



Technische Information

Bipolare Halbleiter

Produkte und Innovationen

Höchste Zuverlässigkeit und Effizienz bei einer Kerntechnologie sind immer nur eine Momentaufnahme. Wir verstehen dieses Optimum als stetige Aufgabe. Bei IFBIP haben wir mit unseren Technologien und den daraus entstandenen Produkten auf dieser Basis übergreifende Standards in Leistungsklassen von ca. 10kW bis über 30MW pro Bauelement gesetzt. Dazu zählen unter anderem:

- PowerBLOCK-Module in Druckkontakttechnologie mit Strömen bis zu 1100 Ampere
- Dioden und Thyristoren mit einem Siliziumdurchmesser bis sechs Zoll und Sperrspannungen bis 9500 Volt
- Lichtzündbare Thyristoren mit integrierten Schutzfunktionen
- Freilaufdioden für höchste Anforderungen in schnellschaltenden Anwendungen, wie z.B. mit IGBTs oder IGCTs



Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	6
1.1 Diode	6
1.2 Thyristor	7
2. Typen- und Polaritätsbezeichnung	9
2.1 Bezeichnung der Anschlüsse	9
2.2 Bauformen	9
2.2.1 Allgemein	9
2.2.2 Scheibenzellen	9
2.2.3 PowerBLOCK-Modul	9
2.2.4 Schraubsockel- und Flachbodengehäuse	10
3. Elektrische Eigenschaften	11
3.1 Vorwärtsrichtung	11
3.1.1 Vorwärts-Sperrstrom i_D	11
3.1.2 Vorwärts-Sperrspannung v_D	11
3.1.2.1 Periodische Vorwärts-Spitzensperrspannung V_{DRM}	11
3.1.2.2 Vorwärts-Stoßspitzensperrspannung V_{DSM}	13
3.1.2.3 Vorwärts-Gleichspannung $V_{D(DC)}$	13
3.1.3 Kippspannung $V_{(BO)}$	13
3.1.4 Nullkippspannung $V_{(BO)0}$	13
3.1.5 Haltestrom I_H	13
3.1.6 Einraststrom I_L	13
3.1.7 Durchlassstrom i_T , I_{TAV} , I_{TRMS} , i_F , I_{FA} , I_{FRMS}	13
3.1.8 Durchlassspannung v_T , v_F	14
3.1.9 Durchlasskennlinie	14
3.1.10 Ersatzgerade mit $V_{T(TO)}$, $V_{F(TO)}$ und r_T	14
3.1.11 Dauergrenzstrom I_{TAVM} , I_{FAVM}	15
3.1.12 Grenzeffektivstrom I_{TRMSM} , I_{FRMSM}	15
3.1.13 Überstrom $I_{T(OV)}$, $I_{F(OV)}$	15
3.1.14 Grenzstrom $I_{T(OV)M}$, $I_{F(OV)M}$	15
3.1.15 Stoßstrom-Grenzwert I_{TSM} , I_{FSM}	16
3.1.16 Grenzlastintegral $\int i^2 dt$	17
3.2 Rückwärtsrichtung	18
3.2.1 Rückwärts-Sperrstrom i_R	18
3.2.2 Rückwärts-Sperrspannung v_R	18
3.2.2.1 Periodische Rückwärts-Spitzensperrspannung V_{RRM}	18
3.2.2.2 Rückwärts-Stoßspitzensperrspannung V_{RSM}	18
3.2.2.3 Rückwärts-Gleichspannung $V_R(DC)$	18
3.3 Steuereigenschaften von Thyristoren	19
3.3.1 Positive Ansteuerung	19
3.3.1.1 Steuerstrom i_G	19
3.3.1.2 Steuerspannung V_G	19
3.3.1.3 Zündstrom I_{GT}	19

3.3.1.4	Zündspannung V_{GT}	19
3.3.1.5	Nicht zündender Steuerstrom I_{GD}	19
3.3.1.6	Nicht zündende Steuerspannung V_{GD}	19
3.3.1.7	Steuercharakteristik	20
3.3.1.8	Steuergenerator	20
3.3.1.9	Mindestdauer des Steuerimpulses t_{gmin}	23
3.3.1.10	Höchstzulässige Spitzensteuerleistung	23
3.4	Trägheits- und Schaltverhalten	24
3.4.1	Einschalten	24
3.4.1.1	Diode	24
3.4.1.1.1	Spitzenwert der Durchlassverzögerungsspannung V_{FRM}	25
3.4.1.1.2	Durchlassverzögerungszeit t_{fr}	25
3.4.1.2	Thyristor	25
3.4.1.2.1	Zündverzugszeit t_{gd}	26
3.4.1.2.2	Kritische Stromsteilheit $(di/dt)_{cr}$	26
3.4.1.2.3	Periodischer Einschaltstrom $I_{T(RC)M}$	27
3.4.1.2.4	Kritische Spannungssteilheit $(dv/dt)_{cr}$	27
3.4.2	Ausschalten	27
3.4.2.1	Sperrverzögerungsladung Q_r	27
3.4.2.2	Rückstromspitze I_{RM}	29
3.4.2.3	Sperrverzögerungszeit t_{rr}	30
3.4.2.4	Freiwerdezeit t_q	30
3.5	Verlustleistungen	33
3.5.1	Gesamtverlustleistung P_{tot}	33
3.5.2	Sperrverlustleistung P_D, P_R	33
3.5.3	Durchlassverlustleistung P_T, P_F	33
3.5.4	Schaltverlustleistung $P_{TT}, P_{FT}+P_{RQ}$	34
3.5.4.1	Einschaltverlustleistung P_{TT}, P_{FT}	34
3.5.4.2	Ausschaltverlustleistung P_{RQ}	35
3.5.5	Steuerverlustleistung P_G	35
3.6	Isolationsprüfspannung V_{ISOL}	35
4.	Thermische Eigenschaften	36
4.1	Temperaturen	36
4.1.1	Sperrschichttemperatur $T_{vj}, T_{vj max}$	36
4.1.2	Gehäusetemperatur T_C	36
4.1.3	Kühlkörpertemperatur T_H	37
4.1.4	Kühlmitteltemperatur T_A	37
4.1.5	Betriebstemperaturbereich T_{cop}	37
4.1.6	Lagertemperaturbereich T_{stg}	37
4.2	Wärmewiderstände	37
4.2.1	Innerer Wärmewiderstand R_{thJC}	37
4.2.2	Übergangswärmewiderstand R_{thCH}	37
4.2.3	Kühlkörperwärmewiderstand R_{thCA}	38
4.2.4	Gesamtwärmewiderstand R_{thJA}	38
4.2.5	Transienter innerer Wärmewiderstand Z_{thJC}	38
4.2.6	Transienter Kühlkörperwärmewiderstand Z_{thCA}	38
4.2.7	Transienter Gesamtwärmewiderstand Z_{thJA}	39

4.3 Kühlung	39
4.3.1 Natürliche Luftkühlung	39
4.3.2 Verstärkte Luftkühlung	39
4.3.3 Wasserkühlung	39
4.3.4 Ölkühlung	39
5. Mechanische Eigenschaften	40
5.1 Anzugsdrehmoment	40
5.2 Anpresskraft	40
5.3 Kriechstrecke	40
5.4 Feuchtekasse	40
5.5 Schwingfestigkeit / Vibration	40
5.6 UL-Zulassung	40
6. Einsatzhinweise	41
6.1 Gehäusegrenzstrom	41
6.2 Thermische Lastwechsel	41
6.3 Parallelschaltung	42
6.4 Reihenschaltung	44
6.5 Pulsed Power	47
6.5.1 Anwendungen mit Gleichspannung	47
6.5.2 Stromsteilheit beim Einschalten	47
6.5.3 Durchschwingen von Strom und Spannung durch Null während des Einschaltvorganges.	47
6.5.4 Ausschalten mit hohem di/dt gegen negative Spannung	47
7. Schutz	49
7.1 Überspannungsschutz	49
7.1.1 Einzelbeschaltung (RC-Beschaltung)	49
7.1.2 Eingangsbeschaltung für Stellerschaltungen	52
7.1.3 Eingangsbeschaltung netzgeführter Stromrichter	53
7.1.4 Zusätzliche Schutzmöglichkeiten gegen energiereiche Überspannungen	55
7.2 Überstromschutz	56
7.2.1 Kurzzeitschutz mittels superflinker Halbleitersicherungen	56
7.2.1.1 Auswahl von Sicherungen	56
7.2.2 Weitere Schutzkonzepte Kurzzeitschutz von Hochleistungshalbleitern	59
7.2.2.1 Gleichstromschnellschalter	59
7.2.2.2 Elektronischer Kurzschließer (Crowbar)	59
7.2.2.3 Netzseitiger Leistungsschalter	59
7.2.2.4 Sperren der Zündimpulse (Gittersperre)	59
7.2.3 Langzeitschutz	59
7.2.4 Voll angepasster Schutz	59

7.3 Dynamische Strombegrenzung durch Induktivitäten im Hauptkreis	60
7.4 Störimpulse im Steuerkreis reduzieren	61
8. Montage	62
8.1 Scheibengehäuse	62
8.1.1 Montage von Scheibenzellen	62
8.1.2 Anordnung der Kühlkörper	66
8.1.3 Anschluss von Stromzuführungen	66
8.1.4 Anschluss der Steuerleitungen	67
8.2 Schraubsockelgehäuse	67
8.2.1 Montage von Schraubsockelgehäusen	67
8.2.2 Anordnung der Kühlkörper	67
8.2.3 Anschluss von Stromzuführungen	68
8.2.4 Anschluss der Steuerleitungen	68
8.3 Flachbodengehäuse	68
8.3.1 Montage von Flachbodengehäusen	68
8.3.2 Anordnung der Kühlkörper	69
8.3.3 Anschluss von Stromzuführungen	69
8.3.4 Anschluss der Steuerleitungen	69
8.4 PowerBLOCK-Module	69
8.4.1 Montage der PowerBLOCK-Module	69
8.4.2 Anordnung der Kühlkörper	69
8.4.3 Anschluss von Stromzuführungen	70
8.4.4 Anschluss der Steuerleitungen	70
9. Wartung	70
10. Lagerung	70
11. Typenbezeichnung	71
12. Schaltungsarten	72
A1. Kurzzeichen	74
A2. Abbildungsverzeichnis	76
A3. Tabellenverzeichnis	78
A4. Nutzungsbedingungen	79

Vorwort

Leistungshalbleiter sind die zentralen Bauelemente der Stromrichtertechnik.

Durch die stetige Weiterentwicklung finden diese Bauelemente Einsatz in immer neuen und aufwendigeren Applikationen.

Aufgrund der an uns herangetragene Anregungen und Fragen haben wir diese technische Information als Nachschlagewerk erstellt.

Diese technische Information erläutert alle wesentlichen Fachbegriffe der bipolaren Leistungshalbleiter (Dioden und Thyristoren) und stellt so eine Arbeits- und Auslegungshilfe sowie ein Nachschlagewerk für die Entwicklung und Projektierung von Stromrichterschaltungen mit bipolaren Bauelementen dar.

Sie richtet sich an den entsprechenden Personenkreis in Industrie, Forschung, Entwicklung und Ausbildung.

Allgemeine Informationen zu Stromrichtern, deren Schaltungen und Eigenarten sind den einschlägigen Fachbüchern zu entnehmen.

Wir verweisen auch hier auf die entsprechenden Normen, die stets in Ihrer aktuellen Fassung zu berücksichtigen sind.

Die aktuellen technischen Daten der Infineon Leistungshalbleiter können unter www.infineon.com abgerufen werden.

Diese technischen Informationen sollen zum besseren Verständnis der Begriffe und der Anwendung von Datenblattangaben für bipolare Leistungshalbleiter beitragen.

Verwendete Definitionen und Kurzzeichen lehnen sich weitgehend an DIN / IEC / EN an.

Wir bitten zu beachten, dass keine Gewähr dafür übernommen wird, dass die hier beschriebenen Schaltungen, Geräte und Verfahren frei von Schutzrechten sind.

1. Einleitung

Diese technische Information soll detaillierte Definitionen zu den in den Datenblättern gemachten Spezifikationen machen. Weiterhin soll der Anwender dabei unterstützt werden, die Angaben im Datenblatt korrekt für seine Applikation umzusetzen.

Die im Folgenden gemachten Angaben gelten allgemein für alle druckkontaktierten Bauelemente (Scheibenzellen und PowerBLOCK-Module) von Infineon. Ausnahmen sind besonders gekennzeichnet.

Die hier gemachten Angaben gelten in Anlehnung an die derzeit gültigen Normen und Standards.

1.1 Diode

Eine Diode ist ein Bauelement mit je einer P- und N-leitenden Halbleiterzone.

Der PN-Übergang ist verantwortlich für die Grundeigenschaften dieses Halbleiters (siehe Abbildung 1).

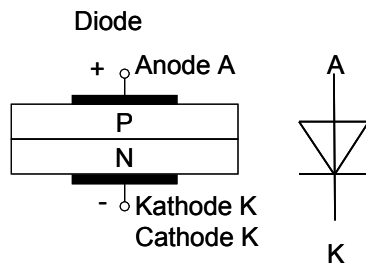


Abbildung 1 Schematischer Aufbau einer Diode

Die Kennlinie einer Diode ist in Abbildung 2 dargestellt. Sie besteht aus zwei Ästen: der Sperrkennlinie und der Durchlasskennlinie.

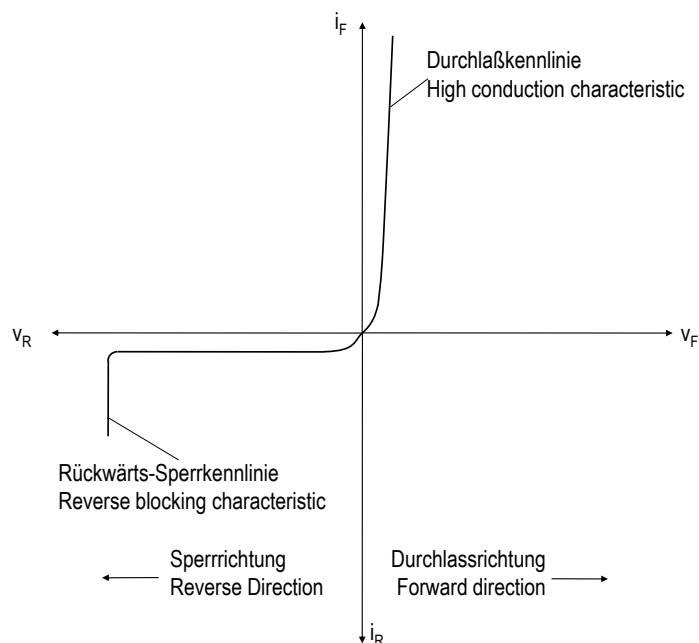


Abbildung 2 Kennlinien einer Diode

Bei Anlegen einer Spannung in Sperrrichtung im Bereich bis zu mehreren kV fließen Sperrströme im mA-Bereich über die Hauptanschlüsse Anode und Kathode.

Bei Anlegen einer Spannung in Durchlassrichtung fließen Ströme bis zu einigen kA über die Hauptanschlüsse Anode und Kathode.

1.2 Thyristor

Ein Thyristor ist ein Bauelement mit insgesamt vier abwechselnd aufeinander folgenden P- und N-leitenden Halbleiterzonen. Diese bilden somit drei PN-Übergänge (siehe Abbildung 3).

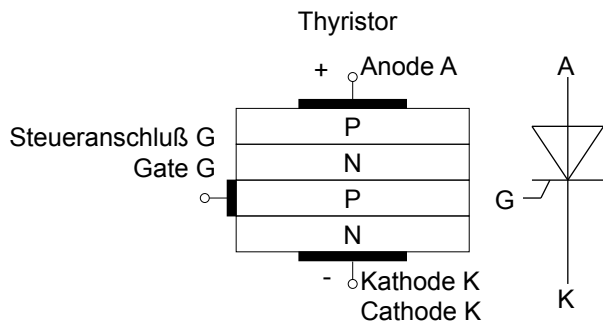


Abbildung 3 Schematischer Aufbau eines Thyristors

Die Kennlinien eines konventionellen (rückwärts sperrenden) Thyristors sind in Abbildung 4 dargestellt. Sie bestehen aus drei Ästen: der Blockier- und der Durchlasskennlinie in Vorwärtsrichtung und der Sperrkennlinie in Rückwärtsrichtung.

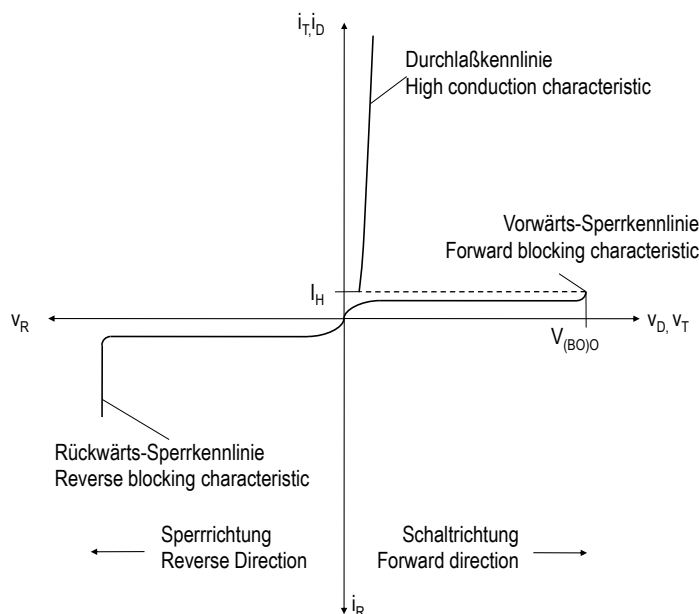


Abbildung 4 Kennlinien eines Thyristors

Wie aus den Kennlinien ersichtlich ist, sperrt der Thyristor zunächst in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung. Das Sperrvermögen ist im Allgemeinen in beiden Richtungen etwa gleich.

Bei Anlegen von Vorwärts- und Rückwärtsspannung im Bereich bis zu mehreren kV fließen nur kleine Sperrströme über die Hauptanschlüsse Anode und Kathode. Ein zusätzlicher Steuerstrom I_G zwischen Steueranschluss und

Kathode 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 Laststromkreis den Haltestrom I_H unterschreitet, sperrt der Thyristor wieder

Bei Thyristoren wird zwischen 2 Konzepten unterschieden:

- Symmetrisch sperrende Thyristoren
(SCR $\rightarrow$ Silicon Controlled Rectifier)

Diese Thyristoren haben etwa gleiche Sperrfähigkeit in beiden Richtungen. Die einzelnen Typen sind im Sperrvermögen, in der Stromtragfähigkeit, in der Freiwerdezeit und in der Gate-Kathoden-Struktur verschieden.

- Asymmetrisch sperrende Thyristoren
(ASCR $\rightarrow$ Asymmetric Silicon Controlled Rectifier)

Diese Thyristoren weisen in Vorwärtsrichtung die volle Sperrfähigkeit und in Rückwärtsrichtung eine sehr niedrige Sperrfähigkeit auf. Der rückwärts sperrende PN-Übergang wird hier durch eine Stoppschicht ersetzt, was eine deutliche Reduzierung der Siliziumdicke ermöglicht.

Vorteile gegenüber symmetrisch sperrenden Thyristoren sind eine kürzere Freiwerdezeit bei gleicher Durchlassspannung oder eine niedrigere Durchlassspannung bei gleicher Freiwerdezeit.

2. Typen- und Polaritätsbezeichnung

2.1 Bezeichnung der Anschlüsse

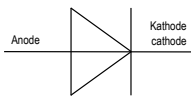
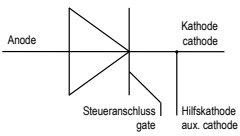
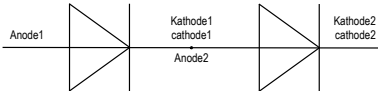
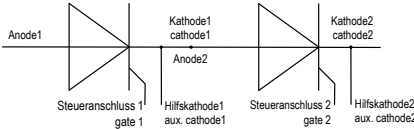
Diode as disc cell, ND or DZ-PowerBLOCK-Module	Thyristor as disc cell or TZ-PowerBLOCK-Module
	
Diodes as DD-PowerBLOCK-Module	Thyristors as TT-PowerBLOCK-Module
	

Abbildung 5 Bezeichnung der Anschlüsse

2.2 Bauformen

2.2.1 Allgemein

Das Halbleiterelement ist in ein Gehäuse eingebaut und so vor schädlichen Einflüssen der äußeren Umgebung geschützt.

Alle hier beschriebenen Halbleiter sind in Druckkontakttechnologie ausgeführt.

Die Druckkontakttechnologie zeichnet sich aus durch:

- sehr hohe Wechsellastfähigkeit
- sehr gute Überlastbarkeit

2.2.2 Scheibenzellen

Bei Scheibenzellen muss die Anpresskraft bei der Montage der Bauelemente von außen aufgebracht werden. Mit doppelseitiger Kühlung wird die durch die Verluste entstehende Wärme optimal aus den Scheibenzellen abgeführt. Sie werden daher bei Anwendungen mit höchsten Leistungen eingesetzt.

2.2.3 PowerBLOCK-Modul

Das PowerBLOCK-Modul ist ein Gehäusekonzept, welches bereits ausreichende Anpresskraft auf das Halbleiterelement sicherstellt. Zudem ist eine spezifizierte Isolation gegen die Bodenplatte vorhanden. Dadurch vereinfacht sich der Einsatz der Module erheblich, so kann z.B. ein kompletter Stromrichter auf einem gemeinsamen Kühlkörper aufgebaut werden. Wegen einseitiger Kühlung und der Grenzen der Isolationsspannung sind die Einsatzmöglichkeiten im höchsten Leistungsbereich begrenzt.

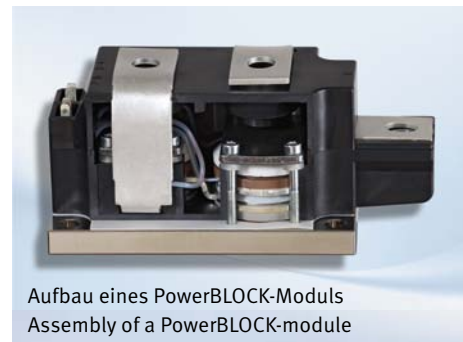
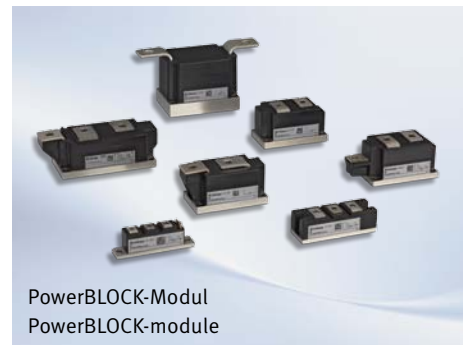


Abbildung 6 Prinzipielle Bauformen von Druckkontaktbauelementen

2.2.4 Schraubsockel- und Flachbodengehäuse

Bei Schraubsockel- und Flachbodengehäusen ist das Halbleiterelement bereits korrekt angepresst. Diese Gehäusebauarten sind veraltet und durch das leistungsfähigere PowerBLOCK-Modul weitgehend abgelöst worden.

3. Elektrische Eigenschaften

Die elektrischen Eigenschaften von Dioden und Thyristoren sind temperaturabhängig und deshalb immer nur in Verbindung mit Temperaturangaben gültig.

Alle in den Datenblättern 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 Beeinträchtigung der Funktionsfähigkeit, bzw. Zerstörung der Bauelemente zur Folge haben kann.

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

3.1 Vorwärtsrichtung

Bei *Dioden*

ist die Vorwärtsrichtung die Richtung zwischen den Hauptanschlüssen, in der die Diode den leitenden Zustand bereits bei niedriger Spannung von einigen Volt erreicht (siehe Abbildung 1; Richtung Anode-Kathode).

Bei *Thyristoren*

ist die Vorwärtsrichtung die Richtung zwischen den Hauptanschlüssen, in der der Thyristor zwei stabile Betriebszustände – den blockierten und den leitenden Zustand – annehmen kann (siehe Abbildung 3; 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 beim Thyristor aus einem Abschnitt für den blockierten Zustand und einem Abschnitt für den leitenden Zustand zusammen. (siehe Abbildung 4).

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

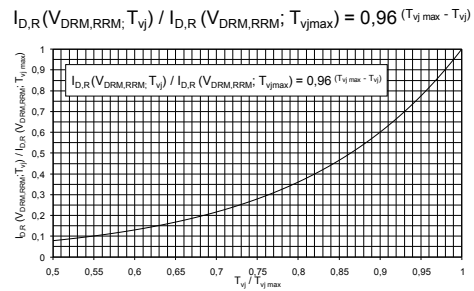


Abbildung 7 Typische Abhängigkeit des auf $I_{D,R}(V_{DRM,RRM}; T_{vjmax})$ normierten Sperrstrom $i_{D,R}(V_{DRM,RRM})$ von der auf T_{vjmax} normierten Sperrschichttemperatur T_{vj}

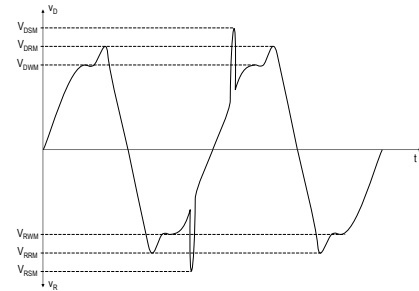


Abbildung 8 Definition der Sperrspannungsbelastungen

3.1.1 Vorwärts-Sperrstrom i_D

i_D ist der Strom, der in Vorwärtsrichtung im blockierten Zustand des Thyristors über die Hauptanschlüsse fließt. Er wird im Datenblatt für die Spannung V_{DRM} und maximale Sperrschichttemperatur T_{vjmax} spezifiziert.

Dieser Strom ist von der Sperrschichttemperatur T_{vj} abhängig (siehe Abbildung 7).

3.1.2 Vorwärts-Sperrspannung v_D

v_D ist die im gesperrten Zustand des Thyristors an den Hauptanschlüssen in Vorwärtsrichtung anliegende Spannung (siehe Abbildung 8).

3.1.2.1 Periodische Vorwärts-Spitzenperrspannung V_{DRM}

V_{DRM} ist der höchstzulässige Wert von periodischen Spannungen im Vorwärts-Sperrzustand einschließlich aller periodischen Spitzenspannungen.

Bei DC Anwendungen ist eine Reduktion auf $V_{D(DC)}$ erforderlich. Siehe dazu Punkt 3.1.2.3.

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

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

Ein geringer Sicherheitsfaktor wird dort angewendet, wo die Überspannungen im Wesentlichen bekannt sind. Das sind in der Regel selbstgeführte Stromrichter mit großen Energiespeichern. Für Stromrichter an Netzen mit unbekanntem Überspannungspegel wird ein Spannungssicherheitsfaktor von 2,0 bis 2,5 bevorzugt.

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

3.1.2.2 Vorwärts-Stoßspitzensperrspannung V_{DSM}

V_{DSM} ist der höchstzulässige nichtperiodische Spitzenwert einer kurzzeitigen Spannung in Vorwärtsrichtung des Thyristors, der nicht überschritten werden darf.

3.1.2.3 Vorwärts-Gleichspannung $V_{D(DC)}$

$V_{D(DC)}$ ist die im Vorwärts-Sperrzustand dauernd zulässige Gleichspannung. Für die hier beschriebenen Halbleiter liegt der Wert für eine Ausfallwahrscheinlichkeit von etwa 100 fit (failure in time; 1 fit = $1 \cdot 10^{-9}$ Ausfälle/Stunde, d.h. ein Fehler in 109 Betriebsstunden des Bauelements) bei etwa halber periodischer Spitzensperrspannung. Zu erwartende Ausfallwahrscheinlichkeiten für variierende Gleichspannungen sind auf Anfrage erhältlich.

3.1.3 Kippspannung $V_{(BO)}$

$V_{(BO)}$ ist der Wert der Vorwärts-Sperrspannung, bei dem der Thyristor bei gegebenem Steuerstrom vom gesperrten in den leitenden Zustand übergeht.

Ausnahme: Für lichtzündbare Thyristoren (LTT's) mit integrierter Break Over Diode (BOD) ist $V_{(BO)}$ die minimale Spannung, bei der die Schutzzündung des Thyristors erfolgt.

3.1.4 Nullkippspannung $V_{(BO)0}$

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

Ausnahme: Lichtzündbare Thyristoren sind durch eine integrierte Break Over Diode (BOD) geschützt.

3.1.5 Haltestrom I_H

I_H ist der kleinste Wert des Durchlassstromes, bei dem der Thyristor noch im leitenden Zustand bleibt. I_H sinkt bei steigender Sperrschichttemperatur (siehe Abbildung 9).

Ausnahme: Lichtzündbare Thyristoren weisen einen erheblich niedrigeren Haltestrom auf, als vergleichbare elektrisch zündbare Thyristoren.

3.1.6 Einraststrom I_L

I_L muss als Durchlassstrom fließen, damit der Thyristor eingeschaltet bleibt, wenn der Steuerstrom abgeklungen ist. Er ist abhängig von der Steilheit, Höhe und Dauer des Steuerstroms sowie von der Sperrschichttemperatur (siehe Abbildung 9).

