denen nach DIN IEC übereinstimmen, ist dies in den Einzeldatenblättern angegeben.

2.3 Typenbezeichnung

T 600 F 1300 T E B	
A .....	Asymmetrisch sperrender Thyristor
T .....	symmetrisch sperrender Thyristor
6 0 0 .....	Dauerrenzstrom $I_{TAVM}$ [A] bei einer Gehäusetemperatur $t_C = 85^\circ\text{C}$
2. Kennbuchstabe/letter	
F .....	Typenreihe für selbstgeführte Stromrichter;
S .....	Typenreihe mit verzweigtem Steuerkontakt für selbstgeführte Stromrichter
1 3 0 0 .....	Höchstzulässige periodische Vorwärts- und Rückwärts-Spitzensperrspannung $V_{DRM}, V_{RRM}$ [V] A, R: nur $V_{DRM}$
3. Kennbuchstabe/letter	
	Mechanische Ausführung
B .....	Gewindebolzen – Seil
E .....	Flachboden – Seil
T .....	Scheibe
4. Kennbuchstabe/letter	
	Obere Freierzeit $t_q$
R .....	8 $\mu\text{s}$
B .....	10 $\mu\text{s}$
c .....	12 $\mu\text{s}$
D .....	15 $\mu\text{s}$
S .....	18 $\mu\text{s}$
E .....	20 $\mu\text{s}$
F .....	25 $\mu\text{s}$
G .....	30 $\mu\text{s}$
K .....	40 $\mu\text{s}$
M .....	50 $\mu\text{s}$
N .....	60 $\mu\text{s}$
v .....	80 $\mu\text{s}$
u .....	120 $\mu\text{s}$
Bei Sondertypen	
1 .....	siehe Datenblatt
2 .....	siehe Datenblatt
5. Kennbuchstabe/letter	
	kritische Spannungsteilheit $(dv/dt)_{cr}$ nach DIN 41787
	ohne vorausgehende Durchlaßbelastung
B .....	50 V/ $\mu\text{s}$
C .....	500 V/ $\mu\text{s}$
	500 V/ $\mu\text{s}$
M .....	1000 V/ $\mu\text{s}$

2. Type and polarity designation

2.1 Terminal coding

Anode is the main terminal through which the forward current enters the thyristor.  
 Cathode is the main terminal through which the forward current leaves the thyristor.  
 Gate is the terminal which is connected to the control layer of the thyristor.

Bild/Fig. 3  
 Bezeichnung der Anschlüsse  
 Terminal coding

2.2 Construction details

The semiconductor system is encapsulated in a housing to protect it from detrimental effects of the outside atmosphere.  
 For housing constructions which conform to the DIN IEC Specifications the appropriate code numbers are given in the data sheets.

2.3 Type designation

asymmetrically blocking thyristor (ASCR)
symmetrically blocking thyristor (SCR)
maximum average on-state current $I_{TAVM}$ [A] at case temperature $t_C = 85^\circ\text{C}$
type range for self-commutated converters
type range with interdigitated gate structure for self-commutated converters
maximum allowable repetitive peak off-state voltage $V_{DRM}$ and repetitive peak reverse voltage $V_{RRM}$ [V]
A, R: $V_{DRM}$ only
mechanical construction
anode – cathode
stud – cable
flat-base – cable
disc
maximum turn-off time $t_q$
8 $\mu\text{s}$
10 $\mu\text{s}$
12 $\mu\text{s}$
15 $\mu\text{s}$
18 $\mu\text{s}$
20 $\mu\text{s}$
25 $\mu\text{s}$
30 $\mu\text{s}$
40 $\mu\text{s}$
50 $\mu\text{s}$
60 $\mu\text{s}$
80 $\mu\text{s}$
120 $\mu\text{s}$
At special types
see data sheet
see data sheet
critical rate of rise of off-state voltage $(dv/dt)_{cr}$ to DIN 41787
without preceding on-state current
immediately after turn-off time
50 V/ $\mu\text{s}$
500 V/ $\mu\text{s}$
500 V/ $\mu\text{s}$
400 V/ $\mu\text{s}$
1000 V/ $\mu\text{s}$
500 V/ $\mu\text{s}$

### 3. Elektrische Eigenschaften

von Thyristoren sind temperaturabhängig. Daher ist die Angabe der elektrischen Daten in vielen Fällen nur in Verbindung mit Temperaturangaben gültig.

Alle genannten Werte beziehen sich, falls nicht anders angegeben, auf Netzfrequenz 40 bis 60 Hz.

Höchstzulässige Werte sind vom Hersteller angegebene absolute Grenzwerte, die grundsätzlich – auch für kurze Zeit – nicht überschritten werden dürfen, da dies eine Zerstörung der Bauelemente zur Folge haben kann.

Charakteristische Werte sind Eingrenzungen von Datenstreuungen und können der Wareneingangsprüfung zugrunde gelegt werden.

#### 3.1 Vorwärtsrichtung

die Richtung von einem Hauptanschluß zum anderen, in der der Thyristor zwei stabile Betriebszustände – den gesperrten und den leitenden – aufweist (Bild 1; Richtung Anode-Kathode).

Sollen Ströme und Spannungen in Vorwärtsrichtung ausdrücklich von solchen in Rückwärtsrichtung unterschieden werden, so geschieht dies durch den Zusatz „vorwärts“ oder „positiv“.

Die Kennlinie in Vorwärtsrichtung setzt sich aus einem Abschnitt für den gesperrten Zustand und einen Abschnitt für den leitenden Zustand zusammen; beide Abschnitte sind durch einen Kennlinienteil mit negativem differentiellen Widerstand miteinander verbunden (vergl. Bild 2).

Die Vorwärts-Sperrkennlinie ist derjenige Abschnitt der Kennlinie in Vorwärtsrichtung eines Thyristors, der die Zuordnung der Augenblickswerte von Vorwärts-Sperrstrom und Vorwärts-Sperrspannung wiedergibt.

##### 3.1.1 Vorwärts-Sperrstrom $I_D$

der Strom, der in Vorwärtsrichtung im gesperrten Zustand des Thyristors über die Hauptanschlüsse fließt.

##### 3.1.2 Vorwärts-Sperrspannung $V_D$

die im gesperrten Zustand des Thyristors an den Hauptanschlüssen in Vorwärtsrichtung liegende Spannung.

##### 3.1.2.1 Periodische Vorwärts-Spitzensperrspannung $V_{DRM}$

der höchstzulässige Wert von periodischen Spannungen im Vorwärts-Sperrzustand einschließlich aller periodischen, aber ausschließlich aller nichtperiodischen Spitzensperrspannungen.

Im Hinblick auf betriebsmäßige Überspannungen werden Thyristoren üblicherweise an einer Anschlußspannung betrieben, deren Scheitelwert sich durch Division der höchstzulässigen periodischen Spitzensperrspannung mit dem Sicherheitsfaktor 1,5 bis 2,5 ergibt:

$$\hat{V}_{\text{Anschluß}} \leq \frac{V_{DRM} \text{ bzw. } V_{RRM}}{1,5 \dots 2,5}$$

Ein geringer Sicherheitsfaktor wird dort angewandt, wo die Überspannungen im wesentlichen bekannt sind, wie z.B. bei Wechselrichtern mit Gleichspannungszwischenkreis. Bei Anschlußnetzen mit unbekanntem Überspannungspegel oder großer Leistung wird der Faktor 2,0 bis 2,5 empfohlen (vgl. DIN VDE 0160).

Sind im Betrieb Überspannungen zu erwarten, die die höchstzulässige periodische Spitzensperrspannungen überschreiten, ist ein geeigneter Überspannungsschutz vorzusehen (siehe 7.1).

##### 3.1.2.2 Vorwärts-Stoßspitzensperrspannung $V_{DSM}$

der höchstzulässige nichtperiodische Spitzenwert einer kurzzeitigen Spannung in Vorwärtsrichtung, der auch bei kürzester Zeitdauer nicht überschritten werden darf. Der Wert für  $V_{DSM}$  ist hier gleichlautend mit dem Wert für  $V_{DRM}$ .

##### 3.1.2.3 Vorwärts-Gleichsperrspannung $V_D$

die im Vorwärts-Sperrzustand dauernd zulässige Gleichspannung (Werte auf Anfrage).

##### 3.1.3 Kippspannung $V_{(BO)}$

der Wert der Vorwärts-Sperrspannung, bei dem der Thyristor bei einem gegebenen Steuerstrom vom gesperrten in den leitenden Zustand übergeht.

### 3. Electrical properties

of thyristors are temperature dependent. It follows that electrical data given in data sheets are in many cases only valid in conjunction with the appropriate temperature data.

All data refer to mains frequency of 40 to 60 Hz if not otherwise stated.

Maximum allowable values are absolute limiting values stated by the manufacturer which must not be exceeded even for short periods of time because this may result in destruction of the devices.

Characteristic values limit the distribution of data and can be used as check-values for incoming goods inspection.

#### 3.1 Forward direction

is the direction from one main terminal to the other main terminal in which the thyristor has two stable states of Operation, the off-and-on-states, (Figures 1, direction anode–cathode).

Addition of the word “positive” or “forward” is used to distinguish expressly currents and voltages in forward direction from those in reverse direction.

The forward characteristics consist of off-state and on-state regions; both regions are joined together by the negative differential resistance region, (cf. Figure 2).

The forward off-state characteristic is that part of the forward characteristic of a thyristor which illustrates the relationship between instantaneous values of forward off-state current and forward off-state voltage.

##### 3.1.1 Forward **off-state current** $I_D$

The current which flows in the forward direction through the main terminals in the off-state condition of the thyristor.

##### 3.1.2 Forward **off-state voltage** $V_D$

The voltage which is applied across the main terminals in forward direction during the off-state condition of the thyristor.

##### 3.1.2.1 Repetitive peak forward **off-state voltage** $V_{DRM}$

The maximum rated value of repetitive voltages in the forward off-state direction including all repetitive transient voltages, but excluding all non-repetitive transient voltages.

In view of transient voltages which may be expected in Operation, the thyristors are usually fed from a supply voltage whose peak value is equal to the limiting repetitive peak forward off-state voltage divided by a safety factor between 1.5 and 2.5:

$$\hat{V}_{\text{supply}} \leq \frac{V_{DRM} \text{ or } V_{RRM}}{1.5 \text{ to } 2.5}$$

A lower safety factor is used where the transient voltages are vastly known as e.g. at inverters with DC-voltage link. For main supplies with unknown transient voltage level or high capacity the factor 2.0 to 2.5 is preferred (cf. DIN VDE 0160).

If transient voltages are likely to occur in Operation which exceed the maximum allowable repetitive peak forward off-state voltage, a suitable transient voltage protection network has to be provided (see 7.1).

##### 3.1.2.2 Non-repetitive peak forward **off-state voltage** $V_{DSM}$

The maximum rated non-repetitive peak value of voltage in forward direction which must not be exceeded even for shortest duration. The value for  $V_{DSM}$  is here identical with the value for  $V_{DRM}$ .

##### 3.1.2.3 Forward **direct off-state voltage** $V_D$

The permanently allowable direct voltage in forward direction (values on request).

##### 3.1.3 Forward breakover voltage $V_{(BO)}$

The value of the off-state voltage at which for a given gate current the thyristor switches from the off-state to the on-state.

**3.1.4 Nullkippspannung  $V_{(BO)0}$**

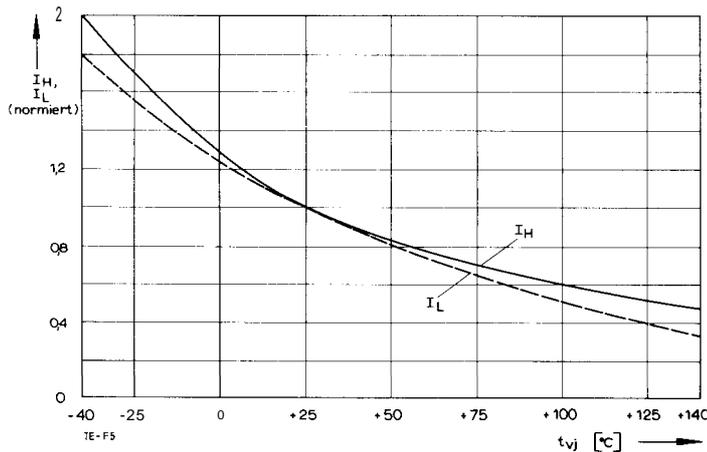
die Kippspannung für den Steuerstrom Null. Bei Zündung eines Thyristors durch Überschreiten der Nullkippspannung  $V_{(BO)0}$  besteht Zerstörungsgefahr.

**3.1.5 Haltestrom  $I_H$**

der kleinste Wert des Durchlaßstromes, bei dem der Thyristor noch im leitenden Zustand bleibt. Einfluß der Sperrschichttemperatur siehe Bild 4.

**3.1.6 Einraststrom  $I_L$**

muß als Durchlaßstrom fließen, damit der Thyristor eingeschaltet bleibt, wenn der Steuerstrom steil abklingt. Er ist abhängig von der Steilheit, Höhe und Dauer des Steuerstroms sowie von der Sperrschichttemperatur (Bild 4).



**3.1.4 Forward breakover voltage, gate open  $V_{(BO)0}$**

The breakover voltage at zero gate current. Triggering the thyristor by exceeding the  $V_{(BO)0}$  value may cause destruction.

**3.1.5 Holding current  $I_H$**

The minimum on-state current required to maintain the thyristor in the on-state. See Fig. 4 for influence of the junction temperature.

**3.1.6 Latching current  $I_L$**

The minimum on-state current required to maintain the thyristor in the on-state when the gate current decays with a fast rate of fall. It depends on the rate of rise, peak and duration of the gate current and on the junction temperature. (Fig. 4).

Bild/Fig. 4

Typische Abhängigkeit des normierten Einraststromes  $I_L$  und des normierten Haltestromes  $I_H$  von der Sperrschichttemperatur  $t_j$ . Typical relationship of the normalized latching current  $I_L$  and the normalized holding current  $I_H$  of the junction temperature  $t_j$ .

**3.1.7 Durchlaßstrom  $I_T, I_{TAV}$**

der Strom, der im Durchlaßzustand des Thyristors über beide Hauptanschlüsse fließt. Man unterscheidet:  
 $i_T$  = Augenblickswert,  
 $I_{TAV}$  = arithmetischer Mittelwert

**3.1.7 On-state current  $I_T, I_{TAV}$**

The current which flows in the on-state of the thyristor through both main terminals. Two values are distinguished:  
 $i_T$  = instantaneous value  
 $I_{TAV}$  = average value

**3.1.8 Durchlaßspannung  $v_T$**

die Spannung zwischen den Hauptanschlüssen bei definiertem Durchlaßstrom. Sie ist abhängig von der Sperrschichttemperatur. Angegebene Werte gelten für den vollständig durchgeschalteten Thyristor.

**3.1.8 On-state voltage  $v_T$**

The voltage between the main terminals at a defined on-state current. It depends on the junction temperature. All values are given for the completely turned-on thyristor.

**3.1.9 Durchlaßkennlinie**

die Zuordnung der Augenblickswerte von Durchlaßstrom und Durchlaßspannung für den vollständig durchgeschalteten Thyristor bei angegebener Sperrschichttemperatur.

**3.1.9 Forward on-state characteristic**

Relation of the instantaneous values of on-state current and on-state voltage of a completely turned-on thyristor at given junction temperature.

**3.1.10 Ersatzgerade mit  $V_{T(TO)}$  und  $r_T$**

ist die Annäherung an eine Durchlaßkennlinie zur Berechnung der Durchlaßverlustleistung für den interessierenden Dauerstrombereich. Dabei bedeuten:  
 $V_{T(TO)}$  = Schleusenspannung  
 $r_T$  = Ersatzwiderstand  
 Der Wert zu  $V_{T(TO)}$  ergibt sich aus dem Schnittpunkt der Ersatzgeraden mit der Spannungsachse und der von  $r_T$  errechnet sich aus der Steigung der Ersatzgeraden.  
 Die Ersatzgerade wird üblicherweise im Zusammenhang mit dem inneren Wärmewiderstand nach statistischen Betrachtungen festgelegt, da ein Zusammentreffen ungünstiger Werte von Durchlaßverhalten und Wärmewiderstand bei dem einzelnen Thyristor unwahrscheinlich ist.

**3.1.10 Straight line approximation with  $V_{T(TO)}$  and  $r_T$**

Is the approximation of an on-state characteristic to calculate the on-state power dissipation for the interesting constant current range. There are defined:  
 $V_{T(TO)}$  = threshold voltage  
 $r_T$  = slope resistance  
 The value of  $V_{T(TO)}$  is determined by the intersection of straight line approximation of the on-state characteristic and the voltage axis.  $r_T$  is calculated from the rate of rise of the straight line. The straight line is usually established together with the thermal resistance according to statistical considerations as a combination of unfavourable values of on-state behaviour and thermal resistance for an individual thyristor are unlikely.

**3.1.11 Dauergrenzstrom  $I_{TAVM}$**

der arithmetische Mittelwert des höchsten dauernd zulässigen Durchlaßstromes bei Einwegschaltung nach DIN VDE 0558 (Teil 1) mit ohmscher Belastung, Frequenz 40 bis 60 Hz.

**3.1.12 Durchlaßstrom-Spitzenwert  $I_{TM}$**

der höchstzulässige periodische Wert eines sinusförmigen Stroms bestimmter Dauer und Wiederholfrequenz oder eines trapezförmigen Stroms bestimmter Steilheit, Dauer und Wiederholfrequenz.

**3.1.13 Durchlaßstrom-Grenzeffektivwert  $I_{TRMSM}$**

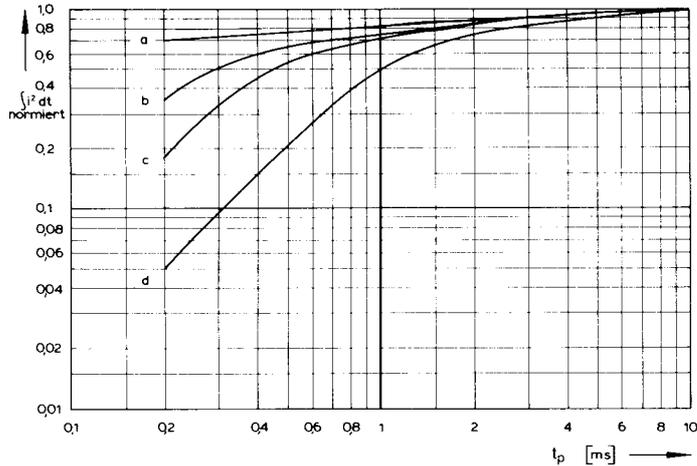
der höchste quadratische Mittelwert des Durchlaßstromes, der unter Berücksichtigung der elektrischen und thermischen Beanspruchung aller Einzelteile des Bauelementes zulässig ist. Er darf auch bei bester Kühlung des Thyristors nicht überschritten werden.

**3.1.14 Stoßstrom-Grenzwert  $I_{TSM}$**

der höchstzulässige Scheitelwert eines einzelnen Stromimpulses in Form einer Sinushalbschwingung bei 50 Hz. Er wird angegeben für vorausgehenden Leerlauf und vorausgehende Belastung mit Dauergrenzstrom, jeweils ohne nachfolgende Spannungsbeanspruchung. Solche Stromimpulse dürfen sich nicht mehrfach aneinander anschließend wiederholen und dürfen nicht betriebsmäßig geplant werden. Beim Überschreiten des höchstzulässigen Wertes besteht Zerstörungsgefahr.

**3.1.15 Grenzlastintegral  $\int i^2 dt$**

der höchstzulässige Wert des Zeitintegrals über dem Quadrat des Durchlaßstromes ( $\int i^2 dt$ ). Das Grenzlastintegral dient im allgemeinen zur Bemessung der Schutzeinrichtungen. Die Datenblätter enthalten Werte für Sinushalbschwingung 10 ms, wobei vorhergehender Leerlauf oder Betrieb mit Dauergrenzstrom vorausgesetzt ist. Für Sinushalbschwingungen mit Zeiten kleiner 10 ms kann das Grenzlastintegral Bild 5 oder Bild 6 entnommen werden. Zur Spannungsbeanspruchung und Wiederholung gilt gleiches wie zum Stoßstrom-Grenzwert. Beim Überschreiten des höchstzulässigen Wertes besteht Zerstörungsgefahr.



**Bild/Fig. 5**  
 Abhängigkeit des normierten Grenzlastintegrals (bezogen auf das in den Einzeldatenblättern angegebene Grenzlastintegral für  $t_p = 10$  ms) von der Halbschwingungsdauer., Normalized  $\int i^2 dt$  rating (in relation to the  $\int i^2 dt$  rating for  $t_p = 10$  ms given in the individual data sheets) versus the duration of a half-cycle  $t_p$ .  
 a - T 178 F  
 b - T 80 F, T 102 F, T 120 F, T 128 F, T 172 F, T 188 F, T 308 F  
 c - T 290 F, T 318 F, T 408 F, T 698 F, T 1078 F  
 d - T 670 F

**3.1.11 Maximum average on-state current  $I_{TAVM}$**

The maximum allowable continuous average value of current in a single-phase half-wave resistive load circuit at 40 to 60 Hz.

**3.1.12 On-state current (peak value)  $I_{TM}$**

the maximum allowable periodical value of sinusoidal current with defined duration and repetition frequency or a trapezoidal current with defined rate of rise, duration and repetition frequency.

**3.1.13 Maximum RMS on-state current  $I_{TRMSM}$**

The maximum value of RMS on-state current that the thyristor may conduct in view of the electrical and mechanical Stresses arising in the internal assembly parts of the devices. It must not be exceeded even under the best cooling conditions.

**3.1.14 Surge (non-repetitive) on-state current  $I_{TSM}$**

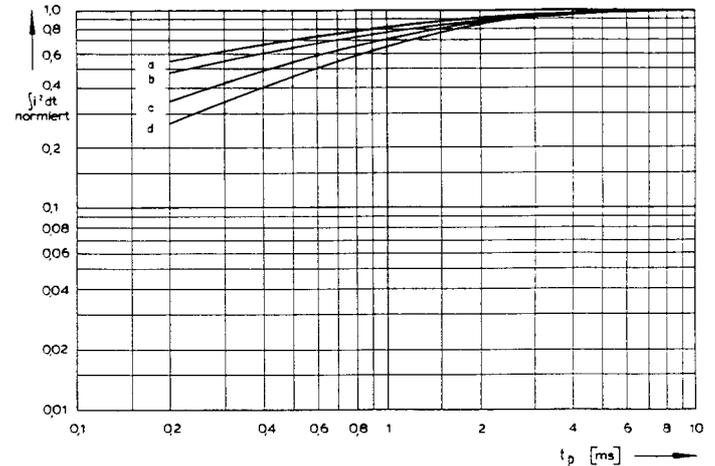
The maximum allowable instantaneous value of a single half-sinusoidal 50 Hz current pulse. Its value is given following no-load and following Operation at maximum average on-state current, each without following voltage stress.

Such current pulses should neither be repeated for a number of times nor should they be used as part of the application. There is danger of destruction when exceeding the maximum allowable value.

**3.1.15  $\int i^2 dt$ -value**

The maximum allowable value of the square of the instantaneous forward on-state current integrated over the time ( $\int i^2 dt$ ). This value provides a basis for the design of circuit protective devices. The data sheets contain values for sinusoidal half-wave 10 ms following operation at no-load or Operation at maximum average on-state current. For sinusoidal half-waves with times less than 10 ms, the  $\int i^2 dt$  values can be taken from Figure 5 or Figure 6. Voltage stress and repetition as per surge on-state current.

There is danger of destruction when exceeding the maximum allowable value.



**Bild/Fig. 6**  
 Abhängigkeit des normierten Grenzlastintegrals (bezogen auf das in den Einzeldatenblättern angegebene Grenzlastintegral für  $t_p = 10$  ms) von der Halbschwingungsdauer., Normalized  $\int i^2 dt$  rating (in relation to the  $\int i^2 dt$  rating for  $t_p = 10$  ms given in the individual data sheets) versus the duration of a half-cycle  $t_p$ .  
 a - T 358 S, A 158 S, A 198 S  
 b - A 358 S, A 438 S  
 c - T 468 S, T 510 S  
 d - T 930 S, T 1052 S

T 431 S, T 481 S, T 501 S, T 691 S, T 821 S, A 901 S, A 931 S  
 auf Anfrage/on request

### 3.2 Rückwärtsrichtung

diejenige Richtung von einem Hauptanschluß zum anderen, in der der Thyristor nur einen stabilen, nämlich den hochohmigen Betriebszustand aufweist (Richtung Kathode-Anode).

Sollen Werte (Spannungen und Ströme) und Angaben in Rückwärtsrichtung ausdrücklich von solchen des gesperrten Zustandes in Vorwärtsrichtung unterschieden werden, so geschieht dies durch den Zusatz „rückwärts“ oder „negativ“.

Rückwärts-Sperrkennlinie, derjenige Abschnitt der Kennlinie in Rückwärtsrichtung eines Thyristors, der die Zuordnung der Augenblickswerte von Rückwärts-Sperrstrom und Rückwärts-Sperrspannung wiedergibt.

#### 3.2.1 Rückwärts-Sperrstrom $i_R$

der in Rückwärtsrichtung über die Hauptanschlüsse des Thyristors fließende Strom.

#### 3.2.2 Rückwärts-Sperrspannung $v_R$

die in Rückwärtsrichtung an den Hauptanschlüssen des Thyristors liegende Spannung.