Ausnahme: Lichtzündbare Thyristoren weisen einen erheblich niedrigeren Einraststrom auf, als vergleichbare elektrisch zündbare Thyristoren.

3.1.7 Durchlassstrom $i_T, I_{TAV}, I_{TRMS}, i_F, I_{FA}, I_{FRMS}$

Der Durchlassstrom ist der Strom, der im Durchlasszustand des Thyristors (i_T, I_{TAV}, I_{TRMS}) oder der Diode (i_F, I_{FAV}, I_{FRMS}) über beide Hauptanschlüsse fließt. Man unterscheidet:

i_T, i_F	= Augenblickswert
I_{TAV}, I_{FAV}	= arithmetischer Mittelwert
I_{TRMS}, I_{FRMS}	= Effektivwert (RMS $\rightarrow$ quadratischer Mittelwert)

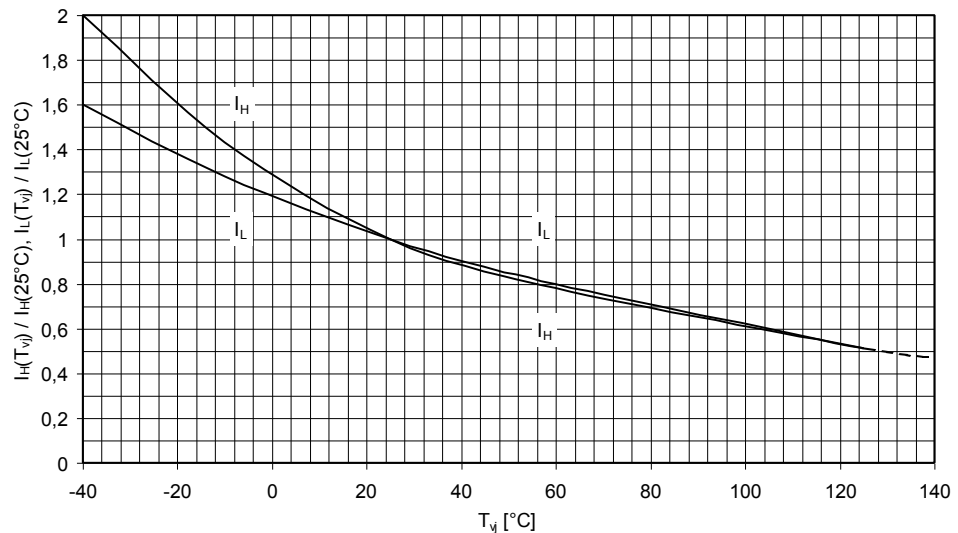


Abbildung 9 Typische Abhängigkeit des auf $T_{vj}=25^{\circ}\text{C}$ normierten Einraststromes I_L und Haltestromes I_H von der Sperrschichttemperatur T_{vj}

3.1.8 Durchlassspannung v_T , v_F

v_T , v_F ist die Spannung zwischen den Hauptanschlüssen bei definiertem Durchlassstrom. Sie ist abhängig von der Sperrschichttemperatur. Die im Datenblatt angegebenen Werte gelten für den vollständig durchgeschalteten Thyristor (v_T) bzw. für die Diode (v_F).

3.1.9 Durchlasskennlinie

Die Durchlasskennlinie ist die Zuordnung der Augenblickswerte von Durchlassstrom und Durchlassspannung für die Diode oder den vollständig durchgeschalteten Thyristor bei definierter Sperrschichttemperatur.

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

Die Ersatzgerade ist die Annäherung an die Durchlasskennlinie eines Thyristors ($V_{T(TO)}$, r_T) oder einer Diode ($V_{F(TO)}$, r_T) zur Berechnung der Durchlassverlustleistung.

Dabei bedeuten:

$V_{T(TO)}$, $V_{F(TO)}$ = Schleusenspannung

r_T = differentieller Widerstand oder Ersatzwiderstand

Der Wert zu $V_{T(TO)}$, $V_{F(TO)}$ ergibt sich aus dem Schnittpunkt der Ersatzgeraden mit der Spannungsachse, der von r_T errechnet sich aus der Steigung der Ersatzgeraden. Abhängig von der Kühlung kann es notwendig sein, die im Datenblatt angegebenen Ersatzgeraden der Applikation anzupassen. In einigen Datenblättern wird daher eine zusätzliche Low-Level-Angabe für $V_{T(TO)}$, $V_{F(TO)}$ und r_T gemacht.

Für hochsperrende Bauelemente (T...1N, T...3N, D...1N) werden Ersatzgeraden zusätzlich als Annäherung an eine typische Durchlasskennlinie, die in etwa den 50% Wert der Häufigkeitsverteilung beschreibt, angegeben. Für Applikationen, in denen viele gleiche Bauelemente eingesetzt werden, können so mit der typischen Ersatzgerade die Durchlassverluste der Anlage berechnet werden.

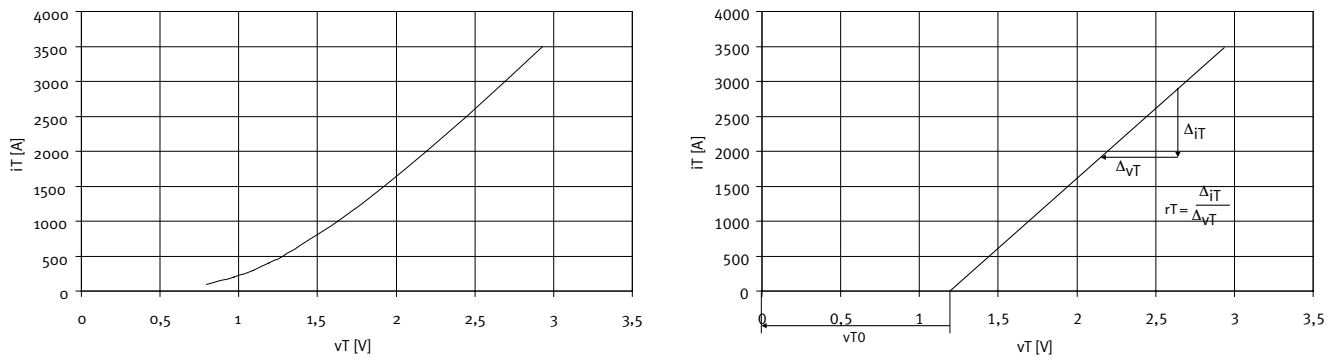


Abbildung 10 Beispiel einer Durchlasskennlinie und der dazugehörigen Ersatzgerade

3.1.11 Dauergrenzstrom I_{TAVM} , I_{FAVM}

I_{TAVM} , I_{FAVM} ist der arithmetische Mittelwert des höchsten dauernd zulässigen Durchlassstromes bei Einwegschaltung nach DIN VDE 0558 Teil 1 mit ohmscher Belastung, bezogen auf eine definierte Gehäusetemperatur T_c und Frequenz 40 bis 60 Hz.

In den technischen Daten der niedrig sperrenden Thyristoren bzw. Dioden ist ein Diagramm enthalten, das den Zusammenhang zwischen Dauergrenzstrom und höchstzulässiger Gehäusetemperatur T_c für verschiedene Stromflusswinkel darstellt.

In diesem Diagramm sind nur die Durchlassverluste berücksichtigt. Bei hochsperrenden Bauelementen $>2200V$ müssen zusätzlich Ausschaltverluste und mit Einschränkungen Sperr- und Einschaltverluste berücksichtigt werden. Bei den Bauelementen mit sehr hohem Sperrvermögen (ca. $>4kV$) wird daher auf dieses Diagramm im Datenblatt verzichtet.

3.1.12 Grenzeffektivstrom I_{TRMSM} , I_{FRMSM}

I_{TRMSM} , I_{FRMSM} ist der höchste quadratische Mittelwert des Durchlassstromes, der unter Berücksichtigung der elektrischen und thermischen Beanspruchung aller Einzelteile des Bauelementes zulässig ist. Er darf bei Flachboden-, Schraubsockelgehäusen und Modulen auch bei bester Kühlung des Thyristors (I_{TRMSM}) oder der Diode (I_{FRMSM}) nicht überschritten werden.

3.1.13 Überstrom $I_{T(OV)}$, $I_{F(OV)}$

$I_{T(OV)}$, $I_{F(OV)}$ ist der höchstzulässige Wert des Durchlassstromes, mit dem der Thyristor ($I_{T(OV)}$) oder die Diode ($I_{F(OV)}$) bei Kurzzeitbetrieb belastet werden darf, ohne dass die Steuerfähigkeit verloren geht. Im Diagramm für Überstrom bei Kurzzeitbetrieb wird der Wert als Scheitelwert sinusförmiger Halbschwingungen von 50 Hz für verschiedene Vorbelastungen in Abhängigkeit von der Zeit t angegeben.

Diese Darstellung berücksichtigt keine erhöhten Sperr- und Ausschaltverluste, wie sie bei höher sperrenden Bauelementen auftreten. Bei den Bauelementen mit sehr hohem Sperrvermögen (ca. $>4kV$) wird daher auf dieses Diagramm im Datenblatt verzichtet.

3.1.14 Grenzstrom $I_{T(OV)M}$, $I_{F(OV)M}$

$I_{T(OV)M}$, $I_{F(OV)M}$ ist der Wert des Durchlassstromes, bei dem Abschaltung erfolgen muss, damit der Thyristor ($I_{T(OV)M}$) oder die Diode ($I_{F(OV)M}$) nicht zerstört wird. Die Angaben dienen zur Auslegung der Schutzeinrichtung. Bei Belastung mit Grenzstrom kann ein Thyristor vorübergehend seine Sperrfähigkeit in Vorwärtsrichtung verlieren und vorübergehend nicht mehr steuerfähig sein.

In der Grenzstromkennlinie wird der Grenzstrom als Scheitelwert sinusförmiger Halbschwingungen von 50 Hz in Abhängigkeit von der Zeit t angegeben. Es werden zwei Fälle unterschieden: vorausgehender Leerlauf und vorausgehender Betrieb mit Dauergrenzstrom.

Die Grenzstromkennlinien in den Einzeldatenblättern gelten für eine Rückwärts-Sperrspannung in Höhe von 80% der periodischen Rückwärts-Spitzensperrspannung. In Fällen, wo die tatsächliche Rückwärtssperrspannung niedriger ist, ist ein höherer Grenzstrom zulässig, der Abbildung 11 und Abbildung 12 für einen vorausgegangenen Dauergrenzstrom I_{TAVM} entnommen werden kann. Die Verhältnisse bei vorher unbelastetem Bauteil sind daraus nicht abzuleiten.

Diese Darstellung berücksichtigt keine erhöhten Sperr- und Ausschaltverluste, wie sie bei höher sperrenden Bauelementen auftreten. Bei den Bauelementen mit sehr hohem Sperrvermögen (ca. >4kV) wird daher auf dieses Diagramm im Datenblatt verzichtet. Die Schutzkonzepte für diese Bauelemente werden im Kapitel 7.2 behandelt.

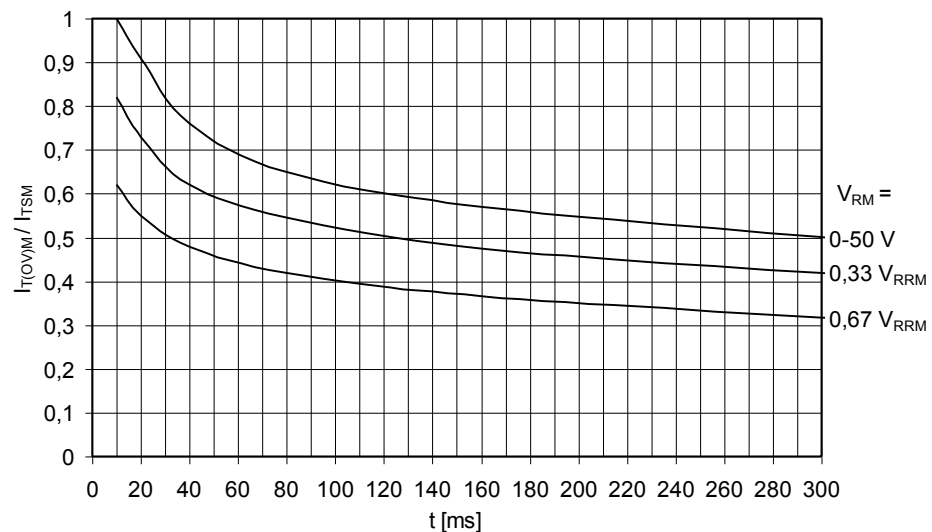


Abbildung 11 Typische Abhängigkeit des Grenzstromes $I_{T(OV)M}$, $I_{F(OV)M}$ (im Verhältnis zum Stoßstrom I_{TSM} bzw. I_{FSM} für 10 ms und $T_{vj \max}$) von der Anzahl für eine Folge von Sinushalbschwingungen bei 50 Hz. Parameter: Rückwärtssperrspannung V_{RM}

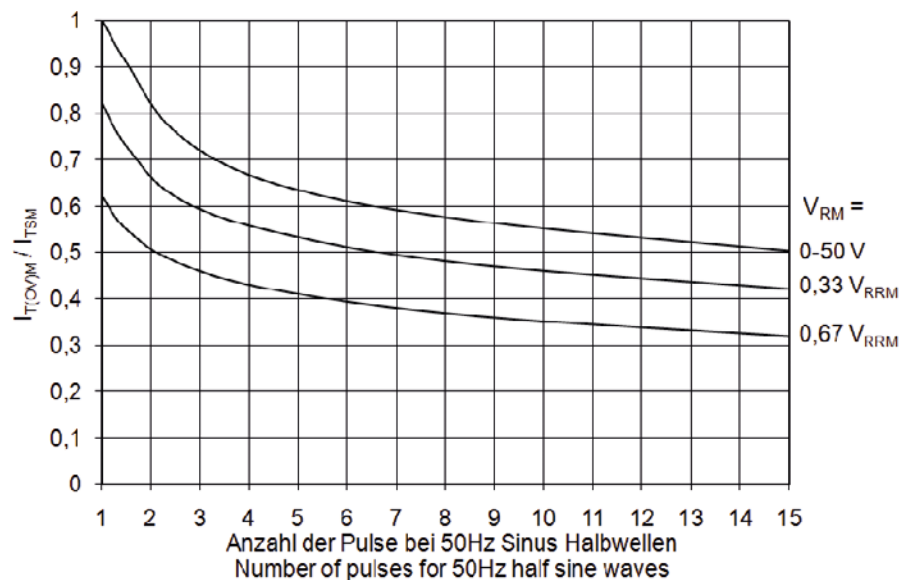


Abbildung 12 Typische Abhängigkeit des Grenzstromes $I_{T(OV)M}$, $I_{F(OV)M}$ (im Verhältnis zum Stoßstrom I_{TSM} bzw. I_{FSM} für 10 ms und $T_{vj \max}$) von der Zeit t für eine Folge von Sinushalbschwingungen bei 50 Hz. Parameter: Rückwärtssperrspannung V_{RM}

3.1.15 Stoßstrom-Grenzwert I_{TSM} , I_{FSM}

I_{TSM} , I_{FSM} ist der höchstzulässige Scheitelwert eines einzelnen Stromimpulses in Form einer Sinushalbschwingung bei 50 Hz. Er wird für 25°C (entspricht Kurzschluss aus Leerlauf) oder beim Einschalten aus maximal zulässiger Sperrschichttemperatur (entspricht Kurzschluss nach Dauerbelastung mit höchstzulässigem Strom) angegeben. Bei Beanspruchung mit dem Stoßstromgrenzwert können Halbleiter ihre Sperrfähigkeit verlieren. Deshalb darf anschließend keine negative Spannung am Bauelement anliegen. Sie kann im Störfall, nichtperiodisch wiederholt werden, wenn die Sperrschichttemperatur auf Werte innerhalb des zulässigen Betriebstemperaturbereichs abgeklungen ist.

Beim Überschreiten des höchstzulässigen Wertes besteht Zerstörungsgefahr – näheres siehe Kapitel 7.2 Überstromschutz.

3.1.16 Grenzlastintegral $\int i^2 dt$

$\int i^2 dt$ ist das Zeitintegral über dem Quadrat des Stoßstromgrenzwertes.

Das Grenzlastintegral dient zur Bemessung des Kurzschlusschutzes (siehe 7.2).

Für Sinushalbschwingungen mit Zeiten kleiner 10 ms kann das Grenzlastintegral der Abbildung 13 entnommen werden. Zur Spannungsbeanspruchung und Wiederholung gilt gleiches wie zum Stoßstrom-Grenzwert. Beim Überschreiten des höchstzulässigen Wertes muss mit einer Zerstörung des Bauelements gerechnet werden. Zudem ist insbesondere bei großflächigen Thyristoren darauf zu achten, dass die zulässige kritische Einschaltstromsteilheit $(di/dt)_{cr}$ nicht überschritten wird.

3.2 Rückwärtsrichtung

Die Rückwärtsrichtung ist die Richtung zwischen den Hauptanschlüssen, in der

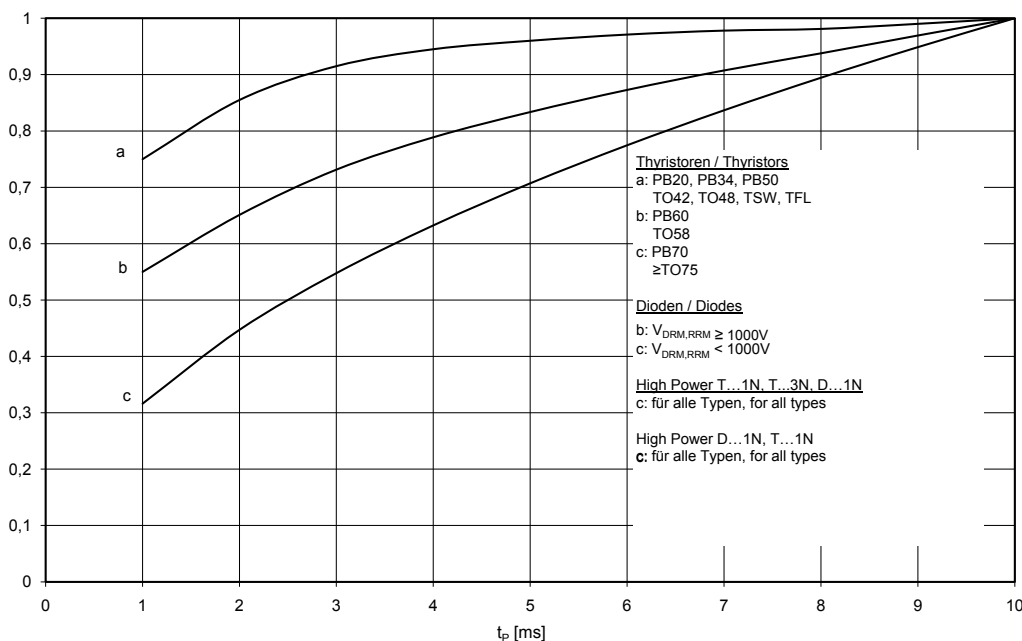


Abbildung 13 Typische Abhängigkeit des auf $\int i^2 dt$ (10ms) normierten Grenzlastintegrals $\int i^2 dt$ von der Halbschwingungsdauer t_p

Thyristoren und Dioden einen stabilen hochohmigen Betriebszustand aufweisen (Richtung Kathode-Anode).

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

Die Rückwärts-Sperrkennlinie eines Thyristors oder einer Diode gibt die Zuordnung der Augenblickswerte von Sperrstrom und Sperrspannung wieder.

3.2.1 Rückwärts-Sperrstrom i_R

i_R ist der in Rückwärtsrichtung über die Hauptanschlüsse des Thyristors oder der Diode fließende Strom. Der Rückwärts-Sperrstrom hängt von der Höhe der Sperrspannung und der Sperrschichttemperatur T_{vj} ab (Abbildung 7).

3.2.2 Rückwärts-Sperrspannung v_R

v_R ist die in Rückwärtsrichtung an den Hauptanschlüssen des Thyristors oder der Diode liegende Spannung.

3.2.2.1 Periodische Rückwärts-Spitzensperrspannung V_{RRM}

V_{RRM} ist der höchstzulässige Augenblickswert von periodischen Spannungen im Rückwärts-Sperrzustand einschließlich aller periodischen Spitzensperrspannungen.

Bei DC Anwendungen ist eine Reduktion auf $V_{R(DC)}$ erforderlich.

Siehe dazu Punkt 3.2.2.3.

Bzgl. Anschlussspannung siehe Punkt 3.1.2.1.

3.2.2.2 Rückwärts-Stoßspitzensperrspannung V_{RSM}

V_{RSM} ist der höchstzulässige nichtperiodische Spitzenwert einer kurzzeitigen Spannung in Rückwärtsrichtung, der auch bei kürzester Dauer nicht überschritten werden darf. Der Wert beträgt hier:

für Sperrkonzepte $< 800V$:

$$V_{RSM} = V_{RRM} + 50V \text{ (bei } T_{vj} = 25^\circ C \dots T_{vj \max})$$

für Sperrkonzepte $\geq 800V$:

$$V_{RSM} = V_{RRM} + 100V \text{ (bei } T_{vj} = 25^\circ C \dots T_{vj \max})$$

3.2.2.3 Rückwärts-Gleichsperrspannung $V_R(DC)$

$V_R(DC)$ ist die im Rückwärts-Sperrzustand dauernd zulässige Gleichspannung, analog zu Vorwärts – Gleichsperrspannung 3.1.2.3.

3.3 Steuereigenschaften von Thyristoren

3.3.1 Positive Ansteuerung

3.3.1.1 Steuerstrom i_G

i_G ist der über die Steuerstrecke (Anschlüsse G – HK) fließende Strom.

Thyristoren dürfen nur zum Einschalten während der positiven Sperrphase mit Zündimpulsen angesteuert werden. Positive Steuersignale während der negativen Sperrphase führen wegen eines dadurch ausgelösten Transistoreffekts zu deutlich erhöhten Sperrverlusten, die die Funktionsfähigkeit beeinträchtigen und zur Zerstörung führen können.

Ausnahme: Bei lichtgezündeten Thyristoren ist die Ansteuerung während der negativen Sperrphase zulässig.

3.3.1.2 Steuerspannung V_G

V_G ist die positive Spannung zwischen dem Steueranschluss (G) und der Kathode (K) oder Hilfskathode (HK).

3.3.1.3 Zündstrom I_{GT}

I_{GT} ist der Mindestwert des Steuerstromes zum Zünden eines Thyristors. Er hängt von der Spannung zwischen den Hauptanschlüssen und der Sperrschichttemperatur ab. Beim angegebenen Wert des Zündstroms zünden alle Thyristoren eines Typs. Der Zündstrom steigt mit sinkender Sperrschichttemperatur und wird daher bei 25°C spezifiziert.

Der Steuergenerator muss den im Datenblatt spezifizierten Wert I_{GTmax} sicher überschreiten (siehe auch 3.3.1.8).

Ausnahme: Für lichtzündbare Thyristoren wird die minimale Lichtleistung P_L , die zum Zünden aller Thyristoren eines Typs führt, angegeben.

3.3.1.4 Zündspannung V_{GT}

V_{GT} ist die Spannung, die beim Zündstrom I_{GT} zwischen Steuer- und Kathodenanschluss auftritt. Sie hängt von der Spannung zwischen den Hauptanschlüssen und der Sperrschichttemperatur ab. Beim angegebenen Wert der oberen Zündspannung zünden alle Thyristoren eines Typs. Die Zündspannung sinkt mit ansteigender Sperrschichttemperatur und wird daher bei 25°C spezifiziert. V_{GT} wird gemessen während ein spezifizierter Laststrom fließt.

3.3.1.5 Nicht zündender Steuerstrom I_{GD}

I_{GD} ist der Wert des Steuerstroms, bei dem der Thyristor noch nicht zündet. Er hängt von der Spannung zwischen den Hauptanschlüssen und der Sperrschichttemperatur ab. Beim angegebenen Höchstwert zündet kein Thyristor des jeweiligen Typs. Der nicht zündende Steuerstrom sinkt mit ansteigender Sperrschichttemperatur und wird daher bei $T_{vj\ max}$ spezifiziert.

3.3.1.6 Nicht zündende Steuerspannung V_{GD}

V_{GD} ist der Wert der Steuerspannung, bei dem der Thyristor noch nicht zündet.

Er hängt von der Spannung zwischen den Hauptanschlüssen und der Sperrschichttemperatur ab. Beim angegebenen Höchstwert zündet kein Thyristor des jeweiligen Typs. Die nicht zündende Steuerspannung sinkt mit ansteigender Sperrschichttemperatur und wird daher bei $T_{vj\ max}$ spezifiziert.

3.3.1.7 Steuercharakteristik

Sie zeigt die Streubereichsgrenzen der Eingangskennlinien eines Thyristortyps. Im Streubereich der Eingangskennlinien sind die temperaturabhängigen Zündbereiche,

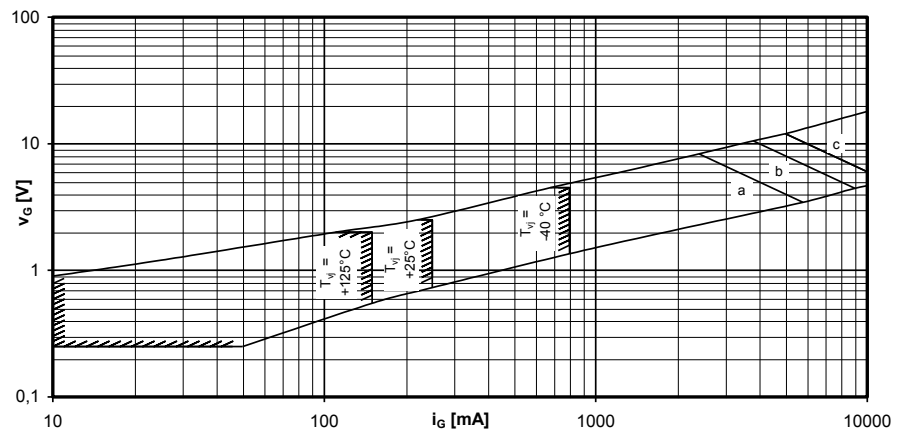


Abbildung 14 Beispiel einer Steuercharakteristik $v_G = f(i_G)$ mit Zündbereichen für $V_D = 12 \text{ V}$

und die Kurven der maximal zulässigen Steuerverlustleistung P_{GM} eingetragen (a – 20W / 10ms, b – 40W / 1ms, c – 60W / 0,5ms).

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 (siehe Abbildung 15). Die in 3.3.1.3 und 3.3.1.4 angegebenen Mindestansteuerwerte gelten nur für Anwendungen mit geringen Anforderungen an die kritische Stromsteilheit und den Zündverzug. In der Praxis stellt die 4- bis 5-fache Übersteuerung des im Datenblatt spezifizierten I_{GT} einen sicheren Betrieb, auch bei hohen Anforderungen an Stromsteilheit und Zündverzug sicher.

Dabei verwendete Begriffe bedeuten:

di_G/dt = Steilheit des Steuerstroms

i_{GM} = Höhe des Steuerstroms

t_G = Dauer des Steuerimpulses

V_L = Leerlaufspannung des Steuergenerators

Mit zunehmenden Werten der Anstiegssteilheit des Durchlassstromes di_T/dt sowie des periodischen Einschaltstromes $I_{T(RC)M}$ aus der Beschaltung macht sich eine Rückwirkung des Hauptstromkreises auf den Steuerstrom i_G bemerkbar (siehe 3.4.1.2 und Abbildung 21).

Beim Einschalten des Thyristors wird zunächst nur eine kleine Fläche um den Gatebereich leitend, was zu hoher Durchlassstromdichte und überhöhter Spannung führt. Aufgrund der inneren Kopplung tritt diese Spannung auch an den Steueranschlüssen

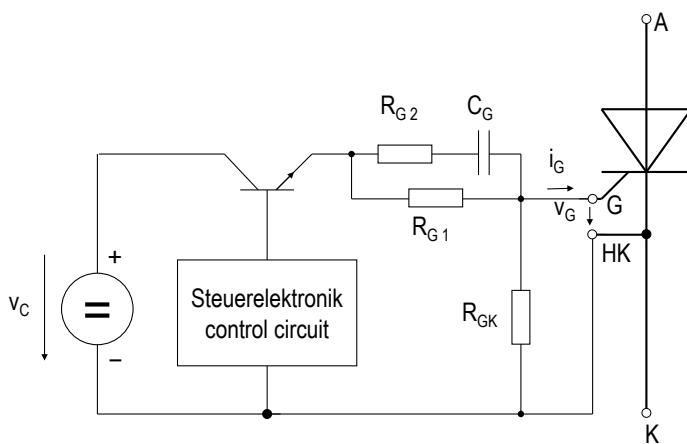


Abbildung 15 Prinzipschaltung eines Steuergenerators für Thyristoren

auf, weshalb es zum vorübergehenden Absinken des Zündstroms kommt. Um eine mögliche Beschädigung des Thyristors zu vermeiden, sollte i_G den Wert des oberen Zündstroms I_{GT} nicht unterschreiten. Gegebenenfalls lässt sich ein zu tiefes Absinken des Zündimpulses durch eine höhere Leerlaufspannung des Steuergenerators V_C verhindern. Bei Parallel- und Reihenschaltung von Thyristoren sind hohe, steile und synchrone Steuerimpulse erforderlich, um gleichmäßiges Einschalten zu erreichen. Siehe auch Streuung der Zündverzugswerte (3.4.1.2.1).

Ausnahme: Zur Ansteuerung von lichtzündbaren Thyristoren sind Laserdioden, die Licht mit Wellenlängen im Bereich 900 bis 1000nm ausstrahlen, notwendig. Es sind Mindestwerte der Lichtleistung P_L angegeben, die in Verbindung mit der angegebenen Einschaltspannung zum sicheren Zünden der Thyristoren führen. Die Lichtleistung wird am Ausgang des Lichtwellenleiters spezifiziert. Im Hinblick auf gleichmäßiges Einschalten wird auch hier die Übersteuerung, vor allem bei Parallelschaltungen und Reihenschaltungen bei hoher di/dt Beanspruchung empfohlen.

Infineon empfiehlt den Einsatz von, in entsprechenden Stecker justierten, Laserdioden SPL PL90 (siehe Abbildung 16) und bietet diese zusammen mit geeigneten Lichtwellenleitern als Zubehör an.

Die Laserdioden SPL PL 90 entsprechen folgenden Laserklassen:

Ist die Laserdiode richtig an den Lichtwellenleiter angeschlossen entspricht das Ansteuersystem Laserklasse 1. Eine Gefährdung ist ausgeschlossen.

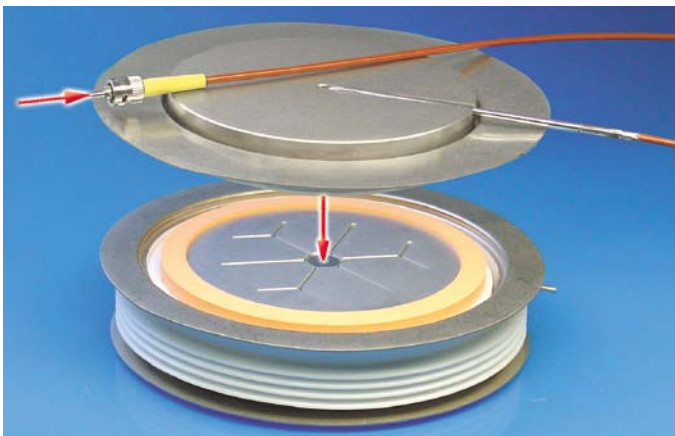


Abbildung 16 LTT mit Lichtwellenleiter



Wird die Laserdiode offen betrieben, oder ist der Lichtwellenleiter gebrochen, entspricht sie Laser Klasse 3b nach IEC 60825 – 1. Für diesen Fall besteht Gefährdung durch unsichtbare Strahlung. Eine direkte oder indirekte Bestrahlung der Augen oder der Haut muss vermieden werden.

Zur Ansteuerung der lichtgezündeten Thyristoren empfehlen wir einen Strompuls für

die Laserdiode SPL PL90 wie in Abbildung 18. Da die Laserdiode SPL PL90 nicht für Daueransteuerung geeignet ist empfehlen wir

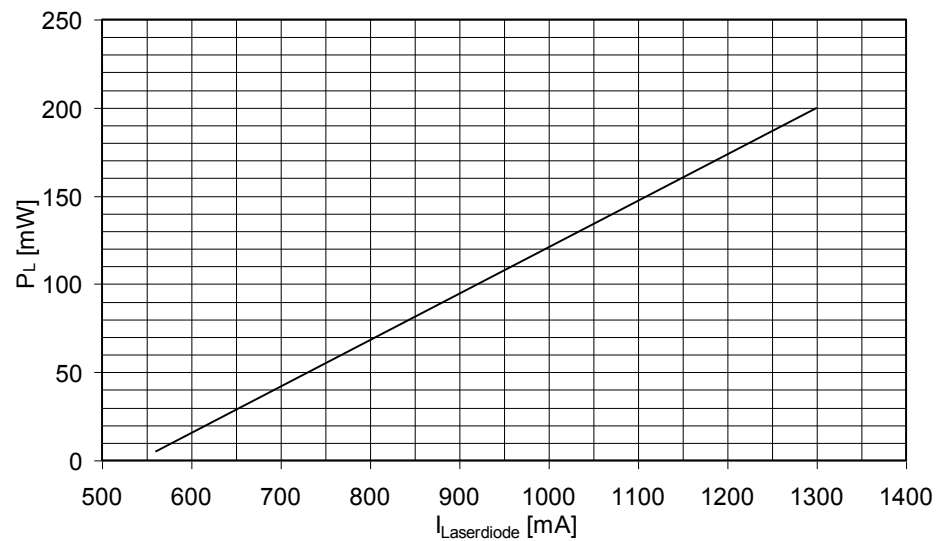


Abbildung 17 Laserdiode SPL PL 90 typ. Abhängigkeit der Lichtleistung vom Steuerstrom

die Ansteuerung der Laserdiode mit einer Frequenz von ca 6kHz unter Verwendung des Pulses in Abbildung 18.

3.3.1.9 Mindestdauer des Steuerimpulses t_{gmin}

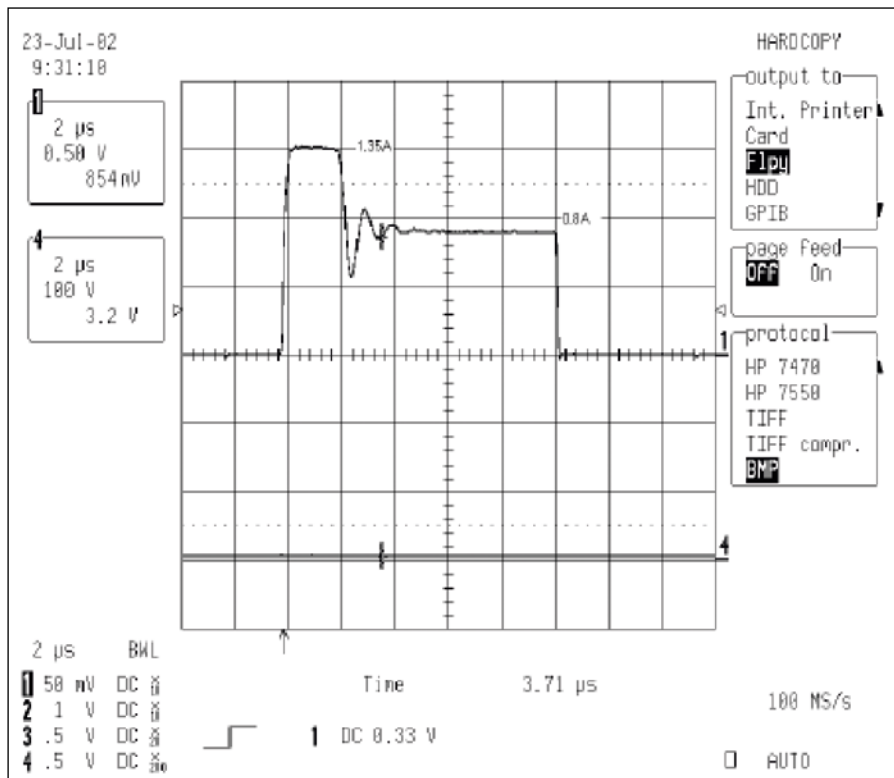


Abbildung 18 Empfohlener Strompuls für Laserdiode SPL PL 90

Der Steuerimpuls muss mindestens solange anliegen bis der Einraststrom des Thyristors (3.1.6) überschritten ist, weil der Thyristor sonst wieder in den Blockierzustand zurück fällt. Der Zündstrom des Thyristors darf auch am Ende des Zündimpulses nicht unterschritten werden.

In Applikationen mit niedrigem Stromanstieg oder geringen Lastströmen wird deshalb oftmals eine Ansteuerung mit Mehrfachimpulsen (z.B. mit einer Wiederholfrequenz von 6kHz) vorgesehen.

Bei lichtzündbaren Thyristoren ist darauf zu achten, dass sich bei einer Ansteuerung mit Mehrfachimpulsen die Laserdiode nicht unzulässig stark erwärmt. Die Lichtleistung einer stromgeregelten Laserdiode sinkt mit steigender Temperatur.

3.3.1.10 Höchstzulässige Spitzensteuerleistung

Bei Anwendungen mit hoher Stromsteilheit kann i_{GT} noch stärker als in 3.3.1.8 beschrieben übersteuert werden. Dazu sollte der Steuerstrom für $t_{GM} \approx 10-20\mu s$ auf den 8-10 fachen Wert von I_{GT} erhöht werden und danach für eine ausreichende Zeit t_G mit reduzierter Amplitude weiter fließen. Die Leerlaufspannung des Steuerkreises sollte dabei mindestens 30V betragen um den hohen Steuerstrom rückwirkungsfrei sicherzustellen.

3.4 Trägheits- und Schaltverhalten

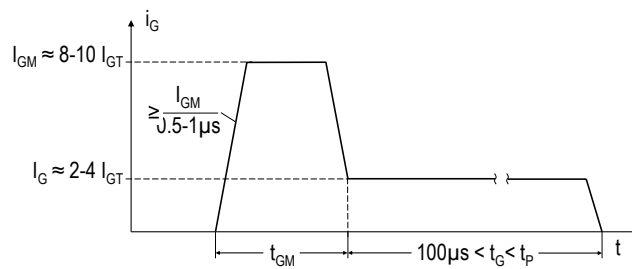


Abbildung 19 Sichere Übersteuerung des Zündstroms

Infolge des Trägheitsverhaltens der Ladungsträger stellen sich bei Änderung des Betriebszustandes von Leistungshalbleitern stationäre Werte von Strom und Spannung nicht unmittelbar ein. Bei Thyristoren werden zusätzlich mittels Ansteuerung nur kleine Flächen um die Gatestruktur leitend. Die daraus resultierenden Schaltverluste müssen in Form von Wärme aus dem Halbleiter abgeführt werden.

3.4.1 Einschalten

3.4.1.1 Diode

Beim Übergang vom stromlosen oder gesperrten in den leitenden Zustand werden an der Diode durch das Trägheitsverhalten der Ladungsträger Spannungsspitzen erzeugt. (siehe Abbildung 20).

3.4.1.1.1 Spitzenwert der Durchlassverzögerungsspannung V_{FRM}

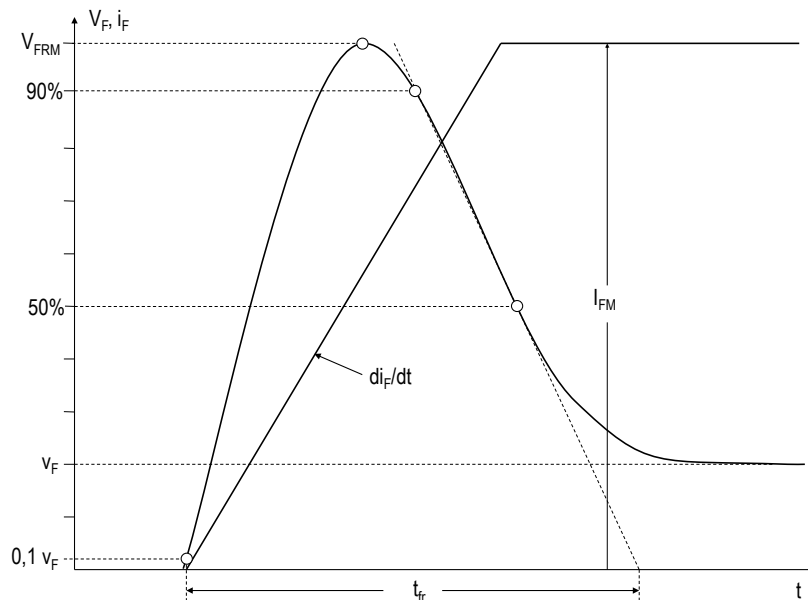


Abbildung 20 Schematische Darstellung eines Einschaltvorgangs von Dioden

V_{FRM} ist der Höchstwert der Spannung, die während der Durchlassverzögerungszeit auftritt (siehe Abbildung 20). Sie nimmt mit steigender Sperrschichttemperatur und Stromsteilheit zu.

Für den Netzbetrieb (50 / 60 Hz) mit seinen moderaten Stromsteilheiten ist V_{FRM} vernachlässigbar. In selbstgeführten Stromrichtern mit schnellen Schaltern (IGBT's, GCT's und IGCT's mit $di/dt \gg 1000 A/\mu s$) kann sie aber Werte bis zu einigen 100V erreichen. Obwohl die Durchlassverzögerungsspannung nur einige Mikrosekunden ansteht und deshalb keinen nennenswerten Beitrag zur Verlustbilanz der Dioden liefert, muss ihre Rückwirkung auf die schaltenden Halbleiter bei der Dimensionierung von Stromrichtern berücksichtigt werden.

In den Daten der für diese Anwendungen optimierten Dioden sind deshalb auch Diagramme enthalten, die die Höhe der Durchlassverzögerungsspannung als Funktion der Stromsteilheit angeben.

3.4.1.1.2 Durchlassverzögerungszeit t_{fr}

t_{fr} ist gemäß DIN IEC 60747-2 die Zeit bis die Diode vollständig leitend ist und sich die statische Durchlassspannung v_F einstellt, wenn von Null sprunghaft auf einen definierten Durchlasszustand umgeschaltet wird (siehe Abbildung 20).

3.4.1.2 Thyristor

Der Einschaltvorgang wird bei Vorwärts-Sperrspannung v_D durch einen Steuerstrom mit der Steilheit di_G/dt und Höhe i_{GM} eingeleitet, bei lichtzündbaren Thyristoren durch einen ebenso spezifizierten Steuerimpuls auf die Laserdiode.

Während der Zündverzugszeit t_{gd} sinkt die Blockierspannung am Thyristor auf 90% ab (siehe Abbildung 21).

Da zunächst nur eine kleine Fläche um die Gatestruktur leitend wird, ist die Anfangsstromdichte und damit die kritische Stromsteilheit $(di/dt)_{cr}$ ein Maß für die Belastbarkeit des Thyristors beim Einschalten.

3.4.1.2.1 Zündverzugszeit t_{gd}

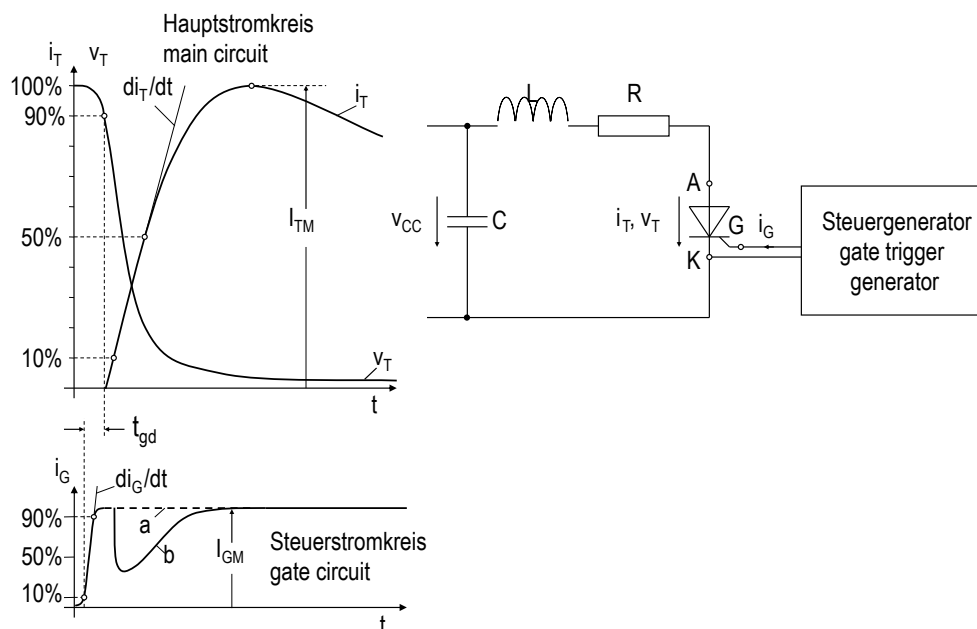


Abbildung 21 Schematische Darstellung des Einschaltvorgangs von Thyristoren

a - Steuerstrom bei abgeschaltetem Hauptstromkreis

b - Steuerstrom bei steil ansteigendem Durchlassstrom (siehe auch 3.3.1.8)

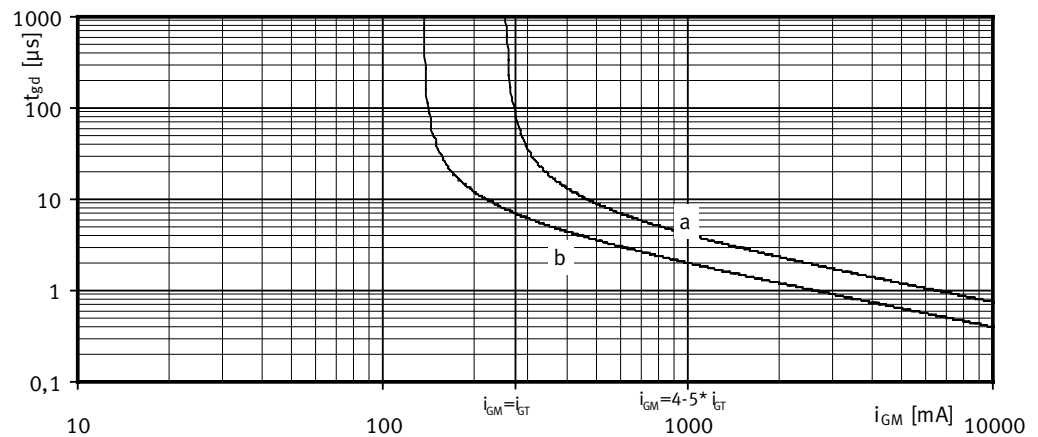


Abbildung 22 Typische Abhängigkeit der Zündverzugszeit t_{gd} und dem maximalen Steuerstrom i_{GM}

a) maximal Wert

b) typischer Wert

t_{gd} ist die Differenz zwischen dem Zeitpunkt, ab dem der Steuerstrom 10%-Wert seines Maximalwerts I_{GM} erreicht und dem Zeitpunkt, ab dem die Anoden-Kathoden-Spannung 90% von der angelegten Vorwärts-Sperrspannung v_D unterschreitet. (siehe Abbildung 21) Sie sinkt mit zunehmendem Steuerstrom (bei LTT Lichtleistung) deutlich (siehe Abbildung 22). Bei Hochleistungsthyristoren hängt das t_{gd} zusätzlich von v_D ab.

Der im Datenblatt angegebene Wert ist nach DIN IEC 60747 – 6 definiert, er gilt für $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ und definierten Steuerimpuls.

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

Nach dem Spannungszusammenbruch durch Zünden des Thyristors beginnt eine kleine Fläche der Kathode um die Gatestruktur den Durchlassstrom zu führen. Diese stromführende Fläche breitet sich, abhängig von der Stromdichte anschließend mit einer Geschwindigkeit von typ. $0,1\text{mm}/\mu\text{s}$ aus. Die Stromtragfähigkeit des Systems ist daher anfangs begrenzt. Eine Gefährdung oder Zerstörung des Thyristors ist ausgeschlossen, wenn der Wert der im Datenblatt ausgewiesenen kritischen Stromsteilheit nicht überschritten wird. Bei S-Thyristoren und großflächigen Thyristoren ist das Gate verzweigt (Fingerstruktur). Dadurch weisen diese Typen ein höheres $(di/dt)_{cr}$ auf.

Die kritische Stromsteilheit $(di/dt)_{cr}$ bezieht sich gemäß DIN IEC 60747 – 6 auf die Beanspruchung mit Durchlassstrom im Verlauf einer gedämpften Sinus-Halbschwingung. Sie ist als Steigung einer Geraden durch die Punkte 10% und 50% des ansteigenden Durchlassstroms definiert (siehe Abbildung 21, Abbildung 47) und gilt für folgende weitere Nebenbedingungen:

Sperrschichttemperatur $T_{vj} = T_{vj\text{ max}}$

Vorwärts-Sperrspannung $v_D = 0,67 V_{DRM}$

Spitzenwert des Stromes $i_{TM} = 2 I_{TAVM}$

Wiederholfrequenz $f_o = 50\text{ Hz}$

Der Steuerimpuls ist in den Einzel-Datenblättern definiert (vgl. 3.3.1.8).

Ausnahme: Lichtgezündete Thyristoren werden mit einer Vorwärts-Sperrspannung von $v_D = V_{DRM}$ getestet.

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

$I_{T(RC)M}$ ist der höchstzulässige Spitzenwert des Durchlassstromes unmittelbar nach dem Einschalten mit undefinierter Stromsteilheit. In der Regel wird dieser Einschaltstrom durch die Entladung der RC-Beschaltung verursacht. Der höchstzulässige periodische Einschaltstrom gilt auch für nachfolgenden steilen Stromanstieg bis zur kritischen Stromsteilheit $(di/dt)_{cr}$.

Für Bauelemente von Infineon gelten folgende Werte

$$I_{T(RC)M} = 100A$$

Ausnahme: Bauelemente mit der Typenbezeichnung T...1N oder T...3N

$$I_{T(RC)M} = 150 A$$

Für Anwendungen über 60 Hz müssen die Werte, sowohl der kritischen Stromsteilheit $(di/dt)_{cr}$ als auch des periodischen Einschaltstroms $I_{T(RC)M}$, reduziert werden. Nähere Angaben zu konkreten Nebenbedingungen auf Anfrage.

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

$(dv/dt)_{cr}$ ist der Höchstwert für die Anstiegssteilheit einer angelegten Spannung in Vorwärtsrichtung, die annähernd linear von 0% auf 67% V_{DRM} verläuft und bei der ein Thyristor noch nicht in den leitenden Zustand schaltet. Für einen exponentiellen Spannungsanstieg ist sie eine Gerade die die Exponentialfunktion von 0% ausgehend bei 63% des Maximalwertes schneidet.

Sie gilt für den offenen Steuerkreis und höchstzulässige Sperrschichttemperatur. Bei Überschreiten von $(dv/dt)_{cr}$ besteht Zerstörungsgefahr.

Ausnahme: In lichtzündbaren Thyristoren ist neben dem Überspannungsschutz (BOD) auch ein dv/dt Schutz integriert. Dieser bewirkt, dass die Thyristoren bei zu hohem dv/dt sicher über die gesamte Gatestruktur zünden.

3.4.2 Ausschalten

Das Ausschalten wird in der Regel durch Anlegen einer Rückwärtsspannung eingeleitet. Dabei unterbricht der Hauptstrom des Thyristors oder der Diode nicht im Nulldurchgang, sondern fließt kurzzeitig – bis die Ladungsträger aus der Sperrschicht ausgeräumt sind - in Sperrrichtung als Rückstrom weiter.

Der Softnessfaktor F_{RRS} beschreibt das Verhältnis der Stromsteilheiten während des Abschaltvorgangs.

3.4.2.1 Sperrverzögerungsladung Q_r

Q_r ist die gesamte aus dem Halbleiter nach dem Umschalten von Durchlass- in Rückwärtssperrrichtung abfließende Ladung. Sie nimmt mit steigender Sperrschichttemperatur, sowie Höhe und Abklingsteilheit des Durchlassstroms zu. Die angegebenen Werte gelten, wenn nicht anders spezifiziert, für $v_R = 0,5 V_{RRM}$ und $v_{RM} = 0,8 V_{RRM}$ und werden von 95% des jeweiligen Thyristortyps oder Diodentyps nicht überschritten. Dabei ist zumeist eine entsprechend angepasste RC-Beschaltung spezifiziert.

Für Bauelemente mit der Typenbezeichnung T...1N, T...3N und D...1N ist der im Datenblatt angegebene Wert ein maximaler Wert, der in der Serienprüfung 100% getestet wird.

Die Sperrverzögerungsladung Q_r ist im Wesentlichen von der Sperrschichttemperatur T_{vj} und von der Steilheit des abklingenden Stromes abhängig (siehe Abbildung 24 und Abbildung 25).

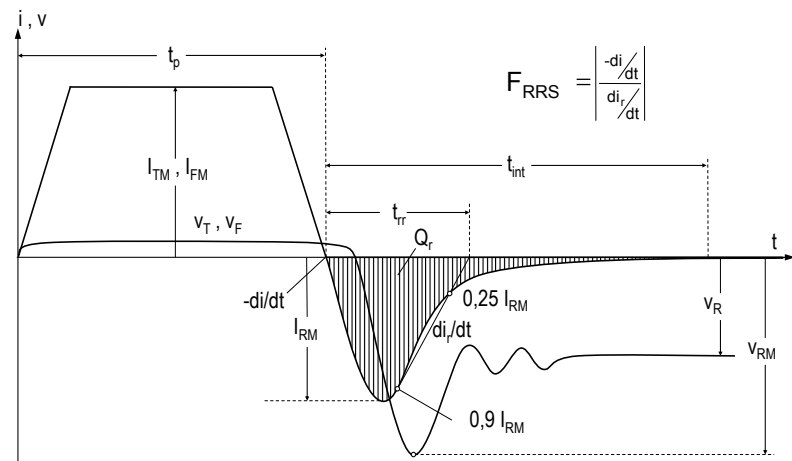


Abbildung 23 Schematische Darstellung des Ausschaltvorgangs von Thyristoren und Dioden

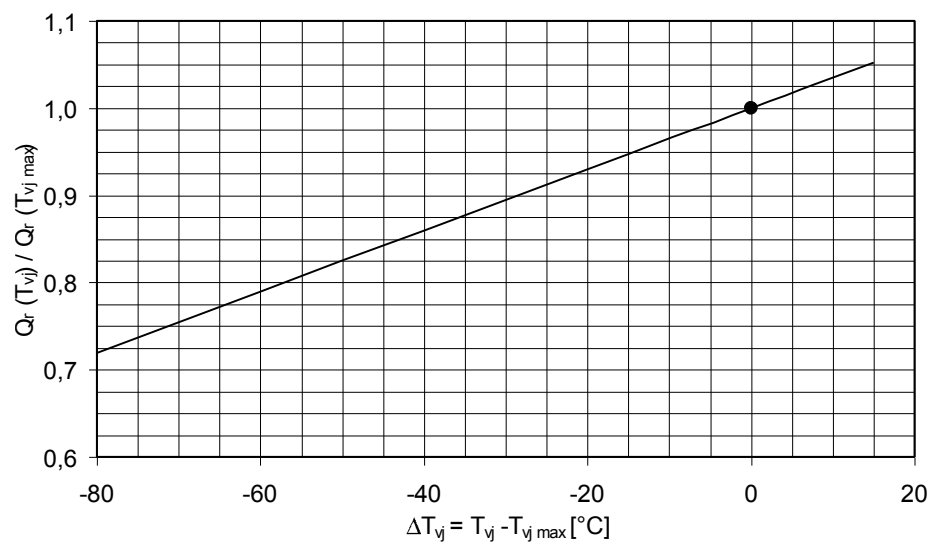


Abbildung 24 Typische T_{vj} -Abhängigkeit der auf $Q_r(T_{vj \max})$ normierten Sperrverzögerungsladung Q_r

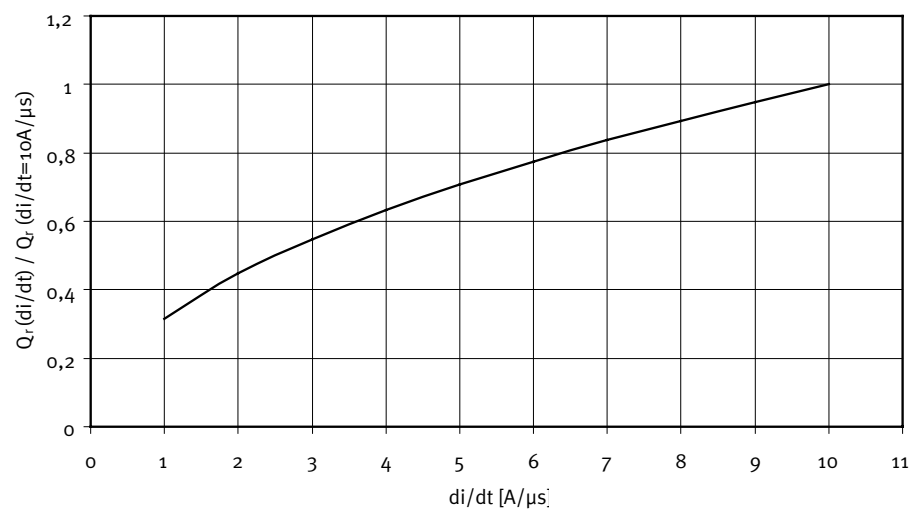


Abbildung 25 Typische di/dt -Abhängigkeit der auf $Q_r(di/dt=10A/\mu s)$ normierten Sperrverzögerungsladung Q_r

3.4.2.2 Rückstromspitze I_{RM}

I_{RM} ist der Maximalwert 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:

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

Für Bauelemente mit der Typenbezeichnung T...1N, T...3N und D...1N ist der im Datenblatt angegebene Wert ein Maximalwert, der in der Serienprüfung 100% getestet wird.

Die Rückstromspitze I_{RM} ist im wesentlichen von der Sperrschichttemperatur T_{vj} und von der Steilheit des abklingenden Stromes abhängig (siehe Abbildung 26 und Abbildung 27).