##### 3.2.2.1 Periodische Rückwärts-Spitzensperrspannung $V_{RRM}$

der höchstzulässige Augenblickswert von periodischen Spannungen im Rückwärts-Sperrzustand einschließlich aller periodischen, aber ausschließlich aller nichtperiodischen Spitzenspannungen (Anschlußspannung siehe 3.1.2.1).

##### 3.2.2.2 Rückwärts-Stoßspitzensperrspannung $V_{RSM}$

der höchstzulässige nichtperiodische Spitzenwert einer kurzzeitigen Spannung in Rückwärtsrichtung, der auch bei kürzester Dauer nicht überschritten werden darf. Der Wert beträgt für SCR  $V_{RSM} = V_{RRM} + 100 \text{ V}$  und gilt für den Bereich der Sperrschichttemperatur  $t_j = 25^\circ\text{C}$  bis  $t_{vj,max}$ . Beim ASCR ist der in den Datenblättern für kurze Dauer angegebene Wert für  $V_{RSM}$  im gesamten Bereich der Betriebstemperatur  $t_{c,op}$  gültig. Er muß speziell auch beim Ausschalten mit Grenzbetriebsdaten beachtet werden (siehe 7.4).

##### 3.2.2.3 Rückwärts-Gleichsperrspannung $V_R$

die im Rückwärts-Sperrzustand dauernd zulässige Gleichspannung (Werte auf Anfrage).

### 3.3 Steuereigenschaften

#### 3.3.1 Positive Ansteuerung

##### 3.3.1.1 Steuerstrom $i_G$

Der über die Steuerstrecke fließende Strom bei positiver Steuerungsspannung.

##### 3.3.1.2 Steuerspannung $v_G$

die positive Spannung zwischen dem Steueranschluß und der Kathode.

##### 3.3.1.3 Zündstrom $I_{GT}$

der Wert des Steuerstromes zum Zünden eines Thyristors. Er ist abhängig von der Spannung zwischen den Hauptanschlüssen und der Sperrschichttemperatur. Beim angegebenen Höchstwert zünden alle Thyristoren des jeweiligen Typs.

##### 3.3.1.4 Zündspannung $V_{GT}$

die Spannung, welche beim Zündstrom zwischen dem Steuer- und Kathodenanschluß auftritt.

##### 3.3.1.5 Nicht zündender Steuerstrom $I_{GD}$

der Wert des Steuerstroms, bei dem der Thyristor noch nicht zündet. Er ist abhängig von der Spannung zwischen den Hauptanschlüssen und der Sperrschichttemperatur. Beim angegebenen Höchstwert zündet kein Thyristor des jeweiligen Typs.

##### 3.3.1.6 Nicht zündende Steuerspannung $V_{GD}$

der Wert der Steuerspannung, bei dem der Thyristor noch nicht zündet. Weiteres wie bei 3.3.1.5.

### 3.2 Reverse direction

The direction from one main terminal to the other in which the thyristor has only one stable, namely the high-resistance state of Operation (direction cathode to anode).

If values (voltage and currents) and data in reverse direction shall be expressly distinguished from those of the off-state condition in forward direction then the word "reverse" or "negative" is used.

Reverse characteristic is that portion of the characteristic in reverse direction of a thyristor which represents the assignment of the instantaneous values of reverse current and reverse voltage.

#### 3.2.1 Reverse current $i_R$

The current flowing in reverse direction through the main terminals of the thyristor.

#### 3.2.2 Reverse voltage $v_R$

The voltage applied across the main terminals of the thyristor in reverse direction.

##### 3.2.2.1 Repetitive peak reverse voltage $V_{RRM}$

The maximum allowable instantaneous value of repetitive voltages in reverse direction including all repetitive, but excluding all non-repetitive transients. (For input voltage see 3.1.2.1).

##### 3.2.2.2 Non-repetitive peak reverse voltage $V_{RSM}$

is the maximum non-repetitive value of a short-time voltage in reverse direction which must not be exceeded even for shortest duration. The value for SCR amounts to  $V_{RSM} = V_{RRM} + 100 \text{ V}$  and is valid for the junction temperature range  $t_j = 25^\circ\text{C}$  up to  $t_{j,max}$ . At the ASCR the given value in the data sheets for short duration for  $V_{RSM}$  is valid for whole range of the operating temperature  $t_{c,op}$ . It must be noticed at the turn off with maximum rated values (see 7.4).

##### 3.2.2.3 Direct reverse voltage $V_R$

The permanently allowable direct voltage in reverse direction (values on request).

### 3.3 Gate properties

#### 3.3.1 Positive gate bias

##### 3.3.1.1 Gate current $i_G$

The current flowing through the control path at positive gate voltage.

##### 3.3.1.2 Gate voltage $v_G$

The positive voltage across gate terminal and cathode.

##### 3.3.1.3 Gate trigger current $I_{GT}$

The value of gate current which causes the thyristor to trigger. It depends on the voltage across the main terminals and the junction temperature  $t_j$ . At the given maximum value all thyristors of a given type trigger.

##### 3.3.1.4 Gate trigger voltage $V_{GT}$

The voltage which occurs across gate terminal and cathode terminal when the gate current flows.

##### 3.3.1.5 Gate non-trigger current $I_{GD}$

The value of the gate current which does not cause a thyristor to trigger. It depends on the voltage across the main terminals and the junction temperature. At the given maximum value no thyristor of a given type triggers.

##### 3.3.1.6 Gate non-trigger voltage $V_{GD}$

Value of the gate voltage at which a thyristor does not yet trigger. All other conditions as in 3.3.1.5.

3.3.1.7 Steuercharakteristik

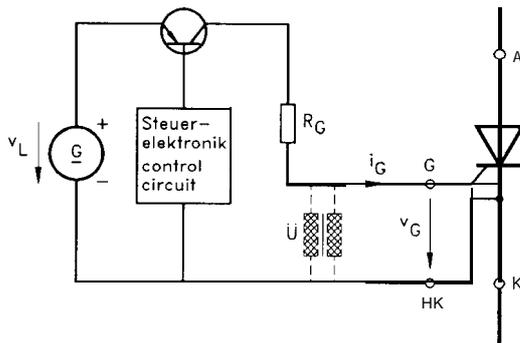
sie zeigt die Streubereichsgrenzen der Eingangskennlinien eines Thyristortyps und schließt im unteren Teil die temperaturabhängigen Zündbereiche sowie im oberen Teil die Kurven höchstzulässiger Spitzensteuerverlustleistung  $P_{GM}$  ein.

3.3.1.8 Steuergenerator

Im normalen Anwendungsfall sollte sich die Bemessung des Steuergenerators an Steuerdaten orientieren, die zur kritischen Stromsteilheit, zum Zündverzug und zum Einraststrom angegeben sind (Bild 7).

Dabei verwendete Begriffe bedeuten:

- $di_G/dt$  = Steuerstromsteilheit
- $i_{GM}$  = Steuerstromhöhe
- $t_1$  = Steuerimpulsdauer
- $v_L$  = Steuergenerator-Leerlaufspannung



Eine Rückwirkung des Hauptstromkreises auf den Steuerstrom  $i_G$  macht sich mit zunehmenden Werten der Anstiegssteilheit des Durchlaßstromes  $di_T/dt$  sowie des periodischen Einschaltstromes  $I_{T(RC)M}$  bemerkbar (Bild 9). Da sich beim Einschalten des Thyristors in der anfangs nur begrenzt stromtragfähigen Kathodenzone als Folge hoher Durchlaßstromdichte eine überhöhte Spannung einstellt, die aufgrund der inneren Kopplung auch am Steueranschluß auftritt, kommt es zum vorübergehenden Absinken von  $i_G$ . Um dabei eine mögliche Beschädigung des Thyristors zu vermeiden, sollte  $i_G$  den Wert des oberen Zündstroms  $I_{GT}$  nicht unterschreiten. Im Bedarfsfall läßt sich das zu tiefe Absinken von  $i_G$  durch eine höhere Steuergenerator-Leerlaufspannung  $v_L$  verhindern.

Beim ASCR kommt der Ansteuerung eine besondere Bedeutung zu, wenn er bei Durchlaßstrombeanspruchung mit hoher Anstiegssteilheit und relativ kurzer Dauer sowie im Bereich höherer Wiederholffrequenz betrieben wird. Nach Erfahrung sind hierfür Steuerimpulse mit folgenden Mindestdaten erforderlich:

$$di_G/dt \geq i_{GM}/2 \mu s$$

$$i_{GM} \geq 8 \dots 10 \cdot I_{GT}$$

Bei der Parallelschaltung und Reihenschaltung von Thyristoren sind noch steilere und höhere sowie synchrone Steuerimpulse erforderlich, z.B. um die Streuung der Zündverzugswerte klein zu halten (siehe 3.4.1.1).

3.3.2 Negative Ansteuerung

3.3.2.1 Rückwärts-Steuerspannung  $V_{RG}$

die negative Spannung zwischen dem Steueranschluß und der Kathode.

3.3.2.2 Rückwärts-Spitzensteuerspannung  $V_{RGM}$

der höchstzulässige Augenblickswert der Rückwärts-Steuerspannung einschließlich aller Spannungsspitzen. Für die in diesem Katalog aufgeführten Thyristoren gilt durchweg  $V_{RGM} = 10$  V (ggf. Anfrage).

3.3.1.7 Gate characteristic

It shows the spread limits of the input characteristics of a thyristor type and includes in the lower part the temperature dependent trigger areas and in the upper part the curves of the maximum allowable peak gate power dissipation  $P_{GM}$ .

3.3.1.8 Control circuit

In a normal case of application the design of the control circuit should be orientated to gate data which are given in connection with the critical rate of rise of on-state current, gate controlled delay time and latching current. (Fig. 7)

The terminology used here means:

- $di_G/dt$  = rate Of rise Of gate current
- $i_{GM}$  = peak gate current
- $t_1$  = gate current duration
- $v_L$  = no-load voltage of control circuit

Bild/Fig. 7

Prinzipialschaltplan eines Steuergenerators für Thyristoren  
Basic circuit diagram of a trigger pulse generator for thyristors

A reaction of the principal circuit On the gate current  $i_G$  becomes noticeable with increasing values of the rate of rise of the on-state current  $di_T/dt$  as well as of the repetitive turn-on current  $I_{T(RC)M}$  (Fig. 9). The voltage at the thyristor is increased during turn-on as a consequence of high current density in the at first only limited current conducting cathodezone. It appears also at the gate terminal due to inner coupling. This leads to a momentary fall of  $i_G$ . In order to avoid thereat a possible damage to the thyristors the gate current  $i_G$  should not fall below the maximum trigger current  $I_{GT}$ . In case of need a too deep fall of  $i_G$  can be prevented by a higher no-load voltage of the control circuit.

For ASCRs the gate drive is of special importance when the rate of rise of on-state current is high and the duration relatively short as well as operating in the area of higher repetition frequency. According to available experience gate pulses with the following minimum data are necessary:

$$di_G/dt \geq i_{GM}/2 \mu s$$

$$i_{GM} \geq 8 \dots 10 \cdot I_{GT}$$

When thyristors are connected in parallel or in series even higher and steeper as well as synchronous gate pulses are necessary, for instance to keep the Variation of the values of delay time low (see 3.4.1.1).

3.3.2 Negative gate bias

3.3.2.1 Reverse gate voltage  $V_{RG}$

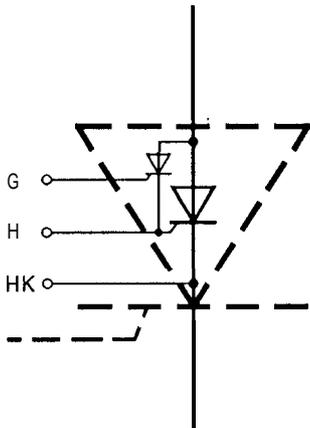
The negative voltage between gate terminal and cathode.

3.3.2.2 Peak reverse gate voltage  $V_{RGM}$

The maximum allowable instantaneous value of the reverse gate voltage including all transients. For all thyristors in this catalogue is  $V_{RGM} = 10$  V (enquiry if necessary).

### 3.3.2.3 Negativer Steuerimpuls bei GAT-Thyristoren

Thyristoren für Gate-Assisted-Turn-Off besitzen zum Ansteuern drei Anschlüsse: G - H - HK.



Mit negativem Steuerstrom  $I_{R(KH)}$ , der bei H austritt und bei HK eintritt, läßt sich die Freierdezeit bedeutend verringern. Dabei muß dieser zumindest während der gesamten Anstiegszeit der Sperrspannung von Rückwärts- in Vorwärtsrichtung andauern. Zur Bemessung von  $I_{R(KH)}$  ist in den Datenblättern von GAT-Thyristoren eine spezielle Steuercharakteristik der Strom-Spannungs-Kennlinien in Rückwärtsrichtung zwischen den Anschlüssen HK und K aufgeführt. Diese enthält auch Angaben darüber, in welchem Maße sich die Freierdezeit durch den negativen Steuerstrom verkürzen läßt. Daraus resultieren Vorteile bei der Anwendung (siehe 10.5).

Beim Betrieb von GAT-Thyristoren mit Inversdioden ist wegen der geringen Rückwärts-Sperrspannung ein weiterer negativer Steuerstrom  $I_{R(GH)}$  erforderlich, der also bei G austritt und bei H eintritt. Hierdurch stellt sich auch in diesem Fall am Hilfsthyristor eine ausreichend niedrige Freierdezeit ein.

### 3.3.2.3 Negative gate pulse at GAT-Thyristors

Thyristors for Gate-Assisted-Turn-Off have three connections for triggering: G - H - HK.

Bild/Fig. 8

Schematische Darstellung zum GAT-Thyristor  
Schematic representation for the GAT-Thyristor

A negative gate pulse which leaves at H and enters at HK reduces enormously the turn-off time. The pulse duration must be continued during the whole time of rate of rise time of the blocking voltage of the reverse direction to the forward direction. For design of the  $I_{R(KH)}$  a special gate characteristic of the current-voltage-lines in reverse direction between the connections HK and K is shown in the data sheets. It also contains details how much the turn-off time could be reduced on the behalf of the negative gate current. That result advantages at the application (see 10.5).

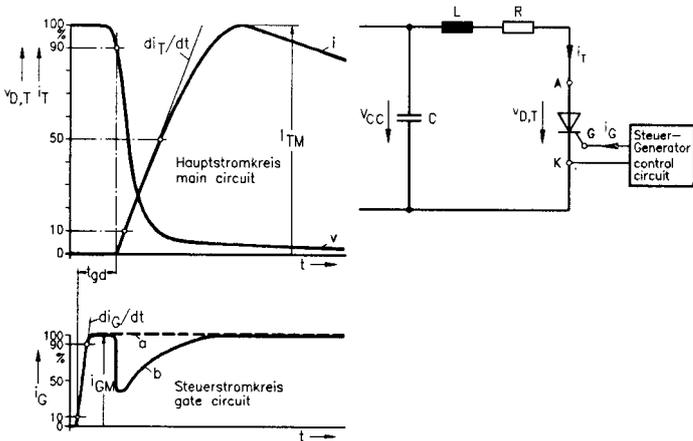
Operating GAT-Thyristors with inversdiodes an additional negative gate current leaving at G and entering at H is necessary, due to the low reverse blocking voltage. So there is also a satisfied low turn-off time on the auxiliary thyristor.

3.4 Trägheits- und Schaltverhalten

Bei jeder Änderung des Stromes oder der Spannung im Thyristor stellt sich der zugehörige stationäre Wert der Spannung oder des Stromes nicht unmittelbar ein. Als Folge des Trägheitsverhaltens treten beim Ein- und Ausschalten Verzögerungszeiten und folglich Schaltverluste auf.

3.4.1 Einschalten

wird bei Vorwärts-Sperrspannung  $v_D$  durch einen Steuerstrom mit der Steilheit  $di_G/dt$  und Höhe  $i_{GM}$  eingeleitet. Es ist durch die Begriffe Zündverzug  $t_{gd}$  und kritische Stromsteilheit  $(di_T/dt)_{cr}$  ausreichend beschrieben (Bild 9).



3.4 Delay and switching characteristics

After each change of current or voltage in the thyristor a certain time passes before a new state of equilibrium is reached. As a result of the delay characteristic delay times and switching power dissipations occur at turn-on and turn-off.

3.4.1 Turn-on

Is initiated at forward off-state voltage  $v_o$  by a gate current  $i_G$  having a rate of rise  $di_G/dt$  and a magnitude  $i_{GM}$ . It is sufficiently described by the terms "gate controlled delay time  $t_{gd}$ " and "critical rate of rise of on-state current  $(di_T/dt)_{cr}$ " (Fig. 9).

Bild/Fig. 9

Schematische Darstellung eines Einschaltvorgangs von Thyristoren

- a - Steuerstrom bei abgeschaltetem Hauptstromkreis
  - b - Steuerstrom bei steil ansteigendem Durchlaßstrom
- Schematic representation of turn-on of thyristors
- a - Gate current at main current circuit turned off
  - b - gate current at fast rising on-state current

3.4.1.1 Zündverzug  $t_{gd}$

der Zeitabstand zwischen dem 10% Wert eines steil ansteigenden Steuerstroms und dem 90% Wert der absinkenden Hauptspannung. Er wird mit zunehmendem Steuerstrom spürbar verringert (siehe Diagramm bei den jeweiligen Thyristortypen). Für den im Datenblatt aufgeführten Wert gelten die Bedingungen:

- Sperrschichttemperatur  $t_{vj} = 25^\circ C$
- Vorwärts-Sperrspannung  $v_o = 0,5 V_{DRM}$
- Durchlaßstrom  $I_{TM} = 0,1 I_{TAVM}$

3.4.1.1 Gate controlled delay time  $t_{gd}$

is the time between the 10% value of a fast rising gate current and the 90% value of the decreasing main voltage. It is decreased by increasing gate current (see diagram at each thyristor type). The value given in the data sheet is valid for the following conditions:

- junction temperature  $t_{vj} = 25^\circ C$
- forward off-state voltage  $v_o = 0,5 V_{DRM}$
- on-state current  $I_{TM} = 0,1 I_{TAVM}$

3.4.1.2 Kritische Stromsteilheit  $(di/dt)_{cr}$

Beim Zünden beginnt eine kleine Randzone der Kathode in der Nähe der Steuerelektrode den Durchlaßstrom zu führen. Diese stromführende Fläche breitet sich anschließend weiter aus. Die Stromtragfähigkeit des Systems ist daher im Anfangszeitbereich nach dem Einschalten stark begrenzt. Eine Gefährdung oder gar eine Zerstörung des Thyristors ist jedoch ausgeschlossen, wenn in der Praxis der Wert der im Datenblatt ausgewiesenen kritischen Stromsteilheit nicht überschritten wird.

Die kritische Stromsteilheit  $(di/dt)_{cr}$  bezieht sich auf die Beanspruchung mit einem Durchlaßstrom, welcher den Verlauf einer gedämpften Sinus-Halbschwingung hat. Sie ist als Steigung einer Geraden durch die Punkte 10% und 50% des zunehmenden Durchlaßstroms definiert (Bild 9) und gilt für weitere Bedingungen wie folgt:

- Sperrschichttemperatur  $t_{vj} = t_{vj \max}$
- Vorwärts-Sperrspannung  $v_o = 0,67 V_{DRM}$
- Spitzenwert des Stromes  $I_{TM} = 2 I_{TAVM}$
- Wiederholfrequenz  $f_o = 50 \text{ Hz}$

Die Steuerdaten sind in den Einzel-Datenblättern aufgeführt (vgl. 3.3.1.8).

3.4.1.2 Critical rate of rise of on-state current  $(di/dt)_{cr}$

After the gate controlled delay time has elapsed, a limited cathode area near to the gate contact begins to conduct on-state current. This current conducting area spreads out later on. The current carrying capability of the system in the initial interval of time after turn-on is, therefore, heavily restricted. Endangering or even destroying the thyristor is, however, impossible if in practical use the value of the critical rate of rise of on-state current specified in the data sheet will not be exceeded.

The critical rate of rise of on-state current is valid for an on-state current which has the form of an attenuated sine halfwave. It is defined as the rate of rise of a straight line passing through 10% and 50% of the increasing on-state current (Fig. 9) and is valid for further conditions as follows:

- junction temperature  $t_{vj} = t_{vj \max}$
- forward on-state voltage  $v_o = 0,67 V_{DRM}$
- peak of on-state current  $I_{TM} = 2 I_{TAVM}$
- repetition frequency  $f_o = 50 \text{ Hz}$

The control circuit data are specified in the individual data sheets (see 3.3.1.8).

3.4.1.3 Periodischer Einschaltstrom  $I_{T(RC)M}$

der höchstzulässige Spitzenwert des Durchlaßstromes unmittelbar nach dem Einschalten bei nicht begrenzter Stromsteilheit. In der Regel wird ein solcher Einschaltstrom von dem für die TSE-Beschaltung eingesetzten RC-Glied sowie ggf. von dem zu einer sättigbaren Reiheninduktivität parallel geschalteten Widerstand verursacht (vgl. 7.1). Sein Wert beträgt bis 60 Hz für verschiedene Thyristortypen:

3.4.1.3 Repetitive turn-on current  $I_{T(RC)M}$

The maximum allowable peak value of on-state current immediately after turn-on with unlimited rate of rise of current. Normally such a turn-on current is caused by the RC suppression network of the thyristor or may be from the resistance parallel to a saturable series inductance (see 7.1). For thyristors operating up to 60 Hz its value amounts to:

$I_{T(RC)M}$	SCR	ASCR
100 A	T 72 F – T 600 F	
120A	T 670 F – T 1078 F	
100 A	T 431 S, T 501 S	A 158 S, A 198 S
120A	T 358 S – T 821 S	A 358 S – A 931 S
150A	T 930 S, T 1052 S	

**Tabelle/table 1**

Periodischer Einschaltstrom  $I_{T(RC)M}$   
 Allowable repetitive turn-on current  $I_{T(RC)M}$

Mit zunehmender Wiederholfrequenz ist er zu reduzieren. In der Praxis hat sich hierfür eine Reduzierung um 50% als sicher und ausreichend herausgestellt. Der höchstzulässige periodische Einschaltstrom gilt auch mit nachfolgend steilem Stromanstieg bis zur ausgewiesenen kritischen Stromsteilheit  $(di/dt)_{cr}$  (vgl. 3.3.1.8).

With increasing operating frequency it has to be reduced. In practice a reduction by 50% has proven to be safe and sufficient. The maximum allowable repetitive turn-on current applies also with subsequent high rate of rise of current up to the specified-critical rate of rise of on-state current  $(di/dt)_{cr}$  (see 3.3.1.8).

**3.4.1.4 Kritische Spannungssteilheit  $(dv/dt)_{cr}$**

ist der Höchstwert für die Anstiegssteilheit einer angelegten Spannung in Vorwärtsrichtung, die annähernd linear von Null auf 67%  $V_{DRM}$  verläuft und bei der kein Thyristor des jeweiligen Typs in den leitenden Zustand schaltet. Sie gilt für einen offenen Steuerkreis und die höchstzulässige Sperrschichttemperatur. Beim Überschreiten von  $(dv/dt)_{cr}$  besteht Zerstörungsgefahr.

**3.4.1.4 Critical rate of rise of off-state voltage  $(dv/dt)_{cr}$**

Is the maximum value of the rate of rise of a voltage in forward direction which rises nearly linear from 0 to 0.67  $V_{DRM}$  and at which no thyristor of a given type switches into the conducting state. It is valid for open gate and maximum allowable junction temperature. There is danger of destruction when exceeding this limit.

Für schnelle Thyristoren bieten wir im Rahmen einer erweiterten Datengarantie ergänzend auch hohe Werte der kritischen Spannungssteilheit in Kombination mit der Freierdezeit (siehe 2.3).

For fast thyristors we offer within the scope of an expanded data guarantee also higher values of critical rate of rise of off-state voltage in combination with the turn-off time (see 2.3).

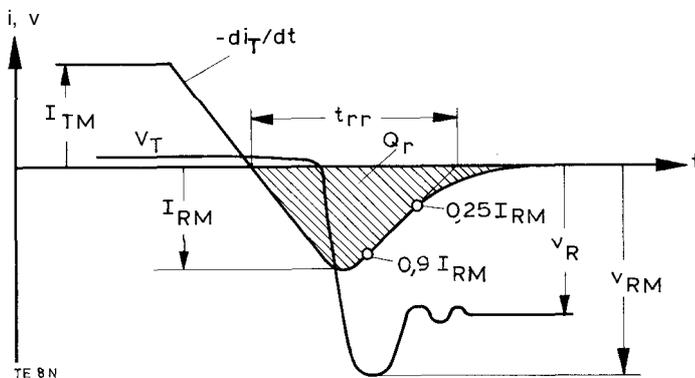
**3.4.2 Ausschalten**

Das Ausschalten wird in der Regel durch Anlegen einer Rückwärtsspannung eingeleitet. Dabei unterbricht der Hauptstrom des Thyristors nicht im Nulldurchgang, sondern fließt kurzzeitig – als Folge des Trägheitsverhaltens – in Rückwärtsrichtung als Sperrverzögerungsstrom weiter. Nachfolgende Angaben hierzu sind nur für den SCR zutreffend. Beim ASCR treten diese Beanspruchungen sinngemäß an der Inversdiode auf.

**3.4.2 Turn-off**

Is normally initiated by applying a reverse voltage. Thereat the principal current does not cease when passing through zero but it continues to flow in reverse direction as reverse recovery current as a result of the hole storage effect.

Following specifications are valid for the SCR only. With ASCR they are valid accordingly for the inverse diode.