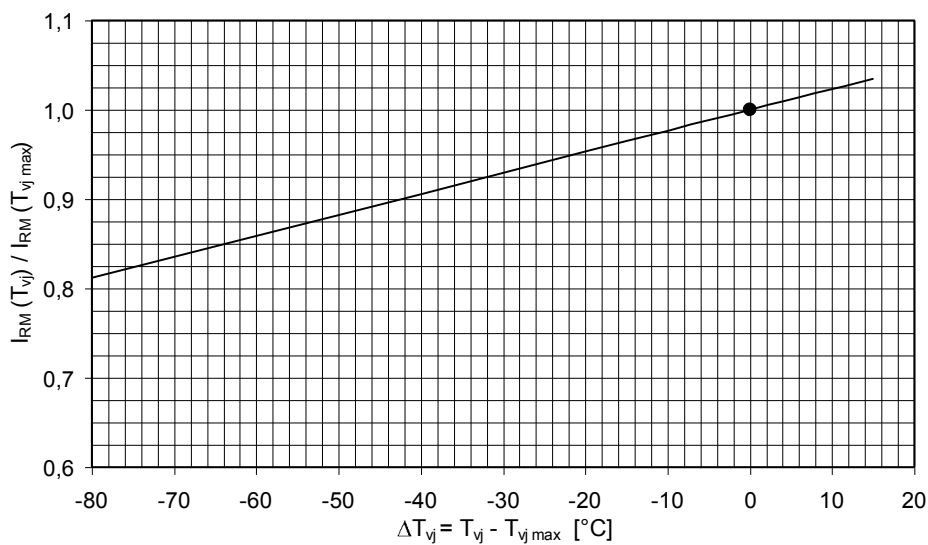


Abbildung 26 Typische T_{vj} -Abhängigkeit der auf $I_{RM}(T_{vj max})$ normierten Rückstromspitze I_{RM}

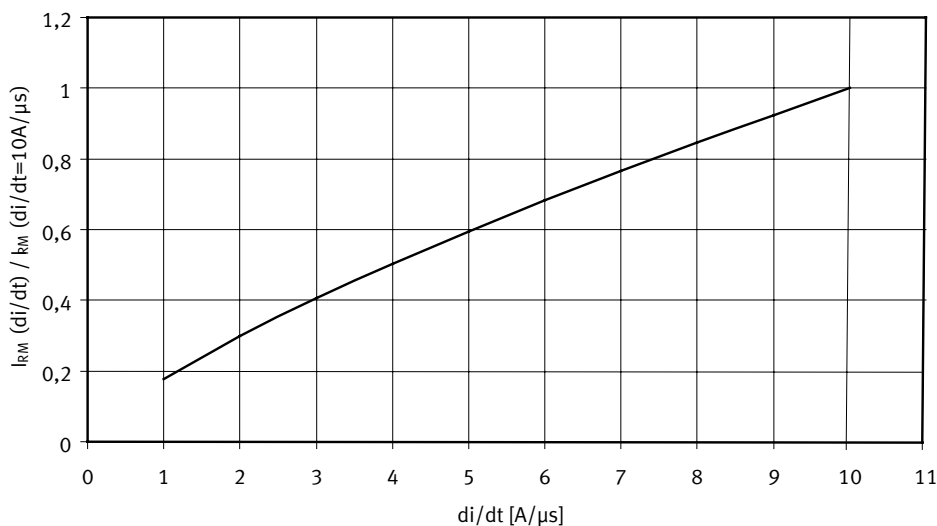


Abbildung 27 Typische di/dt -Abhängigkeit der auf $I_{RM}(di/dt=10/\mu s)$ normierten Rückstromspitze I_{RM}

3.4.2.3 Sperrverzögerungszeit t_{rr}

t_{rr} ist die Zeit zwischen dem Nulldurchgang des Stroms und dem Zeitpunkt, zu dem eine Gerade durch 90% und 25% des abklingenden Rückstroms die Nulllinie schneidet (siehe Abbildung 23). Falls t_{rr} nicht angegeben ist, kann dessen Wert näherungsweise nach folgender Formel berechnet werden:

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

3.4.2.4 Freiwerdezeit t_q

t_q ist der Zeitabstand zwischen dem Stromnulldurchgang des zur Rückwärtsrichtung kommutierenden Stroms und der Wiederkehr der Vorwärts-Sperrspannung bei dem der Thyristor ohne Steuerimpuls noch nicht wieder einschaltet.

Die tatsächlich in der Anwendung realisierte Pausenzeit bis zur Wiederkehr der Vorwärts-Sperrspannung wird als Schonzeit bezeichnet. Sie muss immer größer als die Freiwerdezeit eingestellt sein.

Die Freiwerdezeit ist hauptsächlich abhängig von der Abklingsteilheit des Durchlassstroms, der Anstiegssteilheit der Vorwärts-Sperrspannung und der Sperrschichttemperatur (siehe Abbildung 29 - Abbildung 31).

Zur Ermittlung von t_q muss die Dauer t_p des Durchlassstromes so groß gewählt werden, dass der Thyristor zum Zeitpunkt der Kommutierung vollständig durchgeschaltet ist (siehe Abbildung 28). Die in den Datenblättern angegebenen Werte gelten für folgende Bedingungen:

Sperrschichttemperatur	$T_{vj} = T_{vj \max}$
Durchlassstromhöhe	$i_{TM} \geq I_{TAVM}$
Abklingsteilheit des Durchlassstromes	$-di_T/dt = 10 \text{ A}/\mu\text{s}$
Rückwärts-Sperrspannung	$V_{RM} = 100 \text{ V}$
Anstiegssteilheit der Vorwärts-Sperrspannung	$dv_D/dt = 20 \text{ V}/\mu\text{s}$
Vorwärts-Sperrspannung	$V_{DM} = 0,67 V_{DRM}$

Ausnahme: Schnelle Thyristoren wurden mit einer Stromsteilheit $-di/dt=20\text{A}/\mu\text{s}$ abkommutiert. Das dv_D/dt kann dabei variieren und wird durch den 5. Kennbuchstaben der Typenbezeichnung angegeben (Siehe Punkt 2.3)

Für Netz-Thyristoren werden üblicherweise typische Werte der Freiwerdezeit angegeben, weil sie hauptsächlich in fremdgeführten Stromrichtern eingesetzt werden. In diesen Anwendungen liegt die Schonzeit im Allgemeinen deutlich höher als die Freiwerdezeit der Thyristoren.

Wird die Schonzeit kleiner als die Freiwerdezeit, schaltet der Thyristor bei ansteigender Vorwärts-Sperrspannung, ohne Anliegen eines Steuerimpulses, erneut ein, es besteht Zerstörungsgefahr (ggf. t_q -Grenzwerte anfragen).

Wird ein Thyristor mit einer Inversdiode (z.B. Freilaufdiode) betrieben, sind wegen der sehr geringen Abkommutierungsspannung höhere Freiwerdezeiten zu berücksichtigen (typ. 30% höher). Zusätzlich sollte bei dieser Art der Anwendung die Induktivität des Freilaufkreises minimiert werden, da sonst die Freiwerdezeit noch erheblich höhere Werte annehmen kann.

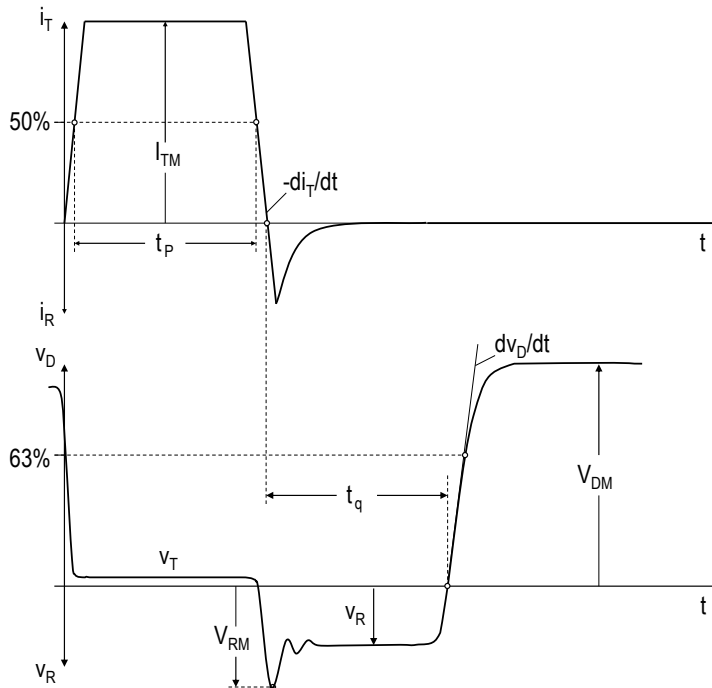


Abbildung 28 Schematische Darstellung zum Ausschaltverhalten eines Thyristors

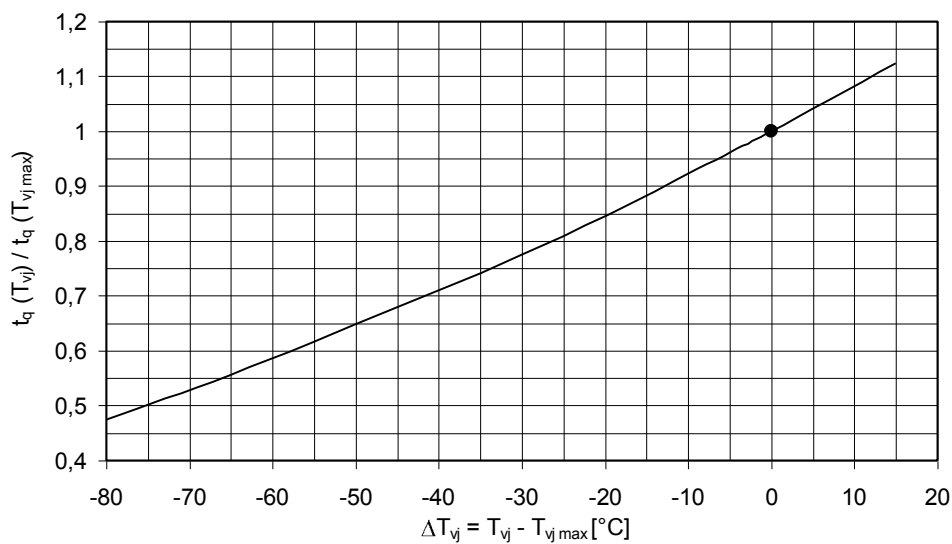


Abbildung 29 Typische Abhängigkeit der auf $T_{vj,max}$ normierten Freiwerdezeit t_q von der Sperrschichttemperatur T_{vj}

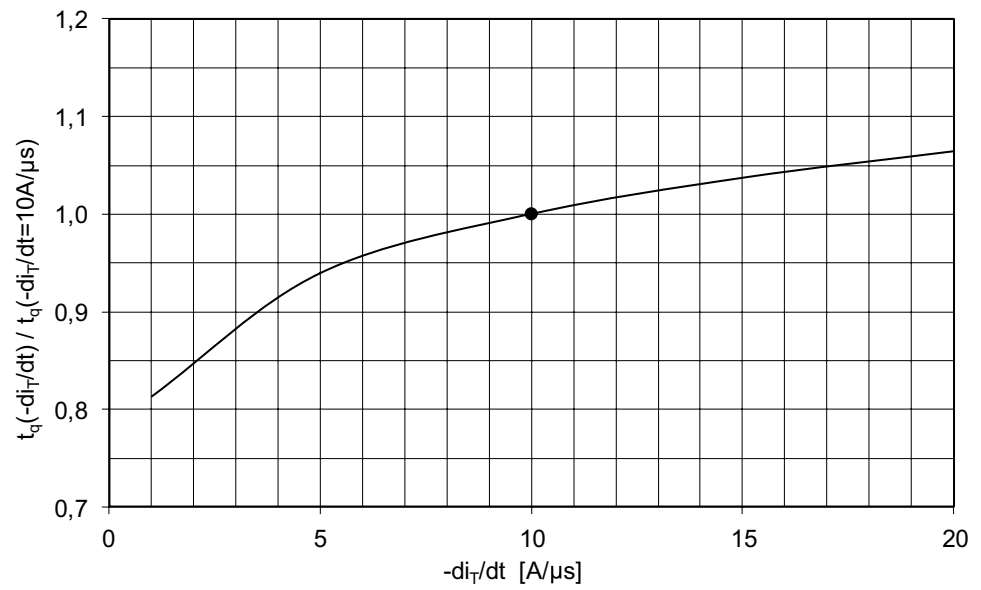


Abbildung 30 Typische di_T/dt -Abhängigkeit der auf $t_q(-di_T/dt=10A/μs)$ normierten Freierzeit t_q von der Abkommutierungssteilheit $-di/dt$

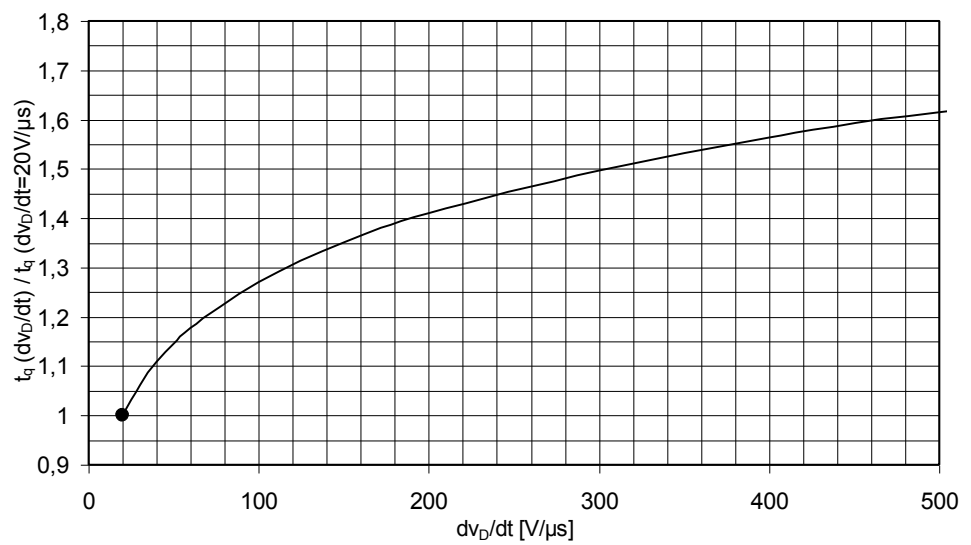


Abbildung 31 Typische Abhängigkeit der auf $dv_D/dt = 20V/μs$ normierten Freierzeit t_q von der Spannungssteilheit dv_D/dt

3.5 Verlustleistungen

Man unterscheidet bei Thyristor und Diode Sperr-, Durchlass-, Ein- und Ausschaltverlustleistung. Beim Thyristor treten zudem Steuerverluste auf. Bei vorgegebenen Kühlverhältnissen ist deren Summe für die Strombelastbarkeit maßgebend.

Für den Netzbetrieb bis 60Hz mit seinen moderaten dynamischen Belastungen kann die Dimensionierung ausschließlich mit Durchlassverlusten durchgeführt werden, weil die Summe der sonstigen Verluste demgegenüber vernachlässigbar sind.

Für hochsperrende ($> 2200V$) oder großflächige Halbleiter mit einem Element- $\emptyset \geq 80mm$ sollten aber auch bei Netzbetrieb die Ausschaltverluste mit betrachtet werden.

3.5.1 Gesamtverlustleistung P_{tot}

P_{tot} ist der Mittelwert der Summe der Einzelverlustleistungen.

3.5.2 Sperrverlustleistung P_D, P_R

P_D, P_R ist die, durch Sperrstrom und Sperrspannung erzeugte, Verlustleistung in Vorwärts- (P_D) und in Rückwärtsrichtung (P_R).

3.5.3 Durchlassverlustleistung P_T, P_F

P_T, P_F ist die in Wärme umgesetzte elektrische Leistung, wenn nur der leitende Zustand in Vorwärtsrichtung betrachtet wird. Der Mittelwert der Durchlassverlustleistung P_{TAV} bzw. P_{FAV} wird mit den Werten der Ersatzgeraden nach folgender Formel berechnet:

$$\begin{aligned} P_{TAV} &= V_{T(TO)} \cdot I_{TAV} + r_T \cdot I_{TRMS}^2 = V_{T(TO)} \cdot I_{TAV} + r_T \cdot I_{TAV}^2 \cdot F^2 \text{ (für Thyristoren)} \\ P_{FAV} &= V_{F(TO)} \cdot I_{FAV} + r_T \cdot I_{FRMS}^2 = V_{F(TO)} \cdot I_{FAV} + r_T \cdot I_{FAV}^2 \cdot F^2 \text{ (für Dioden)} \end{aligned}$$

Formfaktoren entnehmen Sie der Tabelle 1

Diagramme in den Datenblättern zeigen den Zusammenhang zwischen Mittelwert der Durchlassverlustleistung und Durchlassstrom für verschiedene Kurvenformen des Stromes.

Statt der Berechnung der Durchlassverluste mittels v_{T0}, v_{F0} und r_T kann alternativ die Durchlassspannung mittels einer genaueren Annäherung über folgende Beziehung berechnet werden:

$$v_T = A + B \cdot i_T + C \cdot \ln(i_T + 1) + D \cdot \sqrt{i_T}$$

Die Faktoren A, B, C und D sind in den Datenblättern angegeben.

Ausnahme: PowerBLOCK-Module weisen keine spezifizierten ABCD-Koeffizienten auf.

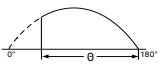
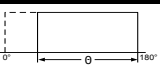
Stromform Current waveform	Scheitelfaktor peak factor $S = \frac{\hat{i}}{I_{RMS}}$	Mittelfaktor average factor $M = \frac{\hat{i}}{I_{AV}}$	Formfaktor form factor $F = \frac{I_{RMS}}{I_{AV}}$	Formfaktor ² form factor ² F^2
 sinus 180° el	2	$\pi = 3,14$	$\pi / 2 = 1,57$	2,47
sinus 120° el	2,23	4,18	1,875	3,52
sinus 90° el	2,83	6,29	2,22	4,93
sinus 60° el	3,88	10,9	2,77	7,66
sinus 30° el	5,88	23,42	3,98	15,8
DC	1	1	1	1
 rect 180° el	$\sqrt{2} = 1,41$	2	$\sqrt{2} = 1,41$	2
rect 120° el	$\sqrt{3} = 1,73$	3	$\sqrt{3} = 1,73$	3
rect 90° el	$\sqrt{4} = 2$	4	$\sqrt{4} = 2$	4
rect 60° el	$\sqrt{6} = 2,45$	6	$\sqrt{6} = 2,45$	6
rect 30° el	$\sqrt{12} = 3,46$	12	$\sqrt{12} = 3,46$	12

Tabelle 1 Formfaktoren für Phasenanschnittbedingungen

3.5.4 Schaltverlustleistung P_{TT} , $P_{FT}+P_{RQ}$

P_{TT} , $P_{FT}+P_{RQ}$ sind die in Wärme umgesetzte elektrische Leistungen beim Einschalten (P_{TT} bei Thyristoren, P_{FT} bei Dioden) und Ausschalten (P_{RQ}). Mit zunehmender Durchlassstromsteilheit beim Ein- und Ausschalten sowie mit steigender Wiederholfrequenz wächst die mittlere Schaltverlustleistung. Bis zu mittelgroßen Thyristoren und Dioden mit einem Sperrvermögen bis 2200V ist in Anwendungen bei Netzfrequenz bis 60 Hz die Schaltverlustleistung gegenüber der Durchlassverlustleistung meist vernachlässigbar.

Für hochsperrende > 2200V oder großflächige Halbleiter mit einem Element- $\varnothing \geq 80\text{mm}$ sollten aber auch bei Netzbetrieb die Ausschaltverluste mit betrachtet werden (ggf. Anfrage). Die Einschaltverlustleistung von Dioden ist aber auch hier in der Regel vernachlässigbar.

3.5.4.1 Einschaltverlustleistung P_{TT} , P_{FT}

P_{TT} , P_{FT} ist der die Durchlassverlustleistung P_T (bei Thyristoren) bzw. P_F (bei Dioden) übersteigende Verlustleistungsanteil beim Einschalten. Sie wird einerseits durch das Trägheitsverhalten und andererseits durch die zeitlich verzögerte Ausbreitung der stromführenden Fläche verursacht.

Um möglichst großflächig einzuschalten sind viele Thyristoren mit innerer Zündverstärkung ausgestattet. Diese besteht aus einem oder mehreren amplifying gates (= Hilfsthyristoren). Bei großflächigen Thyristoren ist zudem das amplifying gate verzweigt (Fingerstruktur). Dadurch wird zum Zündzeitpunkt eine größere Fläche leitend und die Einschaltverluste werden reduziert.

Die Summe der zur Berücksichtigung von Erwärmung wichtigen Einschalt- und Durchlassverlustleistung P_{TT} , $P_{FT} + P_T$, P_F kann aus dem zeitlichen Verlauf von Durchlassstrom und Durchlassspannung während und nach dem Einschalten wie folgt ermittelt werden.

$$P_{TT} + P_T = \frac{1}{t_T} \int_{t_o}^{t_T} i_T(t) \cdot v_T(t) dt \quad (\text{für Thyristoren})$$

$$P_{FT} + P_F = \frac{1}{t_T} \int_{t_o}^{t_T} i_F(t) \cdot v_F(t) dt \quad (\text{für Dioden})$$

In der Praxis werden die Einschaltverluste üblicherweise vernachlässigt.

3.5.4.2 Ausschaltverlustleistung P_{RQ}

Ausschaltverluste entstehen als Folge des Trägheitsverhaltens. Sie sind vom Verlauf des Sperrverzögerungsstroms sowie von der Höhe und Steilheit der Rückwärts-Sperrspannung abhängig und lassen sich deshalb durch die Beschaltung beeinflussen (siehe Abbildung 23).

Für die festzulegende Zeitspanne t_{int} einer Integration errechnet sich die Ausschaltverlustleistung wie folgt:

$$P_{RQ} = \frac{1}{t_{int}} \int_{t_o}^{t_{int}} i_R(t) \cdot v_R(t) dt$$

Näherungsweise kann die Ausschaltverlustleistung wie folgt berechnet werden:

$$P_{RQ} = E_{RQ} \cdot f \approx Q_r \cdot v_R \cdot 0,4 \cdot f \quad \text{für Durchlassgrenzkennlinie}$$

$$P_{RQ} = E_{RQ} \cdot f \approx Q_r \cdot v_R \cdot 0,5 \cdot f \quad \text{für typische Durchlasskennlinie}$$

E_{RQ} = Ausschaltverlustenergie

f = Frequenz

Q_r = maximale Sperrverzögerungsladung

v_R = treibende Spannung nach der Kommutierung

3.5.5 Steuerverlustleistung P_G

P_G ist 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).

3.6 Isolationsprüfspannung V_{ISOL}

Die Isolationsprüfspannung V_{ISOL} ist der Effektivwert einer sinusförmigen Spannung zwischen der Bodenplatte und den Anschlusslaschen eines Thyristor- bzw. Diodenmoduls. Für DC-Anforderungen entspricht $V_{ISOL DC}$ dem Scheitelwert des spezifizierten Effektivwerts (d.h. $\sqrt{2} \cdot V_{ISOL}$). Die stromführenden Anschlüsse werden bei der Prüfung miteinander verbunden und gegen die Bodenplatte mit V_{ISOL} beaufschlagt.

4. Thermische Eigenschaften

Die im Halbleiter in Wärme umgesetzte elektrische Verlustleistung muss zum Erhalten des thermischen Gleichgewichts abgeführt werden. Dafür stehen Kühlkörper mit definierten Kühleigenschaften zur Verfügung. Zur Beschreibung dieser Funktion werden in Analogie zur Elektrotechnik thermische Ersatzschaltbilder nach Abbildung 32 herangezogen.

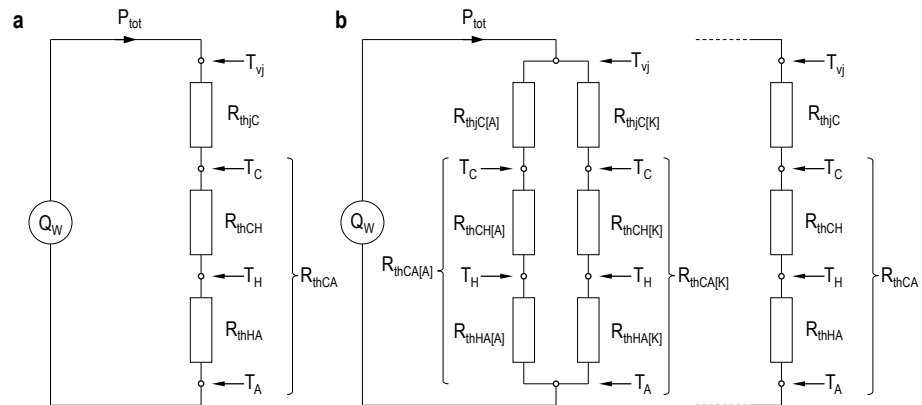


Abbildung 32 Thermisches Ersatzschaltbild für Dioden und Thyristoren

$R_{th\ JC}$ = statischer Wärmewiderstand Sperrschicht – Gehäuse

$R_{th\ CH}$ = statischer Übergangs-Wärmewiderstand Gehäuse – Kühlkörper

$R_{th\ HA}$ = statischer Kühlkörperwärmewiderstand

a - einseitige Kühlung

b - beidseitige Kühlung

4.1 Temperaturen

4.1.1 Sperrschichttemperatur T_{vj} , $T_{vj\ max}$

Die Sperrschichttemperatur ist die wichtigste Bezugsgröße für alle wesentlichen elektrischen Eigenschaften. Sie stellt einen räumlichen Mittelwert innerhalb des Halbleitersystems dar und wird daher genauer auch Ersatzsperrschichttemperatur oder virtuelle Sperrschichttemperatur genannt.

Die Einhaltung der höchstzulässigen Sperrschichttemperatur $T_{vj\ max}$ ist für die Funktion und die Zuverlässigkeit des Bauelementes bedeutend. Das Überschreiten dieses Grenzwertes kann die Eigenschaften des Halbleiters irreversibel verändern und ihn zerstören.

4.1.2 Gehäusetemperatur T_C

T_C ist die höchste Temperatur an der Kontaktfläche des Thyristor- oder Diodengehäuses einer Scheibenzelle, oder der Bodenplatte eines PowerBLOCK-Moduls.

4.1.3 Kühlkörpertemperatur T_H

T_H ist die Temperatur des Kühlkörpers, die sich auf Grund des Wärmeflusses vom Halbleiter zum Kühlmedium, zwischen der Kontaktfläche des Kühlers und dem Kühlmedium, einstellt.

Die von Infineon angebotenen Kühler wurden mit montierten Bauelementen ausgemessen und spezifiziert. Die angegebenen Kühlerdaten beinhalten somit bereits den Übergangswärmewiderstand R_{thCH} zwischen Bauelement und Kühler. Dieser muss daher bei der Kalkulation nicht mehr berücksichtigt werden.

4.1.4 Kühlmitteltemperatur T_A

T_A ist die Temperatur des Kühlmittels vor Eintritt in den Kühlkörper. Bei Luftkühlung wird diese auf der einströmenden Seite des Kühlers definiert. Bei Flüssigkühlung wird diese am Eingang des Kühlers definiert.

4.1.5 Betriebstemperaturbereich T_{cop}

T_{cop} ist der Gehäusetemperaturbereich, in dem Leistungshalbleiter betrieben werden dürfen.

4.1.6 Lagertemperaturbereich T_{stg}

T_{stg} ist der Temperaturbereich, in dem Leistungshalbleiter ohne elektrische Beanspruchung gelagert werden dürfen. Unabhängig von der zeitlich unbegrenzten höchstzulässigen Sperrschichttemperatur beträgt die höchstzulässige Lagertemperatur für Epoxyscheibenzellen und für PowerBLOCK-Module $T_{stg} = 150^\circ\text{C}$ mit zeitlicher Begrenzung auf 672 h gemäß DIN IEC 60747-1.

4.2 Wärmewiderstände

4.2.1 Innerer Wärmewiderstand R_{thJC}

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 hängt vom inneren Aufbau sowie von Form und Frequenz des Durchlassstroms ab.

Der Wärmewiderstand für eine beidseitige Kühlung ist gegenüber der einseitigen Kühlung geringer aufgrund der Parallelschaltung der Einzelwärmewiderstände (siehe Abbildung 32).

Der Wärmewiderstand ist bauartbedingt. Er wird daher nicht 100% stückgeprüft, sondern im Rahmen der Typenprüfung abgesichert.

4.2.2 Übergangswärmewiderstand R_{thCH}

R_{thCH} ist das Verhältnis der Temperaturdifferenz zwischen den Kontaktflächen von Bauelement und Kühlkörper $T_C - T_H$ zur Gesamtverlustleistung P_{tot} :

$$R_{thCH} = \frac{T_C - T_H}{P_{tot}}$$

Die angegebenen Werte gelten nur bei sachgerechter Montage (siehe 8.).

4.2.3 Kühlkörperwärmewiderstand R_{thCA}

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}

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_{thJC}

Z_{thJC} gibt den Verlauf des Bauelementwärmewiderstands über die Zeit wieder. In den Datenblättern wird Z_{thJC} für Konstantstrom (DC) und zum Teil auch für Pulsströme angegeben. Außerdem sind die Teilwärmewiderstände R_{thn} und Zeitkonstanten τ_n als analytische Funktion tabellarisch zusammengestellt.

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

4.2.6 Transienter Kühlkörperwärmewiderstand Z_{thCA}

Z_{thCA} gibt den Verlauf des Kühlerkörperwärmewiderstands über die Zeit wieder. In Einzelblättern wird Z_{thCA} angegeben. Außerdem sind die Werte R_{thCAn} und n der analytischen Funktion tabellarisch zusammengestellt. Für Kühlkörper gibt es keinen allgemein definierten transienten Wärmewiderstand. Dieser hängt einerseits von der Kontaktfläche des Übergangs zwischen Leistungshalbleiter und Kühlkörper ab. Andererseits haben die Kühlart (natürlich/verstärkt) und der Durchfluss des Kühlmediums einen starken Einfluss. Bei natürlicher Kühlung und Ölkühlung wird der Durchfluss des Kühlmediums durch die Konvektion der Luft bzw. des Öls verursacht. Da die Verlustleistung die Konvektion bestimmt, wird bei natürlicher Kühlung und Ölkühlung die jeweilige Verlustleistung spezifiziert. Die richtige Ausrichtung und Position des Kühlers ist dabei zu beachten.

Bei verstärkter Kühlung und Wasserkühlung wird die Durchflussgeschwindigkeit des Kühlmediums spezifiziert.

Kurzzeitige Temperaturschwankungen durch Impulsströme sind weitgehend unabhängig von diesen Parametern. Sie werden durch die große Wärmekapazität des Kühlkörpers nivelliert.

Die von Infineon angebotenen Kühler wurden mit montierten Bauelementen ausgemessen und spezifiziert. Die angegebenen Kühlerdaten beinhalten bereits den Übergangswärmewiderstand R_{thCH} zwischen Bauelement und Kühler. Dieser muss daher nicht berücksichtigt werden.

4.2.7 Transienter Gesamtwärmewiderstand Z_{thJA}

Z_{thJA} gibt den Verlauf des Gesamtwärmewiderstands über die Zeit wieder. Zur Berechnung der Sperrschichttemperatur bei Kurzzeitbelastungen ist vom transienten Gesamtwärmewiderstand auszugehen. Z_{thJA} ist die Summe aus:

$$Z_{thJA} = Z_{thJC} + Z_{thCA}$$

4.3 Kühlung

4.3.1 Natürliche Luftkühlung

Bei natürlicher Luftkühlung (Luftselbstkühlung) wird die Verlustleistung durch natürliche Konvektion der Luft abgeführt. Standardmäßig wird die Strombelastbarkeit der Leistungshalbleiter bei einer Umgebungstemperatur $T_A = 45^\circ\text{C}$ definiert.

4.3.2 Verstärkte Luftkühlung

Bei verstärkter Luftkühlung wird die Kühlluft mittels Lüfter durch die Kühlrippen des Kühlkörpers gesaugt oder gedrückt. Standardmäßig wird die Strombelastbarkeit der Leistungshalbleiter bei einer Umgebungstemperatur $T_A = 35^\circ\text{C}$ definiert.

4.3.3 Wasserkühlung

Bei Wasserkühlung wird die Verlustwärme durch Wasser abgeführt. Standardmäßig wird die Strombelastbarkeit der Leistungshalbleiter bei einer Wasservorlauftemperatur $T_A = 25^\circ\text{C}$ definiert.

4.3.4 Ölkühlung

Bei Ölkühlung wird die Verlustwärme durch Öl abgeführt. Standardmäßig wird die Strombelastbarkeit der Leistungshalbleiter bei einer Ölvorlauftemperatur $T_A = 70^\circ\text{C}$ definiert.

5. Mechanische Eigenschaften

5.1 Anzugsdrehmoment

Infineon empfiehlt die für PowerBLOCK-Module und Schraubsockelgehäuse die im Datenblatt angegebenen Anzugsdrehmomente bei der Montage einzuhalten, da sonst die einwandfreie Funktion im angegebenen Datenrahmen nicht gewährleistet ist. (vgl. 8.2)

5.2 Anpresskraft

Bei Bauelementen mit Flachboden- oder Scheibengehäuse ist die im Datenblatt angegebene Anpresskraft zum einwandfreien elektrischen und thermischen Kontaktieren erforderlich. Sie muss weitgehend homogen über die Kontaktflächen aufgebracht werden (vgl. 8).

Der Anpresskraftbereich für Bauelemente im Scheibengehäuse ist den jeweiligen Datenblättern zu entnehmen. Er muss exakt eingehalten werden, Abweichungen können den Datenrahmen verändern und bedürfen gesonderter Vereinbarung. Es 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 0110 definiert.

5.4 Feuchtekasse

Die Angaben hierzu entsprechen DIN IEC 60721-3 (3K3).

5.5 Schwingfestigkeit / Vibration

Die Angabe gilt in Anlehnung an DIN IEC 60068, Teil 2-6.

Sie wird im Datenblatt als Mehrfaches der Erdbeschleunigung ($1g = 9,81m/s^2$) angegeben.

5.6 UL-Zulassung

PowerBLOCK-Module entsprechen in der Regel der Norm für elektrisch isolierte Halbleiterbauelemente von Underwriters Laboratories Inc.

Die zugehörige File-No. ist in den entsprechenden Datenblättern unter dem Punkt Mechanische Eigenschaften angegeben.

6. Einsatzhinweise

6.1 Gehäusegrenzstrom

Der Gehäusegrenzstrom ist der Maximalwert eines Stromimpulses in Rückwärtsrichtung, bei dem weder eine mechanische Zerstörung des Gehäuses noch der Austritt zündfähigen Plasmas erfolgt.

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

Ist der in Vorwärtsrichtung fließende Kurzschlussstrom höher als die angegebenen Grenzwerte, so treten zunächst elektrische Zerstörungen auf. Mechanisch werden die Gehäuse der Bauelemente erst bei wesentlich höheren Beanspruchungen zerstört, weil sich an der Stromführung die gesamte aktive Fläche des Halbleiters beteiligt. Wird ein Thyristor oder eine Diode in Rückwärtsrichtung 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 zur Zerstörung des Gehäuses führen kann. In der Regel entsteht ein Loch am Flansch des Gehäuses, aus dem heißes Plasma austritt. Bei Hochleistungsanlagen, in denen starke Magnetfelder auftreten, kann es dadurch zum Kurzschluss und zur Zerstörung der Anlage kommen.

In Rückwärtsrichtung durchgeführte zerstörende Messungen an Thyristoren und Dioden zeigen einen großen Streubereich des Gehäusegrenzstroms, je nach Lage der Zerstörungsstelle auf dem Siliziumelement. Infineon legt die Zerstörungsstelle immer in Randnähe, da so die kritischsten Gehäusegrenzströme auftreten. Von Einfluss ist auch die von den im Kurzschlusskreis liegenden Induktivitäten abhängige Anstiegssteilheit des Kurzschlussstroms. Infineon spezifiziert den Gehäusegrenzstrom für eine 50Hz-Sinushalbwellen.

Bei Dioden und Thyristoren kann der Gehäusegrenzstrom kleiner als der Stoßstromgrenzwert I_{TSM} bzw. I_{FSM} sein. In diesem Fall ist bei Scheibenzellen in den Datenblättern zusätzlich der Gehäusegrenzstrom als Scheitelwert einer Sinushalbschwingung von 50 Hz angegeben. Der daraus abgeleitete I^2t -Wert kann auf den Scheitelwert einer Sinushalbschwingung von 60Hz umgerechnet werden.

Umrechnungen dieses Gehäusegrenzstromes auf andere Stromverläufe, wie sie z.B. beim Abschalten von Kurzschlussströmen durch Sicherungen auftreten, sind selbst unter der Annahme eines entsprechenden Strom-Zeit-Integrals nicht oder nur bedingt richtig.

Um Schäden zu vermeiden, muss der Anwender geeignete Schutzmaßnahmen vorsehen, speziell in Hochleistungsanlagen.

6.2 Thermische Lastwechsel

Bei thermischen Lastwechseln kommt es in Halbleitersystemen als Folge unterschiedlicher Wärmeausdehnungskoeffizienten der Materialien zu mechanischen Spannungen oder gleitenden Verschiebungen. Die Lastwechselbeständigkeit von Bauelementen ist deshalb von der Höhe sowie der zeitlichen Abfolge der Temperaturänderungen im Bauelement und von der Anzahl der Zyklen abhängig. Rasche Temperaturänderungen geringer Höhe, wie sie üblicherweise bei Dauerbetrieb mit Wiederholfrequenz $f_0 \geq 40\text{Hz}$ auftreten, beeinträchtigen die Lastwechselbeständigkeit nicht. Nur bei Betrieb mit starker Laständerung oder niedriger Wiederholfrequenz ist im Hinblick auf eine ausreichende Lebensdauer bei thermischen Lastwechseln auf die Höhe der raschen Temperaturänderung ΔT_{vj} im Bauelement zu achten.

6.3 Parallelschaltung

Beim Parallelschalten von Thyristoren oder Dioden 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 (siehe Abbildung 34).

Dynamische Einflüsse, wie:

- Streuung des Zündverzugs
- Unterschiede im dynamischen Durchlassverhalten
- 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 Beschaltungen der benachbarten Zweige entladen.

Gleichmäßige Stromaufteilung in den parallelen Zweigen lässt sich durch folgende Maßnahmen erreichen:

- Einsatz von Thyristoren oder Dioden mit etwa gleichen Durchlassspannungen. Auf Anfrage ist die Lieferung solcher Bauelemente in Gruppen mit gleicher v_T - bzw. v_F -Klasse möglich.
Die Kennzeichnung der v_T - bzw. der v_F -Klasse erfolgt auf der Keramikscheibenzelle. Hierfür wird ein „V“ gefolgt von einer 4-stelligen Zahl aufgedruckt. „V“ steht als Kürzel für die Durchlassspannung. Die 4-stellige Zahl kennzeichnet die maximale Durchlassspannung der entsprechenden v_T -/ v_F -Klasse und die Klassenbreite (Siehe Abbildung 33).

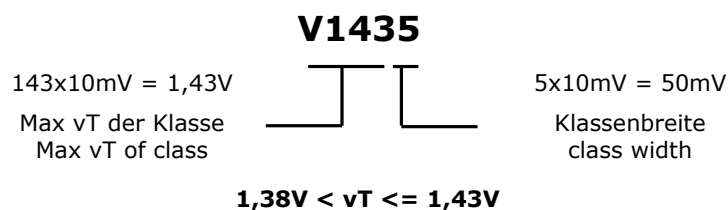


Abbildung 33 Beispiel für v_T / v_F -Klassen Definition

- Weitgehend gleiche Bahnwiderstände. Zusätzliche Reihenwiderstände in den Einzelzweigen der parallel geschalteten Thyristoren oder Dioden, z.B. Sicherungen, verbessern die Symmetrie.
- Einsatz von Vorschalt-drosseln zur gleichmäßigen Stromübernahme der Thyristoren
- Geringe Streuung der Zündverzugswerte. Zur Minimierung ist die Ansteuerung der

Thyristoren mit synchronen, steilen und hohen Steuerstromimpulsen erforderlich:

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

$$di_G/dt \geq i_{GM}/(0,5-1\mu s)$$

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

Das ist insbesondere bei lichtgezündeten Thyristoren zu beachten, da diese eine höhere Anoden-Kathoden-Spannung benötigen, um sicher einzuschalten.

Für Hochleistungsthyristoren ($T \dots 1N$) wird im Datenblatt ein Zündimpuls zur Zündverzugszeit empfohlen.

Mit diesem kann die Streuung der Zündverzugszeiten t_{gd} unter den angegebenen Nebenbedingungen auf Werte $\Delta t_{gd} < 0,5 \mu s$ reduziert werden. In Verbindung mit der Beschaltung reicht das in der Regel für sicheres Zünden der Thyristoren aus, was zusätzliche Selektionen erübrigt.

Für die Parallelschaltung lichtzündbarer Thyristoren ($T \dots 3N$) empfiehlt Infineon den Einsatz von Laserdioden SPL PL90 mit geeignetem Lichtwellenleiter und Steuerimpuls für die Laserdiode von 1,3 A für 2 μs und folgend 0,8 A für 8 μs (siehe Abbildung 18)

- Die oben beschriebenen Steuerstromimpulse stellen zudem sicher, dass die Unterschiede im dynamischen Durchlassverhalten minimiert werden.
- 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 erneutem Laststromanstieg die Überlastung der stromführenden Thyristoren durch Nachzünden vermeiden.

Im Allgemeinen strebt man eine Stromfehlverteilung $\leq 10\%$ an.

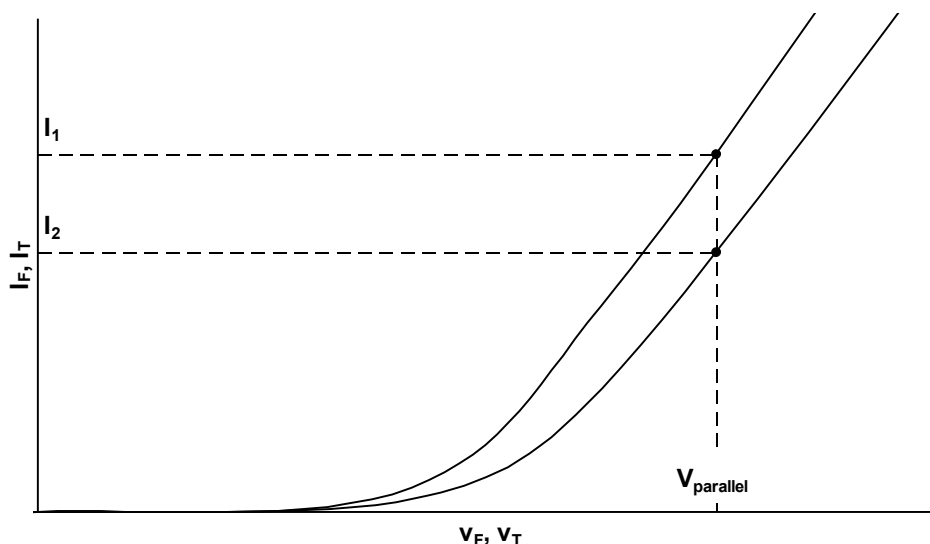


Abbildung 34 Stromfehlverteilung infolge unterschiedlicher Durchlassspannungen bei Parallelschaltung

6.4 Reihenschaltung

Bei Reihenschaltung von Thyristoren oder Dioden ist die weitgehend gleichmäßige Aufteilung der anliegenden Sperrspannung anzustreben. Ursachen für Abweichungen von der idealen Spannungsaufteilung sind:

- Unterschiedliche Sperrströme
Ohne Beschaltungsmaßnahmen kann im statischen Sperrzustand in beiden Richtungen eine ungünstige Spannungsaufteilung auftreten, da sich diese an den einzelnen Thyristoren oder Dioden entsprechend dem einheitlichen Sperrstrom in der Reihenschaltung einstellt (siehe Abbildung 35).
- Streuung des Zündverzugs
Beim Einschalten werden die zuletzt zündenden Thyristoren mit 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, oder Dioden übernehmen zu verschiedenen Zeiten Sperrspannung (siehe Abbildung 36). Die Streuung der Sperrverzögerungsladung ΔQ_r zweier in Reihe geschalteter Thyristoren oder Dioden führt zur Spannungsabweichung $\Delta V \approx \Delta Q_r / C$, wobei C der Kondensator der jeweils parallelen Beschaltungen ist (siehe Punkt 7.1).

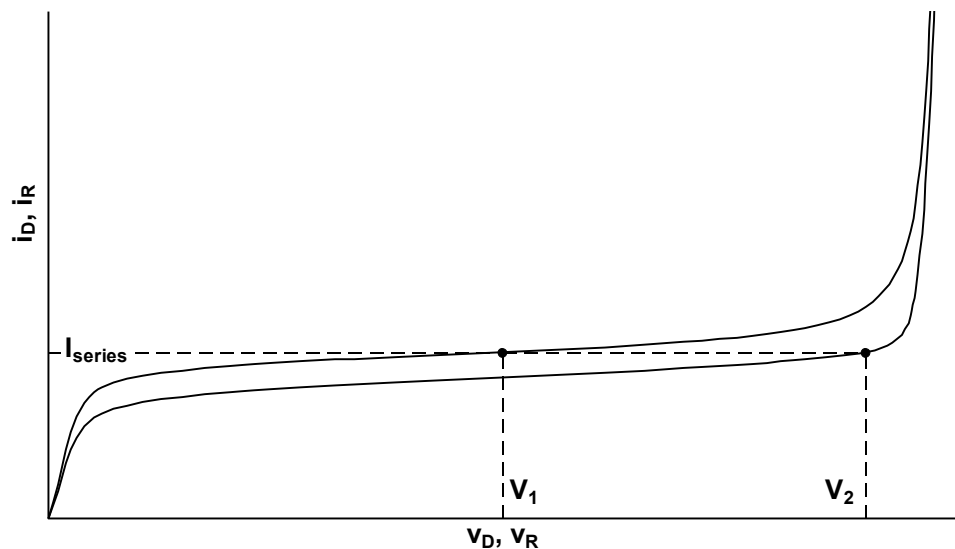


Abbildung 35 Spannungsfehlverteilung infolge unterschiedlicher Sperrströme bei Reihenschaltung

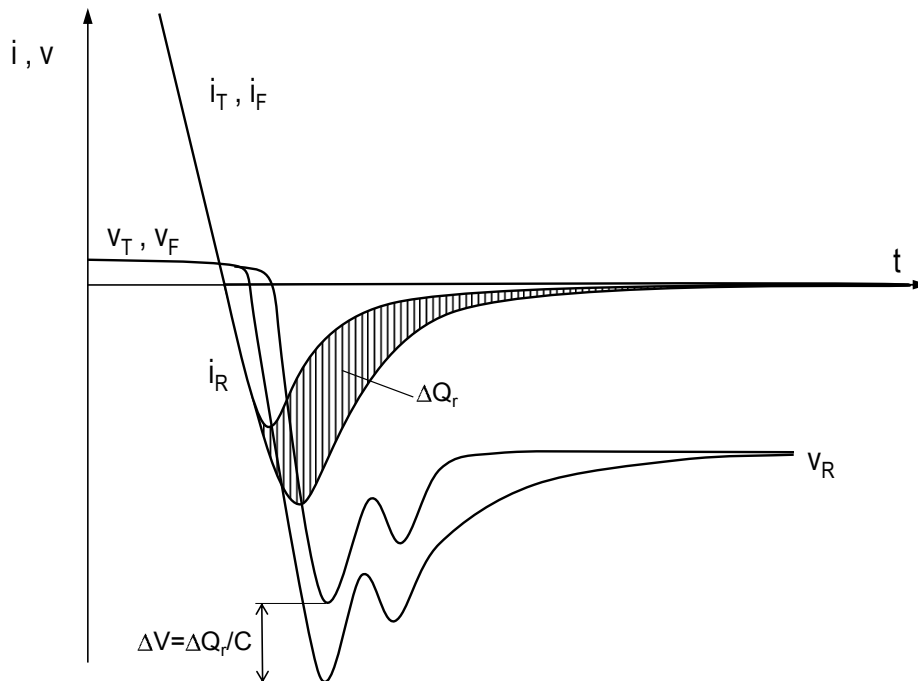


Abbildung 36 Spannungsfelaufteilung infolge unterschiedlichen Ausschaltverhaltens

Gleichmäßige Sperrspannung an in Reihe geschalteten Thyristoren und Dioden lässt sich durch folgende Maßnahmen erzielen:

■ Statische Spannungsaufteilung während der Sperrphase

Dafür reicht die RC-Beschaltung oftmals aus. Bei länger anstehender Gleichsperrspannung ist ein zusätzlicher Symmetriewiderstand parallel zu jedem Thyristor oder jeder Diode notwendig. Er sollte etwa den drei bis fünffachen Sperrstrom des eingesetzten Leistungshalbleiters bei Betriebstemperatur führen, um eine statische Spannungssymmetrisierung von außen zu erzwingen. Liegt die Betriebstemperatur unterhalb der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur für Dauerbetrieb, so sinkt der Sperrstrom pro 10°C auf ca. 66% des Ausgangswertes.

So gilt z.B. für Thyristoren mit höchstzulässiger Sperrschichttemperatur

$$T_{vj \max} = 125^{\circ}\text{C}:$$

$$0,66 I_D \text{ bzw. } 0,66 I_R \text{ bei } T_{vj} = 115^{\circ}\text{C}$$

$$0,44 I_D \text{ bzw. } 0,44 I_R \text{ bei } T_{vj} = 105^{\circ}\text{C, usw.}$$

■ Dynamische Spannungsaufteilung beim Einschalten

Zum Reduzieren der Streuung der Zündverzugswerte ist grundsätzlich die Ansteuerung der elektrisch zündbaren Thyristoren mit synchronen sowie steilen und hohen Steuerimpulsen erforderlich:

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

$$di_G/dt \geq i_{GM}/(0,5-1\mu\text{s})$$

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 genügt vielfach die RC-Beschaltung. Falls aber die mit diesen RC-Gliedern zusammenwirkende Induktivität des Kreises nicht zur Reduzierung der Sperrspannungszunahme ausreicht, sind zusätzliche sättigbare Induktivitäten vorzusehen.

Für Hochleistungsthyristoren (T...1N) wird im Datenblatt ein Zündimpuls zur Zündverzugszeit empfohlen, mit diesem, oder besseren Impulsen kann die Streuung der Zündverzugszeiten unter den angegebenen Nebenbedingungen auf Werte $\Delta t_{gd} < 0,5 \mu s$ reduziert werden.

Für Reihenschaltung lichtzündbarer Thyristoren (T...3N) die mit hoher Stromsteilheit beansprucht werden, empfiehlt Infineon den Einsatz von Laserdioden SPL PL90 mit geeignetem Lichtwellenleiter und Steuerimpuls 1,3 A für 2 μs und folgend 0,8 A für 8 μs .

- Dynamische Spannungsaufteilung beim Ausschalten Beim Ausschalten kann die Fehlverteilung der Sperrspannung sowohl durch ausreichende Dimensionierung der parallelen Beschaltungen als auch durch geringe Streuung der Sperrverzögerungsladung ΔQ_r der in Reihe geschalteten Thyristoren günstig beeinflusst werden. Auf Anfrage ist die Lieferung von Thyristoren oder Dioden in Gruppen mit gleicher Q_r -Klasse möglich.

6.5 Pulsed Power

Pulsed Power Applikationen sind im Allgemeinen Anwendungen mit großem Puls-Pausen-Verhältnis.

Generell muss bei der Dimensionierung von für Pulsed Power optimierten Halbleitern auf folgendes geachtet werden:

6.5.1 Anwendungen mit Gleichspannung

Oftmals werden bei Pulsed Power Applikationen die Leistungshalbleiter mit einer hohen Gleichspannung belastet. Dabei sind die Einschränkungen bzgl. reduzierter Spannungsbelastbarkeit zu beachten (siehe 3.1.2.3 und 3.2.2.3).

6.5.2 Stromsteilheit beim Einschalten

Bedingt durch die endliche Ausbreitung der gezündeten Fläche ($\sim 0,1 \text{ mm}/\mu s$) beim Einschalten eines Thyristors konzentriert sich der Laststrom zunächst auf eine kleine Fläche. Übersteigt die Stromdichte kritische Werte, so muss mit der Zerstörung des Bauelements gerechnet werden. Daher nimmt die Stoßstromamplitude bei kürzeren Pulszeiten stark ab (siehe Abbildung 37).

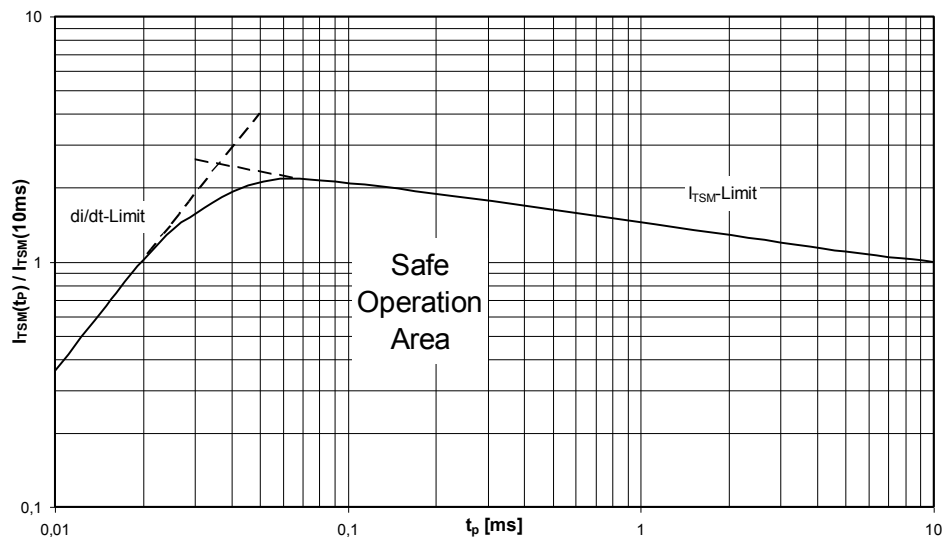


Abbildung 37 Prinzipielle Darstellung der Safe Operation Area (SOA) eines für Pulsed Power optimierten Thyristors für einzelne sinusförmige Strompulse

6.5.3 Durchschwingen von Strom und Spannung durch Null während des Einschaltvorganges.

Bei anliegender positiver Spannung kann ein Thyristor mittels Zündimpuls eingeschaltet werden. Nach der Zündverzugszeit von bis zu einigen μs bricht die Spannung steil zusammen, der Laststrom steigt an und die Ausbreitung der eingeschalteten Fläche beginnt. Kommt es während dieses Vorgangs zum Umschwingen von Spannung und Strom zu negativen Werten, erfolgt eine Einschnürung der eingeschalteten Fläche. Die Energie wird auf eine kleine Fläche konzentriert und kann den Halbleiter, unabhängig davon ob er mit Licht oder elektrisch gezündet wurde, zerstören. Solche Betriebszustände sind durch Verwendung geeigneter Freilaufkreise zu vermeiden.

6.5.4 Ausschalten mit hohem di/dt gegen negative Spannung

Diese Betriebszustände sollten nach Möglichkeit vermieden werden, weil sie sehr hohen Beschaltungsaufwand verursachen, falls sie überhaupt beherrschbar sind. Die Spannungsspitzen entstehen durch den Abriss des Rückstroms und durch die Induktivitäten im Kreis und müssen auf für die Halbleiter zulässige Werte begrenzt werden.

Abbildung 38 und Abbildung 39 zeigen für Pulsed Power Applikationen einsetzbare Schaltungen und die dadurch verursachten Beanspruchungen der Halbleiter. In der Schaltung gemäß Abbildung 39 werden die Thyristoren stärker belastet (siehe Abbildung 40 – Var.2). In der Schaltung gemäß Abbildung 38 wird das Ausschalten gegen Spannung jedoch vermieden (siehe Abbildung 40 – Var.1).

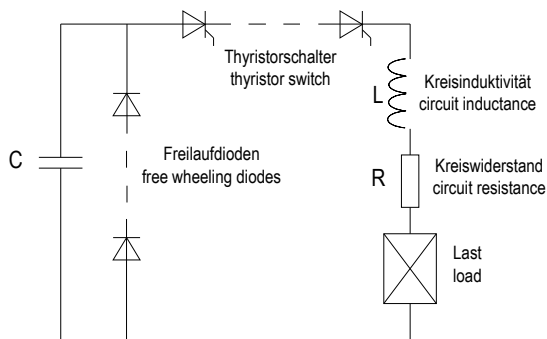


Abbildung 38 Thyristorschalter mit Freilaufkreis am Kondensator

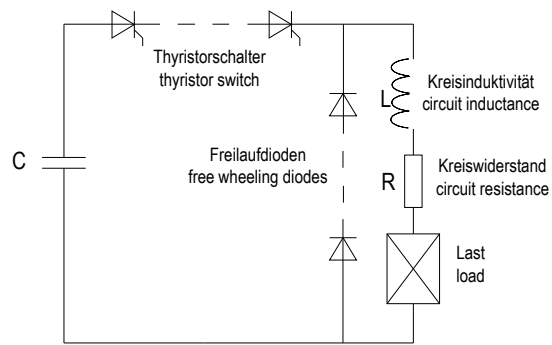
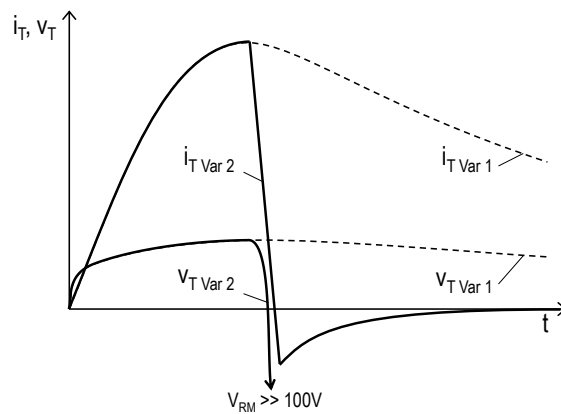


Abbildung 39 Thyristorschalter mit Freilaufkreis an der Last



Var 1: Freilaufdiode am Kondensator
free wheeling diode at capacitor

Var 2: Freilaufdiode an Last
free wheeling diode at load

Abbildung 40 Strom- und Spannungsverlauf am Thyristor

7. Schutz

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

7.1 Überspannungsschutz

Überspannungen innerhalb einer Anlage haben im Wesentlichen folgende Ursachen:

- **Innere Überspannungen** durch das Trägheitsverhalten der Leistungshalbleiter.
- **Äußere Überspannungen** durch Schaltvorgänge im Netz und atmosphärische Einflüsse wie:
 - Schalten von Transformatoren ohne Last
 - Schalten induktiver Verbraucher
 - Abschalten von Sicherungen
 - Blitzeinschläge

Da Thyristoren und Dioden durch Überspannungen 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 $(dv/dt)_{\text{cr}}$ zu beachten.