**Bild/Fig. 10**  
 Schematische Darstellung eines Ausschaltvorgangs von Thyristoren  
 Schematic representation of turn-off of thyristors

**3.4.2.1 Sperrverzögerungsladung  $Q_r$**

Die gesamte aus dem Thyristor nach dem Umschalten von einem Durchlaßstrom zu einer festgelegten Betriebsbedingung in Rückwärts-Sperrichtung abfließende Ladung. Sie nimmt zu mit steigender Sperrschichttemperatur sowie Höhe und Abklingsteilheit des Durchlaßstroms. Die angegebenen Werte gelten, wenn nicht anders spezifiziert, für  $v_R \leq 0,5 V_{RRM}$  und  $v_{RM} = 0,8 V_{RRM}$  und werden von 98% des jeweiligen Thyristortyps nicht überschritten. Dabei ist zumeist eine entsprechend angepaßte RC-Beschaltung eingesetzt.

**3.4.2.1 Recovered charge  $Q_r$**

Is the total amount of charge flowing out of the thyristor after switching from an on-state current to a defined operating condition with reverse direction. It increases with rising junction temperature as well as peak and rate of fall of the on-state current. The values given, if not otherwise specified, are valid for  $v_R \leq 0.5 V_{RRM}$  and  $v_{RM} = 0.8 V_{RRM}$  and are not exceeded by 98% of a given thyristor type. For that a matched RC-suppression network is being used.

**3.4.2.2 Rückstromspitze  $I_{RM}$**

Spitzenwert des Sperrverzögerungsstromes. Es gelten die für  $Q_r$  angegebenen Abhängigkeiten und Betriebsbedingungen. Sofern  $I_{RM}$  nicht in Diagrammen angegeben ist, kann dessen Wert näherungsweise wie folgt bestimmt werden:

**3.4.2.2 Peak reverse recovery current  $I_{RM}$**

Dependency and operating conditions are the same as with  $Q_r$ . If  $I_{RM}$  is not given in diagrams its value can approximately be calculated by:

$$I_{RM} \approx \sqrt{\frac{|-di_T/dt| \cdot Q_r}{1 \dots 1,3}}$$

$$I_{RM} \approx \sqrt{\frac{|-di_T/dt| \cdot Q_r}{1 \dots 1,3}}$$

3.4.2.3 Sperrverzögerungszeit  $t_{rr}$

Die Zeitspanne beim Umschalten von der Durchlaßrichtung in die Rückwärts-Sperrichtung zwischen dem Nulldurchgang des Stromes und dem Zeitpunkt, zu dem der extrapolierte Sperrverzögerungsstrom zu Null wird (siehe Bild 10). Falls  $t_{rr}$  nicht angegeben ist, kann dessen Wert näherungsweise nach folgender Formel berechnet werden:

$$t_{rr} \approx \frac{2 \cdot Q_r}{I_{RM}}$$

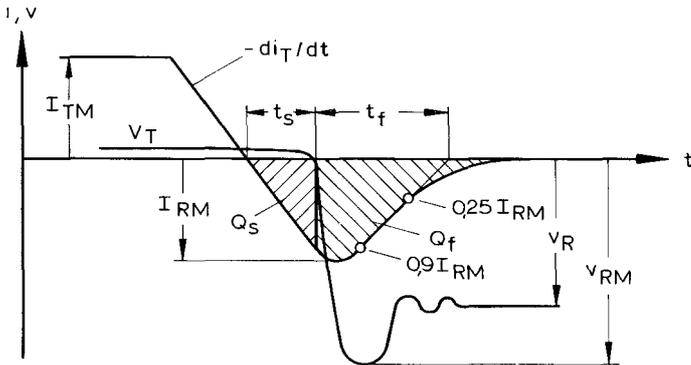
3.4.2.3 Reverse recovery time  $t_{rr}$

Is in a commutation process from the forward direction to reverse direction the time interval between passing through zero of the current and the time when the extrapolated reverse recovery current reaches zero (see Fig. 10). If  $t_{rr}$  is not indicated it can approximately be calculated by the following formula:

$$t_{rr} \approx \frac{2 \cdot Q_r}{I_{RM}}$$

3.4.2.4 Sonstige Sperrverzögerungseigenschaften

3.4.2.4 Other reverse recovery characteristics



Bild/Fig. 11  
Erweiterte Angaben zum Ausschaltvorgang von Thyristoren  
Enlarged information of a turn-off process of a thyristor

Die Sperrverzögerungsladung  $Q_r$  läßt sich in Nachlaufladung  $Q_s$  und Restladung  $Q_f$  unterteilen. Diese beiden Anteile der Sperrverzögerungsladung sowie die Spannungsnachlaufzeit  $t_s$  und die Rückstromfallzeit  $t_f$  können näherungsweise wie folgt bestimmt werden:

The recovered charge  $Q_r$  can be divided in lag charge  $Q_s$  and residual recovered charge  $Q_f$ . These both parts of the recovered charge as well as the storage time  $t_s$  and the reverse current decay time can be approximately determined as follows:

$$Q_s \approx \frac{(I_{RM})^2}{2 \cdot | -di_T/dt |} \quad t_s \approx \frac{I_{RM}}{| -di_T/dt |} \quad Q_f \approx Q_r - Q_s \quad t_f \approx t_{rr} - t_s$$

$$Q_s \approx \frac{(I_{RM})^2}{2 \cdot | -di_T/dt |} \quad t_s \approx \frac{I_{RM}}{| -di_T/dt |} \quad Q_f \approx Q_r - Q_s \quad t_f \approx t_{rr} - t_s$$

3.4.2.5 Freierdezeit  $t_q$

der Zeitabstand zwischen dem Nulldurchgang des abklingenden Durchlaßstromes und der frühest möglichen Wiederkehr von Vorwärts-Sperrspannung, ohne daß der Thyristor wieder einschaltet. Sie ist hauptsächlich abhängig von der Abklingsteilheit des Durchlaßstromes, der Anstiegssteilheit der Vorwärts-Sperrspannung und der Sperrschichttemperatur. Die Dauer  $t_w$  des Durchlaßstromes soll das vollständige Durchschalten des Thyristors sicherstellen (Bilder 12 und 15). In selbstgeführten und lastgeführten Stromrichtern ist die erzielbare obere Betriebsfrequenz auch von der Freierdezeit abhängig. Wird die Schonzeit zum Ausschalten kleiner als die Freierdezeit, so schaltet der Thyristor bei ansteigender Vorwärts-Sperrspannung erneut ein und es besteht Zerstörungsgefahr.

3.4.2.5 Circuit commutated turn-off time  $t_q$

is the time interval between the instant when the decreasing on-state current passes through zero and the earliest reapplication of off-state voltage, after which the thyristor does not turn on again. It depends mainly on the rate of fall of the on-state current, the rate of rise of the off-state voltage and the junction temperature. The duration of the on-state current  $t_w$  should be long enough to insure that the thyristor is completely turned on (Fig. 12 and 15). In self-commutated and load-commutated converters the aimable upper operating frequency is also responsible from the turn-off time. If the hold-off interval is smaller than the turn-off time, the thyristor turns on again at increasing off-state voltage with danger of destruction (ask for  $t_q$ -Values).

a) Symmetrisch sperrender Thyristor

a) Symmetrical blocking thyristor

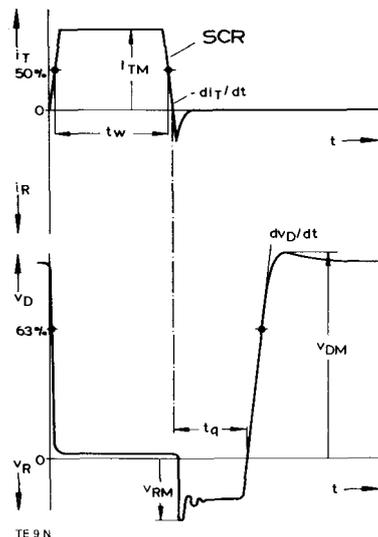


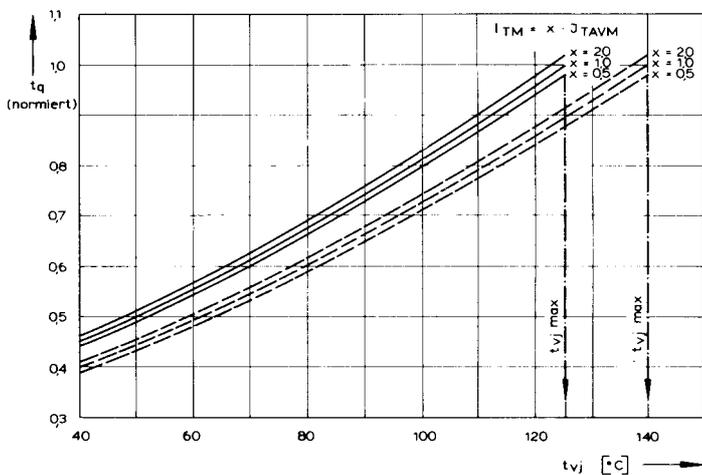
Bild 12  
Schematische Darstellung zum Ausschalten eines SCR  
Schematic representation for the turn-off of a SCR

In den Datenblättern angegebene  $t_q$ -Werte gelten für folgende Bedingungen:

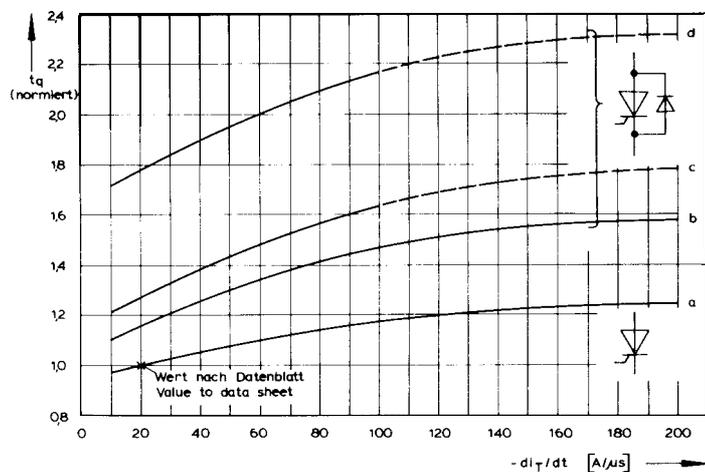
Sperrschichttemperatur	$t_{vj} = t_{vj\max}$
Durchlaßstromhöhe	$I_{TM} = I_{TAVM}$
Abklingsteilheit des Durchlaßstromes	$-di_T/dt = 20 \text{ A}/\mu\text{s}$ oder $100 \text{ A}/\mu\text{s}$
Rückwärts-Sperrspannung	$V_{RM} = 100 \text{ V}$
Anstiegssteilheit der Vorwärts-Sperrspannung	$dv/dt = 50 \dots 500 \text{ V}/\mu\text{s}$ , siehe 5. Kennbuchst.
Sondertyp	siehe 4. Kennbuchst.
Vorwärts-Sperrspannung	$V_{DM} = 0,67 V_{DRM}$

Für GAT-Thyristoren gilt hierzu abweichend:  
 Abklingsteilheit des Durchlaßstromes  $-di_T/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$   
 Negativer Steuerimpuls siehe 3.3.2.3

Die Abhängigkeit der Freierzeit  $t_q$  von der Sperrschichttemperatur  $t_{vj}$  und vom Durchlaßstrom  $I_{TM}$  ist in Bild 13 angegeben.



Ferner ist zu berücksichtigen, daß die Freierzeit mit wachsender Steilheit des abkummtierenden Durchlaßstroms zunimmt. Im Bereich von  $20 \text{ A}/\mu\text{s}$  auf  $100 \text{ A}/\mu\text{s}$  beträgt die Freierzeitzunahme etwa 15% (vergl. Bild 14, Kurve a). Dagegen ist der Einfluß der Rückwärts-Sperrspannung  $V_{RM}$  auf die Freierzeit bei Werten oberhalb 100 V relativ gering.



Bei Betrieb von SCR mit schnellen Inversdioden nimmt die Freierzeit entsprechend den Kurven b bis d in Bild 14 zu. Sodann wird deutlich, daß eine induktivitätsarme Verbindung zwischen SCR und Diode vorteilhaft ist. Hierfür sind Bauelemente in Scheibengehäusen besonders geeignet (siehe 7.4).

The values for  $t_q$  given in the data sheets are valid for the following conditions:

junction temperature	$t_{vj} = t_{vj\max}$
peak on-state current	$I_{TM} = I_{TAVM}$
rate of fall of the on-state current	$-di_T/dt = 20 \text{ A}/\mu\text{s}$ or $100 \text{ A}/\mu\text{s}$
reverse voltage	$V_{RM} = 100 \text{ V}$
rate of rise of off-state voltage	$dv/dt = 50 \dots 500 \text{ V}/\mu\text{s}$ , see 5. code letter
special type	see 4. code letter
off-state voltage	$V_{DM} = 0.67 V_{DRM}$

Deviated from above for GAT-Thyristors is valid:  
 rate of fall of the on-state current  $-di_T/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$   
 negative gate current see 3.3.2.3

The dependency of the turn-off time  $t_q$  on the junction temperature  $t_{vj}$  and the on-state current  $I_{TM}$  is given in Fig. 13.

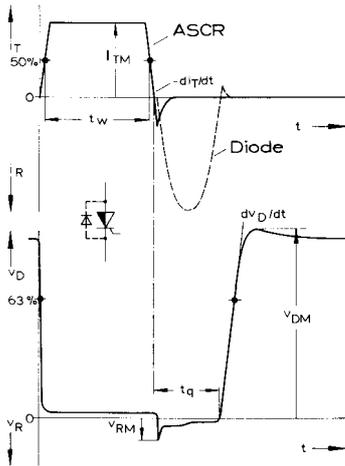
Bild/Fig 13  
 Normierte Freierzeit  $t_q$  in Abhängigkeit von der Sperrschichttemperatur  $t_{vj}$   
 Parameter: Durchlaßstrom  $I_{TM}$   
 Normalized turn-off time  $t_q$  versus junction-temperature  $t_{vj}$   
 Parameter: on-state current  $I_{TM}$

It has to be taken into account that the turn-off time increases with increasing rate of decay of forward current. In the range of  $20 \text{ A}/\mu\text{s}$  to  $100 \text{ A}/\mu\text{s}$  the increase of turn-off time amounts to about 15% (see figure 14, curve a). The influence of the reverse voltage  $V_{RM}$  on the turn-off time is relatively small at values above 100 V.

Bild/Fig 14  
 Normierte Freierzeit  $t_q$  in Abhängigkeit von der Steilheit des abkummtierenden Durchlaßstromes  $-di_T/dt$ .  
 Normalized turn-off time  $t_q$  versus the rate of decay of forward current  $-di_T/dt$   
 a — Rückwärtssperrspannung  $V_{RM} \geq 100 \text{ V}$ ; alle Gehäusearten  
 reverse voltage  $V_{RM} \geq 100 \text{ V}$ ; all case designs  
 b — mit Inversdiode; Aufbau in Scheibengehäusen  
 with inverse diode, disc-type components  
 c — mit Inversdiode; Gehäuse mit Lötöse  
 with inverse diode, components with solder pins  
 d — mit Inversdiode; Gehäuse mit Seilanschluß  
 with inverse diode, components with cables  
 T 431 S und/and T 501 S auf Anfrage/on request

In Operation of thyristors with fast inverse diode the turn-off time increases according to figure 14, curves b to d. It can also be seen that a low-inductance connection between thyristor and diode is favourable. For this disc-type components are ideally suited (see 7.4).

b) Asymmetrisch sperrender Thyristor (ASCR)



b) Asymmetrical blocking thyristor (ASCR)

Bild/Fig. 15  
Schematische Darstellung zum Ausschalten eines ASCR  
Schematic representation of turn-off of an ASCR

Die in den Datenblättern angegebenen  $t_q$ -Werte gelten für Betrieb mit schneller Inversdiode sowie den weiteren Bedingungen:

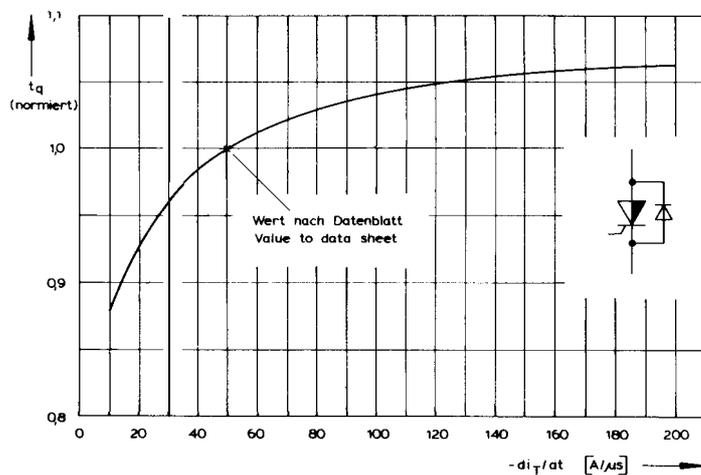
Sperrschichttemperatur	$t_{vj} = t_{vj\ max}$
Durchlaßstromhöhe	$I_{TM} = I_{TAVM}$
Abklingteilheit des Durchlaßstromes	$-di_T/dt = 50 \text{ o. } 100 \text{ A}/\mu\text{s}$
siehe Datenblatt	
Rückwärts-Sperrspannung	$V_{RM} \leq V_{RRM}$ , entspr. Inversdiode
Anstiegssteilheit der Vorwärts-Sperrspannung	$dv/dt = 500 \dots 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$ , siehe 5. Kennbuchst.
Vorwärts-Sperrspannung	$V_{DM} = 0,67 V_{DRM}$

The values for  $t_q$  given in the data sheets are valid for operating with a fast inverse diode and the following conditions:

junction temperature	$t_{vj} = t_{vj\ max}$
peak on-state current	$I_{TM} = I_{TAVM}$
rate of fall of the on-state current	$-di_T/dt = 50 \text{ or } 100 \text{ A}/\mu\text{s}$
see data sheet	
reverse blocking voltage	$V_{RM} \leq V_{RRM}$ , acc. to inverse diode
rate of rise of off-state voltage	$dv/dt = 500 \dots 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$ , see 5. code-letter
off-state blocking voltage	$V_{DM} = 0.67 V_{DRM}$

Für die Abhängigkeit der Freiwerdezeit  $t_q$  von der Sperrschichttemperatur  $t_{vj}$  und vom Durchlaßstrom  $I_{TM}$  gilt ebenfalls Bild 13. Der Einfluß der Abklingteilheit des Durchlaßstromes auf die Freiwerdezeit kann Bild 16 entnommen werden.

For the dependence of turn-off time  $t_q$  on junction temperature  $t_{vj}$  and on-state current  $i_{TM}$  see figure 13. The influence of the rate of decay of forward current on turn-off time can be taken from figure 16.



Bild/Fig. 16  
Normierte Freiwerdezeit  $t_q$  von ASCR in der Kombination mit schneller Inversdiode in Abhängigkeit von der Steilheit des Strom-Nulldurchgangs  $-di_T/dt$   
Normalized turn-off time  $t_q$  of ASCR's in combination with fast inverse disc-type diodes versus rate of forward-current  $-di_T/dt$   
ASCR-Typen/types A 158 S – A 438 S  
A 901 Sund/and A 931 S auf Anfrage/onrequest

Der ASCR ist mit der Inversdiode auf kürzester Strecke zu verbinden. Andernfalls kann die relativ große parasitäre Induktivität der Verbindungsleitung neben verschlechtertem Ausschalten eine unzulässig hohe Rückwärts-Sperrspannung verursachen (siehe 7.4).

The ASCR has to be connected to the inverse diode by connections as short as possible. Otherwise the relatively high stray inductance can impair turn-off and cause an inadmissibly high reverse voltage (see 7.4).

3.5 Verlustleistungen

Man unterscheidet beim Thyristor Sperr-, Durchlaß-, Schalt- und Steuerverlustleistung. Bei vorgegebenen Kühlverhältnissen ist deren Summe für die Strombelastbarkeit maßgebend.

3.5 Power dissipation

The power generated in an thyristor consists of the following components of dissipation: reverse dissipation, on-state dissipation, switching dissipation and gate dissipation. With given cooling conditions, the sum of the dissipations determines the current rating of thyristors.

3.5.1 Sperrverlustleistung  $P_D, P_R$

in Wärme umgesetzte elektrische Leistung im sperrenden Zustand in Vorwärtsrichtung ( $P_D$ ) und in Rückwärtsrichtung ( $P_R$ ). Vor allem bei Betrieb mit überwiegender Sperrspannungsbeanspruchung ist sie bedeutend.

3.5.1 Forward off-state and reverse power dissipations  $P_D, P_R$

Electrical power converted into heat in the off-state in forward direction ( $P_D$ ) and reverse direction ( $P_R$ ). It is mainly important for operating with predominant blocking voltage stress.

3.5.2 Durchlaßverlustleistung  $P_T$

in Wärme umgesetzte elektrische Leistung, wenn nur der leitende Zustand in Vorwärtsrichtung betrachtet wird. Der Mittelwert der Durchlaßverlustleistung  $P_{TAV}$  läßt sich mit den Werten der Ersatzgeraden nach folgender Formel berechnen:

$$P_{TAV} = V_{T(TO)} \cdot I_{TAV} + r_T \cdot I_{TRMS}^2 = V_{T(TO)} \cdot I_{TAV} + r_T \cdot I_{TAV}^2 \cdot F^2$$

Zum Formfaktor  $F = \frac{I_{RMS}}{I_{AV}}$  siehe Tabelle 2 im Abschnitt 11

3.5.3 Schaltverlustleistung  $P_{TT} + P_{RQ}$

in Wärme umgesetzte elektrische Leistung beim Einschalten ( $P_{TT}$ ) und Ausschalten ( $P_{RQ}$ ). Mit zunehmender Durchlaßstromsteilheit beim Ein- und Ausschalten sowie mit steigender Wiederholfrequenz wächst die mittlere Schaltverlustleistung und muß entsprechend den hierfür erstellten Datenangaben zu schnellen Thyristoren berücksichtigt werden. In Anwendungen bei Netzfrequenz 40 bis 60 Hz gilt bis zu mittelgroßen Thyristoren mit einem Sperrvermögen  $\leq 2,6$  kV, daß die Einschalt- sowie die Ausschaltverlustleistung gegenüber der Durchlaßverlustleistung meist Vernachlässigbar sind.

3.5.3.1 Einschaltverlustleistung  $P_{TT}$

der die Durchlaßverlustleistung  $P_T$  übersteigende Verlustleistungsanteil beim Einschalten. Sie wird einerseits durch das Trägheitsverhalten und andererseits durch die zeitliche Ausbreitung der stromführenden Fläche verursacht (siehe 3.4.1.2). Um möglichst großflächig einzuschalten, sind die schnellen Thyristoren mit innerer Zündverstärkung ausgestattet (amplifying gate). Bei Thyristoren mit 2. Kennbuchstaben S ist ergänzend das Gate-Kathoden-System des Hauptthyristors verzweigt (Fingerstruktur). Dadurch wird die Ausbreitung der stromführenden Fläche beschleunigt und somit höherfrequenter Betrieb ermöglicht. Die Summe der zur Berücksichtigung von Erwärmung wichtigen Einschalt- und Durchlaßverlustleistung  $P_{TT} + P_T$  kann aus dem zeitlichen Verlauf von Durchlaßstrom und Durchlaßspannung während und nach dem Einschalten wie folgt ermittelt werden (Bild 9):

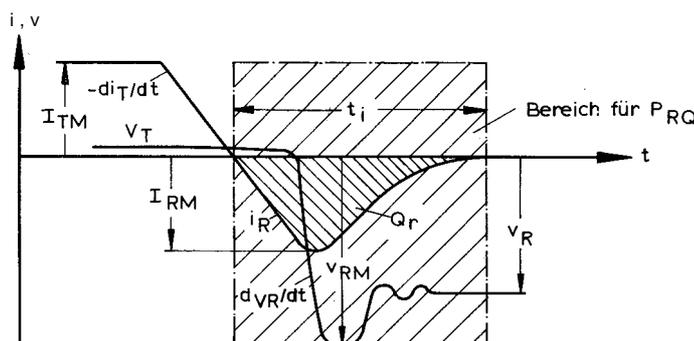
$$P_{TT} + P_T = \frac{1}{t_T(t_T)} \int i_T(t) \cdot v_T(t) dt$$

Ein relativ einfaches Berechnen dieser Verlustleistungssumme ist für sinusförmigen oder trapezförmigen Stromverlauf unter Zuhilfenahme von Diagrammen möglich (siehe 3.5.5).

3.5.3.2 Ausschaltverlustleistung  $P_{RQ}$

entsteht als Folge des Trägheitsverhaltens. Sie ist vom Verlauf des Sperrverzögerungsstroms sowie von Höhe und Steilheit der Rückwärts-Sperrspannung abhängig und läßt sich deshalb durch die Beschaltung beeinflussen. Für die festzulegende Zeitspanne  $t_i$  einer Integration errechnet sich die Ausschaltverlustleistung wie folgt (Bild 17):

$$P_{RQ} = \frac{1}{t_i(t_i)} \int i_R(t) \cdot v_R(t) dt$$



3.5.2 On-state power dissipation  $P_T$

Electrical power converted into heat if only the forward conducting state is considered.

The **average** on-state dissipation  $P_{TAV}$  can be approximately calculated using the following equation and the straight line approximation with  $V_{T(TO)}$  and  $r_T$ :

$$P_{TAV} = V_{T(TO)} I_{TAV} + r_T I_{TRMS}^2 = V_{T(TO)} I_{TAV} + r_T I_{TAV}^2 \cdot F^2$$

$F = \frac{I_{RMS}}{I_{AV}}$  see table 2, section 11

3.5.3 Switching power dissipations  $P_{TT} + P_{RQ}$

Electrical power converted into heat at turn-on ( $P_{TT}$ ) and turn-off ( $P_{RQ}$ ). The **average** switching dissipation increases at increasing rate of rise and fall of on-state current when turning on and off as well as at increasing repetition frequency and must be taken into consideration. In application at mains frequency of 40 to 60 Hz switching dissipation can be ignored compared to the on-state dissipation up to medium size thyristors with reverse voltages up to 2.6 kV.