7.1.1 Einzelbeschaltung (RC-Beschaltung)

Beim Ausschalten unterbricht der Hauptstrom des Thyristors oder der Diode nicht im Nulldurchgang, sondern er fließt kurzzeitig - als Folge des Trägheitsverhaltens - in Rückwärtsrichtung als Sperrverzögerungsstrom weiter (Abbildung 23). Nach Erreichen der Rückstromspitze verursacht der mehr oder weniger steil abklingende Sperrverzögerungsstrom an den Induktivitäten des Hauptstromkreises eine Spannungsspitze, die sich der treibenden Spannung überlagert und somit den Halbleiter gefährden kann.

Diese Überspannung lässt sich durch Einzelbeschaltung des Halbleiters mit einem RC-Reihenglied wirksam reduzieren. Zur Bemessung dieser Beschaltung ist es erforderlich, die wichtigsten Einflussgrößen zu kennen, wie z.B. Höhe i_{TM} bzw. i_{FM} und Abklingsteilheit $-di_{\text{T}}/dt$ bzw. $-di_{\text{F}}/dt$ des Durchlassstroms, Rückstromspitze I_{RM} , Rückwärts-Sperrspannung V_{RM} , periodische Rückwärts-Spitzensperrspannung V_{RRM} der Halbleiter, sowie bei Thyristoren die kritische Spannungssteilheit $(dv/dt)_{\text{cr}}$. In netzgeführten Stromrichtern können zur RC-Beschaltung von Thyristoren und Dioden bei normalen Betriebsverhältnissen RC-Reihenglieder nach Tabelle 2 unter folgenden Voraussetzungen eingesetzt werden:

- Kurzschlussspannung des Stromrichtertransformators $u_{\text{K}} \geq 4\%$. Bei direktem Netzanschluss ist die Schutzdrossel entsprechend auszulegen.
- Sicherheitsfaktor zwischen der periodischen Spitzensperrspannung und dem Scheitelwert der Anschluss-spannung $\geq 2,2$.

			Durchlassstrom I_{TAV} , I_{FAV}					
			on-state current I_{TAV} , I_{FAV}					
			$\leq 50\text{ A}$	$\leq 100\text{ A}$	$\leq 200\text{ A}$	$\leq 500\text{ A}$	$\leq 1000\text{ A}$	$\leq 2000\text{ A}$
Anschlussspannung V_N nominal voltage V_N	$\leq 230\text{V}$	C [μF]	0,22	0,33	0,68	1,5	3,3	6,8
		R [Ω]	47	33	22	12	6,8	6,8
		P[W]	≥ 5	≥ 10	≥ 15	≥ 30	≥ 70	≥ 150
	$\leq 400\text{V}$	C [μF]	0,12	0,22	0,47	1,0	2,2	4,7
		R [Ω]	82	56	33	22	15	12
		P[W]	≥ 7	≥ 15	≥ 30	≥ 70	≥ 125	≥ 300
	$\leq 500\text{V}$	C [μF]	0,10	0,18	0,39	0,82	1,8	3,3
		R [Ω]	120	68	39	27	18	15
		P[W]	≥ 10	≥ 25	≥ 50	≥ 100	≥ 200	≥ 400
	$\leq 690\text{V}$	C [μF]			0,27	0,56	1,0	1,8
		R [Ω]			47	33	22	22
		P[W]			≥ 70	≥ 125	≥ 250	≥ 500

Tabelle 2 RC-Reihenglieder zur Einzelbeschaltung bei Netzanwendungen

Vor allem bei hoher Abklingsteilheit des Durchlassstroms oder bei geringem Sicherheitsfaktor hinsichtlich des Sperrvermögens sollten die vorangehend empfohlenen RC-Reihenglieder auf Eignung überprüft werden. Oftmals sind dann hierfür Kondensatoren mit größerer Kapazität sowie entsprechend angepasste Widerstände erforderlich. Der optimale Ersatzwiderstand für den günstigsten aperiodisch gedämpften Überspannungsverlauf ergibt sich wie folgt:

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

Dabei sind R' und C' Ersatzgrößen der RC-Reihenglieder und L' ist die Ersatzgröße der Induktivität im Stromrichter.

Schaltung	R'	C'	L'
M1	R	C	$L_S + L_G$
M2	R	C	$2 L_S$
B2	$\frac{1}{2} R$	C	L_S
M6	$\frac{1}{2} R$	$2 C$	$2 L_S$
B6	$\frac{3}{5} R$	$\frac{5}{3} C$	$2 L_S$

Tabelle 3 Ersatzgrößen zu Stromrichterschaltungen

R, C = Werte der RC-Beschaltung

L_S = Streuinduktivität des Stromrichtertransformators (eine Phase)

L_G = Induktivität der Glättungsdrossel

Bei Thyristoren ist ergänzend zu beachten, dass der Widerstand der RC-Beschaltung den Wert

$$R' \geq \frac{V_{DWM}}{I_{T(RC)M}}$$

haben muss, damit der Thyristor beim Einschalten nicht mit zu hohem Entladestrom aus der Beschaltung beansprucht wird (vgl. 3.4.1.2.3).

Die Verlustleistung des Widerstands berechnet sich nach der Formel

$$P_R = k \cdot V_R^2 \cdot C \cdot f$$

$k = 2 \cdot 10^{-6}$ bei ungesteuerten Gleichrichtern
 $k = 4 \cdot 10^{-6}$ in gesteuerten Ein- und Zweipulsschaltungen und in Wechselstromstellern
 $k = 6 \cdot 10^{-6}$ in gesteuerten Drei- und Sechspulsschaltungen und in Drehstromstellern

Dabei ist zu beachten, dass die Werte mit folgenden Einheiten in der Formel benutzt werden

P_R [W]
 V_R [V]
 C [μ F]
 f [Hz]

Im Bedarfsfall können Modifikationen der Beschaltung nach Abbildung 41 zur Anwendung kommen, die eine Reduzierung der Überspannung und zugleich eine geringere Beanspruchung des Thyristors beim Einschalten ermöglichen.

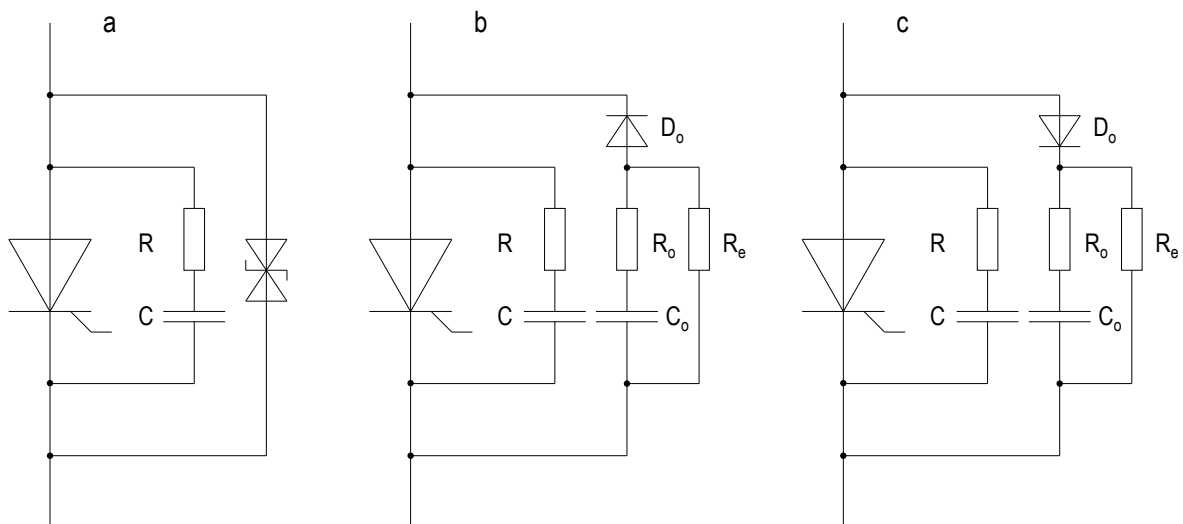


Abbildung 41 Beispiele für erweiterte RC-Beschaltungen für Thyristoren

a – mit bipolarem Überspannungsbegrenzer

b – mit RCD-Kombination zur Dämpfung des Einschaltstroms

c – mit RCD-Kombination zur Dämpfung von dv/dt und Sperrspannung in Vorwärtsrichtung

Hinweis: D_0 = schnelle Diode besonders hinsichtlich Einschalten

Die RC-Beschaltung kann im Gleichrichterbetrieb bei vorhandener Transformatorbeschaltung (vgl. 7.1.3) zumeist entfallen, sofern Thyristoren mit einer kritischen Spannungssteilheit $(dv/dt)_{cr} \geq 500 \text{ V}/\mu\text{s}$ eingesetzt werden.

7.1.2 Eingangsbeschaltung für Stellerschaltungen

In Wechsel- und Drehstromstellern werden Thyristoren in Antiparallelschaltung sowohl für Anschnittsteuerung als auch für Vollwellenbetrieb, z.B. in Softstartern eingesetzt. Die Anordnung der Beschaltung zeigt Abbildung 42.

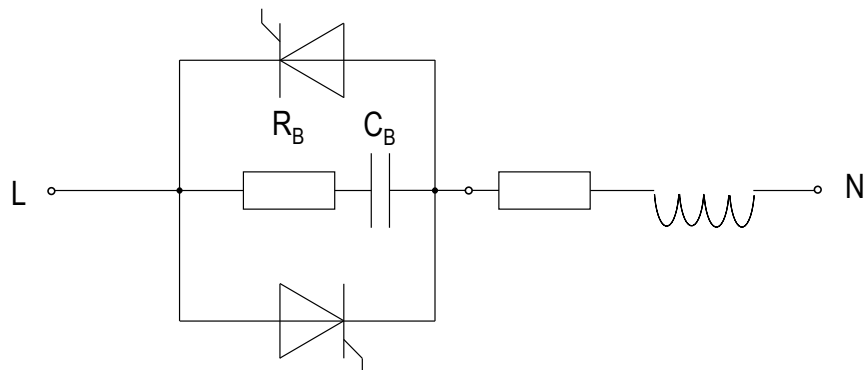


Abbildung 42 Eingangsbeschaltung für Wechselstromumrichter

Die in Tabelle 2 empfohlenen Werte für RC-Reihenglieder gelten auch hier zur Beschaltung der Thyristoren bei normalen Betriebsverhältnissen sowie unter folgenden Voraussetzungen:

- Induktiver Phasenwinkel zwischen Netzspannung und Strom $\leq 30^\circ$ el ($\cos \varphi \geq 0,866$). Dadurch ist gewährleistet, dass der Anstoß einer eventuellen Schwingung, bedingt durch die Reihenschaltung von Beschaltungskondensatoren und Induktivitäten, unterdrückt wird.
- Sicherheitsfaktor zwischen der periodischen Spitzensperrspannung der Thyristoren und dem Scheitelwert der Anschlussspannung $\geq 2,2$.
- Kritische Spannungssteilheit der Thyristoren $(dv/dt)_{cr} \geq 500 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Hinweis: Der in der Tabelle 2 angegebene Durchlassstrom I_{TAV} ist hier mit hinreichender Genauigkeit als arithmetischer Mittelwert eines Thyristors in Einwegschaltung zu bewerten. Zur Bestimmung des Laststromes lässt sich daraus der Effektivwert I_{TRMS} der einzelnen Thyristoren in Antiparallelschaltung und des Effektivwertes I_{RMS} der Gesamtschaltung nach folgenden Gleichungen ermitteln:

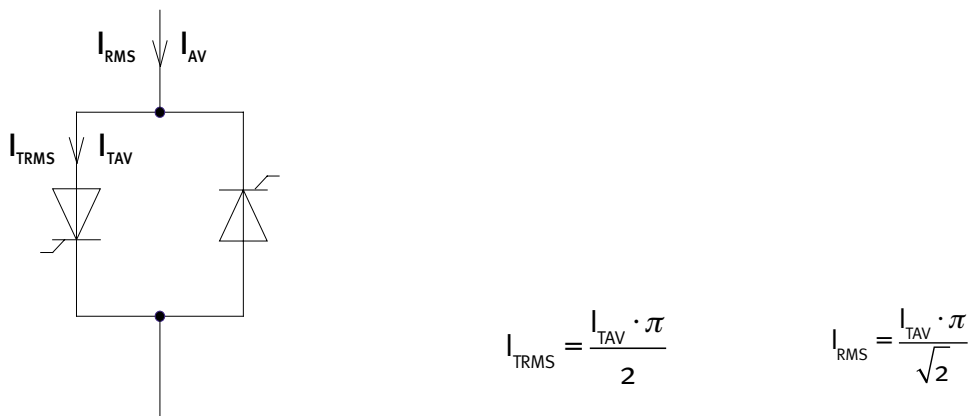


Abbildung 43 Berechnung der Ströme in einer Stellerschaltung

Für Hochleistungshalbleiter und lichtzündbare Thyristoren, die in Großanlagen eingesetzt werden, ist es üblich, die Beschaltung entsprechend der Kreisparameter und des eingesetzten Halbleitertyps zu optimieren. Dabei kann die Betrachtung der Spannungsteilheit entfallen, weil die kritische Spannungsteilheit dieser Thyristoren deutlich über den o.a. Kriterien liegt.

Pauschale Beschaltungsempfehlungen sind deshalb nicht sinnvoll.

7.1.3 Eingangsbeschaltung netzgeführter Stromrichter

Energierreiche Überspannungen aus dem Netz oder durch Schalten von Stromrichtertransformatoren, bzw. entsprechender Schutzdrosseln generierte energiereiche Überspannungen werden zweckmäßigerweise durch Summenbeschaltungen gedämpft. Bei Stromrichtern mit Thyristoren oder Dioden werden sie auf der Wechselstromseite angeordnet und bestehen aus Hilfsgleichrichtern mit Dioden und Schutzkondensatoren mit Entladewiderständen. Diese Entladewiderstände sind notwendig, weil die Diodenbrücke die Entladung der Beschaltungskapazität verhindert. Sie müssen demnach so ausgelegt sein, dass diese Kapazität innerhalb einer Periode entladen wird (siehe Abbildung 44 und Tabelle 4).

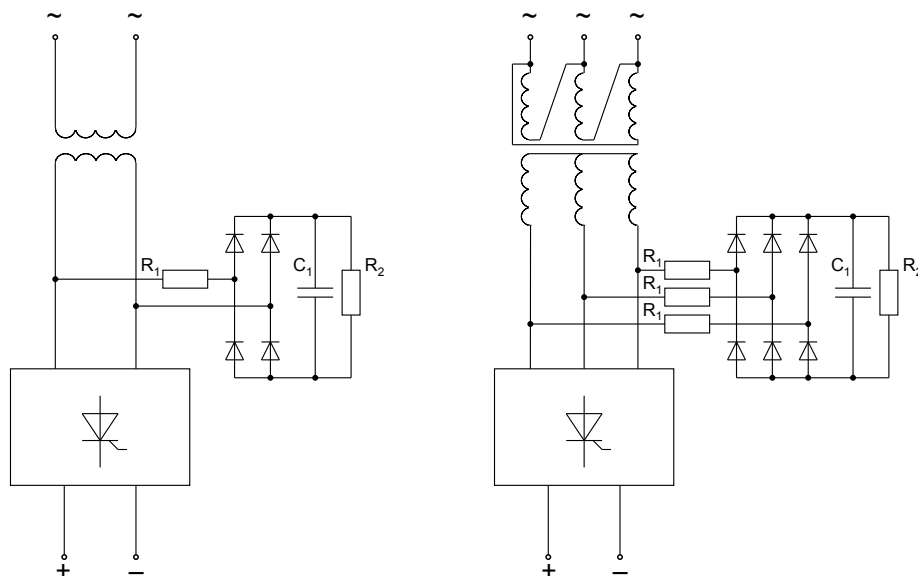


Abbildung 44 Summenbeschaltung auf der Wechselstromseite eines gesteuerten Gleichrichters

Schaltung B6C circuit B6C				Satzausgangsstrom I_{DC} stack output current I_{DC}			
				= 200A	= 1000A	= 2500A	= 5000A
Anschluss- spannung V_N	supply voltage V_N	= 500V	R_1 [Ω]	6,8	3,9	1,8	1
			C_1 [μF]	6,8	10	22	33
			R_2 [Ω]	15	12	4,7	3,3
			P_2 [W]	32	40	104	150

Schaltung B6C circuit B6C				Satzausgangsstrom I_{DC} stack current I_{DC}				
				= 200A	= 750A	= 1500A	= 3000A	= 4000A
Anschluss- spannung V_N	supply voltage V_N	= 690V	R_1 [Ω]	22	8,2	3,9	2,7	1,8
			C_1 [μF]	2,2	4,7	10	15	22
			R_2 [Ω]	47	22	12	6,8	4,7
			P_2 [W]	20	43	78	140	201

Schaltung B6C circuit B6C				Satzausgangsstrom I_{DC} stack current I_{DC}			
				= 500A	= 1000A	= 2000A	= 3000A
Anschluss- spannung V_N	supply voltage V_N	= 1000V	R_1 [Ω]	18	8,2	5,6	3,9
			C_1 [μF]	2,2	4,7	6,8	10
			R_2 [Ω]	47	22	15	12
			P_2 [W]	42	90	133	166

Tabelle 4 Komponenten für Summenbeschaltung auf der Wechselstromseite einer gesteuerten Drehstrombrücke

Die zusätzliche Einzelbeschaltung aller Thyristoren und Dioden sowohl im Stromrichter als auch im Hilfsgleichrichter ist in der Regel nicht notwendig, weil die Summenbeschaltung zugleich auch als RC-

Beschaltung arbeitet. Ausgenommen sind hier einige Doppelstromrichterschaltungen wie z.B. zwei antiparallel geschaltete Drehstrombrücken. Bei der Bemessung der Summenbeschaltung ist zu berücksichtigen:

- Vorwiderstand R_1
soll das Auftreten eventueller Schwingungen beim Schalten des Stromrichtertransformators verhindern. Zugleich begrenzt er den vom Schutzkondensator verursachten Ladestromstoß durch die Dioden des Hilfsgleichrichters beim Einschalten und bei Überspannungsbeanspruchung.
- Schutzkondensator C_1
muss die beim Abschalten des Stromrichtertransformators oder einer entsprechenden Schutzdrossel freiwerdende Energie - abzüglich der im Lichtbogen des Schalters auftretenden Verluste - aufnehmen können, ohne dass die Spannung die höchstzulässige periodische Spitzensperrspannung der zu schützenden Thyristoren oder

Dioden übersteigt.

- **Entladewiderstand R_2**

ist nach praktischen Erfahrungen ausreichend bemessen, wenn die zum Abbau aufeinander folgender Überspannungsenergien maßgebende Entladezeitkonstante $\tau = R_2 \cdot C_1 = 80 \text{ ms}$ beträgt.

- **Hilfsgleichrichter-Dioden**

Bei ihrer Auswahl ist neben der erforderlichen Sperrfähigkeit auch der zulässige Stoßstrom im Verhältnis zum Ladestromstoß des Schutzkondensators zu beachten. Wegen der als Folge von Überspannung nur kurzzeitig und zumeist in größeren Abständen auftretenden Strombeanspruchung der Dioden ist auch deren Verlustleistung gering. Folglich kann in der Regel auf Kühlkörper verzichtet werden.

7.1.4 Zusätzliche Schutzmöglichkeiten gegen energiereiche Überspannungen

RLC – Filter

bestehend aus der Streuinduktivität des Stromrichtertransformators, oder der Induktivität der Kommutierungsdrosseln und im Sternpunkt geerdeten RC Gliedern. Es ist insgesamt zur Dämpfung von transienten Überspannungen mit kurzer Halbwertdauer bei geringem Energieinhalt geeignet, weil mit Rücksicht auf den Entladestrom der Kondensatoren die Widerstände nicht zu klein gewählt werden dürfen. Außerdem ist, wegen der auftretenden Verluste, die Höhe der Kapazitäten begrenzt (siehe Abbildung 45).

Funkenstreckenableiter

können eingesetzt werden, wenn aus dem Netz sehr energiereiche Überspannungen zu erwarten sind. Auf Grund ihres Trägheitsverhaltens nach Erreichen der Ansprechspannung sind in der Regel zusätzliche Schutzeinrichtungen gegen Überspannungen notwendig (siehe Abbildung 45).

Gleichstromseitige Beschaltung

Von der Lastseite kommende Überspannungen können mittels gleichstromseitiger Beschaltung gedämpft werden (siehe Abbildung 45).

Statt mittels RC Gliedern können auch spannungsabhängige Widerstände wie Metalloxidvaristoren eingesetzt werden. Dabei ist einerseits zu beachten, dass Varistoren generell nicht geeignet sind periodische Überspannungen zu begrenzen, da sie sonst thermisch instabil werden und einer starken Alterung unterliegen. Andererseits ist zu

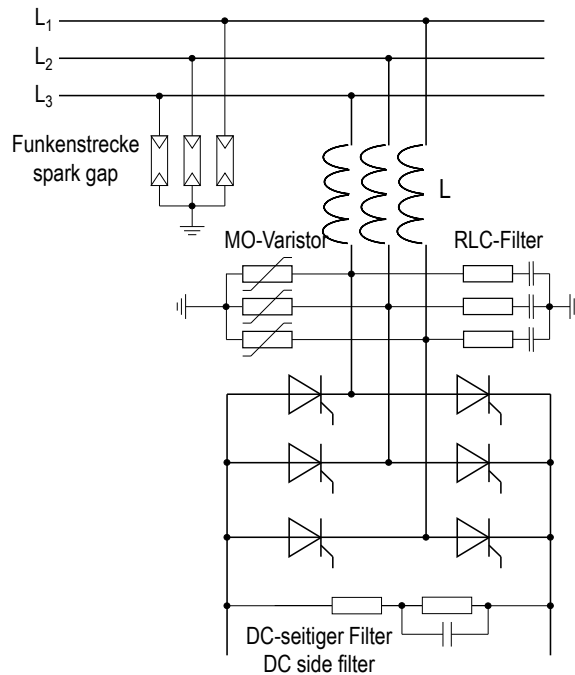


Abbildung 45 Zusätzliche Schutzmöglichkeiten gegen energiereiche Überspannungen

beachten, dass der Schutz gegen energiereiche Überspannungen (meist Funkenstreckenableiter) nicht durch falsch koordinierte Varistorableiter unterlaufen wird.

7.2 Überstromschutz

Thyristoren und Dioden sind mit hohen Dauerströmen belastbar, können aber durch Überströme zerstört werden und erfordern daher angepasste Schutzmaßnahmen. Die Auswahl geeigneter Schutzeinrichtungen richtet sich nach der Art des Überstromes. Grundsätzlich werden Kurzzeitschutz und Langzeitschutz unterschieden.

7.2.1 Kurzzeitschutz mittels superflinker Halbleitersicherungen

Der Kurzzeitschutz begrenzt den durch Kurzschluss hervorgerufenen Überstrom auf einen für die Thyristoren oder Dioden ungefährlichen Wert im Zeitbereich bis zu einer Sinushalbschwingung und wird durch spezielle Halbleitersicherungen mit superflinker Abschaltcharakteristik erreicht. Diese nutzen beim Abschalten im ungünstigsten Fall das im Datenblatt für den jeweiligen Typ angegebene Grenzlastintegral aus. Die Halbleiter verlieren bei Beanspruchung mit dem Grenzlastintegral ihre Sperr- und Blockierfähigkeit ganz oder teilweise bis die Sperrschichttemperatur in den zulässigen Bereich für Dauerbetrieb abgesunken ist. Sie darf deshalb frühestens nach einigen Sekunden wiederholt werden und sollte nur gelegentlich mit begrenzter Pulszahl während der gesamten Betriebsdauer des Stromrichters auftreten. (vgl. 3.1.16).

7.2.1.1 Auswahl von Sicherungen

Die Sicherungen können wahlweise im Strang oder Zweig angeordnet werden. Dabei ermöglicht die Zweigsicherung den sichersten Kurzzeitschutz und erlaubt die höchste Strombelastbarkeit der Thyristoren oder Dioden. Der Aufbau mit Strangsicherungen

reduziert den Aufwand, aber bei eventuellem Rückspeisen von Energie aus einer Last mit Gegenspannung muss eine zusätzliche Sicherung im Ausgang des Stromrichters eingesetzt werden, da ein von der Last in den Zwischenkreis rückgespeicher Kurzschlussstrom von den Strangsicherungen nicht erfasst wird.

Das Parallelschalten von zwei Sicherungen ist bei einigen Thyristoren oder Dioden mit hoher Strombelastbarkeit erforderlich.

Bei der Auswahl der Sicherung ist folgendes zu beachten:

- Sicherungsnennspannung

Sie muss höher als die den Kurzschlussstrom treibende Spannung gewählt werden.

- Spannung, die den Kurzschlussstrom treibt:

Sie ist zumeist gleich der Anschlussspannung; nur bei Wechselrichterbetrieb erreicht sie den 1,8fachen Wert der Anschlussspannung.

$$V_{\text{RMS}} = \frac{V_{\text{KRMS}}}{N} * F_s$$

- Wiederkehrende Spannung V_{RMS}

Sie ergibt sich aus der den Kurzschlussstrom treibenden Spannung V_{KRMS} , dividiert durch die Anzahl N der im Kurzschlusskreis in Reihe liegenden Sicherungen, multipliziert mit dem Sicherheitsfaktor $F_s = 1,3$. Es gilt somit:
z.B. bei B2 und B6-Schaltungen $V_{\text{RMS}} = 1/2 * 1,3 * V_{\text{KRMS}} = 0,65 * V_{\text{KRMS}}$

- Lichtbogenspannung

Während des Löschvorganges verursacht die Sicherung eine, von der Bauart des Sicherungseinsatzes und der wiederkehrenden Spannung abhängige, Lichtbogenspannung (Schaltspannung). Diese Spannungsspitzen dürfen die Stoßspitzenspannung der Halbleiter nicht übersteigen um sperrende Bauelemente im Kreis nicht zu gefährden.

- Sicherungsnennstrom:

Er bezieht sich in der Regel auf sinusförmigen Wechselstrom und liegt bei abweichender Stromform über oder unterhalb des angegebenen Wertes. Der Nennstrom der Sicherung sollte mit gewissem Abstand höher als der zu erwartende Strang- bzw. Zweigstrom gewählt werden.

- Ausschalt- i^2t -Wert

Er ist die Summe aus Schmelz- und Löschintegral und muss unterhalb des Grenzlasterintegrals des Thyristors liegen.

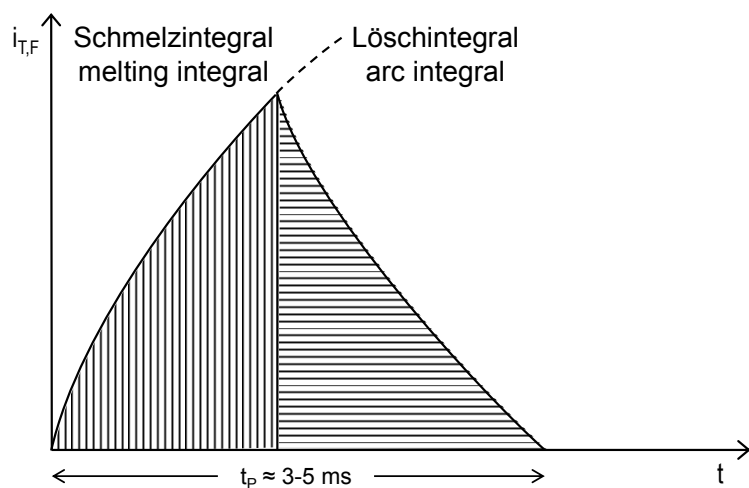


Abbildung 46 Abschaltcharakteristik superflinker Sicherungen

Schaltung circuit	Zweigstrom arm current RMS	Strangstrom phase current RMS
M1 	$\frac{\pi}{2} I_{d(AV)} = 1,57 I_{d(AV)}$	
M2 	$\frac{\pi}{4} I_{d(AV)} = 0,79 I_{d(AV)}$	
B2 	$\frac{\pi}{4} I_{d(AV)} = 0,79 I_{d(AV)}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{d(AV)} = 1,11 I_{d(AV)}$
M6 	$\frac{1}{\sqrt{3}} I_{d(AV)} = 0,58 I_{d(AV)}$	
B6 	$\frac{1}{\sqrt{3}} I_{d(AV)} = 0,58 I_{d(AV)}$	$\frac{\sqrt{2}}{3} I_{d(AV)} = 0,82 I_{d(AV)}$
W1C, W3C 	$\frac{1}{\sqrt{2}} I_{d(AV)} = 0,71 I_{\text{Phase (RMS)}}$	

idealisierte Betrachtung für Widerstandslast und Vollaussteuerung
ideal view for resistive load and full conduction

Tabelle 5 Ermittlung von Zweig- und Strangströmen

Während des Anstieges des Kurzschlussstromes schmilzt zunächst der Sicherungseinsatz. Der dadurch entstehende Lichtbogen wird anschließend durch das ihn umgebende Füllmittel, in der Regel Quarzsand, gelöscht. Die Sicherungen schalten innerhalb 3 bis 5 ms (siehe Abbildung 46)

Der Effektivwert von Zweig- oder Strangstrom kann aus dem Ausgangsstrom verschiedener Stromrichterschaltungen mit den Formeln von Tabelle 5 ermittelt werden.