3.5.3.1 Turn-on switching power dissipation  $P_{TT}$

Turn-on switching dissipation is the heat developed in a thyristor during a turn-on process. It is caused on the one hand by the delay characteristic and on the other hand by the time required for the conducting area to spread out (see 3.4.1.2). To turn on in a rather big area the fast thyristors are equipped with an amplifying gate. At thyristors with the 2nd code letter "S" the gate-cathode-System of the main thyristor is additionally branched (finger structure). For this reasons the spreading of the current-leading area will be speeded up and so an operation with higher frequencies will be able.

The sum of turn-on switching dissipation and on-state dissipation  $P_{TT} + P_T$  which is important for heating problem considerations can be determined from the time slope of on-state current and on-state voltage during and after turn-on (see fig. 9).

$$P_{TT} + P_T = \frac{1}{t_T(t_T)} \int i_T(t) \cdot v_T(t) dt$$

The data sheets contain diagrams showing the total dissipation for forward current pulse for sinusoidal and trapezoidal current waveforms (see 3.5.5).

3.5.3.2 Turn-off switching power dissipation  $P_{RQ}$

is caused by the delay characteristics and depends on the process of the recovered current as well as the high and the rate of rise of the reverse blocking voltage and it is possible to influence through a snubber circuit. For the fixed span of time of an integration the turn-off switching loss will be calculated as follows (fig. 17):

$$P_{RQ} = \frac{1}{t_i(t_i)} \int i_R(t) \cdot v_R(t) dt$$

Bild/Fig. 17 Schematische Darstellung zur Ausschaltverlustleistung  $P_{RQ}$  von Thyristoren Schematic representation of the turn-off switching loss  $P_{RQ}$

Bei höherer Wiederholfrequenz nimmt die Ausschaltverlustleistung erheblichen Einfluß auf die Strombelastbarkeit von SCR. Entsprechende Diagramme in den Datenblättern weisen dies aus. Für ASCR ist sie wegen niedriger Rückwärts-Sperrspannung oder fast immer vorhandener Inversdiode unbedeutend.

3.5.4 Steuerverlustleistung  $P_o$

die aufgrund des Steuerstromes zwischen Steueranschluß und Kathode in Wärme umgesetzte elektrische Leistung. Man unterscheidet Spitzensteuerverlustleistung  $P_{GM}$  (Produkt der Spitzenwerte von Steuerstrom und -Spannung) und mittlere Steuerverlustleistung  $P_{GAV}$  (arithmetischer Mittelwert der Steuerverlustleistung bezogen auf die Periodendauer).

3.5.5 Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$

ist der Mittelwert aus der Summe von Einzelverlustleistungen. Bei schnellen Thyristoren kann die Berechnung der aus Einschalt- und Durchlaßverlustleistung bestehenden Gesamtverlustleistung mit Hilfe der in den Datenblättern für sinusförmigen Stromverlauf angegebenen Diagramme "Gesamtenergie  $E_{tot}$  je Durchlaßstrom-Puls" erfolgen. Zum trapezförmigen Stromverlauf sind diese alternativ für Betrieb ohne sowie mit hoher Rückwärts-Sperrspannung und daraus entsprechend resultierender Ausschaltverlustleistung angegeben. Damit läßt sich zu einer Wiederholfrequenz  $f_o$  die Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$  wie folgt bestimmen:

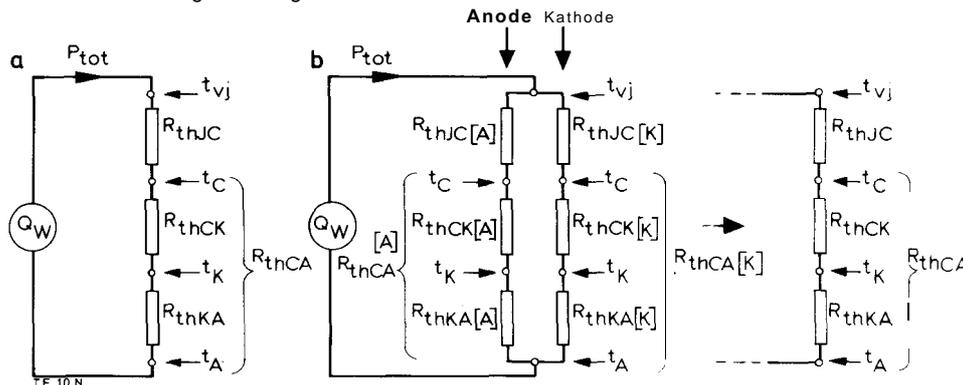
$$P_{tot} = E_{tot} \cdot f_o$$

Ergänzend ist die Benutzung dieser Diagramme in Anwendungsbeispielen erläutert (siehe 10).

4. Thermische Eigenschaften

Die im Halbleitersystem in Wärme umgesetzte elektrische Verlustleistung muß zum Erhalten des thermischen Gleichgewichts an die Umgebung abgeführt werden. Dafür stehen Kühlkörper mit definierten Kühleigenschaften zur Verfügung. Zur Beschreibung dieser Funktion werden in Analogie zur Elektrotechnik thermische Ersatzschaltbilder nach Bild 18 herangezogen.

Unter der Annahme, daß die Verluste nach beiden Seiten annähernd gleichmäßig abgeführt werden, läßt sich das Ersatzschaltbild für doppelseitige Kühlung durch Parallelschalten der Einzelwärmewiderstände auf das für einseitige Kühlung zurückführen.



Bild/Fig. 18  
Thermisches Ersatzschaltbild für Thyristoren  
a – einseitige Kühlung  
b – beidseitige Kühlung  
Thermal equivalent circuit for thyristors  
a – one sided cooling  
b – two sided cooling

4.1 Temperaturen

4.1.1 Sperrschichttemperatur  $t_{vj}, t_{vjmax}$

ist die wichtigste Bezugsgröße für alle wesentlichen elektrischen Eigenschaften. Sie stellt einen räumlichen Mittelwert innerhalb des Halbleitersystems dar und wird daher genau Ersatzsperrschichttemperatur genannt.

Die Einhaltung der höchstzulässigen Sperrschichttemperatur  $t_{vjmax}$  ist für die Funktion und die Zuverlässigkeit des Bauelementes bedeutend. Ein Überschreiten kann die Eigenschaften dauerhaft verändern.

4.1.2 Gehäusetemperatur  $t_C$  oder Kühlkörpertemperatur  $t_K$

ist die Temperatur an einer Stelle des Thyristorgehäuses oder des Kühlkörpers nahe der Kontaktfläche.

A higher repetition frequency will take a big influence on the load capacity of the current of a SCR. Corresponding diagrams in the data sheets will show this. Due to low reverse blocking voltage or the nearly always being in reverse diode it is unimportant for ASCR.

3.5.4 Gate power dissipation  $P_G$

Electrical power converted into heat between the gate terminal and the cathode due to the gate current. It is distinguished between

- peak gate dissipation  $P_{GM}$   
Product of the peak values of gate current and gate voltage.
- average gate dissipation  $P_{GAV}$   
Average value of gate dissipation referred to the cycle duration.

3.5.5 Total power dissipation  $P_{tot}$

The calculation of the total power dissipation consisting of turn-on and on-state dissipation can be made with the help of the diagrams "Total energy per forward current pulse" given in the data sheets for sinusoidal current waveforms. For trapezoidal current waveform they are given alternatively for operating without as well as with high reverse blocking voltage and the resulting turn-off dissipation thereupon. The total power dissipation  $P_{tot}$  of a repetition frequency  $f_o$  can be determined as follows:

$$P_{tot} = E_{tot} \cdot f_o$$

Additional the using of these diagrams is explained in applications (see 10).

4. Thermal properties

The heat developed in the semiconductor system by electrical power dissipation must be dissipated to the ambient to maintain the thermal equilibrium. For this purpose heat sinks with defined cooling properties are available. The electrical circuit analog in the form of an equivalent thermal resistance network as shown in Fig. 18 is used to describe this function.

On the assumption that the heat is nearly equally transferred to both sides the equivalent circuit for two-sided cooling can be set up by paralleling individual values of thermal resistance for one-side cooling.

4.1 Temperatures

4.1.1 Junction temperature  $t_{vj}, t_{vjmax}$

Is the most important reference for all fundamental electrical properties. It represents a mean spatial temperature, and is therefore known more precisely as a virtual junction temperature.

Observance of the maximum permissible junction temperature  $t_{vjmax}$  is important for the Operation and reliability of the device. Exceeding may change the properties permanently.

4.1.2 Case temperature  $t_C$  or heatsink temperature  $t_K$

Is the temperature at a spot of the thyristor case or of the heatsink close to the contact surface.

4.1.3 Kühlmitteltemperatur  $t_A$

ist die Temperatur des Kühlmittels, mit der es dem Thyristor oder seinem Kühlkörper zuströmt. Sie muß an der Zutrittsstelle des Kühlmittels unter dem Thyristor bzw. dem Kühlkörper gemessen werden.

4.1.4 Betriebstemperatur  $t_{cop}$

ist der Temperaturbereich, innerhalb dessen der Thyristor betrieben werden darf.

4.1.5 Lagertemperatur  $t_{stg}$

ist der Temperaturbereich, innerhalb dessen der Thyristor ohne elektrische Beanspruchung gelagert werden darf. Unabhängig von der zeitlich unbegrenzten höchstzulässigen Sperrschichttemperatur beträgt die höchstzulässige Lagertemperatur für Scheibengehäuse mit Epoxi-Ring und für Module  $t_{stg} = 150^\circ\text{C}$  mit zeitlicher Begrenzung von 672 h gemäß DIN IEC 749 mit DIN IEC 747-1.

4.2 Wärmewiderstände

4.2.1 Innerer Wärmewiderstand  $R_{thJC}$

ist das Verhältnis der Differenz aus Sperrschichttemperatur  $t_{vj}$  und Gehäusetemperatur  $t_C$  zur Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$ :

$$R_{thJC} = \frac{t_{vj} - t_C}{P_{tot}}$$

Er ist außer vom inneren Aufbau auch von Kurvenform und Frequenz des Durchlaßstromes abhängig.

Bei Scheibenthystoren ist zu beachten, daß der Wärmewiderstand bei anodenseitiger Kühlung ( $R_{thJC(A)}$ ) oder kathodenseitiger Kühlung ( $R_{thJC(K)}$ ) größer ist als bei beidseitiger Kühlung.

Der innere Wärmewiderstand wird üblicherweise im Zusammenhang mit der Ersatzgeraden für die Durchlaßkennlinie nach statistischen Betrachtungen festgelegt, da ein Zusammentreffen ungünstiger Werte von Wärmewiderstand und Durchlaßverhalten beim einzelnen Thyristor unwahrscheinlich ist.

4.2.2 Übergangswärmewiderstand  $R_{thCK}$

ist das Verhältnis der Temperaturdifferenz zwischen den Kontaktflächen von Bauelement und Kühlkörper  $t_C - t_K$  zur Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$ :

$$R_{thCK} = \frac{t_C - t_K}{P_{tot}}$$

Die angegebenen Werte gelten nur bei sachgerechter Montage (siehe 6.).

4.2.3 Wärmewiderstand Gehäuse-Kühlmittel  $R_{thCA}$

ist das Verhältnis der Differenz aus Gehäusetemperatur  $t_C$  und Kühlmitteltemperatur  $t_A$  zur Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$ :

$$R_{thCA} = \frac{t_C - t_A}{P_{tot}}$$

4.2.4 Gesamtwärmewiderstand  $R_{thJA}$

ist das Verhältnis der Differenz aus Ersatzsperrschichttemperatur  $t_{vj}$  und Kühlmitteltemperatur  $t_A$  zur Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$ :

$$R_{thJA} = \frac{t_{vj} - t_A}{P_{tot}} = R_{thJC} + R_{thCA}$$

4.2.5 Transienter innerer Wärmewiderstand  $Z_{(th)JC}$

In den Einzelblättern wird  $Z_{(th)JC}$  für Konstantstrom (DC) angegeben. Außerdem sind die Werte  $R_{thn}$  und  $\tau_n$  für die analytische Funktion tabellarisch zusammengestellt.

$$Z_{(th)JC} = \sum_{n=1}^{n_{max}} R_{thn} (1 - e^{-t/\tau_n})$$

4.1.3 Coolant temperature  $t_A$

Is the temperature of the coolant which flows over the thyristor or its heat sink. It must be measured underneath the thyristor or the heat sink where it passes into the thyristor.

4.1.4 Operating temperature  $t_{cop}$

Is the temperature range within which the thyristor may be operated.

4.1.5 Storage temperature  $t_{stg}$

Is the temperature range within which the thyristor may be stored without any electrical stress. Irrespective of the maximum permissible junction temperature for an unlimited time the maximum permissible storage temperature of epoxy-cases is  $t_{stg} = 150^\circ\text{C}$  for a limited time of 672 h according to IEC 749 and IEC 747-1.

4.2 Thermal resistances

4.2.1 Thermal resistance, junction to case  $R_{thJC}$

Is the relationship of the difference between the junction temperature  $t_{vj}$  and the case temperature  $t_C$  to the total power dissipation  $P_{tot}$ :

$$R_{thJC} = \frac{t_{vj} - t_C}{P_{tot}}$$

It is dependent not only on the internal design, but also on the waveform and frequency of the forward current.

Note with disc thyristors that the thermal resistance is greater if only the anode ( $R_{thJC(A)}$ ) or the cathode ( $R_{thJC(K)}$ ) is cooled than if both are cooled.

The thermal resistance, junction to case, is usually established with the straight line approximation of the on-state characteristic according to statistical considerations as a combination of unfavourable values of thermal resistance and on-state behaviour for an individual thyristor is unlikely.

4.2.2 Thermal resistance, case to heatsink,  $R_{thCK}$

Is the ratio of the difference between temperatures at the contact surfaces of thyristor and heatsink and total power dissipation  $P_{tot}$ :

$$R_{thCK} = \frac{t_C - t_K}{P_{tot}}$$

The values given are valid at proper mounting only (see 6.).

4.2.3 Thermal resistance, case to coolant,  $R_{thCA}$

Is the ratio of the difference between the case temperature  $t_C$  and the coolant temperature  $t_A$  to the total power dissipation  $P_{tot}$ .

$$R_{thCA} = \frac{t_C - t_A}{P_{tot}}$$

4.2.4 Total thermal resistance  $R_{thJA}$

Is the ratio of the difference between the virtual junction temperature  $t_{vj}$  and the coolant temperature  $t_A$  to the total power dissipation  $P_{tot}$ .

$$R_{thJA} = \frac{t_{vj} - t_A}{P_{tot}} = R_{thJC} + R_{thCA}$$

4.2.5 Transient thermal impedance, junction to case,  $Z_{(th)JC}$

The individual data sheets  $Z_{(th)JC}$  is given for direct current DC. In addition, the values  $R_{thn}$  and  $\tau_n$  are given for the analytical function:

$$Z_{(th)JC} = \sum_{n=1}^{n_{max}} R_{thn} (1 - e^{-t/\tau_n})$$

**4.2.6 Transienter Wärmewiderstand Gehäuse-Kühlmittel  $Z_{(th)CA}$**   
Diagramme  $Z_{(th)CA}$  passender Kühlkörper sowie deren thermische Ersatzschaltbilder sind am Ende des Kataloges aufgeführt.

**4.2.7 Transienter Gesamtwärmewiderstand  $Z_{(th)JA}$**   
Zur Berechnung der Sperrschichttemperatur bei Kurzzeitbelastungen ist vom transienten Gesamtwärmewiderstand auszugehen.

$$Z_{(th)JA} = Z_{(th)JC} + Z_{(th)CA}$$

### 4.3 Kühlung

**4.3.1 Luftselbstkühlung (Kühlart S, DIN 41751)**  
Bei Luftselbstkühlung wird die Verlustleistung durch natürlichen Luftzug abgeführt. Es ist bevorzugt von einer Umgebungstemperatur  $t_A = 45^\circ\text{C}$  auszugehen, falls der Dauergrenzstrom zu einem Thyristor mit empfohlenem Kühlkörper angegeben wird.

**4.3.2 Verstärkte Luftkühlung (Kühlart F, DIN 41751)**  
In diesem Fall wird die Kühlluft durch einen Lüfter bewegt. Es ist bevorzugt von einer Zulufttemperatur  $t_A = 35^\circ\text{C}$  sowie von einer definierten Kühlluftmenge  $V_L$  auszugehen, falls der Dauergrenzstrom zu einem Thyristor mit empfohlenem Kühlkörper angegeben wird.

**4.3.3 Wasserkühlung (Kühlart W, DIN 41751)**  
Die Verlustwärme wird durch Wasser abgeführt. Es ist bevorzugt von einer Wassereintrittstemperatur  $t_A = 25^\circ\text{C}$  sowie von einer definierten Kühlwassermenge  $V_W$  auszugehen, falls der Dauergrenzstrom zu einem Thyristor mit Wasserkühlkörper angegeben wird.

## 5. Mechanische Eigenschaften

**5.1 Anzugsdrehmoment**  
Das für Bauelemente mit Schraubsockelgehäuse angegebene Anzugsdrehmoment ist bei der Montage einzuhalten (vgl. 8.2).

**5.2 Anpreßkraft**  
Bei Bauelementen mit Flachboden- oder Scheibengehäuse ist die angegebene Anpreßkraft zum einwandfreien elektrischen und thermischen Kontaktieren erforderlich. Sie muß weitgehend gleichmäßig über die Kontaktflächen verteilt sein (vgl. 8.1 und 8.3). Der Anpreßkraftbereich für Bauelemente im Scheibengehäuse ist den jeweiligen Datenblättern zu entnehmen. Er muß exakt eingehalten werden und ist nur in Sonderfällen überschreitbar (ggf. Anfrage). Üblicherweise wird eine Anpreßkraft empfohlen, die etwa in der Mitte des ausgewiesenen Bereichs liegt.

**5.3 Kriechstrecke**  
Die Kriechstrecke zwischen Anode und Kathode bzw. Anode und Steueranschluß ist nach DIN VDE 0160 definiert.

**5.4 Feuchteklasse**  
Die Angaben hierzu entsprechen DIN 40040.

**5.5 Schwingfestigkeit**  
Die Angaben gelten in Anlehnung an DIN IEC 68, Teil 2-6.

## 6. Einsatzhinweise

**6.1 Strombelastbarkeit**  
Schnelle Thyristoren werden vorzugsweise in  
— selbstgeführten Stromrichtern, z.B. in Wechselrichtern und Gleichstromstellern,  
— lastgeführten Stromrichtern, z.B. in Schwingkreiswechselrichtern eingesetzt. In der Regel tritt dabei eine Beanspruchung mit großer Stromsteilheit, mit kurzen und hohen Strompulsen und/oder hoher Wiederholfrequenz auf. Hinzu kommt, daß beim Ausschalten die Schonzeit meistens nur geringfügig größer ist als die Freierweidezeit des Thyristors. Bei Ermittlung der Strombelastbarkeit müssen daher die Temperaturverhältnisse – die u.a. in komplizierter Weise von der Einschalt- und Ausschaltverlustleistung sowie von der Geometrie der

**4.2.6 Transient thermal impedance, case to coolant,  $Z_{(th)CA}$**   
Diagrams of  $Z_{(th)CA}$  suitable heatsinks and their thermal equivalent circuit diagrams are given at the end of the catalogue.

**4.2.7 Transient total thermal impedance  $Z_{(th)JA}$**   
The transient total thermal resistance is to be used as a starting point for calculating  $t$ , in short-time duty.

$$Z_{(th)JA} = Z_{(th)JC} + Z_{(th)CA}$$

### 4.3 Cooling

**4.3.1 Natural air cooling (type S cooling, DIN 41751)**  
With natural air cooling, the power dissipation is conducted away by a natural air draught. If the maximum average on-state current is given for a thyristor on a recommended heatsink preferably an ambient temperature  $t_A = 45^\circ\text{C}$  is assumed.

**4.3.2 Forced air cooling (type F cooling, DIN 41751)**  
In this case, the cooling air is moved by a fan. If the maximum average on-state current is given for a thyristor on a recommended heatsink preferably an ambient temperature  $t_A = 35^\circ\text{C}$  and a defined air quantity  $V_L$  is assumed.

**4.3.3 Water cooling (type W cooling, DIN 41751)**  
The heat from the power dissipation is conducted away by water. If the maximum average on-state current is given for a thyristor on a recommended water cooler a temperature of the entering water  $t_A = 25^\circ\text{C}$  and a defined water quantity  $V_W$  are assumed.

## 5. Mechanical properties

**5.1 Tightening torque**  
The tightening torque given for components with studs has to be kept when mounting the device (see 8.2).

**5.2 Clamping force**  
The given clamping force is necessary for perfect electrical and thermal contact of components with flat base or disc cases. It must be fairly equal across the contact surfaces (see 8.1 and 8.3). The limits of the clamping force for components in disc cases are given in the relevant data sheets. They have to be exactly kept and may be exceeded in special cases only (enquiry necessary). The recommended clamping force lies in the middle between the given limits.

**5.3 Creepage distance**  
The creepage distance anode — cathode and anode — gate respectively is defined according to DIN VDE 0160.

**5.4 Moisture resistance**  
The values given comply with DIN 40040.

**5.5 Vibration resistance**  
The values given follow DIN IEC 68, part 2-6.

## 6. Notes for applications

**6.1 Current rating**  
Fast thyristors are preferably used in  
— self commutated power converters, e.g. in static inverters and DC power controllers,  
— load commutated power converters, e.g. in resonant circuit static inverters.  
Thereat occurs normally a stress with high rate of rise of current, with short and high current pulses and/or high operating frequency. During turn-off, the hold-off time is additionally in most cases only slightly longer than the circuit commutated turn-off time of the thyristor. When determining the current carrying capability, it is for the above reasons necessary to take the temperature conditions – which among other

Kathodenfläche und der Struktur der Steuerelektrode abhängen – sehr sorgfältig berücksichtigt werden. Allgemeingültige Berechnungshinweise können hierzu nicht angegeben werden. Daher sind in den Datenblättern zu schnellen Thyristoren Diagramme enthalten, denen die höchstzulässige Strombelastbarkeit für die oben genannten Anwendungsfälle entnommen werden kann. Es ist für:

- Sinus-Halbschwingungen der höchstzulässige Scheitelwert des Durchlaßstroms in Abhängigkeit von der halbschwingungsdauer,
- Trapezstrom der höchstzulässige Durchlaßstrom in Abhängigkeit von der Stromsteilheit

angegeben. Parameter ist jeweils die Wiederholfrequenz. Da der Anwender normalerweise durch die Auswahl der Kühleinrichtung großen Einfluß auf die Gehäusetemperatur ausüben kann, sind die Diagramme für verschiedene Gehäusetemperaturen erstellt. Für davon abweichende Werte sowie für definierte Kühlbedingungen kann durch Interpolation die höchstzulässige Strombelastbarkeit ermittelt werden. Die Benutzung dieser Diagramme ist in Anwendungsbeispielen erläutert (siehe 10).

Mitunter werden schnelle Thyristoren auch in netzgeführten Stromrichtern bei niedriger Wiederholfrequenz entsprechend der Netzfrequenz  $f_0 = 40$  bis  $60$  Hz eingesetzt. Diagramme mit Strombelastbarkeitsangaben sind für diese Anwendung mit fast immer langer Schonzeit nicht erstellt worden. Im Bedarfsfall läßt sich hierzu die Strombelastbarkeit mit dem Berechnungsverfahren von Netz-Thyristoren ermitteln.

## 6.2 Gehäusegrenzstrom $I_{RSM(case)}$

der Spitzenwert eines Stromimpulses in Rückwärtsrichtung, bei dem eine mechanische Zerstörung des Gehäuses gerade noch nicht auftritt.

Die in den Daten genannten Stoßstromgrenzwerte  $I_{TSM}$  und Grenzlastintegrale  $\int i^2 dt$  geben die elektrische Grenzbeanspruchung in Vorwärtsrichtung an, wenn die Thyristoren mit ausreichendem Steuerstrom gezündet werden. Sie dienen zur Auslegung des Kurzschlußschutzes. Definitionsgemäß werden die Thyristoren durch diese Belastung noch nicht zerstört.

Ist der in Vorwärtsrichtung fließende Kurzschlußstrom höher als die angegebenen Grenzwerte, so treten zunächst elektrische Zerstörungen auf. Mechanisch werden die Gehäuse der Bauelemente zumeist erst bei wesentlich höheren Beanspruchungen zerstört.

Wird ein Thyristor im Rückwärts-Sperrzustand defekt, so fließt ein Kurzschlußstrom in Rückwärtsrichtung. Dabei beteiligt sich der noch unzerstörte Kathodenbereich nicht an der Stromführung. Um die Zerstörungsstelle schmilzt ein schmaler Rand auf und im Inneren des Gehäuses entsteht ein Lichtbogen. Das geschmolzene Material verdampft zu heißem Plasma, das je nach Intensität zum Zerstören des Gehäuses führen kann. In der Regel entsteht dann ein Loch im Gehäuse, aus dem heißes Plasma austritt. Bei Hochleistungsanlagen, in denen starke Magnetfelder auftreten, kann es dabei zum Kurzschluß oder sogar zum Abbrennen der Anlage kommen.

In Rückwärtsrichtung durchgeführte zerstörende Messungen an Thyristoren zeigen einen großen Streubereich des Gehäusegrenzstroms, je nach Lage der Zerstörungsstelle auf dem Siliziumelement. Wenn sie am Rand liegt, treten die niedrigsten Meßwerte auf. Von Einfluß ist auch die Steilheit des Kurzschlußstroms der Anlage.

Besonders bei Thyristoren mit relativ großen Siliziumelementen ist der Gehäusegrenzstrom oftmals kleiner als der Stoßstromgrenzwert  $I_{TSM}$ . Für die größten Hochleistungsthyristoren ist deshalb als spezieller Hinweis in den Datenblättern auch der Gehäusegrenzstrom als Scheitelwert einer Sinushalbschwingung von  $50$  Hz angegeben. Umrechnungen dieses Gehäusegrenzstromes auf andere Stromverläufe, wie sie z.B. beim Abschalten von Kurzschlußströmen durch Sicherungen auftreten, sind selbst unter der Annahme eines entsprechenden Stromzeit-Integrals nicht oder nur bedingt richtig.

Um Schäden zu vermeiden, muß der Anwender geeignete Schutzmaßnahmen vorsehen, speziell in Hochleistungsanlagen. Nur für Anlagen, bei denen an den Thyristoren keine Rückwärts-Sperrspannung auftritt oder diese durch Inversdioden auf niedrigen Werten unterhalb der Lichtbogenspannung begrenzt bleibt, sind die voraufgehenden Hinweise unbedeutend.

things are dependent in a complicated way on the turn-on and turn-off switching dissipations as well as on the geometry of the cathode area and the structure of the gate – carefully into account. Generally valid calculation methods can not be given to this. Therefore, the data sheets of fast thyristors contain diagrams from which the maximum allowable current rating for the above mentioned applications can be taken.

- For sine halfwaves, the maximum allowable peak value of on-state current versus halfwave duration, and
- for trapezoidal current waveform, the maximum allowable on-state current versus rate of rise of current

are specified. Parameter is in each case the operating frequency. Since the user can normally take great influence on the case temperature by the selection of the cooling system, the diagrams are given for various case temperatures. For other than the given values as for defined cool conditions the maximum allowable current rating can be determined by interpolation. The use of these diagrams is explained with the help of worked examples (see section 10).

Now and then fast thyristors are also used in line commutated power converters at low repetition frequency corresponding to the line frequency  $f_0 = 40$  to  $60$  Hz. Current rating diagrams are not provided for this application with nearly always longer hold-off time. On request current rating can be determined with relatively simple calculation methods in the same way as for thyristors for phase control.

## 6.2 Case non-rupture current $I_{RSM(case)}$

Is the peak value of a current pulse in reverse direction which does not yet cause a mechanical destruction of the case.

The non-repetitive surge current  $I_{TSM}$  and  $\int i^2 dt$  value define the limit of electrical stress in forward direction, if thyristors are triggered with sufficient gate current. They are used to design the short circuit protection. According to the definition the thyristors are not yet destroyed by this stress.

If the short circuit current in forward direction is higher than the given limiting values at first electrical destructions occur. The mechanical destruction of the component cases mostly takes place at substantially higher stress.

If a thyristor becomes defect in reverse blocking state a short circuit current flows in the reverse direction. The cathode area which is still undestroyed does not yet take part in carrying current. A small edge round the destroyed spot melts and an arc develops in the case. The melted materials may lead to the destruction of the case. As a rule, a hole in the case results through which a hot plasma escapes. In high power installations where strong magnetic fields exist a short circuit and even a burn down of the equipment may be the consequence.

Destructive tests carried out in reverse direction of thyristors show a large variance in the distribution of the non-rupture current depending on the location of the destroyed spot on the silicon pellet. If it lies at the edge, the lowest values occur. The rate of rise of the short current of the equipment also influences the values.

Especially at thyristors with relatively large silicon pellets the case non-rupture current is often smaller than the non repetitive surge on-state current  $I_{TSM}$ . That is why for the largest high power thyristors as a special note in the data sheets also the case non-rupture current is given as peak sine half wave,  $50$  Hz. Calculations of case non-rupture currents of other currents shapes (as occurring when switching off of short current by fuses) using this value are not or only partially right even when assuming a relevant current-time-integral.

The prevent damages, the user has to take suitable protection measures especially in high power installations.

The previous hints are unimportant for installations with no reverse voltage at the thyristor or if this voltage will remain limited through inverse diodes on low values below arc voltage.

### 6.3 Parallelschaltung

Beim Parallelschalten von Thyristoren ist in den zugehörigen Zweigen eine möglichst gleichmäßige Verteilung des Laststroms anzustreben. Ursachen für Abweichungen von der idealen Stromaufteilung sind:

- Unterschiedliche Bahnwiderstände in den parallelen Zweigen. Sie werden durch die Streuung der Durchlaßkennlinien der Thyristoren und durch den konstruktiven Aufbau der Parallelschaltung verursacht.
- Dynamische Einflüsse, wie:
  - Streuung des Zündverzugs,
  - Unterschiede im Durchschaltverhalten,
  - zusätzlich induzierte Spannungen, bedingt durch den konstruktiven Aufbau der Schaltung.

Ergänzend ist zu beachten, daß sich über den zuerst zündenden Thyristor alle RC-Glieder der jeweils parallelen Beschaltungskombination in benachbarten Zweigen entladen.

Eine gleichmäßige Stromaufteilung in den parallelen Zweigen läßt sich erreichen durch:

- Einsatz von Thyristoren mit etwa gleicher Durchlaßspannung. Auf Anfrage ist die Lieferung solcher Bauelemente in vr-Gruppen möglich.
- Weitgehend gleiche Bahnwiderstände. Ein zusätzlicher Reihenwiderstand zu jedem der parallelen Thyristoren, z.B. eine Sicherung, verbessert die Symmetrie.
- Einbringen von Stromteilerdrosseln.
- Geringe Streuung der **Zündverzugs**werte. Dazu ist eine Ansteuerung der Thyristoren mit synchronen sowie steilen und hohen Steuerstromimpulsen erforderlich:

$$di_G/dt \geq i_{GM}/1 \mu s$$

$$i_{GM} \geq 4 \dots 10 \cdot I_{GT}$$

Nach dem Zünden des ersten Thyristors sinkt auch an den parallelen Bauelementen die Anoden-Kathoden-Spannung auf den Wert von dessen Durchlaßspannung ab. Folglich nimmt der spannungsabhängige Zündverzug der etwas später einschaltenden Thyristoren noch weiter zu und der Einschaltbeginn dieser Bauelemente verzögert sich entsprechend.

- Nachzünden. Insbesondere bei großen und hochsperrenden Thyristoren besteht die Gefahr, daß einige von diesen nach erfolgtem Zünden wegen zu geringer Durchlaßstromdichte wieder in den Vorwärts-Sperrzustand zurückkehren. Hier läßt sich bei erneuter Durchlaßstromzunahme eine Überlastung der stromführenden Thyristoren durch Nachzünden vermeiden.

Im allgemeinen strebt man eine Stromfehlauflteilung  $\leq 15\%$  an.

### 6.4 Reihenschaltung

Bei der Reihenschaltung von Thyristoren ist die anliegende Sperrspannung weitgehend gleichmäßig aufzuteilen. Ursachen für Abweichungen von der idealen Spannungsaufteilung sind:

- Unterschiedliche Sperrströme. Ohne Beschaltungsmaßnahmen kann im statischen Sperrzustand in beiden Richtungen eine sehr ungünstige Spannungsaufteilung auftreten, da sich diese an den einzelnen Thyristoren entsprechend dem einheitlichen Sperrstrom in der Reihenschaltung einstellt.
- Streuung des Zündverzugs. Beim Einschalten werden die zuletzt zündenden Thyristoren mit wesentlich höherer Sperrspannung beansprucht.
- Streuung der Sperrverzögerungsladung. Unterschiede in der Sperrverzögerungsladung  $Q_r$  haben unterschiedliche Sperrverzögerungszeiten  $t_{rr}$  und Rückstromspitzen  $I_{RM}$  zur Folge, d. h. die Thyristoren übernehmen zu verschiedenen Zeiten Sperrspannung (vgl. Bild 17). Die Streuung der Sperrverzögerungsladung  $AQ$ , zweier in Reihe geschalteter Thyristoren führt zur Spannungsabweichung  $\Delta V \approx \Delta Q_r/C$ , wobei C der Kondensator der jeweils parallelen Beschaltungskombination ist. Bei Thyristoren, deren Sperrverzögerungsladungen annähernd einer **Gaußschen** Verteilung entsprechen, beträgt die maximale Spannungsabweichung vom Mittelwert:  $\Delta V \approx \Delta Q_r/2C$ .

Eine gleichmäßige Sperrspannung läßt sich an in Reihe geschalteten Thyristoren erzielen durch:

- Statische Spannungsaufteilung. Hierfür reichen die RC-Glieder einer TSE-Beschaltung oftmals aus. Bei länger anstehender Gleichsperrspannung ist ein zusätzlicher Symmetriewiderstand parallel zu

### 6.3 Parallel connection

When connecting thyristors in parallel the distribution of the current in the arms of the **converter** should be as equal as possible. Reasons for deviations from the ideal distribution of current are:

- different resistances in parallel arms. They are caused by the spread of the on-state characteristics of the thyristors and the constructional details of the parallel circuit.
- **dynamic** influences, such as:
  - spread of the gate controlled delay time,
  - differences in the turn-on behaviour,
  - additionally induced voltages caused by the construction of the circuit.

In addition, it should be taken into consideration that all snubber circuits of parallel arms **discharge** through the thyristor triggering at first.

An equal current distribution in the parallel arms can be achieved by

- use of thyristors with nearly equal on-state voltage. Supply of such components in on-state voltage **classes** is possible on enquiry.
- a large degree of correspondence of resistance in parallel arms. An additional resistance in series to **each** parallel thyristor such as a fuse improves the symmetry.
- use of current-balancing **reactors**
- small spread of the values of the gate controlled delay time. For that triggering of the thyristors with **synchronous**, steep and high gate **pulses** is necessary.

$$di_G/dt \geq I_{GM}/1 \mu s$$

$$i_{GM} \geq 4 \dots 10 I_{GM}$$

After triggering of the first thyristor the anode-cathode voltage of the parallel components also falls to the value of its on-state voltage.

As a consequence the voltage dependent delay time of the thyristors triggering somewhat later increases and the begin of turn-on of these components delays correspondingly.

- Retriggering. Especially at large and high **blocking** thyristor there is a risk that some of them after effected triggering revert to the forward off-state **because** of too low on-state current density. An overload of the current conducting thyristors at again increasing on-state current can be avoided by retriggering.

As a rule, one strives for currents unbalances of less than 15%.

### 6.4 Series connection

When connecting thyristors in series the applied voltage has to be divided as equally as possible. Reasons for the deviation from the ideal voltage **division** are:

- different reverse currents. Without a snubber circuit during the static reverse **condition** a very unfavourable voltage distribution in both directions may occur as it follows at the individual thyristor from the uniform reverse current in the series connection.
- spread of the gate controlled delay time. At turn on the forward off-state voltage of the thyristors triggering at last is considerably **higher**.
- spread of the reverse recovered charge. The consequence of differences of the reverse recovered charge  $Q_r$  are different reverse recovery times  $t_{rr}$  and different peak reverse currents  $I_{RM}$  which means that the thyristors begin to block reverse voltage at different times (Fig. 17). The spread of the reverse recovered charge  $AQ$ , of two thyristors connected in series **effects** a voltage deviation  $\Delta V \approx \Delta Q_r/C$  where C is the capacitance of the parallel snubber circuit. For thyristors of which the reverse recovered charges correspond to a **Gauß curve** the maximum voltage deviations from the average value is:  $\Delta V \approx \Delta Q_r/2C$ .

Equal voltage distribution at thyristors in series may be achieved by

- **static** voltage division. For this the RC-components against carrier storage **effects** are often sufficient. However, at long lasting DC-voltage an additional resistor parallel to **each** thyristor is necessary.

jedem Thyristor notwendig. Er sollte etwa den drei bis fünffachen Sperrstrom des eingesetzten Thyristortyps bei Betriebstemperatur führen. Liegt die Betriebstemperatur unterhalb der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur für Dauerbetrieb, so sinkt der Sperrstrom pro 10°C auf ca. 2/3 des Ausgangswertes. Deshalb gilt für Thyristoren mit höchstzulässiger Sperrschichttemperatur

$$t_{vj, \max} = 125^{\circ}\text{C}$$

$$2/3 I_0 \text{ bzw. } 2/3 I_n \text{ bei } t_c = 115^{\circ}\text{C}$$

$$4/9 I_D \text{ bzw. } 4/9 I_R \text{ bei } t_c = 105^{\circ}\text{C, usw.}$$

- Dynamische Spannungsaufteilung. Zum Reduzieren der Streuung der Zündverzugsweite ist grundsätzlich eine Ansteuerung der Thyristoren mit synchronen sowie steilen und hohen Steuerimpulsen erforderlich:

$$di_G/dt \geq i_{GM}/1 \mu\text{s}$$

$$i_{GM} \geq 4 \dots 10 I_{GT}$$

Derart kräftige Steuerimpulse reduzieren die Streuung des Zündverzugs auf Werte  $\Delta t_{gd} < 1 \mu\text{s}$ . Außerdem muß dafür gesorgt werden, daß bis zum Einschalten der zuletzt zündenden Thyristoren an diesen die Sperrspannung nur langsam zunimmt. Dafür genügen vielfach die X-Glieder der TSE-Beschaltung. Falls aber die mit diesen RC-Gliedern zusammenwirkende Induktivität des Kreises nicht zur Reduzierung der Sperrspannungszunahme ausreicht, sind zusätzliche sättigbare Induktivitäten vorzusehen. Beim Ausschalten kann die Fehlverteilung der Sperrspannung sowohl durch ausreichende Dimensionierung der parallelen Beschaltungskombination als auch durch geringe Streuung der Sperrverzögerungsladung AQ, der in Reihe geschalteten Thyristoren günstig beeinflusst werden. Auf Anfrage ist die Lieferung von Thyristoren in  $Q_r$ -Gruppen möglich.

## 7. Schutzmaßnahmen

Thyristoren müssen gegen zu hohe Ströme und Spannungen sowie gegen Störimpulse im Steuerkreis zuverlässig geschützt werden.

### 7.1 Überspannungsschutz

Überspannungen können innerhalb einer Anlage entstehen, z.B. durch

- Schaltvorgänge im Netz,
- atmosphärische Einflüsse,
- Schalten eines leerlaufenden Transformators,
- Schalten induktiver Verbraucher,
- Trägheitsverhalten der Leistungshalbleiter.

Da Thyristoren durch Überspannungen von einer Dauer im Mikrosekunden-Bereich zerstört werden können, erfordert deren Überspannungsschutz besondere Sorgfalt. Bei der Bemessung geeigneter Beschaltungen ist das Sperrvermögen ( $V_{DRM}, V_{RRM}$ ) sowie die kritische Spannungssteilheit  $(dv/dt)_{cr}$  zu beachten (Anschlußspannung siehe 3.1.2.1). Als Schutzmaßnahmen sind RC-Glieder, Varistoren, Überspannungsbegrenzer und Reiheninduktivitäten üblich.

Transiente Überspannungen werden durch das Trägheitsverhalten von Thyristoren (siehe 3.4.2) nach Erreichen der Rückstromspitze von dem mehr oder weniger steil abklingenden Sperrverzögerungsstrom an den Induktivitäten des Hauptstromkreises verursacht. Sie lassen sich mit einem RC-Glied – oft TSE-Beschaltung genannt – wirksam reduzieren. Zur Bemessung dieser Beschaltung ist es erforderlich, die wichtigsten Einflußgrößen zu kennen, wie z.B. Höhe  $I_{TM}$  und Abklingsteilheit  $-di_T/dt$  des Durchlaßstroms, Rückstromspitze  $I_{RM}$ , Rückwärts-Sperrspannung  $V_{RM}$ , periodische Rückwärts-Spitzensperrspannung  $V_{RRM}$  sowie kritische Spannungssteilheit  $(dv/dt)_{cr}$ .

Für viele Anwendungen sind die zu den Diagrammen für Verlustenergie und Strombelastbarkeit angegebenen TSE-Beschaltungen ausreichend. Die Eignung sollte jedoch für den vorgesehenen Einsatzfall überprüft werden. Der hier optimale Ersatzwiderstand für den günstigsten aperiodisch gedämpften Überspannungsverlauf ergibt sich wie folgt:

$$R' = (1,5 \dots 2) \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

It should carry about 2 to 5 times the reverse current of the applied thyristor at Operation temperature. If this operating temperature is less than the maximum allowable junction temperature for continuous operation the reverse current falls per 10°C to 2/3 of the initial value. For thyristors with the maximum allowable junction temperature  $t_{vj, \max} = 125^{\circ}\text{C}$ :

$$2/3 I_D \text{ resp. } 2/3 I_R \text{ at } t_c = 115^{\circ}\text{C}$$

$$4/9 I_D \text{ resp. } 4/9 I_R \text{ at } t_c = 105^{\circ}\text{C etc.}$$

- dynamic voltage division. To reduce the spread of the delay times triggering of the thyristors with synchronous, steep and high gate pulses is necessary.

$$di_G/dt \geq i_{GM}/1 \mu\text{s}$$

$$i_{GM} \geq 4 \dots 10 I_{GT}$$

Gate pulses like these reduce the spread of the delay time to  $\Delta t_{gd} < 1 \mu\text{s}$ . Besides that one has to ensure that up to turn-on of the thyristors triggering at last the reverse voltage of thyristors rises only slowly. For this the RC-components of the snubber circuit are often sufficient. But if the circuit inductance together with these RC-component is not sufficient to reduce the voltage rise additional saturable inductances have to be used. At turn-off the unbalances of the reverse voltage can be influenced by sufficient sizing of the parallel snubber combination as well as by small spread of the reverse recovered charge AQ, of thyristors connected in series. The supply of thyristors in  $Q_r$ -classes is possible on enquiry.

## 7. Protection

Thyristors have to be reliably protected against overcurrents, overvoltages and spurious pulses in the gate lead.

### 7.1 Overvoltage protection

Overvoltages may occur in a power system, for instance due to

- switching operations in the main supply
- atmospheric effects
- switching of a transformer at no-load
- switching of inductive loads
- delay characteristics of power semiconductors.

Since thyristors can be damaged by such voltage transients of a few microseconds only a careful selection of overvoltage protection is essential. When designing a suitable snubber circuit, the blocking capability ( $V_{DRM}, V_{RRM}$ ) and the critical rate of rise of off-state voltage  $(dv/dt)_{cr}$  have to be taken into consideration (supply voltage see 3.1.2.1). As protection are RC-snubbers, varistors, overvoltage limiters and series inductances are usual.

Transient overvoltages will be caused through the delay characteristics of thyristors (see 3.4.2) after reaching the peak reverse recovery current of the more or less steeply decaying reverse recovery current at the inductances of the main circuit. They can effectively be reduced by a snubber circuit (R and C in series). For the design of these snubber circuit it is necessary to know the most important values of influence like peak  $I_{TM}$  and rate of decay  $-di_T/dt$  of the on-state current, peak reverse recovery current  $I_{RM}$ , reverse voltage  $V_{RM}$ , repetitive peak reverse voltage  $V_{RRM}$  and critical rate of rise of off-state voltage  $(dv/dt)_{cr}$ .

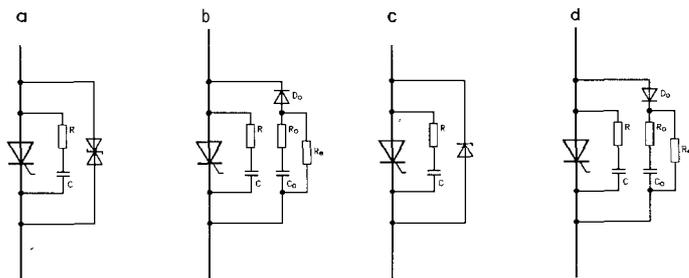
For many applications the RC snubber circuits are sufficient which are given to diagrams of the total energy and current load. It should be checked whether they are suitable for the provided application. The optimal substitute resistance for the favourable aperiodic overvoltages can be calculated by:

$$R' = (1.5 \dots 2) \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

Dabei sind  $R'$  und  $C'$  Ersatzgrößen des RC-Reihengliedes und  $L'$  ist bei selbstgeführten Stromrichtern die Induktivität des Kommutierungskreises, wenn nur ein Kreis an der Kommutierung beteiligt ist. Wirken keine anderen Beschaltungen dämpfend auf die Überspannung, so ist der Beschaltungswiderstand  $R = R'$  und der Beschaltungskondensator  $C = C'$ . Ergänzend ist zu beachten, daß der Widerstand der TSE-Beschaltung den Wert

$$R \geq \frac{V_D}{I_{T(RC)M}}$$

aufweisen muß, damit der Thyristor beim Einschalten nicht mit einem zu hohen Entladestrom aus dem RC-Glied beansprucht wird (vgl. 3.4.1.3). Im Bedarfsfall können Modifikationen nach Bild 19 zur Anwendung kommen, die eine harte Reduzierung der Überspannung und zugleich eine geringe Beanspruchung des Thyristors beim Einschalten ermöglichen.



$R'$  and  $C'$  are substitutes of the RC snubber circuit and  $L'$  is at self-commutated converters the inductance of the commutating circuit if there is only one circuit involved. If no other snubber circuit damp the overvoltage the snubber, resistance is given to  $R = R'$  and the snubber capacitor is  $C = C'$ . The resistance of the snubber circuit should be

$$R \geq \frac{V_D}{I_{T(RC)M}}$$

so that the thyristor is not stressed with a too high discharge current from the RC snubber at turn-on (see 3.4.1.3). In case of need modifications according to Fig. 19 can be used which reduce the overvoltage and the stress at turn on of the thyristors.

Bild/Fig. 19

Erweiterte TSE-Beschaltung

- a — mit bipolarem Überspannungsbegrenzer
  - b — mit RCD-Kombination zur Dämpfung der Rückwärts-Sperrspannung
  - c — mit unipolarem Überspannungsbegrenzer
  - d — mit RCD-Kombination zur Dämpfung von  $dv/dt$  und Sperrspannung in Vorwärtsrichtung
- $D_o$  = schnelle Diode  
 Extended snubber circuit  
 a — with bipolar overvoltage suppressor  
 b — with RCD-combination to damp the reverse voltage  
 c — with unipolar overvoltage suppressor  
 d — with RCD-combination to damp  $dv/dt$  and forward off-state voltage  
 $D_o$  = fast diode

7.2 Überstromschutz

Thyristoren besitzen eine relativ hohe Strombelastbarkeit im Dauerbetrieb, sind aber wegen ihrer geringen Wärmekapazität äußerst empfindlich gegen Überströme. Im Störfall soll sie deshalb der Überstromschutz vor Zerstörung bewahren. Für den Fall eines Kurzschlusses kann der Schutz so ausgelegt werden, daß die Thyristoren bei Ausnutzung des Grenzlastintegrals  $I^2t$  oder des Stoßstromgrenzwertes  $I_{TSM}$  vorübergehend ihre Sperrfähigkeit verlieren. Für längere Zeiten muß der Schutz nach der höchstzulässigen Sperrschichttemperatur  $t_{max}$  bemessen werden, damit die Sperrfähigkeit in Vorwärtsrichtung erhalten bleibt.

Folgende typische Störfälle sollten bei der Projektierung des Schutzes berücksichtigt werden:

- Kurzschluß im Lastkreis
- Fehlzündung eines Thyristors
- Zerstörung eines Thyristors

7.2 Overcurrent protection

Thyristors have a high current carrying capability in continuous operation but they are very sensitive against overcurrents due to their low thermal capacity. In case of a breakdown a overcurrent protection preserves from destruction. In case of a short circuit the protection must be layed out in such way that under utilizing of the  $\int i^2 dt$ -value or surge on-state current  $I_{TSM}$  the thyristors may temporarily lose their blocking ability. To support the forward blocking ability the protection for a long term must be calculated for the highest permissible junction temperature  $t_{vjmax}$ .

The following typical breakdowns must be taken in consideration on projecting the protection:

- short circuit in the load circuit
- bad triggering of a thyristor
- destruction of a thyristor

7.3 Reiheninduktivitäten im Hauptkreis von Thyristoren

In einigen Anwendungsfällen ist der Einsatz von linearen oder sättigbaren Induktivitäten in Reihe zum Thyristor erforderlich, damit beim Ein- und Ausschalten die auftretende Beanspruchung mit Strom und Spannung in vorgegebenen Grenzen verläuft.

7.3 Series inductances in the main circuit of thyristors

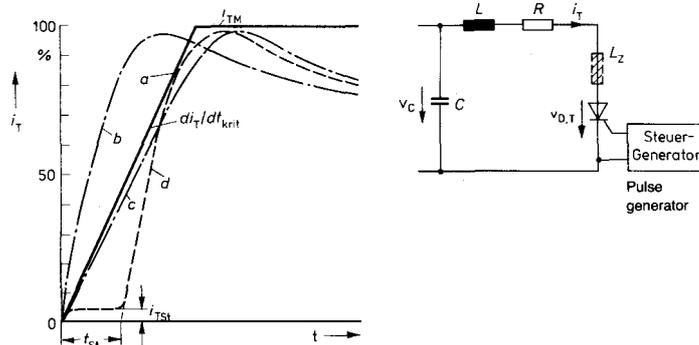
In some applications the installation of linear or saturables inductances in serie to a thyristor is necessary to keep the appearing stress of current and voltage in given boundaries during turn-on and turn-off.