Diese Faktoren gelten für Widerstandslast und Vollaussteuerung

7.2.2 Weitere Schutzkonzepte Kurzzeitschutz von Hochleistungshalbleitern

7.2.2.1 Gleichstromschnellschalter

mit elektrodynamischer Auslösung schalten bei Kurzschlüssen innerhalb weniger Millisekunden ab. Wegen der hohen Kosten werden sie aber nur selten eingesetzt.

7.2.2.2 Elektronischer Kurzschließer (Crowbar)

werden im Wesentlichen in U-Umrichtern mit abschaltbaren Halbleitern (IGBT, GTO, IGCT) angewendet.

Übersteigt die Zwischenkreisspannung einen definierten Schutzlevel, wird der Crowbar gezündet und entlädt die Zwischenkreiskapazität. Der umschwingende Stoßstrom wird dabei entweder über eine spezielle Umschwingdiode, oder über die Freilaufdioden in den Wechselrichterzweigen geführt

7.2.2.3 Netzseitiger Leistungsschalter

Die Halbleiter müssen den Kurzschlussstrom solange führen bis der Leistungsschalter das Netz wegschaltet. Bei Großanlagen geschieht das nach 3 bis 5 Halbwellen.

7.2.2.4 Sperren der Zündimpulse (Gittersperre)

Sie unterdrückt bei Überschreiten eines definierten Auslösewertes die Zündimpulse für Thyristoren. Diese werden dann mit einer Stromhalbwellen mit nachfolgender negativer und positiver Sperrspannung beansprucht. Das setzt voraus, dass noch ausreichende Sperr- und Blockierfähigkeit der Halbleiter vorhanden ist.

7.2.3 Langzeitschutz

Er lässt sich durch geeignete thermische und magnetische Überstromauslöser oder auch durch Sicherungen erreichen. Die Auslösekennlinien entsprechender Schutzeinrichtungen sollen hierbei unterhalb des Überstroms bei Kurzzeitbetrieb liegen. Die Sperrfähigkeit der Thyristoren oder Dioden bleibt somit voll erhalten. Der Langzeitschutz kann bei Thyristoren daher z.B. auch durch Sperren der Zündimpulse (Gittersperre) vorgenommen werden. Wenn die volle Sperrfähigkeit nicht erforderlich ist, kann die Auslösekennlinie auf die Grenzstromkennlinie nach Abschnitt 3.1.14 eingestellt werden.

7.2.4 Voll angepasster Schutz

Er besteht aus Langzeit- und Kurzzeitschutz und wird praktisch nur durch eine Kombination mehrerer Schutzeinrichtungen erreicht.

7.3 Dynamische Strombegrenzung durch Induktivitäten im Hauptkreis

Bei geringer Induktivität im Hauptkreis kann beim Einschalten eines Thyristors eine zu hohe Stromsteilheit auftreten. Um Zerstörungen zu vermeiden, ist das Einfügen zusätzlicher Induktivitäten L_z notwendig, die eine Reduzierung der Einschaltstromsteilheit bewirken (siehe Abbildung 47). Diese Maßnahme reduziert zugleich die Einschaltverlustleistung.

Im Fall linearer Induktivitäten wird während des Stromanstiegs die Stromdichte in der sich ausbreitenden gezündeten Siliziumfläche reduziert.

Bei sättigbaren Induktivitäten tritt die hohe Stromsteilheit erst nach der Stufenzeit t_{St} (siehe Abbildung 47) auf, wenn schon eine größere Fläche der Siliziumscheibe an der Stromführung beteiligt ist. Der Stufenstrom i_{Tst} (siehe Abbildung 47) sollte am Anfang der Stufenzeit etwa dem periodischen Einschaltstrom $I_{T(RC)M}$ (siehe 3.4.1.2.3) entsprechen. Falls der Stufenstrom kleiner ist, so kann er durch einen parallel zur Induktivität geschalteten Widerstand R_p erhöht werden. Liegt zum Zeitpunkt 0 eine Spannung V_o an, ergibt sich der Strom i_{Rst} wie folgt:

$$i_{Rst} = \frac{V_o}{R_p}$$

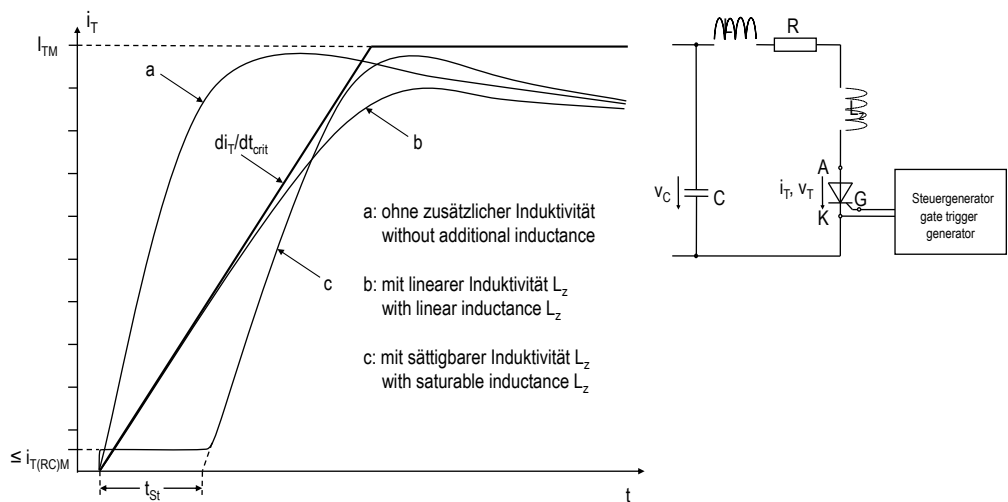


Abbildung 47 Schematischer Verlauf des Einschaltstroms von Thyristoren mit verschiedenen Vorinduktivitäten

a: maximal zulässiger Bereich

b: unzulässiger Betrieb ohne Begrenzung der Stromanstiegsgeschwindigkeit

c: zulässiger Betrieb mit linearer Reiheninduktivität im Hauptkreis

d: zulässiger Betrieb mit sättigbarer Reiheninduktivität (Stufendrossel) im Hauptkreis

7.4 Störimpulse im Steuerkreis reduzieren

In Stromrichtern treten steile Strom- und Spannungsänderungen im Hauptstromkreis auf. Dabei besteht die Gefahr, dass am Steueranschluss von Thyristoren - als Folge induktiver oder kapazitiver Einstreuungen auf Steuerleitungen und Steuerelektronik - Störimpulse erzeugt werden. Somit können die Thyristoren ungewollt einschalten und eine Betriebsstörung der Anlage verursachen.

Übliche Maßnahmen zur Reduzierung der Einstreuung und Vermeidung der Störimpulse sind Verdrillen und ggf. Verkürzen der Steuerleitungen, sowie verbesserte Abschirmung, auch von Zündübertrager und ggf. Steuerelektronik. Ergänzend kann eine Beschaltung der Steuerstrecke erfolgen (siehe Abbildung 48).

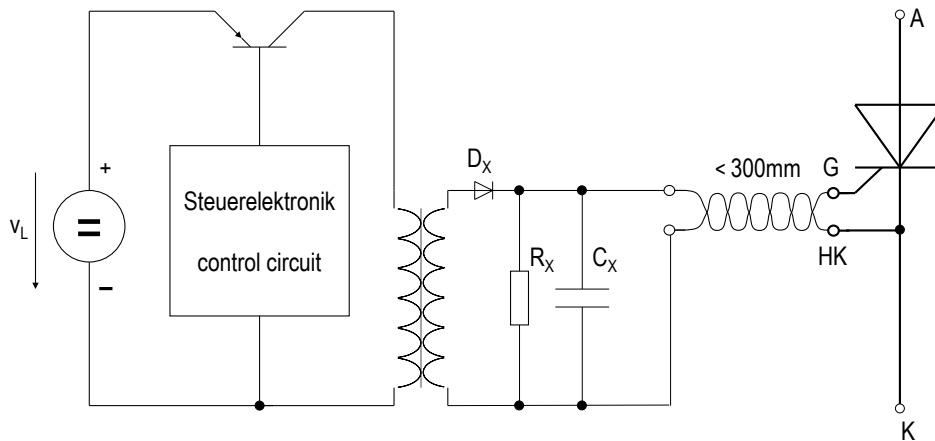


Abbildung 48 Beispiel zur Beschaltung der Steuerstrecke von Thyristoren

Für Standard Netz-Thyristoren wird hierzu empfohlen:

- $C_x = 10 \dots 47 \text{ nF}$
- R_x entsprechend $\tau_x = R_x C_x = 10 \dots 20 \mu\text{s}$
- D_x schnelle Diode

Der Entladewiderstand R_x darf nicht 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 Halbleitern ist eine wesentliche Voraussetzung für zuverlässigen und störungsfreien Betrieb, weil damit sowohl der thermische als auch der elektrische Kontakt hergestellt wird.

8.1 Scheibengehäuse

8.1.1 Montage von Scheibenzellen

Infineon bietet eine Vielzahl von Kühlkörpern und Sätze an. Diese sind in ihrem Design auf die Halbleiterbauelemente von Infineon abgestimmt. Für viele dieser Kühler sind detaillierte thermische Daten auf Anfrage verfügbar.

Da einige Scheibenzellenkühler aufwändig zu spannen sind, wird empfohlen, die Bauelemente und den Kühlkörper in diesem Fall als vollständigen Satz von Infineon zu beziehen.

Mit dem Einbau der Bauelemente in Kühlkörper oder der Kontaktierung mit Spannkappen wird sowohl der thermische als auch der elektrische Kontakt hergestellt.

Nachstehende Angaben sollten daher unbedingt beachtet werden:

- Die Kontaktflächen von Scheibenzellen und Kühlkörpern sowie die Isolation dürfen nicht beschädigt werden und müssen frei von Ablagerungen sein.
- Im Kontaktbereich von Scheibenzellen und Kühlkörpern sollte die Ebenheit und die Rautiefe R_z des Kühlkörpers $10\mu\text{m}$ nicht überschreiten.
- Die Kontaktflächen sollten vor der Montage mit einer geeigneten elektrisch leitenden Wärmeleitpaste (z.B. Klüber Wolfracoat C) ca. $50\mu\text{m} - 100\mu\text{m}$, je nach Beschaffenheit der Kontaktflächen des Kühlers, versehen werden. Ist zwischen Scheibenzelle und Kühlkörper eine Anschlusslasche angeordnet, dann sollte diese ebenfalls behandelt werden.

Typische Anordnungen sind in Abbildung 49 und Abbildung 50 skizziert.

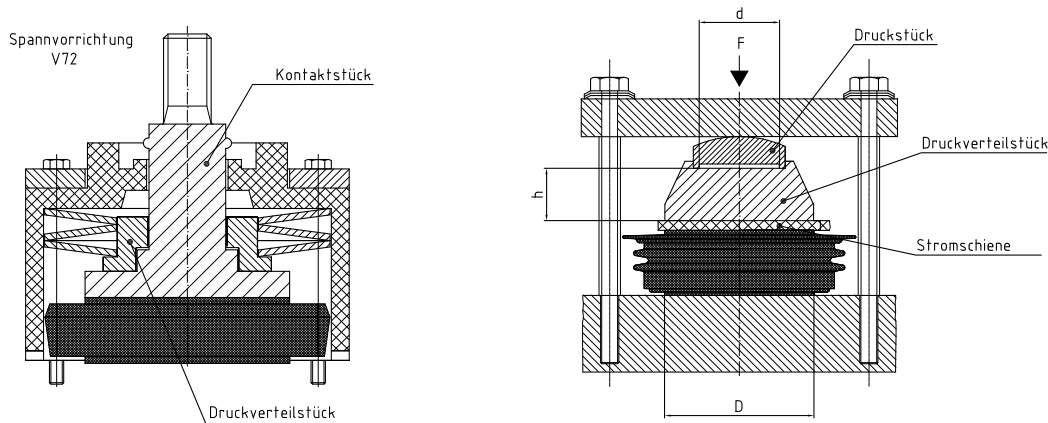


Abbildung 49 Typische Spannvorrichtungen für Scheibenzellen

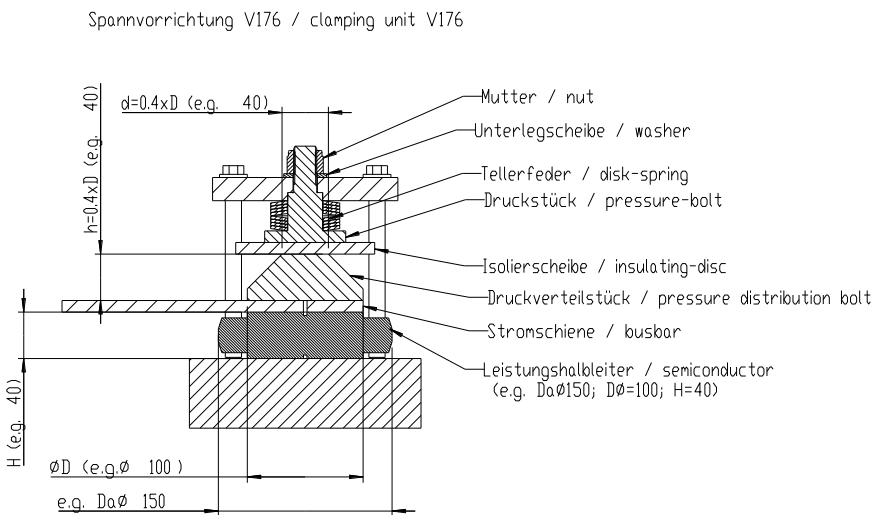


Abbildung 50 Typischer Aufbau mit Spannvorrichtung V176 für Scheibenzellen

- Die ausreichende Steifigkeit der zu verspannenden Teile ist sicherzustellen, damit bei den erforderlichen Anpresskräften die Kühlkörper-Kontaktflächen nicht verbogen werden und eine homogene Druckverteilung erreicht wird (siehe Abbildung 49 und Abbildung 50). Die Durchbiegung darf den Wert von $0,3\mu\text{m pro mm}$ Kontaktflächen- $\varnothing D$ im gespannten Zustand nicht überschreiten. (Beispiel : Kontaktfläche $\varnothing 80 \times 0,3\mu\text{m/mm} = 24\mu\text{m max. Durchbiegung}$)
- Max. 0,5% der Oberfläche jeder Kontaktfläche darf eine Vertiefung größer als die spezifizierte Rauigkeit aufweisen. Die Nickelschicht der Scheibenzelle darf jedoch nicht beschädigt sein.
- Dimensionierungsvorschlag (siehe rechte Seite der Abbildung 49 und Abbildung 50): Die Höhe des Druckverteilstückes ist mit $h = 0,4D$ auszulegen. Die Krafteinleitung ist mit dem $\varnothing d = 0,4D$ vorzunehmen. Für das Druckverteilstück empfehlen wir die Verwendung von Stahl (z.B. X20Cr14 konform zu EN10099).

- Sollte nicht anderweitig zentriert werden, ist bei der Montage der Bauelemente darauf zu achten, dass Zentrierbohrungen und Spannstifte in den Kühlkörperhälften vorgesehen sind.
Außerdem ist zu beachten, dass die Kontaktfläche des Halbleiters vollständig kontaktiert ist, das heißt, dass die Auflagefläche des Kühlers/Stromschiene mindestens dem Kontaktdurchmesser des Halbleiters entsprechen muss.
- Bei der Auswahl der Spannstifte ist auf den korrekten Durchmesser und vor allem auf die korrekte Länge zu achten. Da die Kontakte der Halbleiter aus sehr duktilem (leicht verformbarem) Kupfer gefertigt sind, können sich zu lange Spannstifte bis zum Halbleiter durchdrücken und ihn beschädigen.
- Bei der Montage und auch Demontage müssen die Schrauben abwechselnd über Kreuz mit kleinem Winkel festgezogen oder gelöst werden um eine Beschädigung der Scheibenzelle zu vermeiden.
- Bei einseitiger Kühlung von Scheibenzellen muss die Montage mit geeigneten Spannvorrichtungen, wie z.B. des Typs V50, V61 und V72) erfolgen. Dabei ist darauf zu achten, dass 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.

Abbildung 51 zeigt die typische Abhängigkeit des Wärmewiderstandes R_{thJC} von Scheibenzellen von der Anpresskraft.

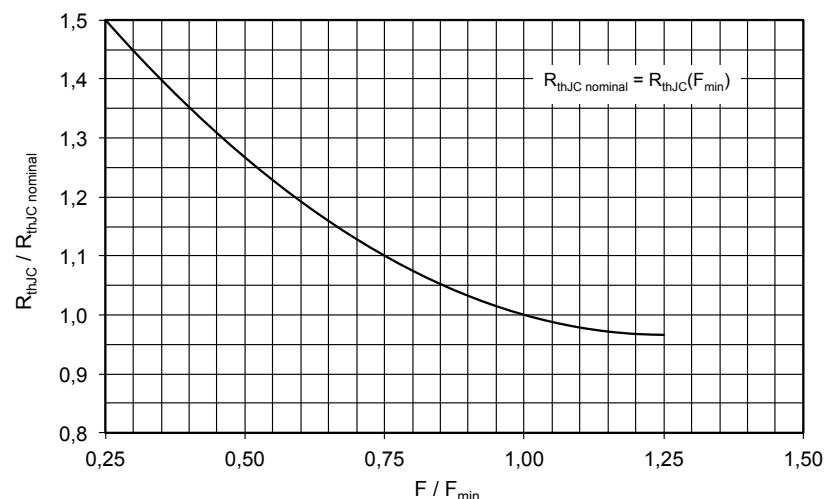


Abbildung 51 Typische Abhängigkeit des R_{thJC} von der Anpresskraft F

- Wie dargestellt bewirkt eine zu niedrige Anpresskraft die Erhöhung des Wärmewiderstandes, was zur Reduzierung der Strombelastbarkeit der Halbleiter führt. Außerdem erhöht sich die Durchlassspannung, und auch das Stoßstromverhalten kann sich nachteilig verändern.
Eine starke Reduktion der Anpresskraft kann zudem eine Verschlechterung der thermischen Wechsellastfähigkeit zur Folge haben.
- Eine zu hohe Anpresskraft kann zur Alterung und Beschädigung der inneren Kontakte (Metallisierung) von Scheibenzellen führen, was die thermische Wechsellastfähigkeit erheblich reduzieren kann.
Besteht die Absicht, Scheibenbauelemente deutlich über der in den Datenblättern angegebenen Obergrenze der Anpresskraft zu drücken, empfiehlt sich die Rückfrage bei Infineon.
- Die Spannkraft sollte deshalb so gewählt werden, dass dieses im oberen Drittel des angegebenen Kraftbereichs liegt. Hierdurch soll sichergestellt werden das auch bei minimalen Dehnungs- und Stauchungsprozessen bei den eingesetzten Materialien die minimale Kraft nicht unterschritten wird
- Für Spannungsprüfungen müssen Scheibenbauelemente mit mindestens 10% des minimalen Nenndrucks oder 1 kN kontaktiert werden (der jeweils niedrigere Wert ist ausreichend), damit ein sicherer Kontakt zwischen Element und Kontaktstücken der Kapsel hergestellt wird.
- Für Prüfungen mit Lastströmen ist mindestens die minimale Anpresskraft einzustellen, da die Datenblattangaben nur für den spezifizierten Anpresskraftbereich gelten.
- Korrekte Messungen im nicht gedrückten Zustand sind grundsätzlich nicht möglich.
- Bei den Medium Power Keramik Gehäusen mit Multi-use Gate, empfohlen wird für den Gate-Anschluss die Verwendung des Flachsteckers

8.1.2 Anordnung der Kühlkörper

Der Einbau von Scheibenzellen in 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 die Kühlrippen senkrecht stehen, damit die Kühlluft ungehindert durchströmen kann.

Die Kühlkörper 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 gegenseitige Erwärmung vermieden wird. Gegebenenfalls muss für die oberhalb liegenden Kühlkörper eine erhöhte Kühlmitteltemperatur berücksichtigt werden.

Werden mehrere Bauelemente in einem Satz verbaut, sind folgende Punkte zu beachten:

- Bei Reihenschaltung mehrerer Bauelemente kann ein Vielfaches der Sperrspannung des einzelnen Bauelements erreicht werden. Das ist bei der Auslegung der Isolation des Spannverbands unbedingt zu berücksichtigen.
- Bei der Parallelschaltung von mehreren Bauelementen nebeneinander ist ein Spannen der Bauteile zwischen zwei durchgehenden Kühlerhälften unzulässig. Die Höhentoleranzen der Bauelemente verhindern dabei eine homogene Krafteinleitung. Vielmehr sollte eine Kühlerhälfte mechanisch unterbrochen sein, damit die Spannsysteme voneinander unabhängig mechanisch arbeiten können.
- Werden getrennte Stromlaschen in einem Stack verbunden, ist darauf zu achten, dass bei der Montage keine unzulässigen Kräfte auf das Spannsystem ausgeübt werden.
- Werden Scheibenzellen mit Kühlkörpern von anderen Geräten oder Bauteilen wie z.B. Sicherungen oder Transformatoren aufgeheizt, so ist ihre Belastung entsprechend zu reduzieren.
- Die Kühlkörper stehen unter Spannung und sind deshalb isoliert zu montieren.

8.1.3 Anschluss von Stromzuführungen

Hier ist zu beachten, dass:

- keine zusätzlichen Zug- u. Druckkräfte auf die Scheibenzellen wirken.
- auftretende mechanische Schwingungen keinen Erd- oder Kurzschluss verursachen.
- das zusätzliche Aufheizen der Scheibenzellen über stromführende Teile, speziell auch durch direkt vorgeschaltete Sicherungen, konstruktiv vermieden wird.

8.1.4 Anschluss der Steuerleitungen

Hier ist darauf zu achten, dass:

- Verbiegen oder Anbrechen der Steueranschlüsse durch unsachgemäße Montage ausgeschlossen ist.
- Kontaktsicherheit der Steckverbindung bestehen muss.
- die Steuerleitungen EMV-gerecht verlegt werden und eventuelle Gate-Schutzbeschaltungen in ausreichender Nähe der Halbleiter installiert werden.
- die Isolationskoordination zwischen Steuer- und Lastkreis korrekt durchgeführt wird. Das gilt insbesondere für durch Zündübertrager galvanisch getrennte Ansteuerung.

8.2 Schraubsockelgehäuse

8.2.1 Montage von Schraubsockelgehäusen

Bauelemente mit Schraubsockelgehäuse werden mit einem Drehmomentschlüssel eingeschraubt, der radial zum Gehäuse stehen muss, damit die 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.

Nachstehende Angaben müssen dabei unbedingt beachtet werden:

- Die Kontaktflächen von Schraubsockelgehäusen und Kühlkörpern sowie die Isolation dürfen nicht beschädigt werden und müssen frei von Ablagerungen sein.
- Im Kontaktbereich von Schraubsockelgehäusen und Kühlkörpern sollte die Abweichung von der Ebenheit 10µm, sowie die Rautiefe Rz des Kühlkörpers 10µm bei Schraubsockelgehäusen nicht überschreiten.
- Die Kontaktflächen sollten vor der Montage mit einer geeigneten elektrisch leitenden Wärmeleitpaste (z.B. Klüber Wolfracoat C), ca. 50-100µm dick, versehen werden. Ist zwischen Schraubsockelgehäuse und Kühlkörper eine Anschlusslasche angeordnet, dann sollte diese ebenfalls behandelt werden.

8.2.2 Anordnung der Kühlkörper

Der Einbau von Bauelementen mit Schraubsockelgehäusen mit Kühlkörpern für verstärkte Luftkühlung (F) kann in beliebiger Lage erfolgen, sofern die erforderlichen Kühlmittelmengen eingehalten werden.

Bei Luftselbstkühlung (S) sind die Kühlkörper so anzuordnen, dass die Kühlrippen senkrecht stehen, damit die Kühlluft ungehindert durchströmen kann.

Die Kühlkörper 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 gegenseitige Erwärmung vermieden wird. Gegebenenfalls muss für die oberhalb liegenden Kühlkörper eine erhöhte Kühlmitteltemperatur berücksichtigt werden.

Werden die Bauelemente mit Kühlkörpern von anderen Geräten oder Bauteilen, wie z.B. Transformatoren aufgeheizt, so ist ihre Belastung entsprechend zu reduzieren.

Die Kühlkörper stehen elektrisch unter Spannung und sind deshalb isoliert zu montieren.

8.2.3 Anschluss von Stromzuführungen

Hier ist zu beachten, dass:

- keine zusätzlichen Zug- u. Druckkräfte auf die Bauelemente wirken.
- bei Auftreten mechanischer Schwingungen kein Erd- oder Kurzschluss verursacht wird.
- das zusätzliche Aufheizen der Halbleiter über stromführende Teile, speziell auch durch direkt vorgeschaltete Sicherungen, konstruktiv vermieden wird.
- die Abbiegehöhen der flexiblen Stromzuführungen (von Schraubsockel- oder Flachbodengehäusen) nicht unterschritten werden.

8.2.4 Anschluss der Steuerleitungen

Siehe hierzu Punkt 8.1.4

8.3 Flachbodengehäuse

8.3.1 Montage von Flachbodengehäusen

Die notwendige Anpresskraft wird über die mitgelieferte Spannplatte aufgebracht. 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, bis die Spannplatte parallel zur Auflagefläche liegt.

Nachstehende Angaben sollten dabei unbedingt beachtet werden:

- Die Kontaktflächen von Flachbodengehäusen und Kühlkörpern sowie die Isolation dürfen nicht beschädigt werden und müssen frei von Ablagerungen sein.

- Im Kontaktbereich von Flachbodengehäusen und Kühlkörpern sollte die Abweichung von der Ebenheit 10µm, sowie die Rauhtiefe Rz des Kühlkörpers 10µm bei Flachbodengehäusen nicht überschreiten.
- Die Kontaktflächen sollten vor der Montage mit einer geeigneten elektrisch leitenden Wärmeleitpaste (z.B. Klüber Wolfracoat C), ca. 50-100µm dick, versehen werden. Ist zwischen Flachbodengehäuse und Kühlkörper eine Anschlusslasche angeordnet, dann sollte diese ebenfalls behandelt werden.

8.3.2 Anordnung der Kühlkörper

siehe dazu Punkt 8.2.2

8.3.3 Anschluss von Stromzuführungen

siehe dazu 8.2.3

8.3.4 Anschluss der Steuerleitungen

siehe hierzu Punkt 8.1.4

8.4 PowerBLOCK-Module

8.4.1 Montage der PowerBLOCK-Module

Die Kontaktflächen des Moduls und des Kühlkörpers müssen frei von Beschädigungen und Verunreinigungen sein. Die Kontaktfläche des Kühlkörpers darf eine Ebenheit und eine Rautiefe R_z von 10µm nicht überschreiten. Die Bodenplatte des Moduls sollte vor der Montage mit einer geeigneten Wärmeleitpaste (z.B. DOW CORNING DC340) ca. 50µm – 100µm, je nach Beschaffenheit der Kontaktflächen des Kühlers versehen werden. Max. 0,5% der Oberfläche der Kontaktfläche darf eine Vertiefung größer als die spezifizierte Rauigkeit aufweisen. Die Nickelschicht des Modulgehäusebodens darf jedoch nicht beschädigt sein. Alle Befestigungsschrauben sind gleichmäßig mit dem vorgeschriebenen Drehmoment anzuziehen.

8.4.2 Anordnung der Kühlkörper

Der Einbau von PowerBLOCK-Modulen mit Kühlkörpern für verstärkte Luftkühlung (F) und Wasserkühlung (W) kann in beliebiger Lage erfolgen, sofern die erforderlichen Kühlmittelmengen eingehalten werden. Bei Luftselbstkühlung (S) sind die Kühlkörper so anzuordnen, dass die Kühlrippen senkrecht stehen, damit die Kühlluft ungehindert durchströmen kann. Die Kühlkörper 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 gegenseitige Erwärmung vermieden wird. Gegebenenfalls muss für die oberhalb liegenden Kühlkörper eine erhöhte Kühlmitteltemperatur berücksichtigt werden.

Bei Reihenschaltung mehrerer Module auf einem gemeinsamen Kühlkörper ist die ausgewiesene Isolationsspannung in der Regel nicht mehr ausreichend. Dieser Aufbau wird von Infineon nicht empfohlen.

Werden Module mit Kühlkörpern von anderen Geräten oder Bauteilen, wie z.B. Transformatoren aufgeheizt, so ist ihre Belastung entsprechend zu reduzieren.