7.3.1 Betrieb mit Rückwärts-Sperrspannung

Mit geringer Induktivität im Hauptkreis kann beim Einschalten des Thyristors eine zu hohe Steilheit des Durchlaßstroms auftreten. Um eine Zerstörung zu vermeiden, ist das Einfügen zusätzlicher Induktivitäten  $L_z$  notwendig, die ein Herabsetzen der Einschaltstrombeanspruchung bewirken. Hierzu Bild 20.

7.3.1 Operating with reverse blocking voltage

With lower inductance in the main circuit a too high rate of rise of on-state current may occur at the turn-on of a thyristor. To avoid a destruction it is necessary to put in additional inductances  $L_z$ . They affect a reduction of the turn-on current stress (see fig. 20).



Bild/Fig. 20

Schematischer Verlauf des Einschaltstroms von Thyristoren mit Hinweisen zur Verringerung der Beanspruchung auf zulässige Werte  
 Schematic representation of the turn-on current waveform of thyristors with hints for reducing the stress to admissible values.

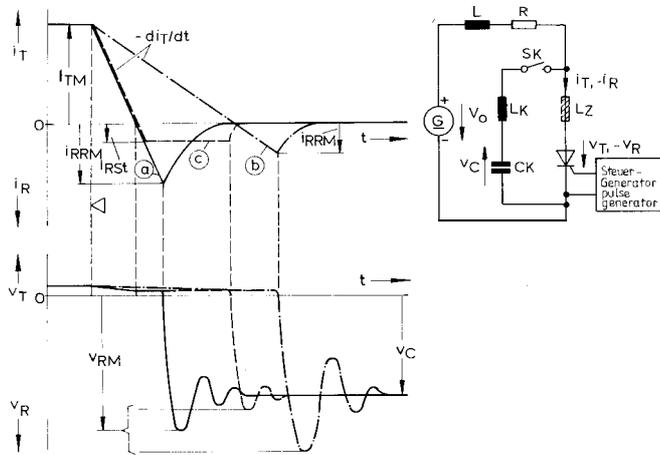
Diese Maßnahme reduziert zugleich die Einschaltverlustleistung. Im Fall der linearen Induktivität wird während des Stromanstiegs die Stromdichte im sich ausbreitenden Siliziumquerschnitt herabgesetzt. Bei der sättigbaren Induktivität, die z.B. aus Ringkernen mit rechteckförmiger Hystereseschleife bestehen kann, tritt der Stromanstieg erst nach der Stufenzeit  $t_{St}$  auf, wenn schon eine größere Fläche der Siliziumscheibe an der Stromführung beteiligt ist. Der Stufenstrom  $i_{TSt}$  muß am Anfang der Stufenzeit etwa dem periodischen Einschaltstrom  $I_{T(RC)M}$  entsprechen (siehe 3.4.1.3).

Ist der von der sättigbaren Induktivität verursachte Stufenstrom kleiner als der für den Thyristor erwartete Stufenstrom  $i_{TSt}$ , so kann durch einen parallel zur Induktivität geschalteten Widerstand  $R_p$  ein Ausgleich erfolgen.

Der Strom  $i_{RSt}$  durch den Widerstand ist somit:

$$i_{RSt} = i_{TSt} - i_{LSt} \approx \frac{V_o}{R_p}$$

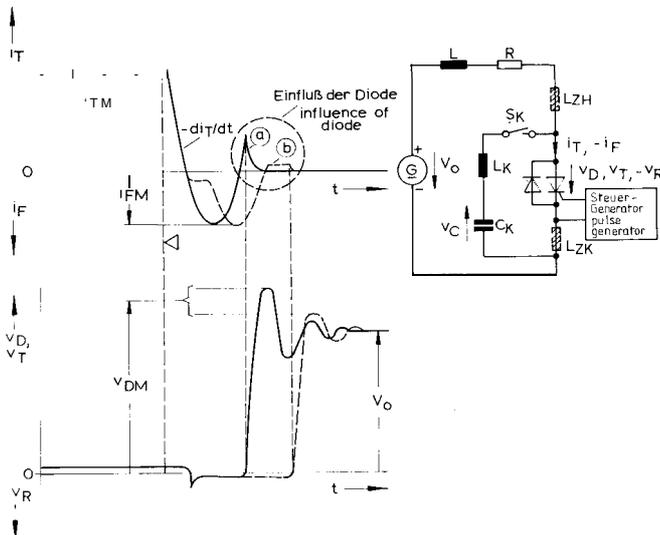
Beim Ausschalten mit Umschwinglöschung wirkt sich die Verwendung von Induktivitäten im Hauptkreis immer günstig auf den Sperrverzögerungsstrom des Thyristors und dadurch auch auf die Ausschaltverlustleistung aus, wie Bild 21 zeigt.



Eine lineare Induktivität läßt jedoch als Nachteil eine deutlich überschwingende Rückwärts-Sperrspannung  $v_{RM}$  zu Beginn des Ausschaltvorgangs entstehen. Von einer sättigbaren Induktivität wird diese Überspannung gedämpft.

7.3.2 Betrieb mit schneller Inversdiode

Falls erforderlich, ist zur Reduzierung des Einschaltstroms eine in den Hauptkreis eingefügte sättigbare Induktivität  $L_{ZH}$  so anzuordnen, daß sie nicht mit dem Strom des Löschkreises beansprucht wird. Anderenfalls würde der ausnutzbare Induktionshub dieser Induktivität schon zu einem beträchtlichen Teil von dem Sperrverzögerungsstrom der Diode aufgezehrt, denn der Ausschaltvorgang stellt sich bei der „Schwingkreislöschung“ anders dar als im vorausgehenden Fall mit „Umschwinglöschung“ (Bild 22).



This measure also reduces turn-on switching dissipation. In the case of a linear inductor the current density in the spreading portion of silicon that is conducting will be reduced during the current rise. In saturable inductors, e.g. consisting of ring cores with rectangular hystereses loop, the current rise takes only place after the step time  $t_{St}$  has elapsed, that is when already a larger area of the siliconpellet participates in current conduction. The step current at the beginning of the step time should be nearly equal to the maximum repetitive turn-on current  $I_{T(CR)M}$  (see 3.4.1.3).

If the step current caused by the saturable inductance is lower than the step current  $i_{TSt}$  expected for the thyristor, a compensation can be made by a resistor  $R_p$  placed in shunt with the inductance. The current  $i_{RSt}$  through the thyristor amounts to:

$$i_{RSt} = i_{TSt} - i_{LSt} \approx \frac{V_o}{R_p}$$

When turning off by discharging the quenching capacitor the use of inductors in the principal circuit has always a favourable influence on the reverse recovery current of the thyristor and thereby on the turn-off dissipation as Fig. 21 shows.

- |   |  |
|---|--|
| ◁ SK wird geschlossen   | ◁ SK closed at this time   |
| Ⓐ $L_Z = 0$ : Hohe Rückstromspitze $i_{RRM}$ , normale Überspannung $u_{RM}$  | Ⓐ $L_Z = 0$ : High peak reverse recovery current $i_{RRM}$ , normal overvoltage $u_{RM}$                           |
| Ⓑ $L_Z = \text{linear}$ : Geringe Rückstromspitze $i_{RRM}$ , aber hohe Überspannung $u_{RM}$                             | Ⓑ $L_Z = \text{linear}$ : Low peak reverse recovery current $i_{RRM}$ , but high overvoltage $u_{RM}$              |
| Ⓒ $L_Z = \text{sättigbar}$ : Sperrverzögerungsstrom ist auf Stufenstrom $i_{RSt}$ begrenzt, geringe Überspannung $u_{RM}$ | Ⓒ $L_Z = \text{saturable}$ : reverse recovery current limited to step current $i_{RSt}$ , low overvoltage $u_{RM}$ |

Bild/Fig. 21  
Ausschaltverhalten bei Umschwinglöschung:  
Auswirkung zusätzlicher Induktivitäten im Hauptkreis (schematisch)  
Turn-off by discharging the quenching capacitor:  
effect of additional inductors in the principal circuit (schematic)

However, as a disadvantage, a linear inductor produces a remarkably higher overshoot of the reverse voltage  $u_{RM}$  at the begin of the turn-off process. A saturable inductor damps this overvoltage.

7.3.2 Thyristor with fast inverse diode

If necessary for the reduction of the turn-on current a saturable inductor  $L_{ZH}$  is to be placed into the principal circuit in such a way that the current of the turn-off circuit does not flow through it. Otherwise the usable induction step of this inductor would be used by the reverse recovery current of the diode to a high percentage. The process "turn-off by oscillation" is different from that of "turn-off by discharging the quenching capacitor" in the previous case (Fig. 22).

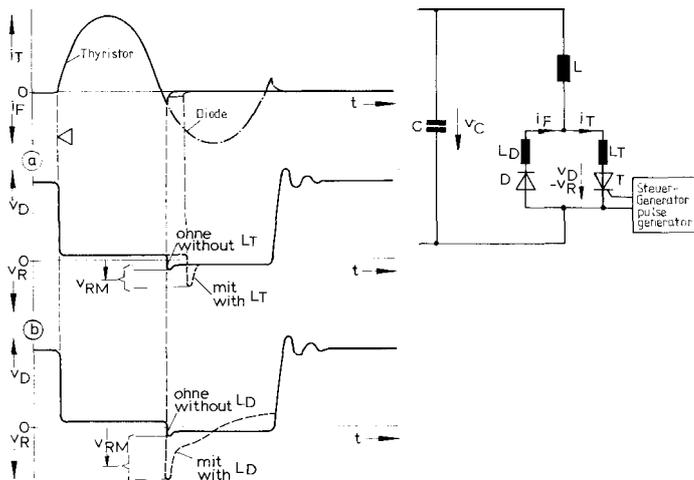
- |   |   |
|---|---|
| ◁ SK wird geschlossen   | ◁ SK closed at this time  |
| Ⓐ $L_{ZK} = 0$ : Rückstromspitze je nach Eigenschaft der schnellen Diode;   | Ⓐ $L_{ZK} = 0$ : peak reverse recovery current depends on fast diode;   |
| – normale Überspannung $u_{DM}$   | – normal overvoltage $u_{DM}$ ,   |
| Ⓑ $L_{ZK} = \text{sättigbar}$ : Sperrverzögerungsstrom ist auf Stufenstrom von $L_{ZK}$ begrenzt; geringe Überspannung $u_{DM}$<br>Hinweis: $L_{ZH}$ reduziert den Einschaltstrom | Ⓑ $L_{ZK} = \text{saturable}$ : reverse recovery current is limited to step current of $L_{ZK}$ ;<br>low overvoltage $u_{DM}$<br>Note: $L_{ZH}$ reduces turn-on current |

Ausschaltvorgang bei Schwingkreislöschung:  
Auswirkung sättigbarer Induktivitäten im Haupt- und Löschkreis (schematisch)  
Turn off by oscillation:  
effect of saturable inductors in principal circuit and quenching circuit (schematic)

Das Trägheitsverhalten der Diode beeinflusst auch hier die erst am Ende des Ausschaltvorgangs in Vorwärtsrichtung entstehende Überspannung. Diese kann im Bedarfsfall durch eine weitere sättigbare Induktivität  $L_{ZK}$  herabgesetzt werden, die für diesen Zweck in den gemeinsamen Zweig von Haupt- und Löschkreis einzubringen ist (Bild 22). Zugleich wird dadurch auch die an der Diode auftretende Ausschaltverlustleistung herabgesetzt, was bei hoher Wiederholfrequenz bedeutend sein kann.

**7.4 Parasitäre Induktivitäten zwischen Thyristor und schneller Inversdiode**

Durch die räumliche Anordnung von Thyristor und Diode zueinander sowie Länge und Querschnitt der Verbindungsleitungen läßt sich der Verlauf der Rückwärts-Sperrspannung  $v_R$  bei einem Ausschaltvorgang beeinflussen. Ursache dafür sind die parasitären Induktivitäten  $L_D$  und  $L_T$  in diesen Verbindungsleitungen, wie Bild 23 verdeutlicht.



The delay behaviour of the diode also influences the overvoltage generated at the end of the turn-off process. If necessary it can be decreased by a further saturable inductor, to be placed for this reason into the common branch of principal circuit and turn-off circuit (Fig. 22). At the same time the turn-off dissipation in the diode is decreased which can be important at higher repetition frequency.

**7.4 Parasitic inductors between the thyristor and fast inverse diode**

The reverse voltage  $v_R$  during turn-off can be influenced by spatial arrangement of thyristor and diode as well as length and diameter of the connecting leads. This is because of a parasitic inductors  $L_D$  and  $L_T$  in these connecting leads, as Fig. 23 explains.

Bild/Fig. 23  
Thyristor mit schneller Inversdiode im Schwingkreisbetrieb:  
Einfluß parasitärer Induktivitäten in den Verbindungsleitungen beim Ausschalten (schematisch)  
Thyristor with fast inverse diode in "oscillating circuit" operation:  
effect of parasitic inductors in the connecting leads at turn-off (schematic)

Es ist immer vorteilhaft, den Thyristor mit der Diode auf kürzester Strecke zu verbinden, um so die parasitären Induktivitäten auf ein Minimum zu bringen. Ein unsachgemäßes Zusammenschalten führt hingegen zu einem ungünstigen Verlauf der Rückwärts-Sperrspannung. Dabei treten zum einen hohe transiente und statische Spannungsweite auf, die vor allem den ASCR zerstören können, weil seine Sperrfähigkeit in Rückwärtsrichtung zugunsten einer niedrigen Freierzeit begrenzt ist. Zum anderen wird das Ausschalten aller Thyristoren erschwert, denn der Nulldurchgang der Sperrspannung tritt in Rückwärtsrichtung (durch  $L_T$ ) verspätet und in Vorwärtsrichtung (durch  $L_D$ ) verfrüht ein (vgl. Bild 23).

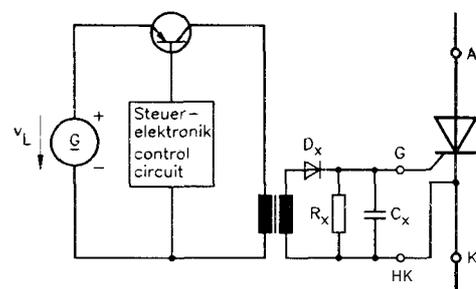
It is always useful to connect thyristor to diode at shortest distance in order to minimize the parasitic inductance. Inappropriate connection leads to an unfavourable curve of the reverse voltage. Firstly high transient and static voltages occur thereat which endanger in the first place the ASCR because its reverse voltage is limited in favour of a low turn-off time. Secondly the turn-off of all thyristors is made more difficult because the voltage passes later through zero into reverse direction (because of  $L_T$ ) and earlier into forward direction (because of  $L_D$ ). See Fig. 23.

**7.5 Störimpulse im Steuerkreis reduzieren**

In Stromrichtern treten steile Strom- und Spannungsänderungen im Hauptstromkreis auf. Dabei besteht die Gefahr, daß am Steueranschluß der Thyristoren – als Folge induktiver oder kapazitiver Einstreuungen auf Steuerleitungen und Steuerelektronik – positive Störimpulse erzeugt werden. Somit können die Thyristoren fehlerhaft zu einem unerwünschten Zeitpunkt oder durch erhöhte Freierzeit einschalten und eine Betriebsstörung der Anlage verursachen. Übliche Maßnahmen zum Reduzieren der Einstreuung und Vermeiden der Störimpulse sind Verdrehen und ggf. Verkürzen der Steuerleitungen sowie verbessertes Abschirmen, speziell auch von Zündübertrager und ggf. Steuerelektronik. Ergänzend kann eine Beschaltung der Steuerstrecke erfolgen (Bild 24).

**7.5 Reduction of interference pulses in the gate circuit**

In the main current circuit of converters rapid changes of current and voltage occur. Thereat positive interference pulses may be generated at the gates of thyristors due to inductive or capacitive interferences on gate leads and control circuit. In this way thyristors may turn-on at an undesired point of time and cause operating trouble in the equipment. Usual measures to reduce interference and to avoid the interference pulses are to twist and to shorten the gate leads as well as improved shielding especially of pulse transformers and gate electronic. In addition snubber circuits at the gate may be used (Fig. 24).



Bild/Fig. 24  
Beispiel zur Beschaltung der Steuerstrecke von Thyristoren  
Example of a snubber circuit at the gate of thyristors

Für schnelle Thyristoren wird hierzu empfohlen:

- $C_x = 10 \dots 47 \text{ nF}$
- $R_x$  entsprechend  $\tau_x = R_x C_x = 1,0 \dots 2,0 \mu\text{s}$
- $D_x$  schnelle Diode

Der Entladewiderstand  $R_x$  darf niemals fehlen, weil sich sonst einige Daten der Thyristoren verschlechtern können, z.B. die kritische Spannungssteilheit  $(dv/dt)_{cr}$ . Falls die Beschaltung den Verlauf des Steuerstroms nachteilig beeinflusst, so ist dies bei der Bemessung des Steuergenerators zu berücksichtigen (vgl. 3.3.1.8).

**8. Montage**

Die sachgerechte und sorgfältige Montage von Thyristoren ist eine wesentliche Voraussetzung für einen zuverlässigen und störungsfreien Betrieb, damit beim Befestigen der Bauelemente, z.B. auf Kühlkörpern, sowohl der thermische als auch der elektrische Kontakt hergestellt wird. Nachstehende Angaben sind deshalb unbedingt zu beachten:

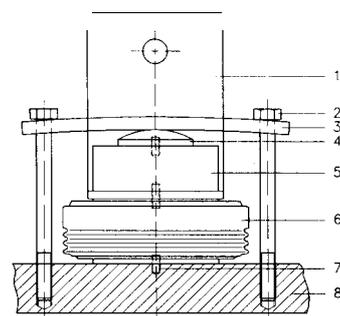
- die kontaktierenden Flächen bzw. Gewinde von Thyristorgehäusen und Kühlkörpern sowie Isolation dürfen nicht beschädigt werden und müssen frei von Ablagerungen sein.
- Im Kontaktbereich von Thyristor und Kühlkörper darf die Abweichung von der Ebenheit sowie die Rauhtiefe  $R_z$  des Kühlkörpers  $10 \mu\text{m}$  bei Scheibengehäusen bzw.  $15 \mu\text{m}$  bei allen anderen Gehäusen nicht überschreiten.
- Kontaktflächen und ggf. Gewinde sind vor der Montage dünn mit einer geeigneten elektrisch leitenden Wärmeleitpaste (z.B. Klüber Wolfracoat C) zu versehen. Ist zwischen Thyristorgehäuse und Kühlkörper eine Anschlußlasche angeordnet, dann ist diese ebenfalls zu behandeln.

**8.1 Scheibengehäuse, Bauform T**

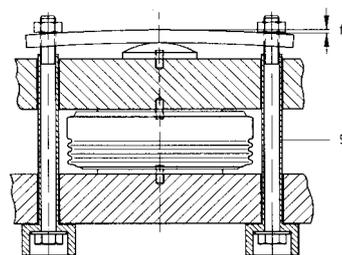
Thyristoren in Scheibengehäusen ermöglichen beliebige Kühlanordnungen zu montieren, wobei in den Spannvorrichtungen Bohrungen und Spannstäbe zur Zentrierung vorzusehen sind. Gebräuchliche Anordnungen sind in den Bildern 25 und 26 skizziert.

Eine ausreichende Steifigkeit der zu verspannenden Teile ist sicherzustellen, damit bei den erforderlichen Anpreßkräften die Kühlkörper-Kontaktflächen nicht verbogen werden. Deren Planabweichung darf im gespannten Zustand die Toleranz von  $\pm 10 \mu\text{m}$  nicht überschreiten. Der Bereich der erforderlichen Anpreßkraft ist den einzelnen Datenblättern zu entnehmen (vgl. 5.2).

Für Spannungsprüfungen sind mindestens 20% und für Stromtests 100% der angegebenen Anpreßkraft erforderlich.



Bild/Fig. 25



Bild/Fig. 26

**8.1.1 Einseitige Kühlung**

Bei einseitiger Kühlung eines Thyristors muß die Montage mit geeigneten Spannvorrichtungen, wie z.B. die des Typs V50, V61 und V72 erfolgen. Dabei ist darauf zu achten, daß die Auflagefläche im gesamten Bereich der Spannvorrichtung plan ist und die Befestigungsschrauben in mehreren Schritten wechselseitig angezogen werden. Bei den angeführten Typen stellt sich die erforderliche Anpreßkraft dann ein, wenn die Spannvorrichtung auf der Befestigungsfläche aufliegt. Bei Verwendung von Spannvorrichtungen mit stromführenden Mittelbolzen, z.B.: V50M, V61M und V72M, sind die für deren Gewinde vorgesehenen max. Anzugsdrehmomente zu beachten.

We recommend for fast thyristors:

- $C_x = 10 \dots 47 \text{ nF}$
- $R_x$  equivalent to  $\tau_x = R_x C_x = 1.0 \dots 2.0 \mu\text{s}$
- $D_x$  fast diode

The discharge resistor  $R_x$  must never be omitted because otherwise some data of thyristors may be impaired for instance the critical rate of rise of off-state voltage  $(dv/dt)_{cr}$ . If the snubber has a negative influence on the shape of the gate current this has to be taken into account when designing the trigger pulse generator (see 3.3.1.8).

**8. Mounting**

The proper and careful mounting of thyristors is mandatory for reliable and undisturbed operation, because both electrical and thermal contacts are produced by fixing the devices in place, e.g. on heatsinks. For this reason the procedures listed in the following must be closely adhered to:

- the contact surfaces and threads respectively of thyristor cases and heatsinks, as well as their insulation must not be damaged and must be free of all foreign matter.
- in the contact area of thyristor and heatsink the deviation of flatness and roughness  $R_z$  of the heatsink must not exceed  $10 \mu\text{m}$  for disc cases and  $15 \mu\text{m}$  for all other package configurations.
- contact surfaces and, if applicable, studs should be coated with a thin layer of electrically conducting thermal joint compound before mounting (e.g. Klüber Wolfracoat C). If a current take-off is used between thyristor and heatsink, it should also be coated.

**8.1 Disc cases, case design T**

Thyristors in disc cases enable any cooling configuration. Thereat bore-holes and clamping pins have to be provided in the clamping devices. Common configurations are shown in Fig. 25 and Fig. 26. A sufficient rigidity of the clamping systems must be ensured to prevent the heatsink contact surfaces from bending when the clamp is tightened with the required mounting force. The deviation of the heatsink surface flatness must not exceed  $\pm 10 \mu\text{m}$  after the clamping force is applied. The limits of the clamping force are specified in the individual data sheets (see 5.2).

For voltage tests 20% and for current tests 100% of the given clamping force has to be applied.

Bild/Fig. 25  
Einseitige Kühlung/One sided cooling

Bild/Fig. 26  
Zweiseitige Kühlung/Two sided cooling

- 1 Stromanschluß/current terminal
- 2 Spannschraube/clamp screw
- 3 Blattfeder/plate spring
- 4 Druckplatte/pressure plate
- 5 Isolierkörper/insulator body
- 6 Thyristor/thyristor
- 7 Zentrierstift/centring pin
- 8 Kühlkörper/heatsinks
- 9 Isolierbuchse/insulating lining
- f Durchbiegung der Blattfeder/bending of the plate spring

**8.1.1 One sided cooling**

At one sided cooling of thyristors the mounting should be carried out with matched clamping caps, e.g. types V50, V61 and V72. Thereat care must be taken that the mounting area is flat over the complete range of the clamping cap and that the clamping bolts are alternately tightened in several steps. The necessary clamping force is reached when the clamping cap is in close contact to the mounting surface. When using clamping caps with current conducting middle bolt e.g. types V50M, V61M and V72M, the maximum tightening torques of their threads have to be taken into account.

### 8.1.2 Beidseitige Kühlung

Bei beidseitiger Kühlung eines Thyristors soll die Spannvorrichtung so ausgelegt sein, daß die Anpreßkraft über eine Feder zentral auf den Thyristor wirkt (vgl. Bild 26). Von der Montage ohne Ausgleichsmittel ist abzuraten, denn eine ungleichmäßige Druckverteilung führt unter Umständen zur mechanischen Zerstörung des Thyristors. Die Spannschrauben sind wechselseitig anzuziehen, bis sich die erforderliche Anpreßkraft einstellt.

Einige Spannvorrichtungen, z.B. bei den Kühlkörpern K0,05F, K0,12F, K0,22F, K0,36S und K0,65S, sollten nur in einer Montagevorrichtung mit definierter Kraft gespannt werden. Bei Ausfall eines Thyristors sind daher Montagehinweise zu beachten, die auf Anfrage mitgeteilt werden.

### 8.2 Schraubsockelgehäuse, Bauform B

Thyristoren mit Schraubsockelgehäusen werden mit einem Drehmomentschlüssel eingeschraubt, der axial zum Gehäuse stehen muß, damit die Glas- oder Keramikisolation nicht beschädigt wird. Das in den Einzeldatenblättern angegebene Anzugsdrehmoment muß mit einer Toleranz von + 10%/–20% eingehalten werden.

Bei beschädigten Gewinden oder nicht ausreichend tiefen Gewindebohrungen kann das Anzugsdrehmoment erreicht werden, ohne daß sich die Kontaktflächen berühren. Der Wärmeübergang erfolgt dann nur über das Gewinde, was zur thermischen Überlastung des Bauelementes führen kann.

### 8.3 Flachbodengehäuse, Bauform E

Die notwendige Anpreßkraft wird durch die mitgelieferte Spannplatte erzeugt. Bei Verwendung von Kupfer- oder Aluminium-Kühlkörpern soll die Länge der 4 Schrauben so bemessen sein, daß die Einschraubtiefe mind. 50% größer als der Schraubendurchmesser ist. Die einwandfreie Anpreßkraft wird dann erreicht, wenn die Befestigungsschrauben in mehreren Schritten wechselweise so weit angezogen werden, daß die Spannplatte parallel zur Auflagefläche liegt.

### 8.4 Anordnung der Kühlkörper

Der Einbau von Thyristoren mit Kühlkörpern für verstärkte Luftkühlung (F) und Wasserkühlung (W) kann in beliebiger Lage erfolgen, sofern die Kühlmittelmengen eingehalten werden. Bei Luftselbstkühlung (S) sind die Kühlkörper so anzuordnen, daß ihre Kühlrippen senkrecht stehen, damit die Kühlluft ungehindert durchströmen kann. Sie sind mit ausreichendem Abstand vom Boden oder anderen Geräten zu montieren. Werden mehrere Kühlkörper übereinander angebracht, so ist vor allem bei Luftselbstkühlung auf genügend großen Zwischenraum zu achten, damit eine gegenseitige Erwärmung vermieden wird bzw. muß für die obenliegenden Kühlkörper die erhöhte Kühltemperatur berücksichtigt werden. Werden Thyristoren mit Kühlkörpern von anderen Geräten oder Bauteilen, wie z.B. Transformatoren aufgeheizt, so ist ihre Belastung entsprechend zu reduzieren. Die Kühlkörper stehen unter Spannung und sind deshalb isoliert zu montieren.

### 8.5 Anschluß von Stromzuführungen

Hier ist zu beachten, daß:

- keine zusätzlichen Zug- und Druckkräfte auf die Thyristorgehäuse wirken.
- bei Auftreten mechanischer Schwingungen kein Erd- oder Kurzschluß verursacht wird.
- die Abbiegehöhen der flexiblen Stromzuführungen von Schraubsockel- oder Flachbodengehäusen nicht unterschritten werden.
- das zusätzliche Aufheizen der Thyristoren über stromführende Teile, speziell auch durch direkt vorgeschaltete Sicherungen, konstruktiv vermieden wird.
- bei kleinen Thyristoren mit Lötanschluß die Löttemperatur 250°C bei einer max. Lötzeit von 10 s betragen darf.

### 8.6 Anschluß der Steuerleitungen

Hier ist darauf zu achten, daß:

- Verbiegen oder gar Anbrechen der Steueranschlüsse durch unsachgemäße Montage ausgeschlossen ist.
  - Kontaktsicherheit der Steckverbindung bestehen muß.
- Bei erhöhter Schwingbeanspruchung sowie nach mehrmaligem Aufstecken wird das Anlöten der Steckverbindung empfohlen.

### 8.1.2 Two sided cooling

At two sided cooling of thyristors the clamping device shall be designed so that the clamping force is applied centrally to the thyristor. An uneven distribution of the contact force may lead to mechanical destruction of the thyristor. That is why we warn against any way of mounting without spring action. The clamping bolts have to be alternately tightened until the full mounting force is reached.

Some clamping devices e.g. the heatsinks K0,05F, K0,12F, K0,22F, K0,36F and K0,65S should only be clamped with a defined force in an assembly fixture. On failure of a thyristor mounting instructions are available on request.

### 8.2 Stud type **cases, case** designs B

Stud type thyristors are screwed in with a torque wrench which must be held in axial position to the thyristor to avoid damaging the glass or ceramic insulation. The mounting torque specified in the individual data sheets must be reached with an accuracy of + 10%/–20%. If threads are damaged or threaded holes not sufficiently deep the mounting torque may be reached without that the contact surfaces touch each other. In this case heat flows only through the thread, which may lead to thermal overstress of the component.

### 8.3 **Flat** base **cases, case** design E

The required clamping force is obtained with the spring clamp supplied with each device. When using copper or aluminium heatsinks the length of the 4 screws shall be selected so that the length of engagement is by at least 50% greater than the screw diameter. Proper contact force is applied when screws are alternately tightened in several steps until the spring clamp is flat and parallel to this heatsink surface.

### 8.4 Arrangement of heatsinks

Thyristors with heatsinks for forced air cooling (F) or water cooling (W) can be mounted in any position as long as the flow of cooling medium will be maintained. In case of natural convection cooling (S), the heatsinks have to be arranged so that their ribs are in vertical position to allow to pass the cooling air unhindered. They have to be mounted in a sufficient distance from the bottom or from other equipment. If a number of heatsinks is arranged on top of each other, a sufficiently great spacing has to be ensured, in particular at natural convection cooling to prevent mutual heating up.

If thyristors and heatsinks are heated up by other components, e.g. transformers they have to be derated correspondingly.

Heatsinks are life and for this reason have to be mounted electrically insulated.

### 8.5 Connection **to** main terminals

It has to be taken into account that

- no additional tension or pressure acts on the thyristor case
- at mechanical Vibration no earth faults or short circuits are caused.
- bending distance of flexible cables of stud and flat base cases are observed.
- additional heating up of thyristors by current conducting devices, especially by series connected fuses, are avoided by constructional measures.
- at small thyristors with solder pins the soldering temperature may be 250°C at a soldering time of up to 10 s.

### 8.6 Connection **to** gate terminals

It has to be taken under consideration that:

- bending or breaking of the gate terminals by improper mounting is prevented.
  - the gate terminals have to be reliably contacted.
- At increased Vibration as well as after repeated fast on soldering of plug-in connectors is recommended.

9. Wartung

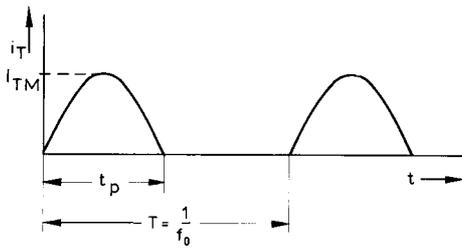
Thyristoren sind als ruhende elektrische Bauelemente nahezu wartungsfrei. Ihre Isolationsstrecken sind jedoch gegen Spritz- und Tropfwasser sowie gegen Verstaubung nicht geschützt. Um die Isolierfähigkeit und die Wärmeabfuhr nicht zu beeinträchtigen, sind die Thyristoren und insbesondere ihre Isolierstrecken sowie Kühlkörper von Zeit zu Zeit zu reinigen.

10. Anwendungsbeispiele

Zum Betrieb von schnellen Thyristoren mit kurzen Strompulsen sowie bei höherer Wiederholfrequenz.

10.1 Sinusförmiger Stromverlauf

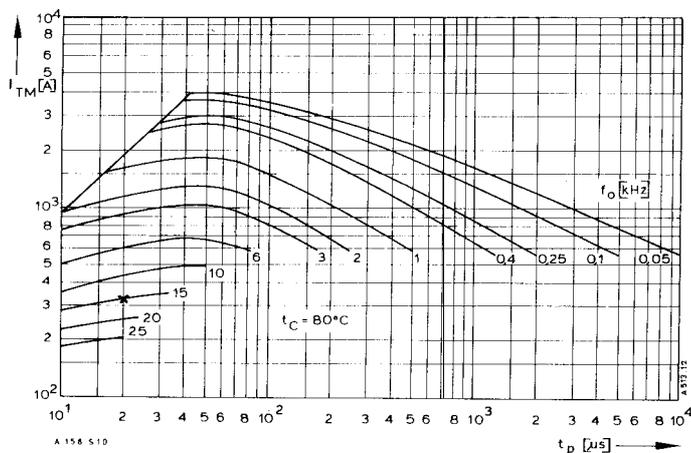
Der Thyristor A 158 S 12 TAC soll mit sinusförmigen Strompulsen – wie nachfolgend angegeben – beansprucht werden.



Die Wiederholfrequenz beträgt  $f_0 = 15 \text{ kHz}$ ; die Halbschwingungsdauer  $t_p = 20 \mu\text{s}$ . Die Gehäusetemperatur wird  $t_{C(\text{max})} = 80^\circ\text{C}$  nicht überschreiten. Weitere Betriebsdaten: Höchste Vorwärts-Sperrspannung  $V_{DM} = 800 \text{ V}$  (entsprechend  $\leq 67\% V_{DRM}$ ; siehe auch 3.1.2); Rückwärts-Sperrspannung  $V_{RM} = 3 \text{ V}$  (Inversdiode, d.h. Ausschaltverlustleistung unbedeutend); niedrigste Schonzeit  $t_H = 10 \mu\text{s}$  (4. Kennbuchstabe A  $\hat{=} t_q = 8 \mu\text{s}$ , Bild 14 beachten); Steilheit der wiederkehrenden Vorwärts-Sperrspannung  $dv/dt \leq 500 \text{ V}/\mu\text{s}$  (5. Kennbuchstabe C). Es ist zu ermitteln und zu überprüfen:

10.1.1 Höchstzulässiger Scheitelwert der Sinus-Strompulse  
Hierzu ist das Strombelastbarkeitsdiagramm für Sinus-Halbschwingungen und Gehäusetemperatur  $t_C = 80^\circ\text{C}$  heranzuziehen. Es ist im Datenblatt des Thyristors aufgeführt und wird hier für den A 158 S nochmals als Bild 27 gezeigt. Man entnimmt für  $f_0 = 15 \text{ kHz}$  und  $t_p = 20 \mu\text{s}$ :

$I_{TM} = 330 \text{ A}$  (siehe Markierung in Bild 27)



Bild/Fig. 27

9. Maintenance

Thyristors as static electrical components are nearly free of maintenance. However, their insulation paths are not protected against spray and drip water as well as dust.

In order not to impair insulation and heat transfer the thyristor and especially their insulation paths as well as heatsinks should be cleaned from time to time.

10. Worked examples

For Operation of fast thyristors with short current pulses as well as higher repetition frequency.

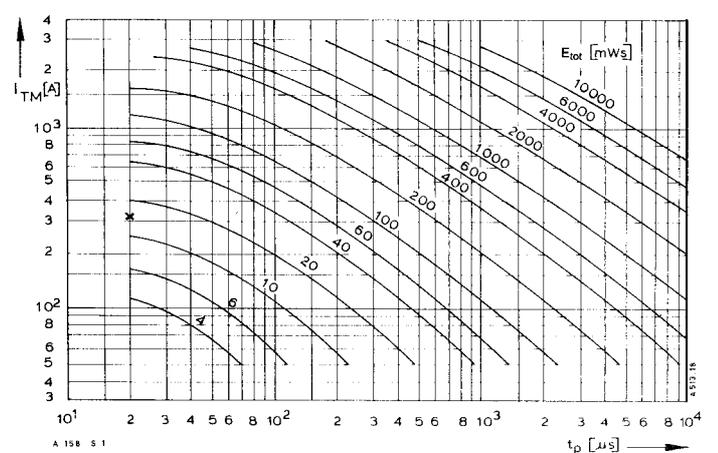
10.1 Sinusoidal current waveform

The A 158 S 12 TAC thyristor shall be operated with sinusoidal current pulses as described below.

The operating frequency is  $f_0 = 15 \text{ kHz}$ ; the half-wave duration is  $t_p = 20 \mu\text{s}$ . The case temperature of  $t_{C(\text{max})} = 80^\circ\text{C}$  will not be exceeded. Additional operating data: Maximum off-state voltage  $V_{DM} = 800 \text{ V}$  (corresponding to  $\leq 67\% V_{DRM}$ ; refer also to 3.1.2); reverse voltage  $V_{RM} = 3 \text{ V}$  (inverse paralleled diode, that means that the turn-off switching loss is insignificant); lowest hold-off time  $t_H = 10 \mu\text{s}$  (4th code letter D  $\hat{=} t_q = 8 \mu\text{s}$ , note Figure 14); rate of rise of reapplied off-state voltage  $dv/dt \leq 500 \text{ V}/\mu\text{s}$  (5th code letter C). It shall be determined and checked:

10.1.1 Maximum allowable peak value of sinusoidal current pulses  
To do this, refer to current rating diagram for sinusoidal halfwaves and case temperature  $t_C = 80^\circ\text{C}$ . It is contained in the individual data sheet of thyristor types and will be shown here again for the A 158 S as Figure 27. For  $f_0 = 15 \text{ kHz}$  and  $t_p = 20 \mu\text{s}$  it is:

$I_{TM} = 330 \text{ A}$  (See mark in Figure 27)



Bild/Fig. 28

10.1.2 Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$

Das Datenblatt des A 158 S enthält ferner auch ein Diagramm zur Ermittlung der Gesamt-Energie  $E_{tot}$  für einen sinusförmigen Durchlaßstrom-Puls. Es wird hier zur besseren Übersicht nochmals als Bild 28 aufgeführt. Für die im vorausgehenden Abschnitt behandelte Strombeanspruchung  $I_{TM} = 330$  A mit  $t_p = 20 \mu s$  erhält man eine Gesamtenergie je Sinus-Strompuls von:

$$E_{tot} = 15 \text{ mWs} \quad (\text{siehe Markierung in Bild 28})$$

Dann ist

$$P_{tot} = E_{tot} f_o \quad (\text{vgl. 3.5.5})$$

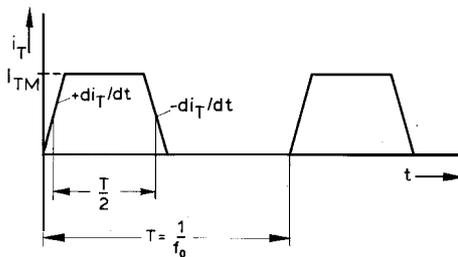
$$P_{tot} = 0,015 \text{ Ws} \cdot 15000/s = 225 \text{ W}$$

10.1.3 Wärmewiderstand der Kühleinrichtung  $R_{thCA}$

Berechnung kann so durchgeführt werden, wie im Beispiel gezeigt wird (siehe 10.2.4).

10.2 Trapezförmiger Stromverlauf

Ein noch auszuwählender Thyristortyp im Scheibengehäuse soll einen trapezförmigen Durchlaßstrom – wie nachfolgend skizziert – führen.



Die Höhe des Stromes beträgt  $I_{TM} = 320$  A, die Stromsteilheit  $\pm di_T/dt = 50 \text{ A}/\mu s$  und die Wiederholfrequenz  $f_o = 3 \text{ kHz}$ . Bei beidseitiger Kühlung soll aus Gründen der Optimierung die Gehäuse-temperatur  $t_c = 70$  bis  $80^\circ C$  betragen.

Weitere Betriebsdaten: HöchsteVorwärts-Sperrspannung im Verlauf einer Periode  $v_{DM} = 800 \text{ V}$  (vor dem Einschalten nur  $670 \text{ V}$ ); im Anschluß an die Strombelastung tritt Rückwärts-Sperrspannung mit einer Steilheit  $dv_R/dt = 500 \text{ V}/\mu s$  und einer Höhe  $v_{RM} = 780 \text{ V}$  auf; Schonzeit  $t_H = 30 \mu s$ ; Steilheit der wiederkehrenden Vorwärts-Sperrspannung  $dv_D/dt = 30 \text{ V}/\mu s$ . Es ist zu ermitteln und zu überprüfen:

10.2.1 Geeigneter Thyristortyp

Bei der Auswahl des Thyristortyps sind die Belastbarkeitsdiagramme für Trapezstrom und verschiedene Gehäusetemperaturen – hier für  $t_c = 60^\circ C, 80^\circ C$  und  $100^\circ C$  – heranzuziehen (siehe 5.). Darin sind jene Kurven maßgebend, die die Ausschaltverluste berücksichtigen (Betrieb mit hoher Rückwärts-Sperrspannung). Ferner beträgt das hier erforderliche „Mindest-Sperrvermögen“ etwa  $1200 \text{ V}$  (siehe 3.1.2.1 und 3.2.2.1). Bei näherer Betrachtung führt dies alles zum Thyristortyp:

T 408 F 1200 TFB

(Auch das Scheibengehäuse, die aus der der Schonzeit resultierenden Freierzeit-Forderungen usw. sind hierbei bereits berücksichtigt.)

10.2.2 Höchstzulässige Gehäusetemperatur  $t_c$

Der erste Schritt bei der Ermittlung der höchstzulässigen Gehäuse-temperatur für T 408 F besteht in der Erstellung des Hilfsdiagramms 1 (Bild 29). Darin werden die Stromwerte eingetragen, die aus den Trapezstrom-Belastbarkeitsdiagrammen für verschiedene Gehäuse-temperaturen ermittelt wurden. Die Interpolation führt zu dem Ergebnis:

$$t_{C(max)} = 75^\circ C$$

10.1.2 Total power dissipation  $P_{tot}$

The individual data sheet of A 158 S contains in addition also a diagram of total energy per on-state current pulse for sinusoidal current waveform. For the sake of better clarity it is repeated here again as Figure 28. For the current rating  $I_{TM} = 330$  A with  $t_p = 20 \mu s$  handled in the previous Paragraph one obtains a total energy per sinusoidal current pulse of:

$$E_{tot} = 15 \text{ mWs} \quad (\text{See mark in Figure 28})$$

It follows:

$$P_{tot} = E_{tot} f_o \quad (\text{refer to 3.55})$$

$$P_{tot} = 0.015 \text{ Ws} \cdot 15000/s = 225 \text{ W}$$

10.1.3 Thermal resistance case to ambient  $R_{thCA}$  of heat exchanger

Calculation can be performed as shown in the following example (See 10.2.4).

10.2 Trapezoidal current waveform

A thyristor type in disc package shall be selected which shall carry a trapezoidal on-state current as shown in the following sketch.

The current value is  $I_{TM} = 320$  A, the rate of rise of current is  $\pm di_T/dt = 50 \text{ A}/\mu s$  and the operating frequency is  $f_o = 3 \text{ kHz}$ . For reason of optimization the case temperature shall amount to  $t_c = 70$  to  $80^\circ C$  at double sided cooling.

Additional operating data: Maximum off-state voltage during one cycle  $v_{DM} = 800 \text{ V}$  (prior to turn-off only  $670 \text{ V}$ ); after the current stress a reverse voltage with a rate of  $dv_R/dt = 500 \text{ V}/\mu s$  and a value of  $v_{RM} = 780 \text{ V}$  occurs; hold-off interval  $t_H = 30 \mu s$ ; rate of rise of reapplied off-state voltage  $dv_D/dt = 30 \text{ V}/\mu s$ . It shall be determined and checked:

10.2.1 Suitable type of thyristor

For the selection of the type of thyristor refer to the current rating diagrams for trapezoidal current and various case temperatures, in this case for  $t_c = 60^\circ C, 80^\circ C$  and  $100^\circ C$  (see 5.). In these such curves are applicable which take the turn-off switching losses into account (operation with high reverse voltage). Moreover, the required “Minimum blocking capability” amounts here to about  $1200 \text{ V}$  (see 3.1.2.1 and 3.2.2.1). Looked at more closely, all of this leads to thyristor type:

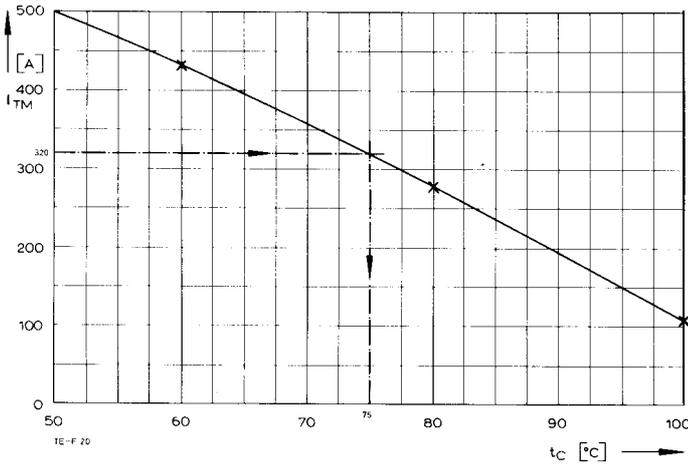
T 408 F 1200 TFB

(Also the disc type package, the turn-off time requirements resulting from the hold-off time, etc. are herewith already taken into account).

10.2.2 Maximum allowable case temperature  $t_c$

The first step in determining the maximum allowable case temperature for T 408 F consists in plotting the auxiliary diagram 1 (Figure 29). Into this diagram the current values are entered which have been determined from the diagrams for trapezoidal current rating at different case temperatures. The result is obtained by interpolation and is here

$$t_{C(max)} = 75^\circ C$$



Bild/Fig. 29  
Hilfsdiagramm 1  
auxiliary diagram 1  
x – Werte aus Belastbarkeitsdiagramm für trapezförmigen Durchlaßstrom  
Values from current rating diagram from trapezoidal on-state current

**10.2.3 Gesamtverlustleistung P<sub>tot</sub>**

Dem Diagramm „Gesamt-Energie E<sub>tot</sub> je Durchlaßstrom-Puls“ zum T 408 F für trapezförmigen Stromverlauf, entnimmt man bei einer Stromsteilheit 50 A/µs und Betrieb mit Rückwärts-Sperrspannung V<sub>RM</sub> ≤ 0,67 V<sub>RRM</sub> (siehe Datenblatt):

$$E_{tot} = 0,17 \text{ Ws}$$

Dann ist

$$P_{tot} = E_{tot} \cdot f_o$$

$$P_{tot} = 0,17 \text{ Ws } 3000/s = 510 \text{ w}$$

**10.2.4 Wärmewiderstand der Kühleinrichtung R<sub>thCA</sub>**

Für die Berechnung gilt (vergl. 4.2.3):

$$R_{thCA} = \frac{t_{C(max)} - t_{A(max)}}{P_{tot}}$$

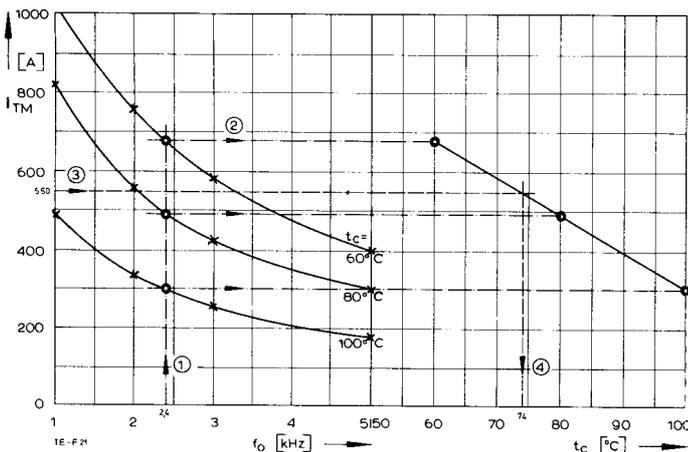
Die höchste Kühlmitteltemperatur t<sub>A(max)</sub> = 35°C ist für verstärkte Luftkühlung und auch für Wasserkühlung durchaus üblich und soll hier gelten. Dann ist der Wärmewiderstand der Kühleinrichtung einschließlich Übergangs-Wärmewiderstand:

$$R_{thCA} = \frac{75^\circ\text{C} - 35^\circ\text{C}}{510 \text{ w}} = 0,078^\circ\text{C/W}$$

Hierfür kann bei verstärkter Luftkühlung unser Kühlkörper typ K 0,05 F verwendet werden. Natürlich kann auch ein entsprechend bemessener Wasserkühlkörper zur Anwendung kommen.

**10.3 Sinus- oder trapezförmiger Stromverlauf bei abweichender Wiederholfrequenz**

In den Belastbarkeitsdiagrammen wird die Wiederholfrequenz in festgelegten Abständen als Parameter angegeben. Für Zwischenwerte der Wiederholfrequenz kann die höchstzulässige Gehäusetemperatur mit den nachfolgend skizzierten Hilfsdiagrammen ermittelt werden (Bild 30). In diesem Beispiel sind f<sub>o</sub> = 2,4 kHz und I<sub>TM</sub> = 550 A vorgegeben; als Ergebnis erhält man t<sub>C(max)</sub> = 74°C.



**10.2.3 Total power dissipation P<sub>tot</sub>**

The diagram of total energy per on-state current pulse for T 408 F for trapezoidal current waveform, rate of rise of current 50 A/µs and Operation with reverse voltage V<sub>DM</sub> ≤ 0.67 V<sub>RRM</sub> shows (see individual data sheet):

$$E_{tot} = 0.17 \text{ Ws}$$

Then it is

$$P_{tot} = E_{tot} \cdot f_o$$

$$P_{tot} = 0.17 \text{ Ws } 3000/s = 510 \text{ w}$$

**10.2.4 Thermal resistance case to ambient R<sub>thCA</sub> of heat exchanger**

For the calculation applies (see 4.2.3):

$$R_{thCA} = \frac{t_{C(max)} - t_{A(max)}}{P_{tot}}$$

The maximum temperature of the cooling medium t<sub>A(max)</sub> = 35°C is commonly used for forced air cooling and also for liquid cooling with water and shall be applicable for this example. Then the maximum allowable thermal resistance case to ambient of the heat exchanger amounts to:

$$R_{thCA} = \frac{75^\circ\text{C} - 35^\circ\text{C}}{510 \text{ w}} = 0.078^\circ\text{C/W}$$

In this case our heatsink type K 0.05 F can be used at forced air cooling. Of course also a water cooled heat exchanger of adequate size can be used.