Die Anzahl der Module pro Kühler ist vom Anwender so zu wählen, dass eine gegenseitige Beeinflussung vermieden, bzw. kalkulatorisch berücksichtigt wird.

8.4.3 Anschluss von Stromzuführungen

Hier ist zu beachten, dass:

- keine zusätzlichen Zug- u. Druckkräfte auf die Anschlüsse der Module wirken.
- bei Auftreten mechanischer Schwingungen kein Erd- oder Kurzschluss verursacht wird.
- das zusätzliche Aufheizen der Module über stromführende Teile, speziell auch durch direkt vorgeschaltete Sicherungen, konstruktiv vermieden wird.

8.4.4 Anschluss der Steuerleitungen

Siehe hierzu Punkt 8.1.4

9. Wartung

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

10. Lagerung

Nach Erhalt der Lieferung können Scheibenzellen und Powerblock- Module, in der Originalverpackung, über einen Zeitraum von mindestens 2 Jahren unter geeigneten Bedingungen gelagert werden. Die klimatischen Bedingungen sollten hierzu der IEC 60721-3-1 Klasse 1K2 entsprechen.

11. Typenbezeichnung

Scheibenbauelemente							PowerBLOCK Module									
T	930	N	36	T	O	F		TT	162	N	16	K	O	F	-K	
T							Symmetrisch sperrender Thyristor	TT								mit 2 Thyristoren
D							Diode	DD								mit 2 Dioden
	930						Dauergrenzstrom (A)	ND, DZ, TZ								mit 1 Thyristor oder 1 Diode
	0						Medium Power Keramikgehäuse	TD, DT								mit 1 Thyristor und 1 Diode
	1						High Power Keramikgehäuse	162								Dauergrenzstrom (A)
	3						Lichtgezündeter Thyristor im Keramikgehäuse (LTT→ Light Triggered Thyristor)			N						Anwendung:
							Anwendung			S						Netzdiode, Netzthyristor
		N					Netzdioden, Netzthyristor				16					periodische Vorwärts- und Rückwärts-Spitzensperrspannung in 100V
		NH					Pulsed Power Diode mit Soft Recovery, LTT mit hohem Einschalt-di/dt									16 = 1600V
		K					Netzdioden mit Kathode an Gehäuse (Schraubsockel- und Flachbodengehäuse)					A				Bauart:
							schnelle Diode									Powerblockmodul mit Advanced Medium Power Technology
		S					schnelle Dioden soft recovery – GCT, IGCT und IGBT Freilaufdioden					K				Powerblockmodul
		SH					Schnelle Diode mit Kathode an Gehäuse (nur Schraubsockel- und Flachbodengehäuse)						O			Freiwerdezeit:
		U					Avalanchediode									keine garantierten Freiwerdezeiten (siehe Datenblatt)
		A					Avalanchediode mit Kathode an Gehäuse (nur Schraubsockel- und Flachbodengehäuse)							F		kritische Spannungssteilheit:
		B					Sperrspannung:									1000 V/µs
			36				periodische Vorwärts- und Rückwärts-Spitzensperrspannung in 100V									Anschlussvariante:
							36 = 3600V									-K Ausführung mit gem. Kathode
							Bauart:									-A Ausführung mit gem. Anode
				B			Schraubsockelgehäuse (metrisch) mit Seilanschluss									Sondervariante:
				C			Schraubsockelgehäuse (metrisch) mit Lötöse									B1...n Konstruktionsvariante
				E			Flachbodengehäuse mit Seilanschluss									S1...n elektrische Sonderspezifikation
				T			Scheibenzelle									
					O		Freiwerdezeit:									
							keine garantierte Freiwerdezeit (siehe Datenblatt)									
						C	kritische Spannungssteilheit:									
						F	500V/µs									
						G	1000V/µs									
						H	1500V/µs									
							2000V/µs									
							Sondervariante:									
						Bo1...n	Konstruktionsvariante									
						So1...n	elektrische Sonderspezifikation									

12. Schaltungsarten

idealisierte Betrachtung mit induktiver Glättung

Schaltungsart nach DIN 41761	Zeigerbild der Ventileitigen Wechselspannung Schaltgruppe des Stromrichter-Transformators Nach VDE 0558	Wirk Schaltplan	Spannungsverlauf	Ideeller Wechselspannungsgehalt der Gleichspannung WU, %	Frequenz der überlagerten Wechselspannung Hz	Schenkel-Spannung U_{2RMS}	Schenkel-Strom I_{2RMS}
Einpuls-Mittelpunkt-schaltung M1 M1C				121	50	2,22 * U_{di}	1,57 * I_d
Zweipuls-Mittelpunkt-schaltung M2 M2C				48	100	1,11 * U_{di}	0,707 * I_d
Zweipuls-Brücken-schaltung B2 B2C				48	100	1,11 * U_{di}	I_d
Dreipuls-Mittelpunkt-schaltung M3 M3C				18	150	0,855 * U_{di}	0,58 * I_d
Sechspuls-Mittelpunkt-schaltung M6 M6C				4,2	300	0,74 * U_{di}	0,408 * I_d
Doppel Dreipuls-Mittelpunkt-schaltung M3.2 M3.2C				4,2	300	0,855 * U_{di}	0,289 * I_d
Sechspuls-Brücken-Schaltung B6 B6C				4,2	300	0,427 * U_{di}	0,82 * I_d
Wechselweg-schaltung W1C W3C							

	Schenkelstrom I_{1RMS}	Trafo- Typenleistung $P_{TR} = \frac{P_1 + P_2}{2}$ P_2 P_1 P_{TR}	Zweigstrom RMS I_{pRMS} Arithm. I_{par}		Ideelle Scheitel- Sperr- Spannung U_{im}	Strom- Fluß- Winkel ϑ	Bemessungs- Gleichspannung (VDE 0588 / IEC60146-1-1) U_d
M1	$1,21 \cdot \frac{U_2}{U_1} \cdot I_d$	$3,49 \cdot P_{di}$ $2,69 \cdot P_{di}$ $3,1 \cdot P_{di}$	$1,57 \cdot I_d$	I_d	$U_{2RMS} \cdot \sqrt{2}$	$180^\circ el$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{2RMS}$ $0,45 \cdot U_{2RMS}$
M2	$\frac{U_2}{U_1} \cdot I_d$	$1,57 \cdot P_{di}$ $1,11 \cdot P_{di}$ $1,34 \cdot P_{di}$	$0,707 \cdot I_d$	$0,5 \cdot I_d$	$2 \cdot U_{2RMS} \cdot \sqrt{2}$	$180^\circ el$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{2RMS}$ $0,9 \cdot U_{2RMS}$
B2	$\frac{U_2}{U_1} \cdot I_d$	$1,11 \cdot P_{di}$ $1,11 \cdot P_{di}$ $1,11 \cdot P_{di}$	$0,707 \cdot I_d$	$0,5 \cdot I_d$	$U_{2eff} \cdot \sqrt{2}$	$180^\circ el$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{2RMS}$ $0,9 \cdot U_{2RMS}$
M3	$0,47 \cdot \frac{U_2}{U_1} \cdot I_d$	$1,48 \cdot P_{di}$ $1,21 \cdot P_{di}$ $1,35 \cdot P_{di}$	$0,58 \cdot I_d$	$0,33 \cdot I_d$	$1,73 \cdot U_{2RMS} \cdot \sqrt{2}$	$120^\circ el$	$\frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot U_{2RMS}$ $1,17 \cdot U_{2RMS}$
M6	$0,577 \cdot \frac{U_2}{U_1} \cdot I_d$	$1,81 \cdot P_{di}$ $1,28 \cdot P_{di}$ $1,55 \cdot P_{di}$	$0,408 \cdot I_d$	$0,17 \cdot I_d$	$2 \cdot U_{2RMS} \cdot \sqrt{2}$	$60^\circ el$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{2RMS}$ $1,35 \cdot U_{2RMS}$
M3.2	$0,408 \cdot \frac{U_2}{U_1} \cdot I_d$	$1,48 \cdot P_{di}$ $1,05 \cdot P_{di}$ $1,26 \cdot P_{di}$	$0,289 \cdot I_d$	$0,17 \cdot I_d$	$2 \cdot U_{2RMS} \cdot \sqrt{2}$	$120^\circ el$	$\frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot U_{2RMS}$ $1,17 \cdot U_{2RMS}$
B6	$0,82 \cdot \frac{U_2}{U_1} \cdot I_d$	$1,05 \cdot P_{di}$ $1,05 \cdot P_{di}$ $1,05 \cdot P_{di}$	$0,58 \cdot I_d$	$0,33 \cdot I_d$	$1,73 \cdot U_{2RMS} \cdot \sqrt{2}$	$120^\circ el$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{v2RMS}$ $1,35 \cdot U_{v2RMS}$
W1C W3C			I_{1RMS} $*0,707$	I_{1RMS} $*0,45$	$U_{1RMS} \cdot \sqrt{2}$	$180^\circ el$	

A1. Kurzzeichen

C	Kapazität	capacitance
C_{null}	Nullkapazität	zero capacitance
E	Verlustenergie	energy
E_{tot}	Gesamtverlust-Energie	total energy
f	Frequenz	frequency
f_o	Wiederholungsfrequenz	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
I_L	Einraststrom	latching current
i_R	Rückwärts-Sperrstrom	reverse current
I_{RM}	Rückstromspitze	peak reverse recovery current
I_{RMS}	Strom-Effektivwert	RMS current
$I_{RMS(case)}$	Gehäusegrenzstrom	peak case non-rupture current
i_T/i_F	Durchlassstrom Thyristor/ Diode (Augenblickswert)	on-state current thyristor/diode (instantaneous value)
I_{TAV}/I_{FAV}	Durchlassstrom Thyristor/ Diode (Mittelwert)	on-state current thyristor/diode (average value)
I_{TAVM}/I_{FAVM}	Dauergrenzstrom Thyristor/ Diode (Mittelwert)	maximum average on-state current thyristor/diode
I_{TINT}/I_{FINT}	Höchstzulässiger Durchlassstrom bei Aussetzbetrieb	maximum permissible on-state current in intermittent duty
I_{TM}/I_{FM}	Durchlassstrom Thyristor/ Diode (Spitzenwert)	on-state current thyristor/diode (peak value)
$I_{T(OV)}/I_{F(OV)}$	höchstzulässiger Überstrom bei Kurzzeitbetrieb	maximum permissible on-state current in short-time duty
$I_{T(OV)M}/I_{F(OV)M}$	Grenzstrom	maximum permissible overload on-state current
$I_{T(RC)M}$	höchstzulässiger periodischer Einschaltstrom (aus RC)	maximum permissible turn-on current (from snubber)
I_{TRM}/I_{FRM}	höchstzulässiger periodischer Spitzenstrom	maximum permissible repetitive peak on-state current
I_{TRMSM}/I_{FRMSM}	höchstzulässiger effektiver Durchlassstrom	maximum permissible RMS on-state current
I_{TSM}/I_{FSM}	Stoßstrom-Grenzwert	maximum rated on-state surge current
$\int i^2 dt$	Grenzlastintegral	maximum rated value $\int i^2 dt$
di_G/dt	Steilheit des Steuerstroms	rate of rise of gate current
di_T/dt	Steilheit des Durchlassstroms	rate of rise of on-state current
$(di_T/dt)_{cr}$	kritische Stromsteilheit	critical rate of rise of on-state current
L	Induktivität	inductance
M	Anzugsdrehmoment	tightening torque
P	Verlustleistung	power losses
P_D	Sperrverlustleistung (Vorwärtsrichtung)	forward off-state power losses
P_G	Steuerverlustleistung	gate power losses
P_R	Sperrverlustleistung (Rückwärtsrichtung)	reverse power losses
P_{RQ}	Ausschaltverlustleistung	turn-off power losses
P_{RSM}	Stoßsperrverlustleistung	surge non-repetitive reverse power losses
P_T/P_F	Durchlassverlustleistung Thyristor/ Diode	on-state power losses thyristor/diode
P_{TAV}/P_{FAV}	Durchlassverlustleistung Thyristor/ Diode (Mittelwert)	on-state power losses thyristor/diode (average value)
P_{TT}/P_{FT}	Einschaltverlustleistung Thyristor/ Diode	turn-on power losses thyristor/diode
P_{RQ}	Ausschaltverlustleistung	turn-off power losses
P_{tot}	Gesamtverlustleistung	total power losses
Q_r	Sperrverzögerungsladung	recovered charge
R	Widerstand	resistance
r_T	Ersatzwiderstand	slope resistance
R_{thCA}	Wärmewiderstand Gehäuse-Kühlmittel	thermal resistance, case to coolant
R_{thCH}	Wärmewiderstand Gehäuse-Kühlkörper	thermal resistance, case to heat sink
R_{thJA}	Gesamtwärmewiderstand	thermal resistance, junction to coolant
R_{thJC}	innerer Wärmewiderstand	thermal resistance, junction to case
t	Zeit	time

T	Periodendauer	period
T_A	Kühlmitteltemperatur	coolant temperature
T_C	Gehäusetemperatur	case temperature
t_G	Steuerimpulsdauer	trigger pulse duration
t_{gd}	Zündverzug	gate controlled delay time
t_{fr}	Durchlassverzögerungszeit	forward recovery time
T_H	Kühlkörpertemperatur	heatsink temperature
t_p	Strompulsdauer (Sinusform)	current pulse duration (sinusoidal)
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_{op}	Betriebstemperatur	operating temperature
t_W	Stromflusszeit (Trapezform)	current pulse duration (trapezoidal)
V_A	Ausgangsspannung	output voltage
$V_{(Bo)}$	Kippspannung	forward breakover voltage
$V_{(Bo)o}$	Nullkippspannung	forward breakover voltage, gate open
V_D	Vorwärts-Sperrspannung (Augenblickswert)	forward off-state voltage (instantaneous value)
V_{DM}	Vorwärts-Sperrspannung (Spitzenwert)	forward off-state voltage (peak value)
$V_D\ (DC)$	Vorwärts-Gleichsperrspannung	forward DC off-state voltage
V_{DRM}	höchstzulässige periodische Vorwärts-Spitzensperrspannung	maximum permissible repetitive peak forward off-state voltage
V_{DSM}	höchstzulässige Vorwärts-Stoßspitzensperrspannung	maximum permissible non-repetitive peak forward off-state voltage
V_G	Steuerspannung	gate voltage
V_{GD}	nicht zündende Steuerspannung	gate non trigger voltage
V_{GT}	Zündspannung	gate trigger voltage
V_{FRM}	Durchlassverzögerungsspannung	forward recovery voltage
V_{ISOL}	Isolations-Prüfspannung	insulation test voltage
V_L	Steuergenerator-Leerlaufspannung	no-load voltage of trigger pulse generator
V_R	Rückwärts-Sperrspannung (Augenblickswert)	reverse voltage (instantaneous value)
V_{RM}	Rückwärts-Sperrspannung (Spitzenwert)	reverse voltage (peak value)
$V_R\ (DC)$	Rückwärts-Gleichsperrspannung	reverse DC voltage
V_{RM}	Rückwärts-Sperrspannung (Spitzenwert)	reverse voltage (peak value)
V_{RRM}	Höchstzulässige periodische Rückwärts-Sperrspannung	maximum permissible repetitive peak reverse voltage
V_{RSM}	höchstzulässige Rückwärts-Stoßspitzensperrspannung	maximum permissible non-repetitive peak reverse voltage
V_T/V_F	Durchlassspannung Thyristor/Diode (Augenblickswert)	on-state voltage thyristor/diode (instantaneous value)
$V_{(To)}$	Schleusenspannung	threshold voltage
dv_D/dt	Steilheit der Vorwärts-Spannung	rate of rise of forward off-state voltage
$(dv/dt)_{cr}$	kritische Spannungsteilheit	critical rate of rise of off-state voltage
V_L	Luftmenge	air quantity
V_W	Wassermenge	water quantity
W	Verlust-Energie	energy
W_{tot}	Gesamtenergie	total energy
$Z_{(th)CA}$	Transienter äußerer Wärmewiderstand	transient thermal impedance, case to coolant
$Z_{(th)JA}$	Transienter Gesamtwärmewiderstand	transient thermal impedance, junction to coolant
$Z_{(th)JC}$	Transienter innerer Wärmewiderstand	transient thermal impedance, junction to case
θ	Stromflusswinkel	current conduction angle

A2. Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1	Schematischer Aufbau einer Diode	6
Abbildung 2	Kennlinien einer Diode	6
Abbildung 3	Schematischer Aufbau eines Thyristors	7
Abbildung 4	Kennlinien eines Thyristors	7
Abbildung 5	Bezeichnung der Anschlüsse	9
Abbildung 6	Prinzipielle Bauformen von Druckkontaktbauelementen	10
Abbildung 7	Typische Abhängigkeit des auf $I_D \cdot R(V_{DRM,RRM} \cdot T_{vj \max})$ normierten Sperrstrom $i_D \cdot R(V_{DRM,RRM})$ von der auf $T_{vj \max}$ normierten Sperrschichttemperatur T_{vj}	12
Abbildung 8	Definition der Sperrspannungsbelastungen	12
Abbildung 9	Typische Abhängigkeit des auf $T_{vj}=25^\circ\text{C}$ normierten Einraststromes I_L und Haltestromes I_H von der Sperrschichttemperatur T_{vj}	14
Abbildung 10	Beispiel einer Durchlasskennlinie und der dazugehörigen Ersatzgerade	15
Abbildung 11	Typische Abhängigkeit des Grenzstromes $I_{T(OV)M}$, $I_{F(OV)M}$ (im Verhältnis zum Stoßstrom I_{TSM} bzw. I_{FSM} für 10 ms und $T_{vj \max}$) von der Anzahl für eine Folge von Sinushalbschwingungen bei 50Hz. Parameter: Rückwärtssperrspannung V_{RM}	16
Abbildung 12	Typische Abhängigkeit des Grenzstromes $I_{T(OV)M}$, $I_{F(OV)M}$ (im Verhältnis zum Stoßstrom I_{TSM} bzw. I_{FSM} für 10 ms und $T_{vj \max}$) von der Zeit t für eine Folge von Sinushalbschwingungen bei 50Hz. Parameter: Rückwärtssperrspannung V_{RM}	17
Abbildung 13	Typische Abhängigkeit des auf $\int i^2 dt$ (10ms) normierten Grenzlastintegrals $\int i^2 dt$ von der Halbschwingungsdauer t_p	17
Abbildung 14	Beispiel einer Steuercharakteristik $v_G = f(i_G)$ mit Zündbereichen für $V_D = 12 \text{ V}$	20
Abbildung 15	Prinzipschaltung eines Steuergenerators für Thyristoren	21
Abbildung 16	LTT mit Lichtwellenleiter	21
Abbildung 17	Laserdiode SPL PL 90 typ. Abhängigkeit der Lichtleistung vom Steuerstrom	22
Abbildung 18	Empfohlener Strompuls für Laserdiode SPL PL 90	23
Abbildung 19	Sichere Übersteuerung des Zündstroms	24
Abbildung 20	Schematische Darstellung eines Einschaltvorgangs von Dioden	24
Abbildung 21	Schematische Darstellung des Einschaltvorgangs von Thyristoren	25
Abbildung 22	Typische Abhängigkeit der Zündverzugszeit t_{gd} und dem maximalen Steuerstrom i_{GM}	26
Abbildung 23	Schematische Darstellung des Ausschaltvorgangs von Thyristoren und Dioden	28
Abbildung 24	Typische T_{vj} -Abhängigkeit der auf $Q_r(T_{vj \max})$ normierten Sperrverzögerungsladung Q_r	28
Abbildung 25	Typische di/dt -Abhängigkeit der auf $Q_r(di/dt=10\text{A}/\mu\text{s})$ normierten Sperrverzögerungsladung Q_r	28
Abbildung 26	Typische T_{vj} -Abhängigkeit der auf $I_{RM}(T_{vj \max})$ normierten Rückstromspitze I_{RM}	29
Abbildung 27	Typische di/dt -Abhängigkeit der auf $I_{RM}(di/dt=10/\mu\text{s})$ normierten Rückstromspitze I_{RM}	29
Abbildung 28	Schematische Darstellung zum Ausschaltverhalten eines Thyristors	31
Abbildung 29	Typische Abhängigkeit der auf $T_{vj \max}$ normierten Freiruhezeit t_q von der Sperrschichttemperatur T_{vj}	31
Abbildung 30	Typische Abhängigkeit der $-di_T/dt_{\text{norm}}$ normierten Freiruhezeit t_q von der Abkommutierungssteilheit $-di_T/dt$	32
Abbildung 31	Typische Abhängigkeit der auf $dv_D/dt = 20\text{V}/\mu\text{s}$ normierten Freiruhezeit t_q von der Spannungssteilheit dv_D/dt	32
Abbildung 32	Thermisches Ersatzschaltbild für Dioden und Thyristoren	36
Abbildung 33	Beispiel für v_T/v_F -Klassen Definition	42
Abbildung 34	Stromfehlverteilung infolge unterschiedlicher Durchlassspannungen bei Parallelschaltung	43
Abbildung 35	Spannungsfehlverteilung infolge unterschiedlicher Sperrströme bei Reihenschaltung	44
Abbildung 36	Spannungsfehlverteilung infolge unterschiedlichen Ausschaltverhaltens	45
Abbildung 37	Prinzipielle Darstellung der Safe Operation Area (SOA) eines für Pulsed Power optimierten Thyristors für einzelne sinusförmige Strompulse	46

Abbildung 38 Thyristorschalter mit Freilaufkreis am Kondensator	47
Abbildung 39 Thyristorschalter mit Freilaufkreis an der Last	48
Abbildung 40 Strom- und Spannungsverlauf am Thyristor	48
Abbildung 41 Beispiele für erweiterte RC-Beschaltungen für Thyristoren	51
Abbildung 42 Eingangsbeschaltung für Wechselstromumrichter	52
Abbildung 43 Berechnung der Ströme in einer Stellerschaltung	53
Abbildung 44 Summenbeschaltung auf der Wechselstromseite eines gesteuerten Gleichrichters	53
Abbildung 45 Zusätzliche Schutzmöglichkeiten gegen energiereiche Überspannungen	56
Abbildung 46 Abschaltcharakteristik superflinker Sicherungen	58
Abbildung 47 Schematischer Verlauf des Einschaltstroms von Thyristoren mit verschiedenen Vorinduktivitäten	60
Abbildung 48 Beispiel zur Beschaltung der Steuerstrecke von Thyristoren	61
Abbildung 49 Typische Spannvorrichtungen für Scheibenzellen	63
Abbildung 50 Typischer Aufbau mit Spannvorrichtung V176 für Scheibenzellen	63
Abbildung 51 Typische Abhängigkeit des R_{thJC} von der Anpresskraft F	65

A3. Tabellenverzeichnis

Tabelle 1 Formfaktoren für Phasenanschnittbedingungen	34
Tabelle 2 RC-Reihenglieder zur Einzelbeschaltung bei Netzanwendungen	50
Tabelle 3 Ersatzgrößen zu Stromrichterschaltungen	50
Tabelle 4 Komponenten für Summenbeschaltung auf der Wechselstromseite einer gesteuerten Drehstrombrücke	54
Tabelle 5 Ermittlung von Zweig- und Strangströmen	58

A4. Nutzungsbedingungen

Die in dieser technischen Information enthaltenen Daten sind ausschließlich für technisch geschultes Fachpersonal bestimmt. Die Beurteilung der Geeignetheit der Produkte für die von Ihnen anvisierte Anwendung sowie die Beurteilung der Vollständigkeit der bereitgestellten Produktdaten für diese Anwendung obliegt Ihnen bzw. Ihren technischen Abteilungen.

Garantien jeglicher Art werden für das Produkt und dessen Eigenschaften keinesfalls übernommen.

Sollten Sie von uns Produktinformationen benötigen, die über den Inhalt dieser Technischen Information hinausgehen und insbesondere eine spezifische Verwendung und den Einsatz der Produkte betreffen, setzen Sie sich bitte mit dem für Sie zuständigen Vertriebsbüro in Verbindung (siehe www.infneon.com, Vertrieb&Kontakt). Für Interessenten halten wir Produkt Datenblätter und Application Notes bereit.

Aufgrund der technischen Anforderungen könnten unsere Produkte gesundheits-gefährdende Substanzen enthalten. Bei Rückfragen zu den in diesem Produkt jeweils enthaltenen Substanzen setzen Sie sich bitte ebenfalls mit dem für Sie zuständigen Vertriebsbüro in Verbindung.

Sollten Sie beabsichtigen, die Produkte in Anwendungen der Luftfahrt, in gesundheits- oder lebensgefährdenden oder lebenserhaltenden Anwendungsbereichen einzusetzen, bitten wir um Mitteilung.

Wir weisen darauf hin, dass wir für diese Fälle

- die gemeinsame Durchführung eines Risiko- und Qualitätsassessments;
- den Abschluss von speziellen Qualitätssicherungsvereinbarungen;
- die gemeinsame Einführung von Maßnahmen zu einer laufenden Produktbeobachtung dringend empfehlen und gegebenenfalls die Belieferung von der Umsetzung solcher Maßnahmen abhängig machen.

Soweit erforderlich, bitten wir Sie, entsprechende Hinweise an Ihre Kunden zu geben.

Inhaltliche Änderungen dieser technischen Information bleiben vorbehalten.

Notes

This image shows a single sheet of white paper with horizontal blue ruling lines. The lines are evenly spaced and run across the width of the page. There are no margins, text, or other markings on the paper.



600A/9,5kV Thyristor Technologie für Sanft-Anlasser und Stromversorgungen

Dieser 9,5kV Thyristor ist ausgelegt und entwickelt für die besonderen Anforderungen in Sanft-Anlasser-Anwendungen so wie Stromversorgungen für Mittelspannungsnetze. Bei diesen Anwendungen ist die Serienschaltung von mehreren Thyristoren erforderlich. Sie wurden optimiert für eine möglichst gleichmäßige Spannungaufteilung unter allen Betriebszuständen.

Die Bauelemente sind für eine hohe Stoßstromfestigkeit ausgelegt. Um eine enge Streuung der dynamischen Parameter sicher zu stellen und damit kostenoptimierte Schaltungen (möglichst wenige Thyristoren in Serie erforderlich) entwickeln zu können, kommen für diese Thyristoren ausschließlich neueste Herstellungs-Prozesse zum Einsatz.

Natürlich sind diese Thyristoren auch bestens geeignet für All-Zweck-Netzgleichrichter-Anwendungen, wie zum Beispiel für Stromversorgungen und elektrische Antriebssteuerungen.

Ask Infineon. Get connected with the answers.

Where you need it. When you need it.

Infineon offers its toll-free 0800/4001 service hotline as one central number, available 24/7 in English, Mandarin and German.

Our global connection service goes way beyond standard switchboard services by offering qualified support on the phone. Call us!

- Germany 0800 951 951 951 (German/English)
- China, mainland 4001 200 951 (Mandarin/English)
- India 000 800 4402 951 (English)
- USA 1-866 951 9519 (English/German)
- Other countries 00* 800 951 951 951 (English/German)
- Direct access +49 89 234-0 (interconnection fee, German/English)

* Please note: Some countries may require you to dial a code other than "00" to access this international number, please visit www.infineon.com/service for your country!

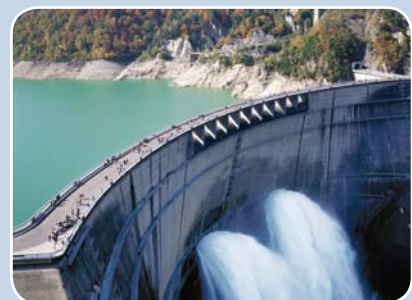
Where to Buy

Infineon Distribution Partners and Sales Offices

Please use our location finder to get in contact with your nearest Infineon distributor or sales office.

www.infineon.com/WhereToBuy
www.ifbip-shop.com

Infineon Technologies Bipolar GmbH & Co. KG ...for energy efficiency!



Published by
Infineon Technologies Bipolar GmbH & Co. KG
Max-Planck-Str. 5
59581 Warstein
Tel. +49 (0) 2902 98 99-0
Fax +49 (0) 2902 98 99-2482

© 2012 Infineon Technologies Bipolar GmbH & Co. KG.
All Rights Reserved.

Visit us:
www.ifbip.com · www.ifbip-shop.com

Order Number: B157-H9717-X-X-7400
Date: 04 / 2012

ATTENTION PLEASE!

The information given in this document shall in no event be regarded as a guarantee of conditions or characteristics ("Beschaffenheitsgarantie"). With respect to any examples or hints given herein, any typical values stated herein and/or any information regarding the application of the device, Infineon Technologies hereby disclaims any and all warranties and liabilities of any kind, including without limitation warranties of non-infringement of intellectual property rights of any third party.

INFORMATION

For further information on technology, delivery terms and conditions and prices please contact your nearest Infineon Technologies Office (www.infineon.com).

WARNINGS

Due to technical requirements components may contain dangerous substances. For information on the types in question please contact your nearest Infineon Technologies Office. Infineon Technologies Components may only be used in life-support devices or systems with the express written approval of Infineon Technologies, if a failure of such components can reasonably be expected to cause the failure of that life-support device or system, or to affect the safety or effectiveness of that device or system. Life support devices or systems are intended to be implanted in the human body, or to support and/or maintain and sustain and/or protect human life. If they fail, it is reasonable to assume that the health of the user or other persons may be endangered.