**10.3 Sinusoidal or trapezoidal current waveform at deviating rate of repetition**

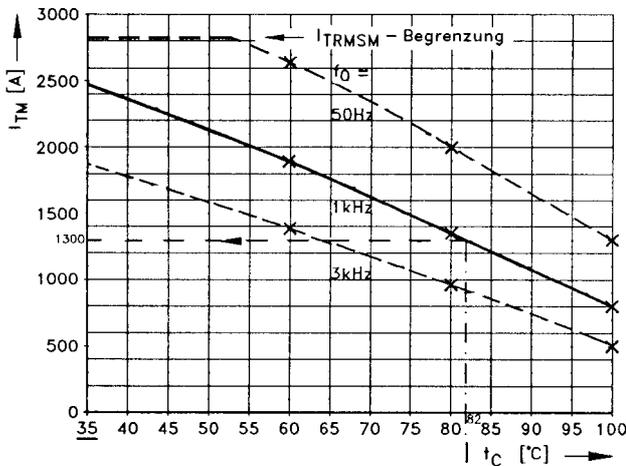
The operating frequency is given as Parameter in the current rating diagrams with defined distances. For intermediate values of the operating frequency, the maximum allowable case temperature can be determined with the auxiliary diagram shown in Figure 30. In this example, f<sub>o</sub> = 2.4 kHz and I<sub>TM</sub> = 550 A are assumed; as result one obtains t<sub>C(max)</sub> = 74°C.

Bild/Fig. 30  
Hilfsdiagramm 2  
x – Werte aus Belastbarkeitsdiagrammen für Sinus- oder Trapezstrom  
o – Werte für betriebsmäßige Wiederholfrequenz  
rechtes Hilfsdiagramm von dem linken abgeleitet.

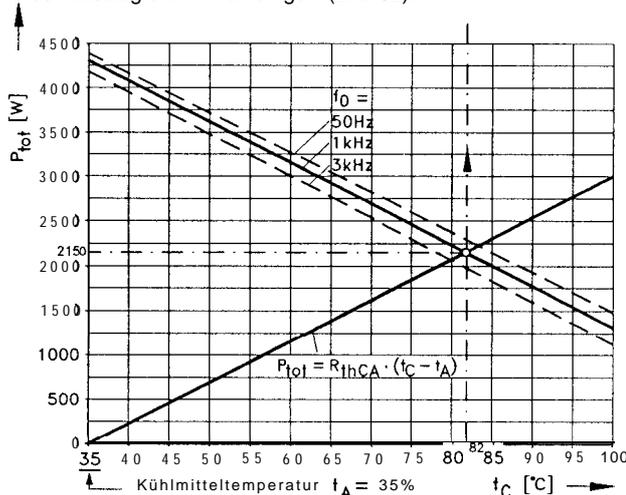
auxiliary diagram 2  
x – values from current rating diagrams for sinusoidal or trapezoidal current  
o – values of operating frequency  
right auxiliary diagram determined from the left.

10.4 Strombelastbarkeit auf Kühlkörpern

Zunächst ist entsprechend Stromkurvenform, Wiederholffrequenz etc. aus den im Datenblatt für verschiedene Gehäusetemperaturen angegebenen Strombelastbarkeitsdiagrammen das nachfolgend skizzierte Hilfsdiagramm 3 zu erstellen (Bild 31).



In Verbindung mit dem ebenfalls im Datenblatt enthaltenen zugehörigen Diagramm „Gesamtenergie  $E_{tot}$  je Durchlaßstrom-Puls“ läßt sich dazu ergänzend mit der bekannten Beziehung  $P_{tot} = E_{tot} \cdot f_o$  ein weiteres Hilfsdiagramm 4 anfertigen (Bild 32).



In Hilfsdiagramm 4 wird sodann eine Gerade eingezeichnet, die sich aus den Werten von Wärmewiderstand  $R_{thCA}$  des Kühlkörpers einschließlich Wärmeübergang sowie der Kühlmitteltemperatur  $t_A$  nach der Gleichung

$$P_{tot} = R_{thCA} \cdot (t_C - t_A)$$

berechnen läßt (hier  $t_A = 35°C$  und  $R_{thCA} = 0,02°C/W$ ). Der Schnittpunkt beider Kurven führt zur höchstzulässigen Gehäusetemperatur  $t_{C(max)}$ , zu der man aus Bild 31 die zugehörige maximale Stromhöhe  $I_{TM(max)}$  entnimmt (hier  $t_{C(max)} = 82°C$  und  $I_{TM(max)} = 1300 A$ ). Nach dem gleichen Schema kann zugleich auch die Strombelastbarkeit für unterschiedliche Wiederholffrequenz ermittelt werden, wie in den Bildern 31 und 32 gestrichelt angedeutet.

10.5 GAT-Thyristor und Stromrichter-Wirkleistung

Der GAT-Thyristor T 501 S 09 T1L kommt in einem Parallelschwingkreisrichter für sinusförmige Ausgangswchelspannung  $V_A = 450 V_{eff}$  sowie  $f_o = 10 kHz$  zum Einsatz. Unter Berücksichtigung weiterer Betriebsdaten und der Kühlverhältnisse gelangt man über die Belastbarkeitsdiagramme für Trapezstrom zu einer maximalen Stromhöhe  $I_{TM} = 900 A$  bei Stromsteilheit  $\pm di_T/dt = 100 A/\mu s$ . Somit beträgt der trapezförmige Laststrom  $I_A \approx I_{TM} = 900 A_{eff}$ . Dieser Strom muß der Ausgangsspannung um jenen Phasenwinkel  $\varphi$  entsprechend der Schonzeit  $t_H$  vorauslaufen, der zum sicheren Löschen des Thyristors notwendig ist und deshalb von der Freiwerdezeit  $t_q$  bestimmt wird (Bild 33).

10.4 Current stress on heatsinks

At first the aux. diagram 3 is to be created for given diagrams of current stress of the various case temperatures corresponding to the form of curve of current, repetition frequency etc. sketched as follows (Fig. 31).

Bild/Fig. 31  
Hilfsdiagramm 3/auxiliary diagram 3  
x = Wert aus Belastbarkeitsdiagramm für Sinus- oder Trapezstrom  
x = value from the stress diagram for sinusoidal or trapezoidal current

In connection with the corresponding diagram “Total energy  $E_{tot}$  per on-state current pulse” which is also in the data sheet a further aux. diagram 4 could be made complementary with the known relation  $P_{tot} = E_{tot} \cdot f_o$  (Fig. 32).

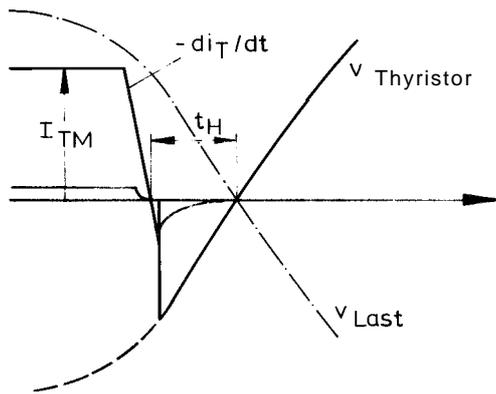
Bild/Fig. 32  
Hilfsdiagramm 4/auxiliary diagram 4  
o = Schnittpunkt, aus dem sich der hier gesuchte Wert  $t_{C(max)}$  sowie auch  $P_{tot(max)}$  ergibt  
o = intersection point, from which the here required value  $t_{C(max)}$  as well  $P_{tot(max)}$  results

The aux. diagram 4 a line will be drawn, which will be calculated from the values of thermal resistance  $R_{thCA}$  of the heatsink incl. heat transition as well as the temperature of the cooling medium  $t_A$  after the equation

$$P_{tot} = R_{thCA} (t_C - t_A)$$

(here  $t_A = 35°C$  and  $R_{thCA} = 0.02°C/W$ ). The point of intersection of the two curves leads to the highest allowable case temperature  $t_{C(max)}$  to which you can take the corresp. max. current high  $I_{TM(max)}$  from Fig. 31 (here  $t_{C(max)} = 82°C$  and  $I_{TM(max)} = 1300 A$ ). After the same scheme the current stress could be determined for various repetition frequencies at the same time as shown in Fig. 31 and 32 with interrupted lines.

10.5 GAT-Thyristor and real power dissipation of a converter  
The GAT-Thyristor T 501 S 09 T1L will be used in parallel oscillating converter for sinusoidal output AC-voltage  $V_A = 450 V_{eff}$  as well as  $f_o = 10 kHz$ . In consideration of further operating datas and the cooling proportions the max. current high  $I_{TM} = 900 A$  at a rate of rise of current  $\pm 100 A/\mu s$  can be reached about the stress diagrams of the trapezoidal current. Therefore the trapezoidal load current is  $I_A \approx I_{TM} = 900 A_{eff}$ . This current must rush before the output voltage for this phase are  $\varphi$  corresp. to the lag time  $t_H$ , so a sure deletion of the thyristors is necessary and therefore will be defined by the turn-off time  $t_q$  (Fig. 33).



Bild/Fig. 33

Es ist zu ermitteln, in welchem Maße eine &-Verkürzung durch negatives Ansteuern des GAT-Thyristors die Stromrichter-Wirkleistung  $P_A$  beeinflusst.

It is to determine how much a shortening of the  $t_q$  through a negative triggering of a GAT-Thyristor will influence the dissipation  $P_A$  of a converter.

- Negative Ansteuerung fehlt  
 $t_H = 12 \mu s$  (wegen  $t_q = 10 \mu s$ )  
 $\varphi = t_H f_o 360^\circ el$   
 $\cos \varphi = \cos (12 \mu s / 10^2 \mu s 360^\circ el) = \cos (43,2^\circ el) = 0,73$   
 $P_A = V_A \cdot I_A \cdot \cos \varphi = 450 V \cdot 900 A \cdot 0,73 \approx 295 \text{ kW}$
- Negativer Steuerimpuls vorhanden  
 $t_H = 6 \mu s$  (wegen  $t_q = 5 \mu s$ )  
 $\cos \varphi = \cos (6 \mu s / 10^2 \mu s 360^\circ el) = \cos (21,6^\circ el) = 0,93$   
 $P_A = 450 V \cdot 900 A \cdot 0,90 \approx 375 \text{ kW}$

- Negative triggering missing  
 $t_H = 12 \mu s$  (due Of  $t_q = 10 \mu s$ )  
 $\varphi = t_H f_o 360^\circ el$   
 $\cos \varphi = \cos (12 \mu s / 10^2 \mu s \cdot 360^\circ el) = \cos (43.2^\circ el) = 0.73$   
 $P_A = V_A \cdot I_A \cdot \cos \varphi = 450 V \cdot 900 A \cdot 0.73 \approx 295 \text{ kW}$
- Negative trigger impulse available  
 $t_H = 6 \mu s$  (due Of  $t_q = 5 \mu s$ )  
 $\cos \varphi = \cos (6 \mu s / 10^2 \mu s \cdot 360^\circ el) = \cos (21.6^\circ el) = 0.93$   
 $P_A = 450 V \cdot 900 A \cdot 0.90 \approx 375 \text{ kW}$

Die durch negatives Ansteuern der GAT-Thyristoren erzielte Zunahme der Stromrichter-Wirkung beträgt bei diesem Beispiel rund 27%.

The achieved increase of the converter effect by negative triggering of the GAT-Thyristor amounts to 27% for this example.

11. Tabelle/table 2

Effektivwerte, Mittelwerte und Faktoren  
RMS values, average values and factors

Lfd. Nr.	Bezeichnung Description	Frequenz des überlagerten Wechselstromes Frequency of the superimposed a.c. [Hz]	Strom- oder Spannungsverlauf $\alpha$ = Steuerwinkel $\pi - \alpha$ = Stromflußwinkel Current or voltage waveform $\alpha$ = trigger angle $\pi - \alpha$ = current conduction angle $\Theta$	zugehörige Gleichrichter-Schaltung Relevant rectifier circuit	Effektivwert $I_{RMS}$ (quadratischer Mittelwert) Formel Form factor $I_{RMS}$ Root-mean-square value Formula
1	sinusförmiger Wechselstrom oder -Spannung	50		—	$\sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot i^2 \int_0^{2\pi} \sin^2 \varphi \, d\varphi}$
1	sinusoidal alternating current or voltage				$= \sqrt{\frac{1}{4\pi} \cdot i^2 \int_0^{2\pi} (1 - \cos 2\varphi) \, d\varphi}$
2	kommutierter sinusförmiger Halbwellenstrom oder -Spannung	100		Mittelpunkt M Brücke B	$\sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot i^2 \int_0^{\pi} \sin^2 \varphi \, d\varphi}$
2	full-wave rectified current or voltage			centre-tap M bridge B	$= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot i^2 \int_0^{2\pi} (1 - \cos 2\varphi) \, d\varphi}$
3	sinusförmiger Halbwellenstrom oder -Spannung	50		Einweg E	$\sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot i^2 \int_0^{\pi} \sin^2 \varphi \, d\varphi}$
3	half-wave rectified current or voltage			half-wave E	$= \frac{i}{2} \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\pi}}$
4	wie 3, mit Anschnitt 30°	50		Einweg E	wie 3, jedoch $a = 30^\circ \text{el}$
4	as in 3, trigger angle = 30			half-wave E	as in 3, for $a = 30^\circ \text{el}$
5	wie 3, mit Anschnitt 45°	50		wie 4	wie 3, jedoch $a = 45^\circ \text{el}$
5	as in 3, trigger angle = 45°			as in 4	as in 3, for $a = 45^\circ \text{el}$
6	wie 3, mit Anschnitt 60°	50		wie 4	wie 3, jedoch $a = 60^\circ \text{el}$
6	as in 3, trigger angle = 60°			as in 4	as in 3, for $a = 60^\circ \text{el}$
7	wie 3, mit Anschnitt 75°	50		wie 4	wie 3, jedoch $a = 75^\circ \text{el}$
7	as in 3, trigger angle = 75°			as in 4	as in 3, for $a = 75^\circ \text{el}$
8	wie 3, mit Anschnitt 90°	50		wie 4	wie 3, jedoch $a = 90^\circ \text{el}$
8	as in 3, trigger angle = 90°			as in 4	as in 3, for $a = 90^\circ \text{el}$
9	wie 3, mit Anschnitt 120°	50		wie 4	wie 3, jedoch $a = 120^\circ \text{el}^1)$
9	as in 3, trigger angle = 120°			as in 4	as in 3, for $a = 120^\circ \text{el}^1)$
10	wie 3, mit Anschnitt 150°	50		wie 4	wie 3, jedoch $a = 150^\circ \text{el}^1)$
10	as in 3, trigger angle = 150°			as in 4	as in 3, for $a = 150^\circ \text{el}^1)$
11	rechteckförmiger Strom- oder Spannungsverlauf				$= i \sqrt{\frac{\Theta}{2\pi}}$
11	Square-wave current or voltage				

1)  $i$  = Scheitelwert der Sinushalbschwingung;  $i_\alpha$  = höchster auftretender Augenblickswert  
1)  $\hat{i}$  = instantaneous peak value of half sine-wave;  $i_\alpha$  = maximum instantaneous value.

Wert Value	Scheitelfaktor Peak factor S	arithmetischer Mittelwert Average value $I_{AV}$	Formel Formula	Wert Value	Mittelfaktor Average factor M	Formfaktor Form factor F	Quadrat des Formfaktors Square of form factor $F^2$
	$\frac{V}{V_{RMS}}$ od. $\frac{\hat{I}}{I_{RMS}}$				$\frac{V}{V_{AV}}$ od. $\frac{I_{RMS}}{I_{AV}}$	$\frac{V_{RMS}}{V_{AV}}$ od. $\frac{I_{RMS}}{I_{AV}}$	
$\sqrt{\frac{\hat{I}}{2}} = 0.707 \cdot \hat{I}$	$\sqrt{2} = 1,414$		$\frac{1}{2\pi} \cdot \hat{I} \int_0^{2\pi} \sin \varphi d \varphi$ $= \frac{1}{2\pi} \cdot \hat{I} [ -\cos \varphi ]_0^{2\pi}$	0			
$\frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} = 0.707 \cdot \hat{I}$	$\sqrt{2} = 1,414$		$\frac{1}{\pi} \cdot \hat{I} \int_0^{\pi} \sin \varphi d \varphi$ $= \frac{1}{\pi} \cdot \hat{I} [ -\cos \varphi ]_0^{\pi}$	$\frac{2}{\pi} \cdot \hat{I}$ $= 0,637 \cdot \hat{I}$	$\frac{\pi}{2} = 1.57$	$\frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}}$ $= 1.11$	1.23
$\frac{\hat{I}}{2} = 0,5 \cdot \hat{I}$	2		$\frac{1}{2\pi} \cdot \hat{I} \int_0^{\pi} \sin \varphi d \varphi$ $= \hat{I} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2\pi}$	$\frac{1}{\pi} \cdot \hat{I}$ $= 0,318 \cdot \hat{I}$	$\pi = 3.14$	$\frac{\pi}{2} = 1,57$	2.47
0,495 · $\hat{I}$	2,023		wie 3, jedoch $\alpha = 30^\circ$ el as in 3. for $\alpha = 30^\circ$ el	0,297 · $\hat{I}$	3.37	1,665	2,77
0.476 $\hat{I}$	2.10		wie 3, jedoch $\alpha = 45^\circ$ el as in 3, for $\alpha = 45^\circ$ el	0,272 · $\hat{I}$	3.68	1.75	3,06
0,448 · $\hat{I}$	2.23		wie 3, jedoch $\alpha = 60^\circ$ el as in 3. for $\alpha = 60^\circ$ el	0,239 $\hat{I}$	4.18	1.875	3,52
	2.46		wie 3, jedoch $\alpha = 75^\circ$ el as in 3, for $\alpha = 75^\circ$ el	0,2003 $\hat{I}$	5.0	2.03	4.12
0,407 · $\hat{I}$							
0,353 · $\hat{I}$	2,83		wie 3, jedoch $\alpha = 90^\circ$ el as in 3, for $\alpha = 90^\circ$ el	0,159 $\hat{I}$	6.29	2.22	4.93
0,255 $(\hat{I}_\alpha)$	3.88		wie 3, jedoch $\alpha = 120^\circ$ el <sup>1)</sup> as in 3, for $\alpha = 120^\circ$ el <sup>1)</sup>	0,092 $(\hat{I}_\alpha)$	10.9	2,77	7,66
0,169 $(\hat{I}_\alpha)$	5,88		wie 3, jedoch $\alpha = 150^\circ$ el <sup>1)</sup> as in 3, for $\alpha = 150^\circ$ el <sup>1)</sup>	0,0427 $(\hat{I}_\alpha)$	23,42	3,98	15.8
			$\sqrt{\frac{2\pi}{\Theta}}$	$\hat{I} \cdot \frac{\Theta}{2\pi}$	$\frac{2\pi}{\Theta}$	$\sqrt{\frac{2\pi}{\Theta}}$	$\frac{2\pi}{\Theta}$

12.	Kurzzeichen	Letter Symbols
E	Verlustenergie	energy
$E_{lot}$	Gesamtverlust-Energie	total energy
	Frequenz	frequency
$f_o$	Wiederholfrequenz	repetition frequency
F	Anpreßkraft	clamping force
G	Gewicht	weight
$i_D$	Vorwärts-Sperrstrom	forward off-state current
$i_G$	Steuerstrom	gate current
$I_A$	Ausgangsstrom	RMS on-state current
$I_{GD}$	nicht zündender Steuerstrom	gate non-trigger current
$i_{GM}$	Spitzensteuerstrom	peak gate current
$I_{GT}$	Zündstrom	gate trigger current
$I_H$	Haltestrom	holding current
	Einraststrom	latching current
$i_R$	Rückwärts-Sperrstrom	reverse current
$I_{RKH}$	Höchstzulässiger negativer Steuerstrom	Max. allowable negative gate current
$I_{RM}$	Rückstromspitze	peak reverse recovery current
$I_{RMS}$	Strom-Effektivwert	RMS current
	Durchlaßstrom	on-state current
$I_{TAV}$	Durchlaßstrom (Mittelwert)	on-state current (average value)
$I_{TAVM}$	Dauergrenzstrom	maximum average on-state current
$I_{TINT}$	Durchlaßstrom bei Aussetzbetrieb	on-state current at intermittent Operation
$I_{TM}$	Durchlaßstrom (Spitzenwert)	on-state current (peak value)
$I_{T(OV)}$	Überstrom bei Kurzzeitbetrieb	on-state current at short-time Operation
$I_{T(OV)M}$	Grenzstrom	maximum overcurrent
$I_{T(RC)M}$	periodischer Einschaltstrom (aus RC)	repetitive turn-on current (from snubber)
$I_{TRMSM}$	Durchlaßstrom-Grenzeffektivwert	maximum RMS on-state current
$I_{TSM}$	Stoßstrom-Grenzwert	surge (non-repetitive) on-state current
$\int i^2 dt$	Grenzlastintegral	$\int i^2 dt$ value
$di_G/dt$	Steuerstromsteilheit	rate of rise of gate current
$di_T/dt$	Durchlaßstromsteilheit	rate of rise of on-state current
$(di_T/dt)_{cr}$	kritische Stromsteilheit	critical rate of rise of on-state current
	Induktivität	inductance
M	Anzugsdrehmoment	tightening torque
P	Verlustleistung	power dissipation
$P_A$	Wirkleistung	real power
$P_D$	Vorwärts-Sperrverlustleistung	forward off-state power dissipation
$P_G$	Steuerverlustleistung	gate power dissipation
$P_{RKHAV}$	Höchstzulässiger Wert der negativen mittlerer Steuerverlustleistung	Max. allowable value of the negative average gate power dissipation
$P_R$	Rückwärts-Sperrverlustleistung	reverse power dissipation
$P_{RQ}$	Ausschaltverlustleistung	turn-off power dissipation
$P_T$	Durchlaßverlustleistung	on-state power dissipation
$P_{TAV}$	Durchlaßverlustleistung (Mittelwert)	on-state power dissipation (average value)
$P_{TT}$	Einschaltverlustleistung	turn-on power dissipation
$P_{TT} + P_{RQ}$	Schaltverlustleistung	switching power dissipation
$P_{lot}$	Gesamtverlustleistung	total power dissipation
$Q_f$	Restladung	residual recovered charge
$Q_r$	Sperrverzögerungsladung	recovered charge
$Q_s$	Nachlaufladung	lag charge
R	Widerstand	resistance
$r_T$	Ersatzwiderstand	slope resistance
$R_{thCA}$	Wärmewiderstand Gehäuse-Kühlmittel	thermal resistance, case to coolant
$R_{thCK}$	Übergangs-Wärmewiderstand	thermal resistance, case to heatsink
$R_{thJA}$	Gesamtwärmewiderstand	thermal resistance, junction to coolant
$R_{thJC}$	innerer Wärmewiderstand	thermal resistance, junction to case
	Zeit	time
	Mindestdauer des negativen Steuerpulses	Min. duration of the negative trigger pulse
	Periodendauer	period
$t_A$	Kühlmitteltemperatur	coolant temperature
$t_C$	Gehäusetemperatur	case temperature
$t_{cop}$	Betriebstemperatur	operating temperature
$t_g$	Steuerimpulsdauer	trigger pulse duration
$t_{gd}$	Zündverzögerung	gate controlled delay time
$t_h$	Schonzeit	hold-off time
$t_K$	Kühlkörpertemperatur	heatsink temperature
$t_D$	Strompulsdauer (Sinusform)	current pulse duration (sinusoidal)

12.	Kurzzeichen	Letter <b>symbols</b>
$t_q$	Freiwerdezeit	circuit commutated turn-off time
$t_{rr}$	Sperrverzugszeit	reverse recovery time
$t_{stg}$	Lagertemperatur	storage temperature
$t_{vj}$	Sperrschichttemperatur	junction temperature
$t_{vj\ max}$	höchstzulässige Sperrschichttemperatur	maximum permissible junction temperature
$t_W$	Stromflußzeit (Trapezform)	current pulse duration (trapezoidal)
" A	Ausgangsspannung	mf-voltage
$V_{(BO)}$	Kippspannung	forward breakover voltage
$V_{(BO)O}$	Nullkippspannung	forward breakover voltage, gate open
$V_D$	Vorwärts-Sperrspannung	forward off-state voltage
"D (D)	Vorwärts-Gleichsperrspannung	forward direct off-state voltage
"DM	Vorwärts-Sperrspannung (Spitzenwert)	forward off-state voltage (peak value)
$V_{DRM}$	periodische Vorwärts-Spitzensperrspannung	repetitive peak forward off-state voltage
$V_{DSM}$	Vorwärts-Stoßspitzensperrspannung	non-repetitive peak forward off-state voltage
$V_G$	Steuerspannung	gate voltage
"GD	nicht zündende Steuerspannung	gate non trigger voltage
"GT	Zündspannung	gate trigger voltage
$V_{ISOL}$	Isolations-Prüfspannung	insulation test voltage
" L	Steuergenerator-Leerlaufspannung	no-load voltage of trigger pulse generator
$V_R$	Rückwärts-Sperrspannung	reverse voltage
$V_{R(D)}$	Rückwärts-Gleichsperrspannung	direct reverse voltage
$V_{RG}$	Rückwärts-Steuerspannung	reverse gate voltage
"RGM	Rückwärts-Spitzensteuerspannung	peak reverse gate voltage
"RM	Rückwärts-Sperrspannung (Spitzenwert)	reverse voltage (peak value)
$V_{RRM}$	periodische Rückwärts-Spitzensperrspannung	repetitive peak reverse voltage
$V_{RSM}$	Rückwärts-Stoßspitzensperrspannung	non repetitive peak reverse voltage
" T	Durchlaßspannung	on-state voltage
$V_{T(TO)}$	Schleusenspannung	threshold voltage
$dv_D/dt$	Steilheit der Vorwärts-Spannung	rate of rise of forward off-state voltage
$(dv/dt)_{cr}$	kritische Spannungssteilheit	critical rate of rise of off-state voltage
" L	Luftmenge	air quantity
" w	Wassermenge	water quantity
$Z_{(th)JA}$	transienter Gesamtwärmewiderstand	transient thermal impedance, junction to coolant
$Z_{(th)JC}$	transienter innerer Wärmewiderstand	transient thermal impedance, junction to case
$\Theta$	Stromflußwinkel	current conduction angle